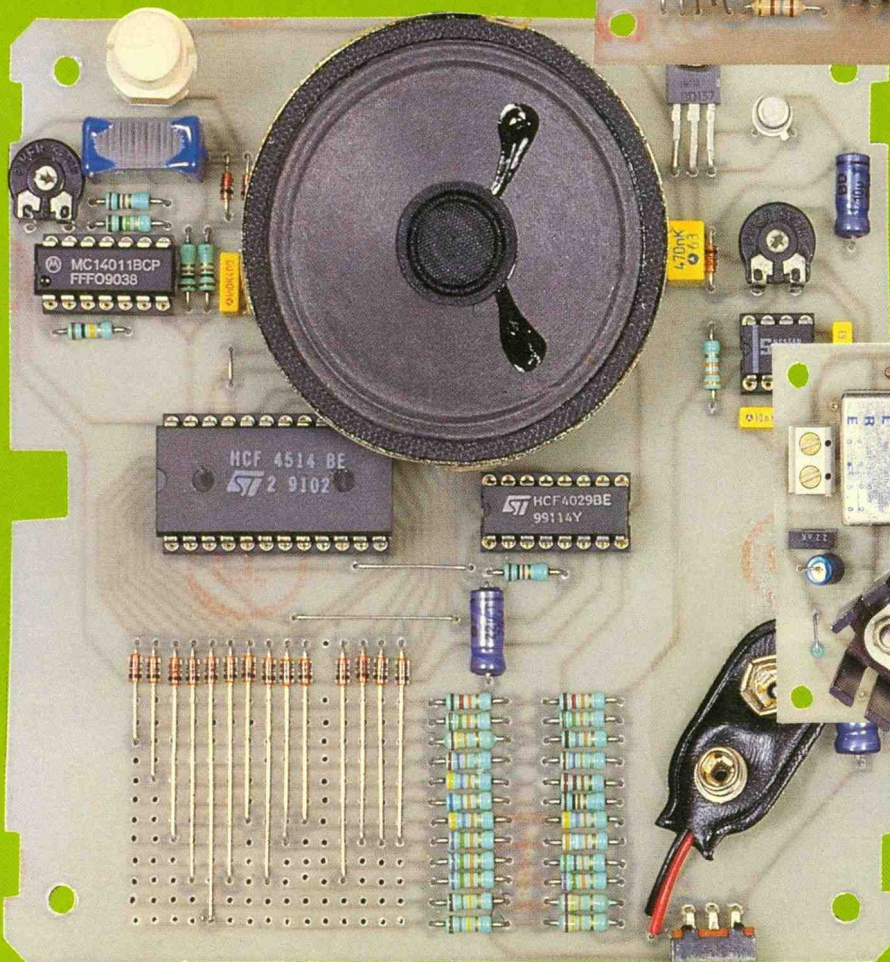
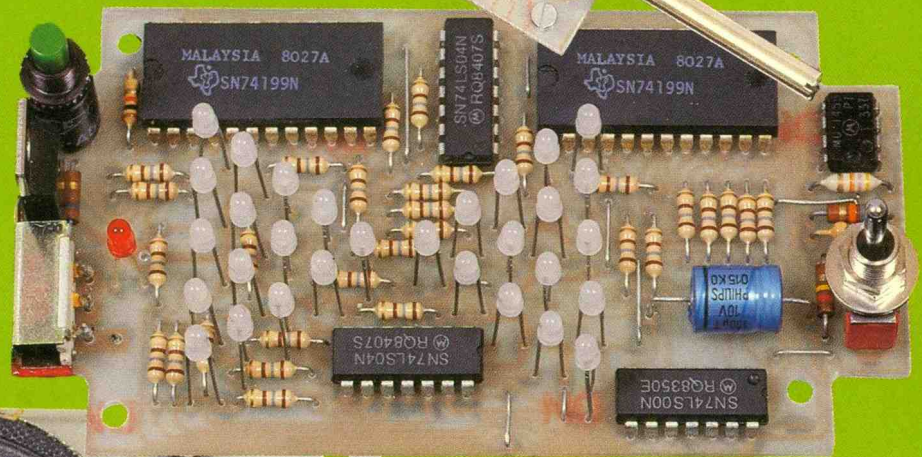


# ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMERO 160 - JUIN 1992 - I.S.S.N. 0243 4911 MJD

ALIMENTATION A DECOUPAGE  
JINGLE PROGRAMMABLE  
CHRONOMETRE A QUARTZ  
SABLIER ELECTRONIQUE  
BANC TEST AUDIO  
MULTIMETRES FLUKE  
GENERATEUR DE  
FREQUENCES, ETC...



BELGIQUE : 158 FB - LUXEMBOURG : 158 FL - SUISSE : 6,20 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4,25

T2437 - 160 - 24,00 F



# ELECTRONIQUE PRATIQUE

ADMINISTRATION-REDACTION-VENTES :  
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

Société anonyme au capital de 350 880 F.  
2 à 12, rue Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.  
Tél. : 42.00.33.05 - Fax : 42.41.89.40  
Télex PGV 220 409 F

Directeur de la publication : Jean-Pierre VENTILLARD  
Directeur honoraire : Henri FIGHIERA  
Rédacteur en chef : Bernard FIGHIERA  
Secrétaire de rédaction : Philippe BAJCIK  
Maquettes : Jacqueline BRUCE

Avec la participation de  
G. Isabel, C. Moncorger, B. Bouchotte, J.M. Scianguola,  
R. Knoerr, C. Pierron, J. Cerf, A. Garrigou.  
La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute  
responsabilité quant aux opinions formulées dans les  
articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs.

PUBLICITE-PROMOTION : 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  
Secrétaire : Karine JEUFRALUT  
Marketing : Jean-Louis PARBOT  
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.

Titre P.R.E.S. donné en location-gérance  
à la SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION  
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 22).

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.  
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  
2,50 F et la dernière bande.

Aucun règlement en timbre poste.  
Forfait 1 à 10 photocopies : 30 F.

N° 160  
JUN 1992

## SOMMAIRE

Revue Pdf

### REALISEZ VOUS-MEME

Testeur de continuité	29	3
Alimentation à découpage	32	4
Voltmètre 1 000 V	37	9
Régulateur de charge	42	13
Chronomètre à quartz	47	18
Générateur de fréquences	56	26
Banc test audio	65	30
Jingle programmable	79	43
Alimentation pour canton	95	58
Sablier	101	61

### EN KIT

Serrures codées KEMO	88	51
Centrale d'alarme programmable TSM	105	65

### PRATIQUE ET INITIATION

Fiche technique : SLB 0586	85	49
Multimètres FLUKE	91	54
Fiches à découper	99	*
Le TDA 7020T	111	70

### DIVERS

Courrier	115	74
ENCART EDUCATEL	59-60-61-62	—

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

FICHE TECHN

CONFORT

AUTO

JEUX

MODELISME

MESURES

HIFI

GADGETS

INITIATION



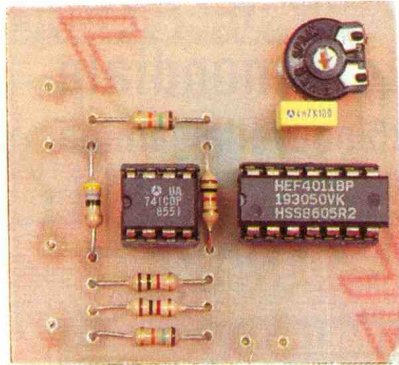
« Le précédent  
numéro  
a été tiré  
à 75 000 ex. »



# TESTEUR DE CONTINUITÉ



Il est très fréquent en électronique d'avoir à tester les pistes de cuivre d'un circuit à la recherche d'une coupure ou autre court-circuit. Il peut arriver également que l'on soit amené à retrouver le brochage d'un relais, d'un connecteur ou la continuité d'un câble multibrin.

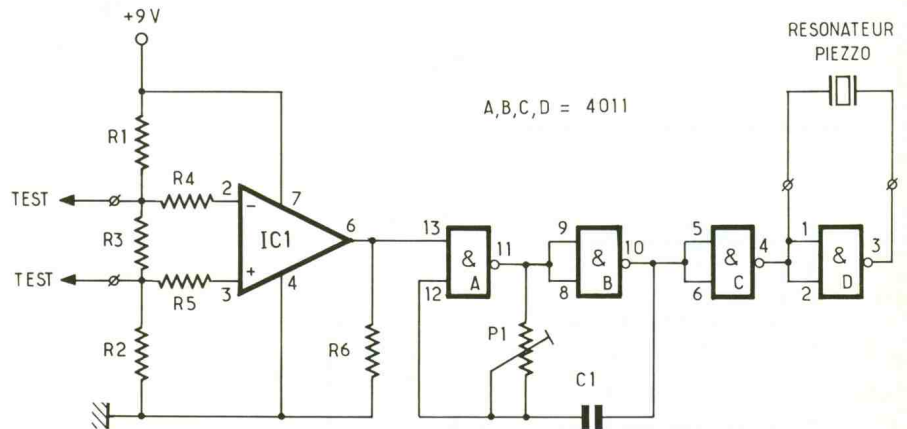


## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

$R_1, R_2$  : 15 k $\Omega$  (marron, vert, orange)  
 $R_3$  : 10 à 100  $\Omega$   
 $R_4, R_5$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)  
 $R_6$  : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)  
 $P_1$  : 470 k $\Omega$  ajustables  
 $C_1$  : 4,7 nF  
 $IC_1$  :  $\mu A$  741 DIL 8  
 $IC_2$  : CMOS 4011

## PRINCIPE DU MONTAGE

Sur une carte électronique déjà équipée de composants, le test de continuité est plus délicat, car faussé par les diverses résistances ou semi-conducteurs. En outre, certains éléments fragiles n'apprécient guère d'être testés sous tension. Notre mini-testeur peut régler tous vos problèmes, car sa sensibilité est telle qu'il ne réagira qu'en présence d'une résistance de passage très faible, à savoir moins de 10  $\Omega$  sur la maquette.



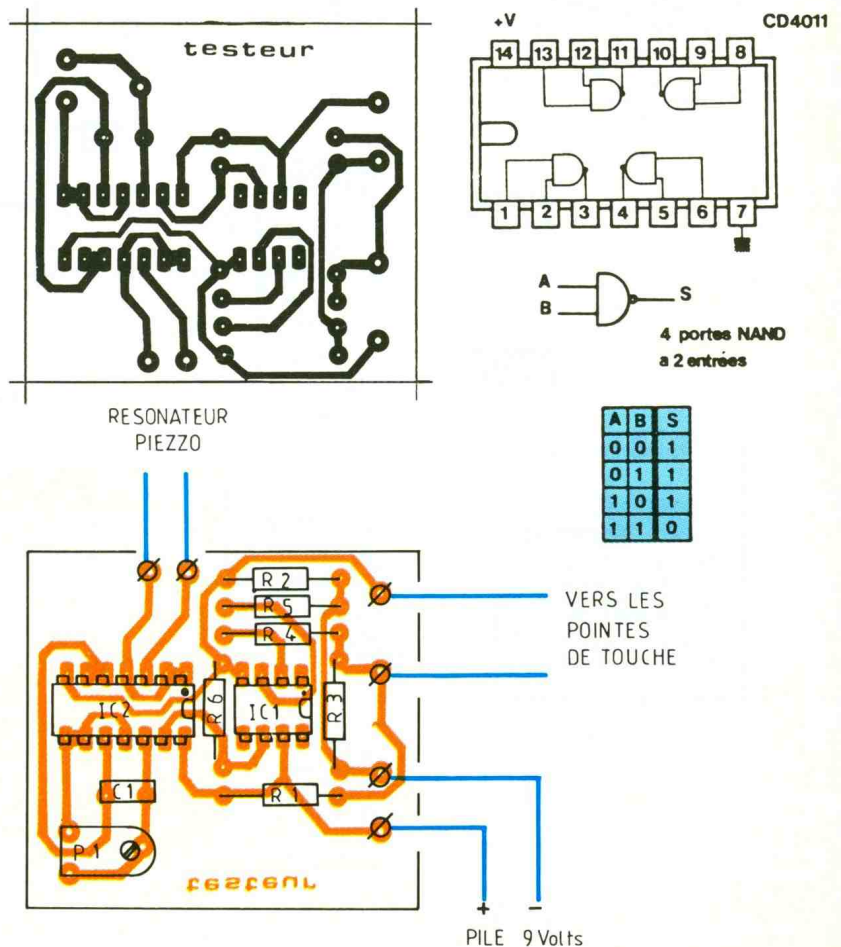
1 Le schéma de principe du testeur.

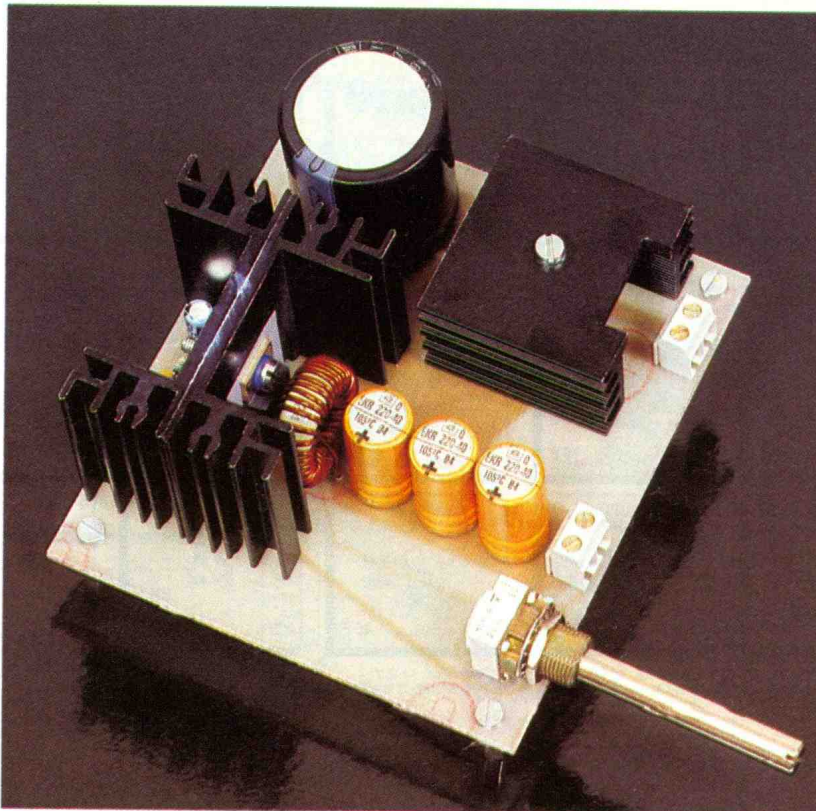
2/3 Dessin du circuit imprimé et implantation.

## ANALYSE DU SCHEMA ELECTRONIQUE

L'une des applications classiques de l'ampli OP est le montage comparateur : dans ce schéma précisément il amplifie fortement la différence de potentiel qui régné aux bornes des entrées e+ et e- (respectivement bornes 3 et 2). La résistance  $R_3$ , de très faible valeur, crée à ses bornes une faible chute de tension. Dans la mesure où l'entrée inverseuse e- est plus positive que l'entrée e+, la sortie 6 de l'ampli OP est basse, et est en outre forcée à la masse à travers la résistance  $R_6$ . De ce fait, l'oscillateur astable construit autour des portes NAND A et B est bloqué, et le résonateur piézo en sortie reste silencieux. En shuntant les fils reliés aux bornes de la résistance  $R_3$ , ou en les reliant par une résistance de très faible valeur, la sortie de l'ampli passe brutalement au niveau haut et valide l'oscillateur, dont la fréquence centrale sera réglée à l'aide de  $P_1$  aux alentours de 4 kHz pour un rendement maximal.

Guy ISABEL





## ALIMENTATION A DECOUPAGE



**Vous connaissez sans doute les avantages des alimentations à découpage : rendement élevé (supérieur à 70 %), d'où des économies dans le transformateur et dans les radiateurs, la possibilité de fournir des courants et des tensions élevés (de quelques volts à plusieurs centaines de volts et de l'ampère à plusieurs centaines d'ampères), d'obtenir une tension supérieure (STEP UP) ou inférieure (STEP DOWN) à la tension d'entrée, ou bien de polarité inverse (INVERSE).**

Les inconvénients : il y en a bien sûr, le taux d'ondulation qui est plus élevé que sur les alimentations linéaires, il y a aussi des oscillations dues aux commutations rapides et un temps de réponse en charge plus long. Et l'inconvénient suprême est sans doute dû aux commutations rapides et le temps de réponse en charge est plus long. Et l'inconvénient suprême est sans doute pour beaucoup d'entre nous l'obtention de la self. Quel tore utilisé ? sa perméabilité ? sa grosseur ? le matériau ? Le nombre de tours est plus facile à déterminer, encore faut-il avoir sous la main un inductancemètre. Mais, rassurez-vous, nous verrons dans les prochains numéros des réalisations pratiques. Tout d'abord passons un peu à la théorie, concernant les alimentations dites STEP DOWN (la tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée).

### PRINCIPE DE L'ALIMENTATION A DECOUPAGE DITE « STEP DOWN »

La figure 1 montre le schéma simplifié de ce type d'alimentation. Le circuit fonctionne de la façon suivante :  $Q_1$  commute à la fréquence fixe  $f$  de l'oscillateur, les temps de conduction et de

blocage sont contrôlés par modulateur à largeur d'impulsion, qui, lui-même, reçoit les informations d'un amplificateur d'erreur chargé de la surveillance de la tension de sortie via un pont diviseur.

$V_0 = V_{réf} (1 + R_1/R_2)$  quand  $R_1 = 0$ ,  $V_0 = V_{réf}$

Ex. :  $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 6,2 \text{ k}\Omega$ ,  $V_0 = 12 \text{ V}$  ;

$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 9,1 \text{ k}\Omega$ ,  $V_0 = 15 \text{ V}$  ;

$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ ,  $V_0 = 18 \text{ V}$  ;

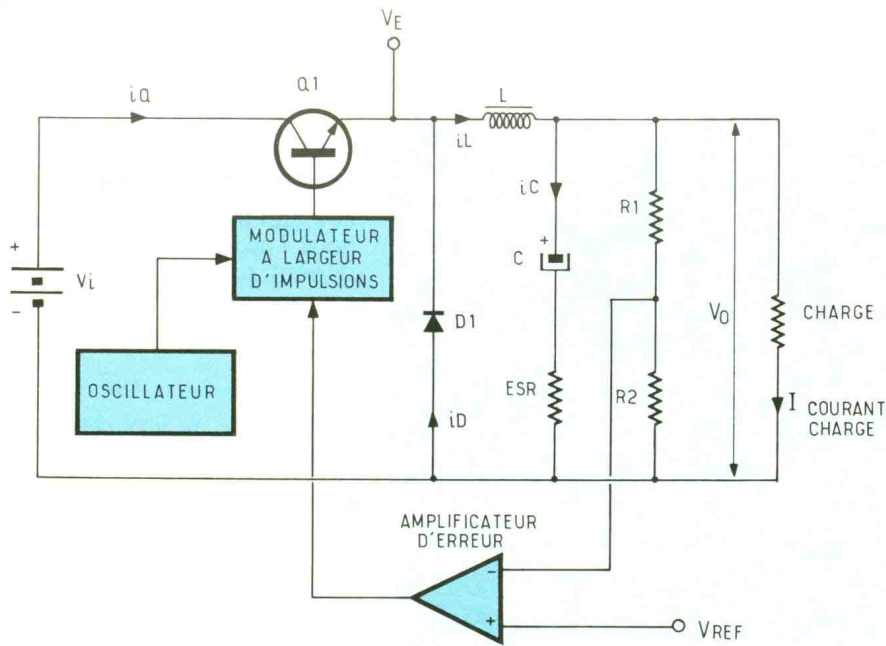
$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$ ,  $V_0 = 24 \text{ V}$ .

Quand  $Q_1$  est saturé, l'énergie absorbée sur l'entrée est transmise à la charge à travers la self  $L$ . La tension émetteur de  $Q_1$  ( $V_e$ ) est  $V_{in} - V_{sat}$  quand  $Q_1$  est conducteur et  $-V_f$  ( $V_f$  étant la chute de tension à travers  $D_1$ ) quand  $Q_1$  est bloqué. Durant cette seconde phase le courant circule à travers  $L$  et  $D_1$ . Car la self, s'opposant à toute variation rapide du courant, restitue l'énergie accumulée lorsque  $Q_1$  était conducteur. En conséquence, une tension carrée apparaît sur l'émetteur de  $Q_1$ , qui est filtrée par le réseau  $L, C, D$  et transformée en une valeur moyenne continue à travers  $C$ , donc à travers la charge. Le courant à travers  $L$  consiste en une composante continue  $I_{load}$  et une composante alternative de forme triangulaire  $i_L$ , due à la tension à travers  $L$ .

Les différentes courbes vont vous aider à mieux comprendre. Ces courbes sont à régime constant.

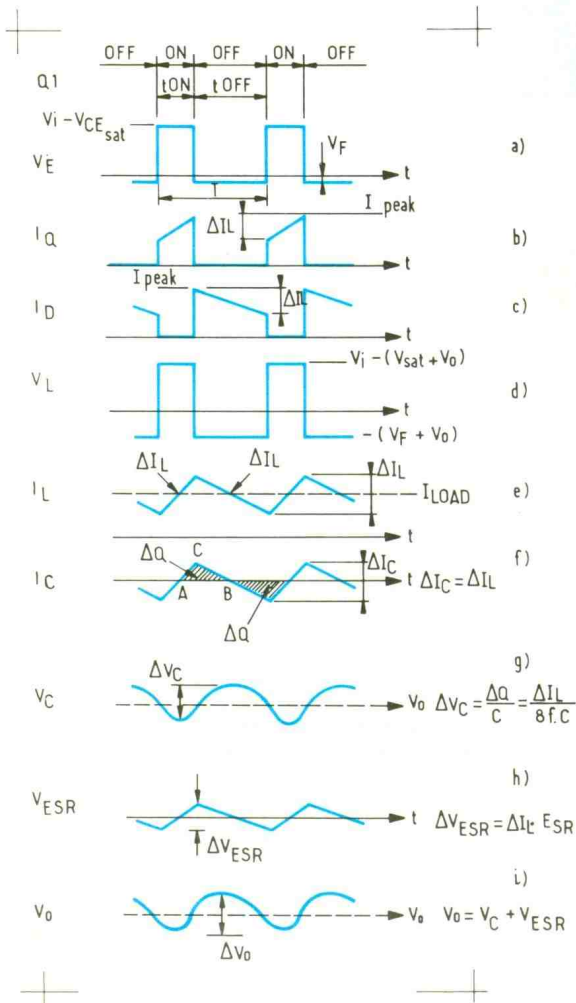
NOTA : nous avons négligé la résistance ohmique de la self.

La figure 2a indique la tension émetteur de  $Q$ . Les temps « ON » et OFF » sont régis par la relation suivante :  $V_0 = (V_{in} - V_{sat}) T_{on} / (T_{on} + T_{off})$ . La figure 2b montre le courant dans le transistor, la pente est due à la self. La figure 2c : il s'agit du courant dans la diode. La somme des courants qui circulent dans le transistor et la diode est le courant qui circule dans la self. La figure 2d : la tension aux bornes de la self. La figure 2e : le courant à travers la self. La valeur moyenne de  $i_L$  correspond au courant de charge. La figure 2f montre le courant à travers la capacité qui est la différence entre  $i_L$  et  $i_{load}$ . Le courant  $i_c$  à travers  $C$ , soit  $V_c$ , donne la tension d'on-



## 1 Le principe de l'alimentation à découpage.

## 2 La forme des signaux disponibles en différents points du montage.



duction (voir fig. 2g). La figure 2g est la tension aux bornes de C. Il s'agit de l'intégral d'un signal triangulaire.  $V_{c(t)}$  est en quadrature avec  $i_{c(t)}$ . La figure 2h : la tension due à la résistance série (ESR est la résistance série équivalente de la capacité). La figure 2i : l'ondulation sur la charge. La somme de  $V_c + V_{esr}$  (de l'ordre de quelques dizaines de millivolts). Plus la fréquence de l'alimentation est élevée plus  $V_{esr}$  devient dominant, d'où l'intérêt de choisir des capacités adaptées.

Nous allons maintenant faire connaissance avec trois références ST (SGS/Thomson) représentées à la figure 3. Ces produits ne sont pas spécialement récents, mais ils sont très pratiques pour réaliser des alimentations à découpage simples. Comme vous pouvez le constater sur les trois blocs diagrammes, l'architecture de ces trois circuits est la même. A l'exception du L296 qui comporte des fonctions supplémentaires, l'une appelée « crowbar » est utilisée pour détecter les surtensions en sortie. Ce circuit attaque un thyristor, sur  $V_0$  pour court-circuiter l'alimentation ou en entrée pour faire fondre un fusible. Si crowbar n'est pas utilisé, mettre la broche 1 à la masse et laisser la broche 15 non connectée.

L'autre fonction est appelée « reset », elle est surtout utilisée en

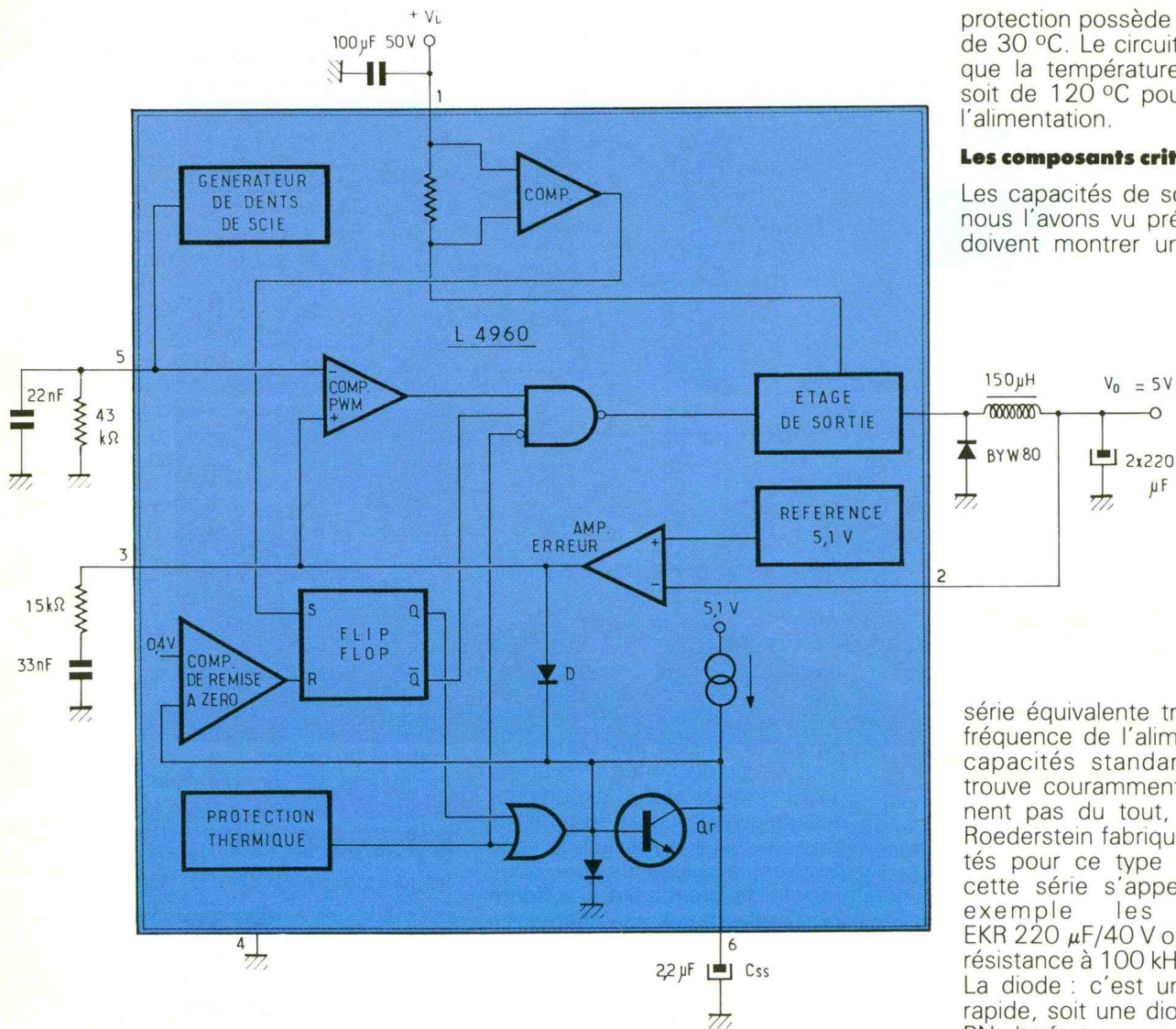
+ 5 V. Tant que la tension du L296 est inférieure à 4,75 V la sortie Reset est à zéro entre 4,75 et 5 V la sortie est à « un logique ». Reset sert donc à mettre en attente un microprocesseur quand la tension  $V_0$  n'est pas suffisante pour alimenter correctement le système. La capacité à la broche 13 sert à introduire un délai de façon à permettre à la tension  $V_0$  d'être stable. Si Reset n'est pas utilisé laisser les broches 12/13/14 non connectées. La broche 6 « Inhibited » sert à couper l'alimentation. Avec un niveau « 0 logique » le L296 fonctionne normalement avec un « 1 logique » l'alimentation est bloquée (sortie à zéro). Si cette fonction n'est pas utilisée mettre cette broche à la masse « 0 logique ».

La broche 4 disponible uniquement sur le L296P sert comme son nom l'indique à limiter le courant de sortie entre 1 et 4 A. Si on ne veut pas utiliser la limitation, laisser cette broche en l'air. Le réseau à la broche 9 sert à la stabilité du circuit.

Le réseau RC en parallèle à la broche 7/11 sert à fixer la fréquence de découpage, 2,2 nF/4,7 kΩ correspond à la fréquence de 100 kHz. Un ou plusieurs L296 peuvent être synchronisés à partir d'un autre L296/4960/4962, on installe donc un seul RC. C'est ce RC qui va commander les autres L296 en utilisant seulement la broche 7, la broche 11 n'est pas connectée. La synchronisation sert à éviter l'intermodulation entre circuits. La capacité à la broche 5 sert au démarrage progressif du circuit, elle permet de réduire le stress du démarrage et c'est cette capacité qui permet au circuit de supporter les courts-circuits, il ne faut jamais l'omettre. Ces circuits sont assez particuliers au niveau de la protection en court-circuit, car le courant de court-circuit est très faible (quelques dizaines de millampères) à l'inverse des régulateurs type 317/7800 où le courant de court-circuit est le courant maximal fourni par le circuit, d'où échauffement très fort. La broche 10 est utilisée pour la contre-réaction pour réguler la tension de sortie.

Performance générale de ces circuits :

Tension d'entrée max : 50 V  
Tension de sortie de 5,1 V à 40 V



protection possède un hystérésis de 30 °C. Le circuit attend donc que la température de jonction soit de 120 °C pour redémarrer l'alimentation.

#### Les composants critiques :

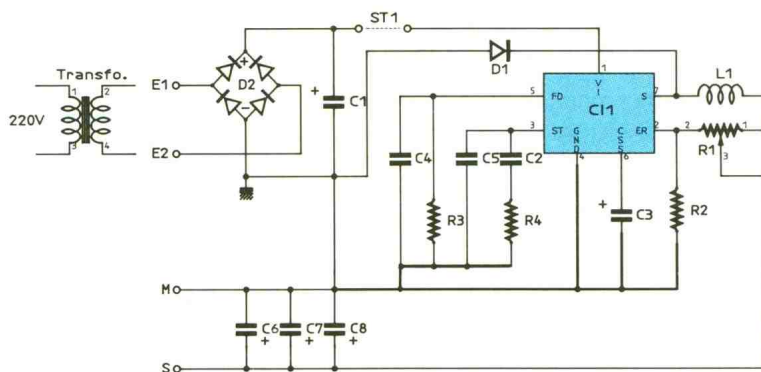
Les capacités de sortie, comme nous l'avons vu précédemment, doivent montrer une résistance

série équivalente très faible à la fréquence de l'alimentation. Les capacités standards que l'on trouve couramment ne conviennent pas du tout, par exemple Roederstein fabrique des capacités pour ce type d'application, cette série s'appelle EKR. Par exemple les capacités EKR 220 µF/40 V ont 100 mΩ de résistance à 100 kHz.

La diode : c'est une diode très rapide, soit une diode à jonction PN ultrafast avec un temps de recouvrement inférieure à 35 ns, ou mieux : utiliser une diode Schottky. Les diodes Schottky ont une chute de tension directe de moitié des diodes à jonction PN et en plus elles sont très rapides  $T_{rr} < 10$  ns.

La self : elle doit montrer une capacité à supporter un courant continu élevé sans saturation et présenter de faibles fuites de flux pour ne pas perturber l'environnement de l'alimentation. Pour le circuit imprimé, sa réalisation doit être bien pensée – comme nous allons le voir maintenant.

### 3/4 Synoptique du circuit L4960. Le schéma de principe définitif de notre alimentation.



L296 : 4 A boîtier multiwatt 15 broches  
L4960 : 2,5 A boîtier Heptawatt 7 broches  
L4962 : 1,5 A boîtier Power DIP 12 + 2 + 2  
Fréquence de fonctionnement de 20 à 200 kHz

La référence interne du circuit est de 5,1 V à 2 %.  
Tous ces circuits disposent d'une protection thermique. A 150 °C de température de jonction, la sortie est bloquée et pour éviter le système « blocage/fonctionnement » permanent, le circuit de

#### LE SCHEMA DE PRINCIPE SE TROUVE A LA FIGURE 4

Ce circuit est capable de réguler une charge de 5,1 V à 40 V au maximum sous 2,5 A. Nous ne reprendrons pas le principe de fonctionnement de ce type d'alimentation que nous avons déjà décrit.

Nous allons plutôt nous attarder sur le choix des composants, qui est très important et qui déterminera les qualités et performances de l'alimentation. Les capacités en tête de filtrage doivent être capables de fournir un courant pulsé (100 kHz), avec un fort courant d'ondulation plus important que le courant de charge. Nous avons donc mis un 4 700  $\mu\text{F}/63\text{ V}$  standard en parallèle avec un 470  $\mu\text{F}/63\text{ V}$  de type EKR. Les condensateurs série EKR présentent une faible résistance série à haute fréquence : 0,06  $\Omega$  à 100 kHz, et un courant d'ondulation de 1,7 A efficace à 85 °C de 10 à 100 kHz. Ce condensateur permet d'améliorer de 25 % le taux d'ondulation en sortie.

La diode  $D_1$  est une diode ultra-rapide type BYW 80 à jonction PN avec un temps de recouvrement inférieur à 35 ns ou, mieux une diode Schottky type MBR 1045. La diode Schottky présente une tension de seuil plus faible que les diodes à jonction PN (d'où une amélioration du rendement par réduction des pertes continues) ainsi qu'un temps de recouvrement inférieur à 10 ns.

Les condensateurs de sortie sont de série EKR. Nous en avons mis trois en parallèle pour réduire au minimum la résistance série. Les 220  $\mu\text{F}/40\text{ V}$  série EKR ont 0,13  $\Omega$  et 1 A efficace à 85 °C de 10 à 100 kHz. Il ne faut surtout pas utiliser des condensateurs standards, car le taux d'ondulation serait trop élevé. Dans notre application, nous obtenons 15 mV crête à crête sous 5,1 V et 1 A, 30 mV c/c sous 13,5 V et 2,5 A.

### REALISATION PRATIQUE

La self : le tore que nous avons utilisé est un tore « haut flux » de type mollypermalloy composé à 50 % de fer et à 50 % de nickel. La particularité de ce type de tore est d'avoir un entrefer distribué finement dans la masse, ce qui lui permet d'emmagasiner de fortes énergies sous un faible volume et de ne rayonner que très peu. Pour bobiner, utiliser de 1 m à 1,20 m de fil émaillé 8/10, et exécuter de façon serrée quarante-cinq tours. Gratter le vernis aux extrémités pour pouvoir souder sur le circuit imprimé.

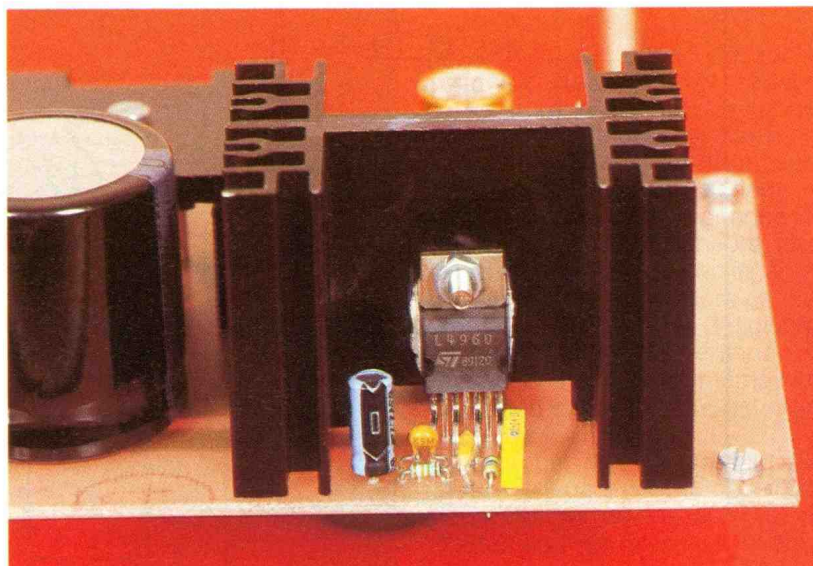
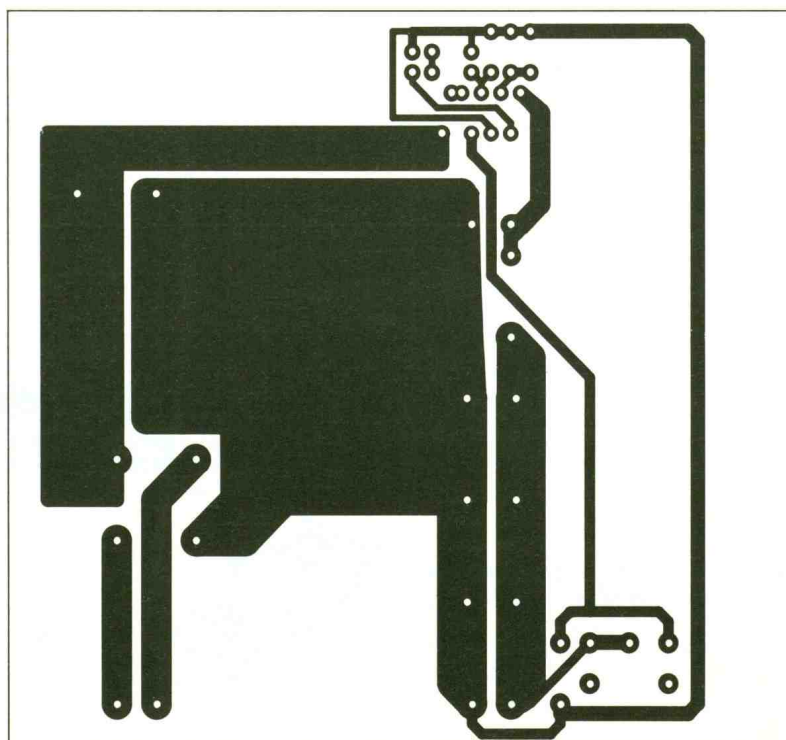


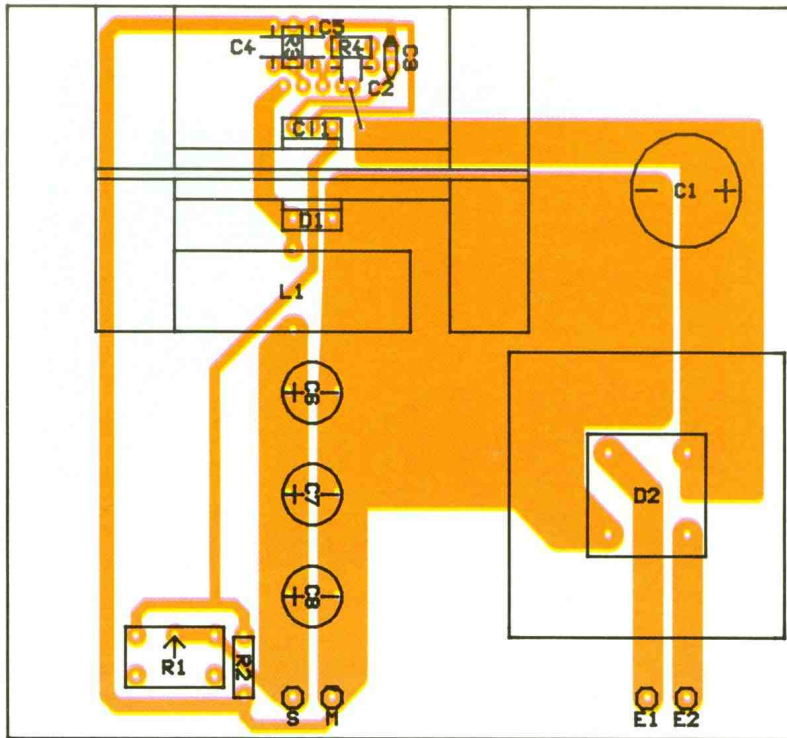
Photo 2. – Le radiateur s'impose pour une utilisation optimale de l'alimentation.

Pour le circuit imprimé de la figure 5, voici quelques conseils : il faut réduire au minimum la longueur des pistes de façon à minimiser l'influence des inductances parasites. Il faut aussi que le courant de recirculation de la diode soit le plus proche de la broche 2 du L4960. Bien séparer bien la masse du circuit de puissance de la masse du circuit de commande.

L'implantation des composants se trouve sur la figure 6. Le câblage proprement dit : commencer par installer le strap. Souder la totalité des composants situés du côté du L4960. Monter l'ensemble radiateurs - L4960 - diode à part, mettre si possible de la graisse silicone aux différents contacts mécaniques. Placez dans l'ordre suivant, sur la vis de 20 mm, un canon isolant pour

## 5 Dessin du circuit imprimé.





## LISTE DES COMPOSANTS

### Résistances

$P_1/R_1$  : voir le tableau A  
 $R_2$  : 4,7 k $\Omega$  1/4 W (jaune, violet, rouge)  
 $R_3$  : 4,7 k $\Omega$  1/8 W (jaune, violet, rouge)  
 $R_4$  : 15 k $\Omega$  1/8 W (marron, vert, orange)

### Condensateurs

$C_1$  : 4 700  $\mu$ F/63 V radial  
 $C_2$  : 33 nF milfeuil 5,08  
 $C_3$  : 2,2  $\mu$ F/63 V radial  
 $C_4$  : 2,2  $\mu$ F milfeuil 5,08  
 $C_5$  : 390 pF céramique 5,08  
 $C_6, C_7, C_8$  : 220  $\mu$ F/40 V EKR radial

### Semi-conducteurs

$D_1$  : MBR 1045, ou BYW 80-200, ou similaire 7/10 A ultra-rapide  
 $D_2$  : pont de diodes 4 A/200 V

### Divers

$C11 = L4960$   
 $DI1, DI2$  : radiateur type ML 33 ou similaire  
 $DI3$  : radiateur type ML 24 ou similaire  
 $B_1$  : bornier 2 plots 5,08  
 $B_2$  : bornier 3 plots 5,08  
 $L_1$  : 150  $\mu$ H, tore référence 58206 A2MPP, 45 tours fil émaillé 8/10

## 6 Implantation des composants.

TO 220, la diode, le mica pour TO 220, le premier radiateur ailettes tournées vers la diode, le second radiateur ailettes à l'opposé, le L4960 et l'écrou. Bien serrer tout en alignant les broches du L4960 et de la diode. Souder ensuite cet ensemble en le plaquant bien sur le circuit imprimé. Le pont de redressement est à monter aussi sur un radiateur. Souder ensuite tous les autres éléments.

Pour régler la tension de sortie, on peut utiliser un potentiomètre, un ajustable ou mettre une résistance fixe.

$R_1 = R_2 (V_0/V_{réf} - 1)$  avec  $V_{réf} = 5,1$  V et  $R_2 = 4,7$  k $\Omega$ , voir tableau A dans la liste des composants-nomenclature.

Choix du transformateur : le rendement global de l'alimentation est supérieur à 70 %, cela sur pratiquement toute l'étendue de la tension et du courant de sortie, le transformateur devra fournir une puissance supérieure de 30 % à la puissance utilisée en sortie.

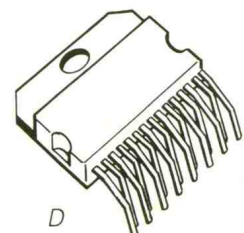
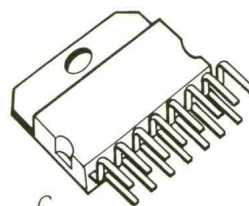
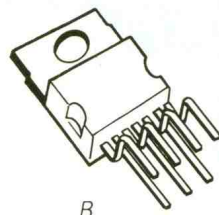
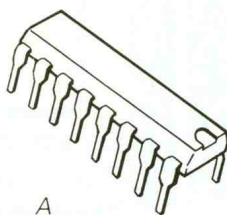
Exemple : pour  $V_0 = 15$  V/2,5 A, soit 37,5 W, les pertes seront de 11 W environ, la puissance fournie par le transformateur sera de 48,5 W. On prendra donc un transformateur de 2  $\times$  18 V ou 2  $\times$  20 V/50 VA. Prendre une tension de sortie du transformateur supérieure à la tension régulée en sortie d'alimentation.

M.C.

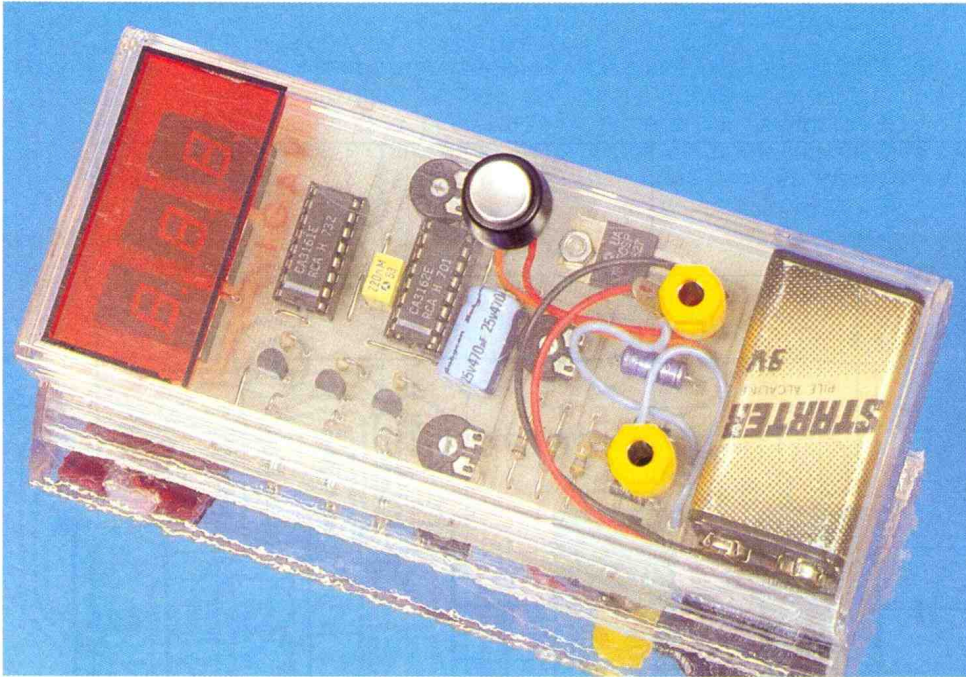
Tableau A	
$P_1 = 10$ kA	$V_0 = 5,1$ V à 15 V
$P_1 = 22$ kA	$V_0 = 5,1$ V à 28 V
$R_1 = 0$	$V_0 = 5,1$ V
$R_1 = 6,2$ k $\Omega$	$V_0 = 12$ V
$R_1 = 9,1$ k $\Omega$	$V_0 = 15$ V
$R_1 = 12$ k $\Omega$	$V_0 = 18$ V
$R_1 = 18$ k $\Omega$	$V_0 = 24$ V

## BOITIERS DE PUISSANCE

Quatre modèles permettent, selon l'usage, de dissiper la chaleur produite lors de l'utilisation d'une alimentation à découpage. Les types B, C et D peuvent être directement plaqués sur le radiateur avec un isolant mica et la graisse silicone.







## UN VOLTMETRE DIGITAL DE 0 A 1 000 V



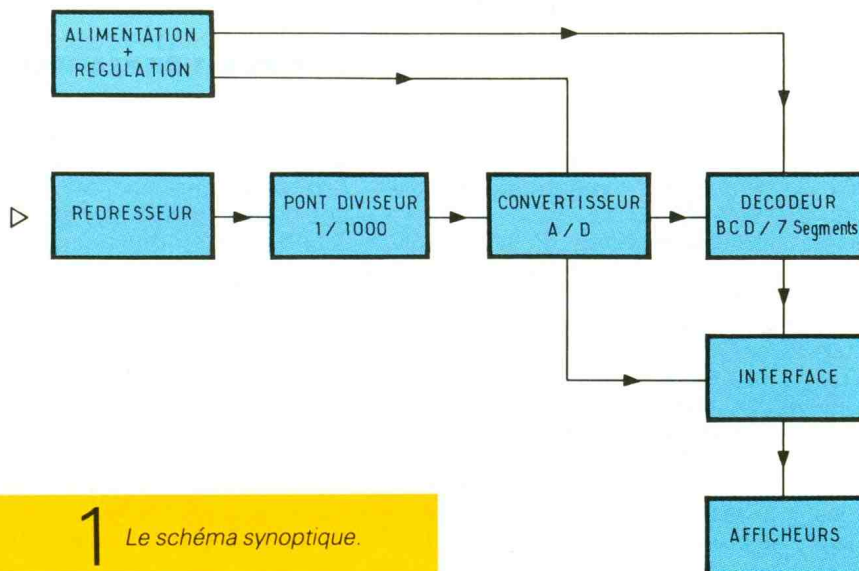
**A l'aide d'une poignée de composants seulement, il est possible de construire un voltmètre digital compact, d'une bonne précision, aussi bien sur le réseau alternatif qu'en courant continu, le tout sans aucune manipulation ni changement de calibre.**

### A - LE CIRCUIT CA 3162 E

Ce composant, archiclassique désormais, est un convertisseur analogique-digital, dont le rôle est de « convertir » une faible tension continue à son entrée en un code binaire sur 4 bits en sortie. Il permet donc, pour un prix de revient raisonnable, de construire un voltmètre à trois chiffres, dont la gamme de mesure ne dépend plus que de l'étage adaptateur que l'on aura prévu à son entrée, car le circuit 3162 ne peut accepter une tension supérieure à 999 mV. Ce circuit est disponible en boîtier plastique avec 16 broches utiles (DIL 16) et sa tension nominale d'alimentation est de 5 V, ce qui le rend compatible avec des circuits intégrés de technologie TTL. Il s'agit donc d'un convertis-

seur A/D qui fonctionne sur le principe de la double rampe, mais dont nous ne développerons pas ici le principe de fonctionnement. Le cycle de mesure est déterminé par une horloge interne, qui, outre la fréquence de multiplexage des afficheurs, permet à l'utilisateur de choisir entre 4 et 96 cycles de mesure par seconde. L'affichage sur 3 digits de la valeur limite bien entendu la précision à  $\pm 1$  digit, même si la précision sur la mesure est meilleure que 0,1 %.

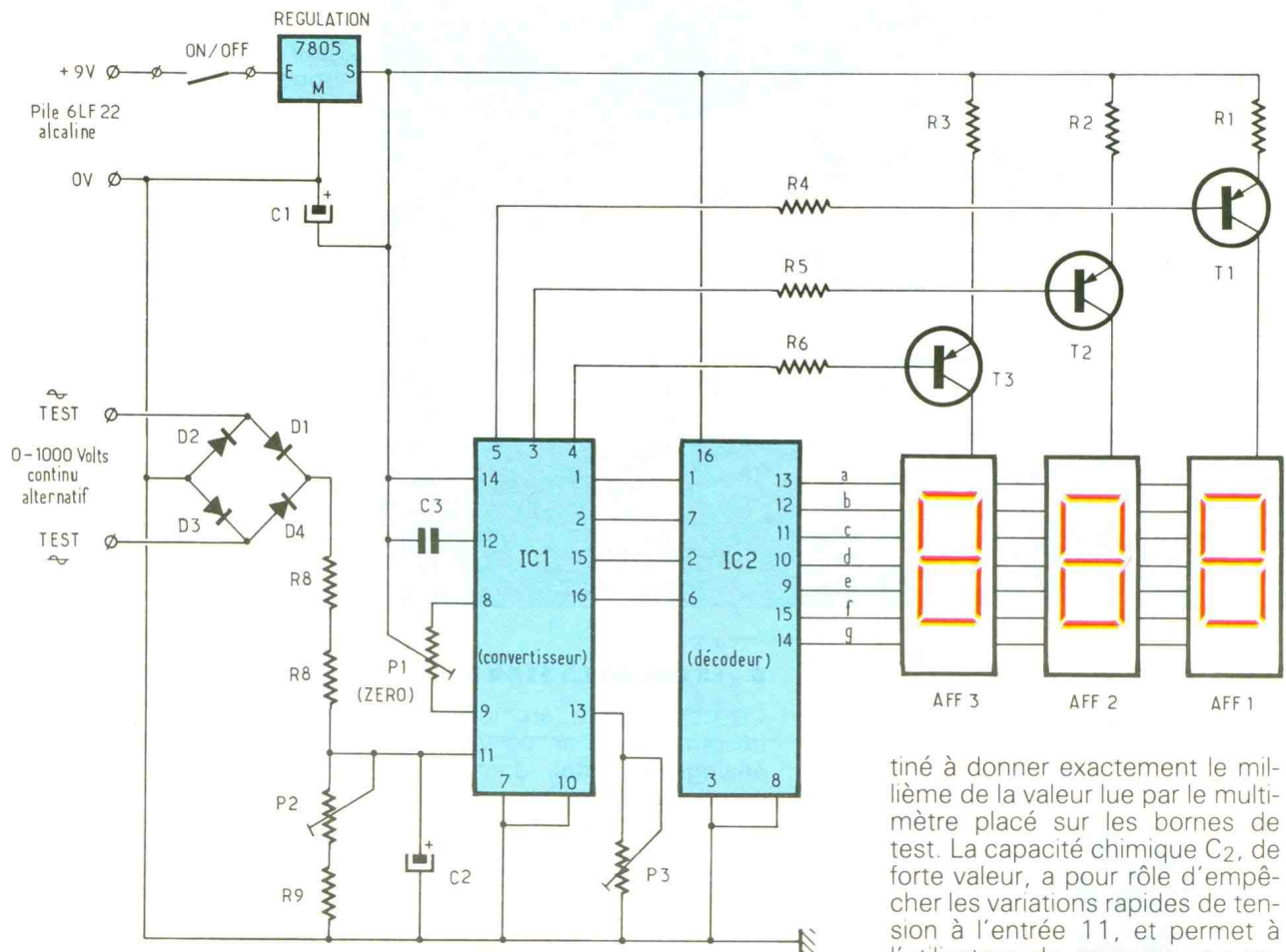
Ce circuit intégré sophistiqué possède également la possibilité intéressante de verrouillage de l'affichage en cours (fonction Data Hold). Il suffit pour ce faire de porter sa broche 6 à une tension de 2,5 V à l'aide d'un pont diviseur formé par deux résistances égales. Si cette même borne est reliée à la masse, on établit un taux d'échantillonnage à faible allure (4 Hz), alors que, reliée au plus de l'alimentation, on détermine la plus grande vitesse, soit 96 Hz. L'affichage étant multiplexé pour limiter la consommation, on dispose finalement de quatre broches affectées au code BCD et à trois autres bornes destinées à piloter alternativement les trois afficheurs par l'intermédiaire à chaque fois d'un transistor PNP. Le décodage se fait habituellement à l'aide d'un autre circuit intégré célèbre et souvent associé au précédent ; il porte la référence 3161 E. Il est capable de piloter **directement** les divers segments, puisqu'il comporte une limitation de courant interne. On parle ici de **codeur-driver**. Le classique décodeur TTL 7447 (éventuellement en version LS) est utilisable lui aussi, puisqu'il est compatible broche à broche avec le 3161 E, tout en possédant quelques possibilités supplémentaires, à savoir l'effacement possible des zéros non significatifs, et la borne lampe-test. La gestion du point décimal des afficheurs se fera extérieurement selon l'application souhaitée et la gamme de mesure.



1 Le schéma synoptique.

### B - ANALYSE DU SCHEMA ELECTRONIQUE

Il est donné à la figure 2 et reste très fidèle au schéma d'application proposé par les notices techniques. Notre appareil se devant d'être portable, une source autonome s'impose, et une petite pile



2 Le schéma de principe repose sur l'emploi d'un CA 3162 E pour la conversion A/D et du CA 3161 E pour l'affichage sur 3 digits.

9 V fera l'affaire, puisque le régulateur 7805 se charge de réduire et de stabiliser sa tension à une valeur de 5 V, comme l'exigent les circuits 3162 et 3161. Une fois n'est pas coutume, nous allons décortiquer le schéma en partant de la fin, c'est-à-dire l'affichage qui utilise trois pavés à anodes communes, pilotés par les transistors T<sub>1</sub> à T<sub>3</sub>. Les résistances R<sub>1</sub> à R<sub>3</sub> ne sont pas indispensables, mais restent conseillées. Les résistances de base des transistors sont reliées aux trois broches 5, 4 et 3 du circuit IC<sub>1</sub> ; elles sont validées à tour de rôle, en synchronisme avec les segments qui sont décodés par le circuit IC<sub>2</sub>. Les quatre fils du code BCD se convertissent en sept fils du code sept segments. A signaler encore que le circuit 3161 E peut générer des caractères spéciaux, à savoir les lettres H, E, L, P, utiles pour un quelconque message d'alerte. On peut obtenir également sur l'affichage le signe « - » et les lettres E E E qui s'affichent en

cas de dépassement. Enfin, il est à noter que les chiffres 6 et 9 apparaissent avec un petit segment supplémentaire, ce qui les rend plus lisibles. Aucun point décimal ne sera relié sur notre maquette, car nous souhaitons afficher une tension sur trois chiffres, de 0 à 999 V, donc en lecture directe. Notre voltmètre ne sera en fait qu'un appareil indicateur, la lecture des fractions de volt étant réservée au multimètre que chacun d'entre nous se doit de posséder déjà. La capacité C<sub>3</sub> de 220 nF est nécessaire pour le fonctionnement de l'intégrateur du circuit. L'étage d'entrée de notre voltmètre est fort simple à analyser, puisqu'il comporte un pont de quatre diodes, capables de tenir 1 000 V en tension inverse, pont immédiatement suivi par un étage diviseur par 1000 environ. C'était sans compter sur l'erreur introduite par la mesure d'une tension efficace redressée dans le cas de l'alternatif, ce qui justifie la présence de l'ajustable P<sub>2</sub> des-

tiné à donner exactement le millième de la valeur lue par le multimètre placé sur les bornes de test. La capacité chimique C<sub>2</sub>, de forte valeur, a pour rôle d'empêcher les variations rapides de tension à l'entrée 11, et permet à l'utilisateur de mesurer une valeur sans voir celle-ci « bouger » sans cesse sur les afficheurs. Bien entendu, une tension continue appliquée à l'entrée traverse le pont de diode sans altération, et, quelles que soient les polarités adoptées, la valeur mesurée s'affiche de la même manière. Une tension trop faible ne pourra être mesurée en raison, d'une part, de la résolution de 1 V de l'ensemble et, d'autre part, de la faible chute de tension apportée par les diodes D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub>.

### C - REALISATION PRATIQUE

Nous avons retenu un petit boîtier Heiland pour recevoir l'ensemble du circuit, pile comprise. Ce coffret ultrafonctionnel, avec ses deux « moitiés de tiroir », est d'une mise en œuvre immédiate et d'une finition parfaite. Le matériau utilisé, du makrolon, est disponible en version teintée ou transparente ; pour une meilleure lisibilité des afficheurs, on pourra prévoir un petit morceau de Plexiglas rouge, collé à l'intérieur de la partie supérieure. Le circuit imprimé aura la dimension maximale de 110 x 53 mm, le reste du volume étant réservé à la pe-

tite pile de 9 V et à son coupleur-pression. L'isolation parfaite du boîtier s'ajoute à la découverte des entrailles électroniques du voltmètre.

Le tracé des pistes est relativement dense et est disponible à l'échelle sur la figure 3. Nous avons été contraints de faire appel à des pastilles avec passage

pour la réalisation de l'affichage, en raison du principe même du multiplexage, qui réunit entre eux les segments qui portent le même nom. Quelques straps n'ont pu être évités. La méthode photographique reste conseillée, et cela d'autant plus que vous serez sans doute amené à réaliser plusieurs exemplaires de ce petit appareil de mesure économique, auquel cas il vous faudra disposer d'un original ou typon en parfait état. On pourra placer une feuille de papier calque sur le dessin du cuivre et réaliser toutes les pistes et pastilles à l'aide de transferts ou avec de l'encre de Chine bien noire. Quelques résistances seront nécessairement montées « à la japonaise », c'est-à-dire verticalement, pour gagner un peu de place. On pourra tout de même gaspiller quelques sous pour monter les circuits intégrés sur un support à souder, à broches tulipe de préférence. Attention au sens des composants polarisés ; le condensateur C<sub>2</sub> devra vraisemblablement être couché entre IC<sub>1</sub> et P<sub>2</sub>, avec des connexions assez longues. Il reste à prévoir un interrupteur pour la pile et deux bornes pour raccorder les cordons de mesure.

### 3/4 Dessin du circuit imprimé et implantation des composants.

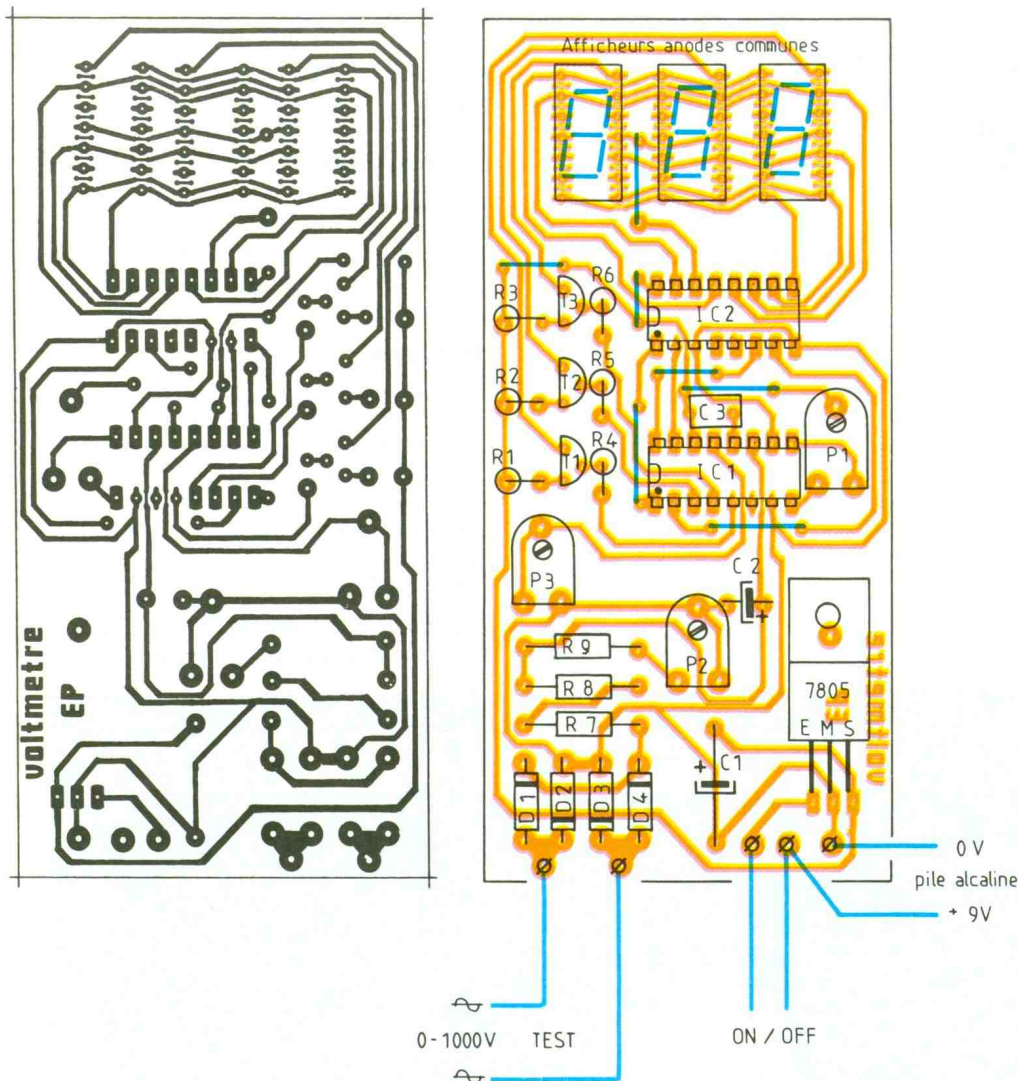
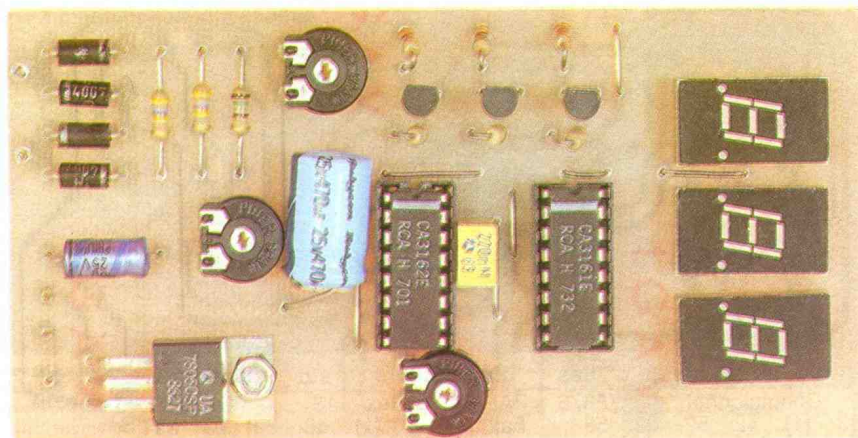


Photo 2. - Le module prêt à l'emploi.



#### D - REGLAGES, ESSAIS

Après un sérieux contrôle des soudures et surtout des liaisons indésirables entre pistes voisines, on pourra connecter la pile de 9 V. Les trois afficheurs s'illuminent et indiquent n'importe quoi. On procédera au réglage du zéro par l'ajustable P<sub>1</sub>, en ayant soin au préalable de relier les bornes 10 et 11, ce qui revient à porter l'entrée à la masse. On cherchera à obtenir et à afficher la valeur 000. Il faut ensuite étalonner le pont diviseur : mesurez par exemple la tension du réseau EDF à l'aide d'un multimètre. On trouve par exemple 235 V, sur le calibre alternatif bien entendu. Appliquez cette tension sur les entrées de notre voltmètre, c'est-à-dire sur le pont diviseur, puis mesurez, avec un calibre continu de l'ordre du volt, la tension présente entre les bornes 11 et 7 du circuit IC<sub>1</sub>. Restez prudent pendant cette opération, car le moins de la pile est relié au pont redresseur, et représente un danger pour l'utilisateur imprudent ou distrait. Il reste à régler P<sub>2</sub> à

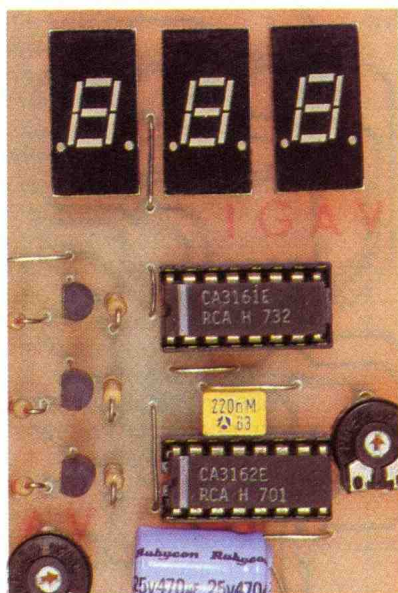


Photo 3. – Quelques straps devront prendre place autour des composants.

présent, pour trouver entre les broches 11 et 7 toujours une tension de 235 mV.

Le pont diviseur est alors étalonné. Dernière étape, le gain de l'étage convertisseur qui s'opère sur l'élément réglable  $P_3$  et doit

faire apparaître sur les afficheurs la valeur 235. C'est terminé !  
Notre voltmètre est opérationnel et pourra vous donner avec une précision de 1 V la valeur de toute tension mesurée comprise entre 1 et 999 V. Le lecteur intéressé par une gamme de mesure plus restreinte aura tôt fait de calculer les nouvelles valeurs des composants  $R_9$  et  $P_2$ , et n'aura aucun mal à positionner un point décimal si nécessaire.

Guy ISABEL

### LISTE DES COMPOSANTS

#### a) Semi-conducteurs

$IC_1$  : convertisseur analogique-digital 3 digits CA 3162 E  
 $IC_2$  : décodeur BCD/7 segments CA 3161 E  
Régulateur 5 V positif 7805  
 $D_1$  à  $D_4$  : diodes redressement 1N 4007 1 A/1 000 V  
 $T_1$  à  $T_3$  : transistor PNP BC 327 ou équivalent  
AFF1, AFF2, AFF3 : afficheur rouge, anodes communes TIL 312 ou équivalent

#### b) Résistances (toutes valeurs 1/4 W)

$R_1$  à  $R_3$  : 56  $\Omega$  (vert, bleu, noir)  
 $R_4$  à  $R_6$  : 470  $\Omega$  (jaune, violet, marron)  
 $R_7, R_8$  : 470 k $\Omega$  (jaune, violet jaune)  
 $R_9$  : 150  $\Omega$  (marron, vert, marron)  
 $P_1$  : ajustable horizontal, pas 2,54 mm, 47 k $\Omega$   
 $P_2$  : ajustable horizontal, pas 2,54 mm, 1 k $\Omega$   
 $P_3$  : ajustable horizontal, pas 2,54 mm, 10 k $\Omega$

#### c) Condensateurs

$C_1$  : chimique horizontal, 10  $\mu F$ , 16 V  
 $C_2$  : chimique vertical, 470  $\mu F$ , 16 V (à monter horizontalement)  
 $C_3$  : plastique 220 nF

#### d) Divers

Boîtier Heiland fumé ou transparent HE 222  
Inter miniature (profondeur réduite)  
2 douilles 4 mm femelle  
Coupleur-pression pour pile 9 V miniature  
Plexiglas rouge  
2 supports à souder 16 broches  
Fils souples

# TESTEURS UNIVERSELS

**INDISPENSABLES :**  
Deux testeurs de poche professionnels pour les contrôles rapides en toute sécurité. Fiables, très simples d'emploi. Définis suivant normes NFC 18.310, CEI 348...



CDA 100



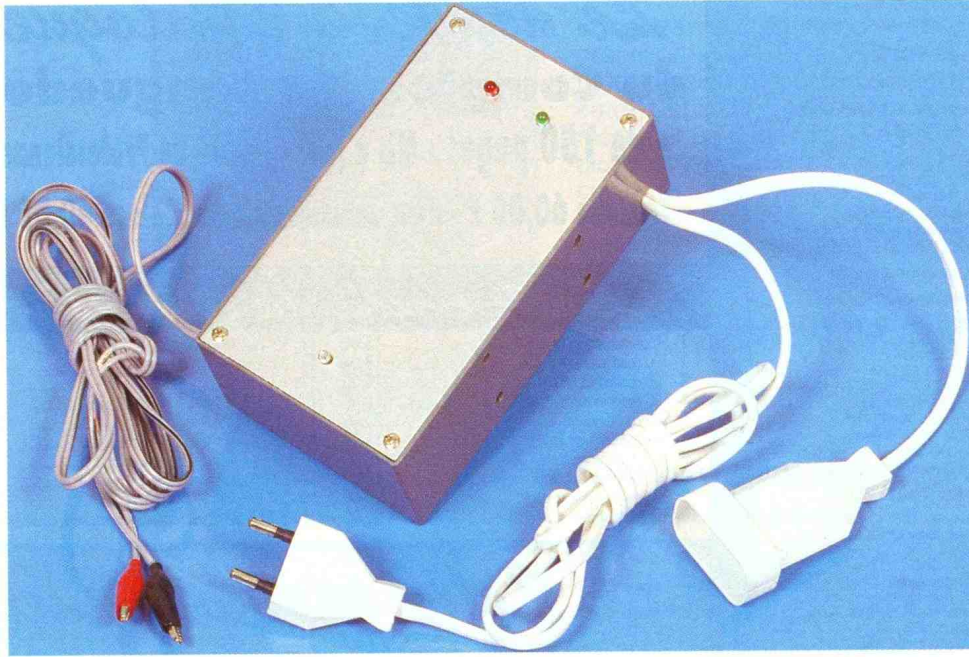
CDA 100 P

- Tests tensions de 6V à 660V... et ~
- Tests de continuité sonore et visuel
- Tests de résistances de 10k $\Omega$  à 10M $\Omega$
- Autotest de la pile (9V standard)
- Protection jusqu'à 1000V en tension et 550V en résistance

**CHAUVIN ARNOUX**

Documentation et liste des distributeurs sur demande  
190, rue Championnet - 75876 PARIS Cedex 18 - FRANCE  
Tél. : 33 (1) 42 52 82 55 - Fax : 33 (1) 46 27 73 89

**la mesure française**



## UN REGULATEUR DE CHARGE PAS COMME LES AUTRES



**Ce petit appareil inséré entre la prise de courant et votre chargeur de batteries transformera celui-ci en chargeur d'entretien (le chargeur ne se mettra en fonction que si la batterie en a besoin et s'arrêtera aussitôt que sa charge sera complète). La nouveauté de ce régulateur est de pouvoir utiliser sans modification un chargeur existant.**

Il existe de nombreux cas où une batterie d'accumulateurs doit être en attente pendant un certain temps et disponible à tout moment en état de charge complète : une voiture utilisée de temps en temps, une installation permettant de parer à une coupure de secteur, etc. Comme la batterie perd un peu de sa charge avec le temps, il faut une

surveillance constante ; vous avez, bien sûr, un chargeur pour compléter, mais il faut y penser, on oublie, quelquefois, et lorsque l'on prend la voiture ou utilise l'installation, c'est la catastrophe...

Ce dispositif, sans vous entraîner dans l'achat d'un autre chargeur, devrait vous permettre de solutionner le problème.

### DESCRIPTION (fig. 1)

Il existe plusieurs façons de réguler la charge d'une batterie, le plus simple est de disposer d'un chargeur à tension constante (cas de l'alternateur de votre voiture dont la tension est régulée par le courant circulant dans son inducteur), certains chargeurs le sont aussi, mais souvent chers et n'annulant pas totalement la charge lorsque la batterie n'en a plus besoin ; le plus élégant est celui qui, à partir de la tension mesurée sur la batterie, déclenche ou arrête la charge.

C'est de ce dernier système que je vous propose la construction, mais en le rendant indépendant du chargeur (que vous avez certainement déjà).

La réalisation fait appel à un circuit intégré très courant et très bon marché (LM 324) quadruple ampli opérationnel, dont deux sont utilisés en comparateurs et les deux autres en bascule bistable.

### Comparateurs

Ils sont constitués à l'aide d'un seul ampli op chacun (il faut un comparateur pour la tension minimale et un pour la tension maximale), les tensions de référence étant fournies par deux diodes Zener BZX 55 C de 5,1 V, la tension de 5,1 V a été choisie parce que le coefficient de température à cette tension n'est que de 0,1 mV par degré centigrade.

Le comparateur de tension minimale voit son entrée plus connectée à la diode Zener (A sur fig. 1) et celui de tensions maximale son entrée moins connectée à la diode Zener B. Un potentiomètre ajustable  $P_1$  permet de régler le déclenchement du comparateur au minimum et  $P_2$  à celui du maximum.

Le fonctionnement est évident : aussitôt que la tension de la batterie, après être passée dans le pont diviseur  $R_1, P_1, R_2$ , est inférieure à la tension Zener A, l'ampli C présente un plus en sortie.

Aussitôt que la tension de la batterie, après être passée dans le pont diviseur  $R_3, P_2, R_4$ , est supérieure à la tension Zener B, l'ampli D présente un plus en sortie.

Entre ces deux valeurs les amplis C et D présentent chacun un moins.

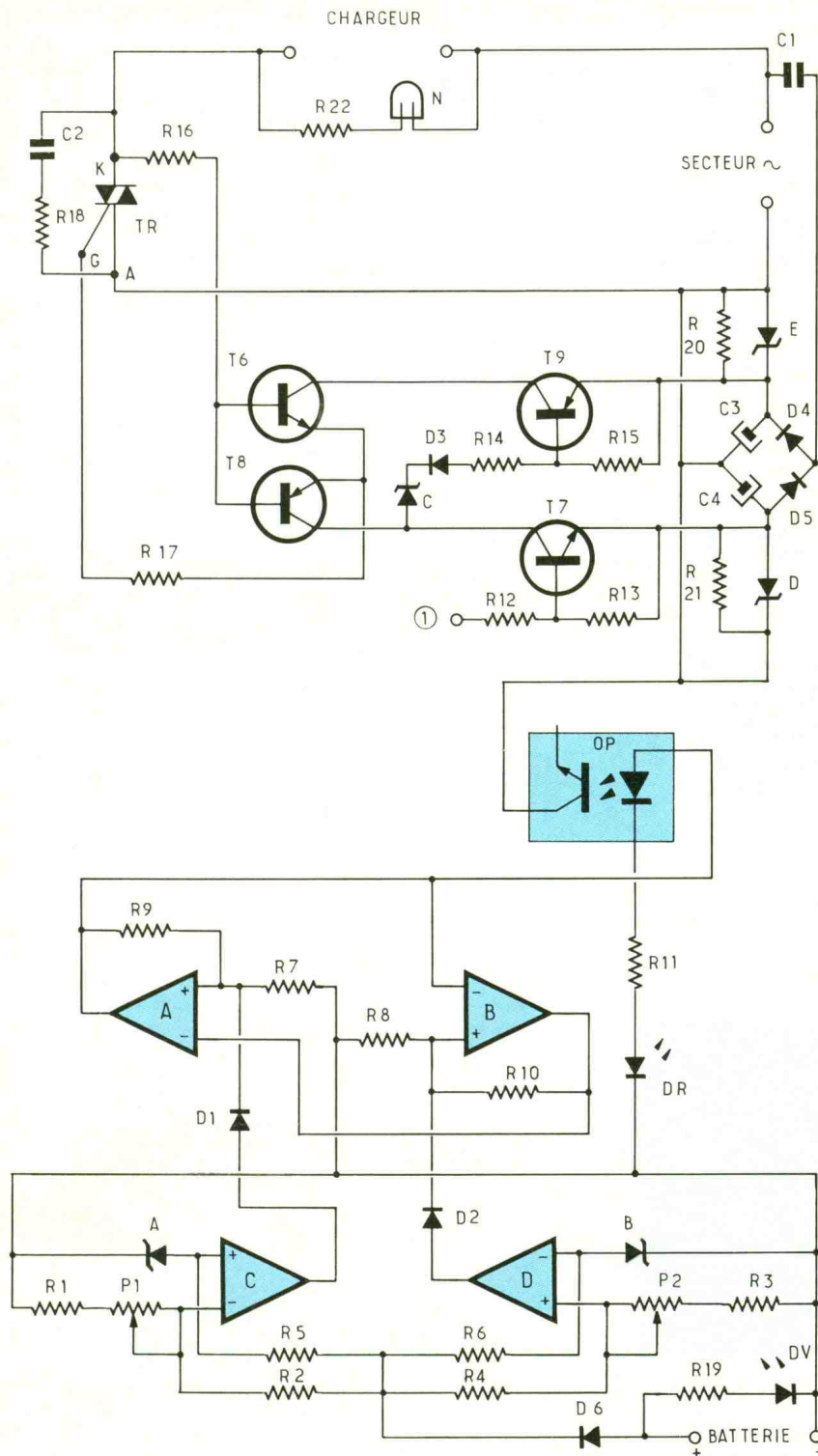
### La bascule

Les ampli A et B ont respectivement leurs sorties reliées aux entrées moins de l'autre, présentant ainsi un état stable quel que soit l'ampli sollicité, les résistances  $R_9$  et  $R_{10}$  sont utiles pour stabiliser le montage. La liaison avec les comparateurs se fait à l'aide de deux diodes signal  $D_1$  et  $D_2$ .

Nous disposons donc, à la sortie de l'ampli A, d'un plus lorsque la batterie voit sa tension diminuer et qui subsiste tant que le comparateur D n'a pas fait changer la bascule d'état, et d'un moins lorsque la batterie présente une tension supérieure à la tension de référence, ce moins subsistant à nouveau jusqu'à ce que le comparateur C présente un plus en sortie.

### Commande de triac

Il nous faut ouvrir ou fermer un interrupteur avec ces tensions, nous pouvons utiliser un relais, mais un triac est plus élégant et plus fiable ; mais nous attaquons



1 Schéma de principe du régulateur de charge.

un transformateur, donc un circuit selfique (les triacs n'aiment pas), pas de diac donc, cela va nous compliquer la vie ; une solution vraiment très fiable est d'attaquer le triac avec une impulsion de sa gâchette en phase avec le secteur.

Le schéma retenu comporte une alimentation plus et moins limitée par deux diodes Zener de 18 V 1 W, un condensateur de 1 mF, 400 V servant de ballast. C'est une alimentation classique mais qui a causé des surprises, nous en parlerons à la fin.

Pour injecter ces tensions à la gâchette du triac nous avons en série, dans chaque polarité, deux transistors complémentaires dont l'un va servir d'interrupteur, voyons comment cette fonction interrupteur est assurée :

La tension négative est appliquée au transistor T7 par son émetteur, sa base est reliée à un optocoupleur, lui-même commandé par la tension disponible à la sortie de la bascule A. Ce transistor n'est donc conducteur que si la bascule A présente un plus, T7 est relié par son collecteur au collecteur de T8, et à la base de T9 par l'intermédiaire d'une diode Zener de 22 V (sinon T9 serait toujours conducteur), la diode D3 n'est là que pour protéger T9 d'une tension positive, qui serait créée par le redressement de la tension d'ondulation de l'alimentation par la diode Zener C.

Donc dans le cas où la sortie de l'ampli A de la bascule est positif et dans ce cas seulement : une tension + 18 V est appliquée aux collecteurs de T6 et de T8.

Les bases de T6 et de T8 sont reliées par R16 à l'« anode » du triac (le terme anode est impropre mais employé pour la clarté du texte) ; les émetteurs de T6 et T8 sont reliés à la gâchette du triac par R17.

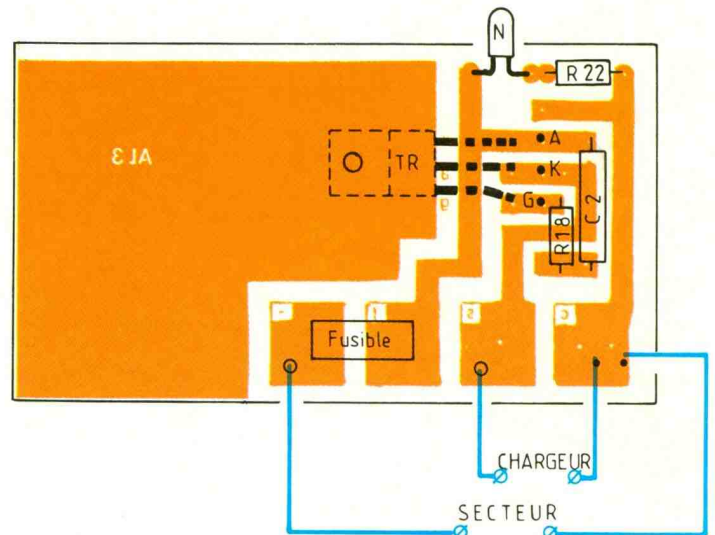
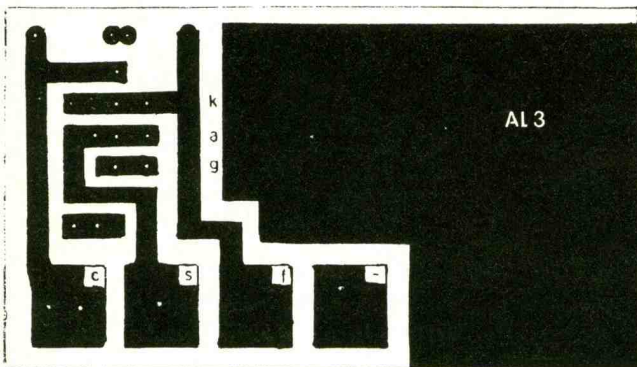
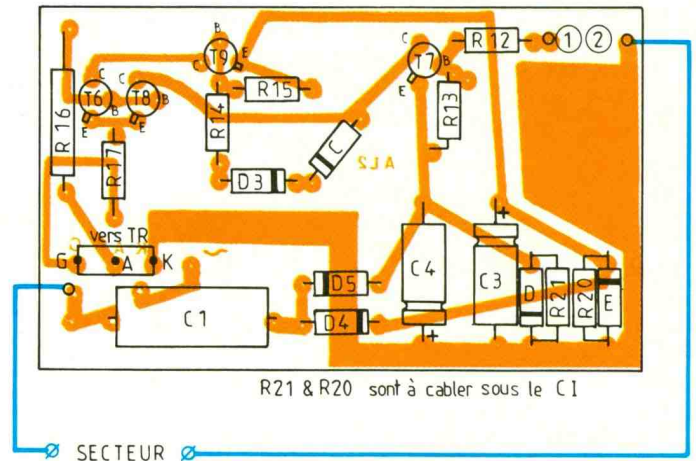
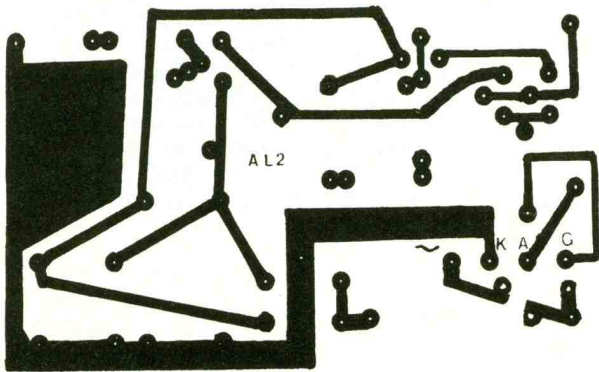
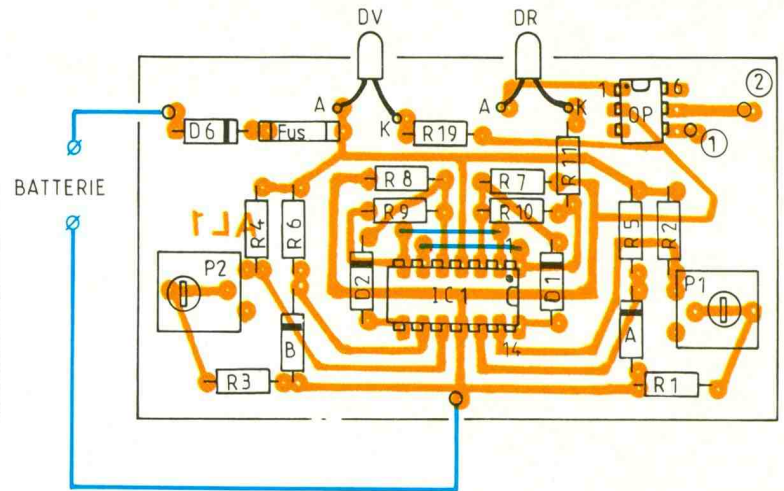
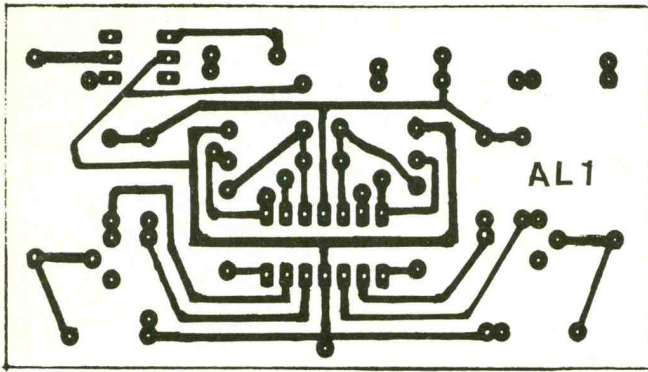
Lorsque le secteur présente une alternance positive sur l'anode du triac, T6 devient conducteur et un courant circule dans sa gâchette, celui-ci s'amorce et la tension de base de T6 disparaît, annulant le courant de gâchette qui n'est, de ce fait, présent que le temps de provoquer l'amorçage.

Le même processus se répète, avec T8, pour une alternance négative, et ainsi de suite, aussi longtemps que les tensions + et - 18 V sont présentes sur leurs collecteurs.

## REALISATION

Pour éviter au maximum de faire de la « mécanique », nous avons choisi un coffret Polibox 155 x 50 x 90. Les dessins des circuits imprimés et implantations sont donnés aux figures 2 à 7.

Celui-ci a le gros avantage de comporter des rainures verticales disposées de telle façon que l'on puisse insérer les circuits imprimés comme l'on range des diapositives dans un casier de pro-



## 2 à 7 Dessins et implantations des circuits imprimés.

jection, et ces circuits sont bloqués par le couvercle, lui-même fixé par quatre vis... l'idéal !

Un autre avantage, l'ensemble exigeant trois circuits imprimés, on peut séparer aisément la partie B.T. de la partie reliée au secteur.

Nous conseillons de couper et d'ajuster les circuits aux dimensions de la boîte avant de les insoler et de les graver.

Le premier comprend : le circuit intégré LM 324, l'optocoupleur et les potentiomètres, il est indépendant du secteur et c'est le seul qui nécessite un réglage.

Le second comporte l'alimentation et les commandes du triac, il est nécessaire de prévoir deux trous dans le boîtier pour ventiler les Zener 18 V.

Le troisième reçoit le triac, son circuit de protection, une fusible, une petite lampe témoin secteur au néon avec sa résistance et les

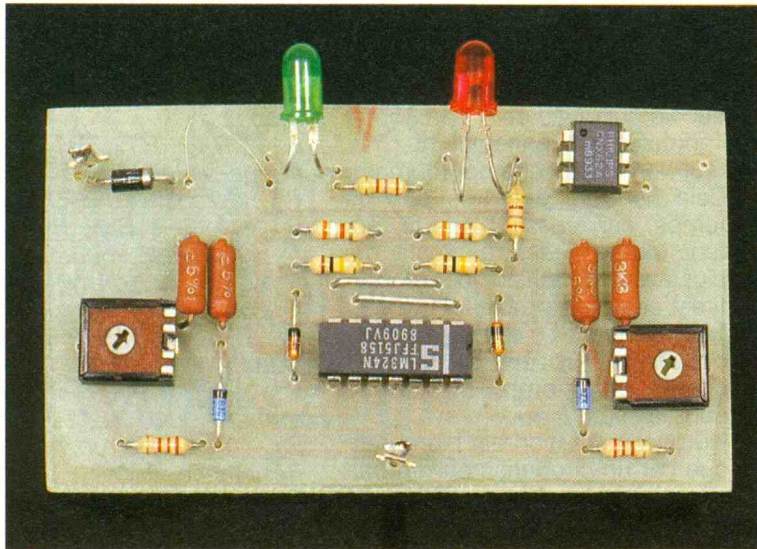


Photo 2. – La platine principale toute montée avec ses comparateurs.

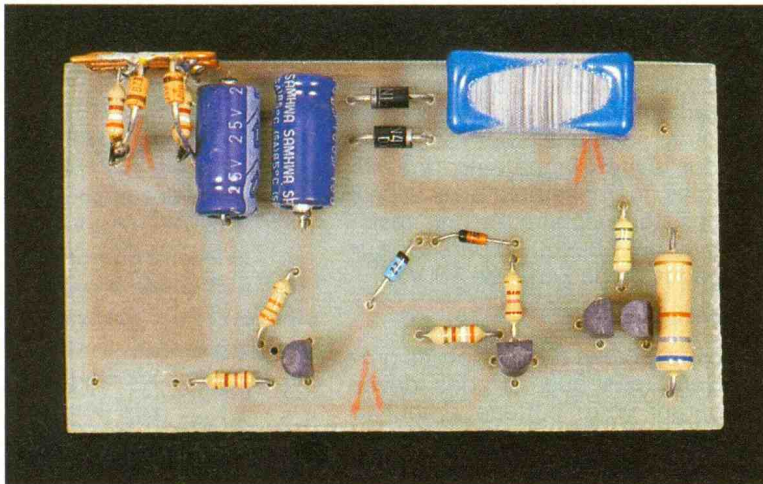


Photo 3. – La commande du triac.

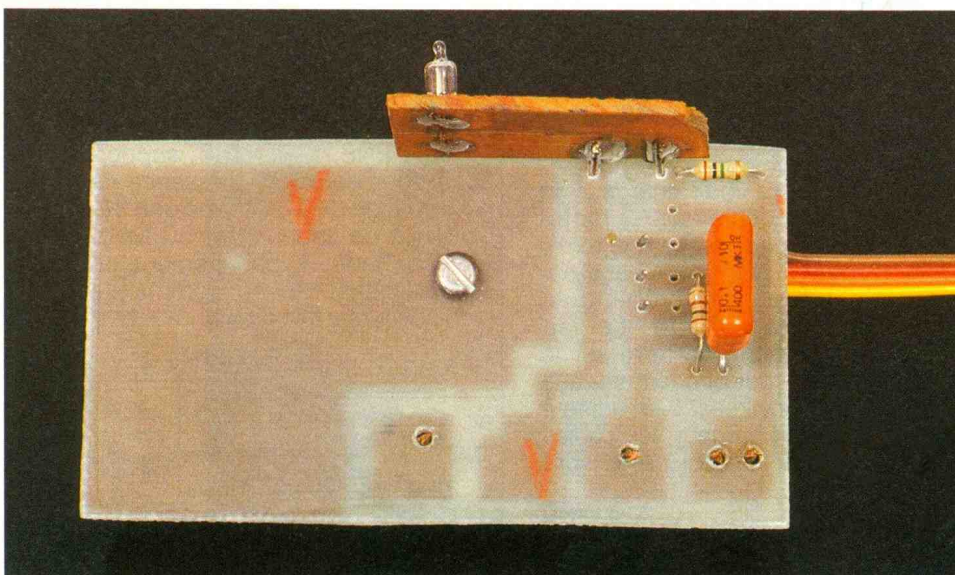


Photo 4. – La platine qui supporte le triac.

plots permettant de connecter les cordons entrée et sortie secteur.

Les liaisons entre les circuits ne sont pas nombreuses : deux fils entre le 1<sup>er</sup> et le 2<sup>e</sup>, quatre fils entre le 2<sup>e</sup> et le 3<sup>e</sup>, tous de petite section (j'ai utilisé des fils en nappe, c'est plus pratique et plus joli).

Je vous conseille le montage suivant croquis pour les diodes LED, cela vous évitera une grande précision dans le percement des trous de 5 mm du couvercle.

Pour le montage du témoin secteur au néon : percez un trou de 4 mm dans un morceau de circuit non sensibilisé, tracez deux traits au marqueur comme indiqué, mettez au bain de gravure, soudez deux fils coupés dans un trombone comme indiqué, passez les fils de la lampe néon par le trou et soudez ou... achetez un voyant secteur tout prêt.

### Réglage

Une chose d'abord est très importante : ne pas utiliser de circuit, portion de circuit ou contacts communs au chargeur et aux câbles amenant la tension de la batterie au régulateur, la moindre résistance ohmique commune rendrait le fonctionnement impossible, je m'explique : Branchez les pinces à côté des pinces du chargeur et non l'une sur l'autre. Le chargeur débitant plusieurs ampères, la moindre résistance ferait apparaître quelque 1/10<sup>e</sup> de volt et transformerait le tout en clignotant ; le même phénomène peut se produire avec une batterie qui n'a plus de capacité, des cosses sulfatées ou... manque d'électrolyte.

Le réglage est simple à faire si vous possédez un contrôleur très précis et une alimentation variable :

Tournez les deux ajustables en butée, sens des aiguilles d'une montre, réglez votre alimentation à 12,6 V, branchez votre contrôleur entre le moins batterie et la sortie du comparateur C (anode de la diode DI), tournez P1 lentement sens inverse des aiguilles d'une montre, à un point très précis l'aiguille montera brusquement, fixez ce point.

Contrôleur sur anode D<sub>2</sub>, alimentation réglée à 13,2 V, faites la même opération avec P<sub>2</sub>. Voilà, c'est fait.

Si vous n'avez pas d'alimentation variable, il vous faudra charger



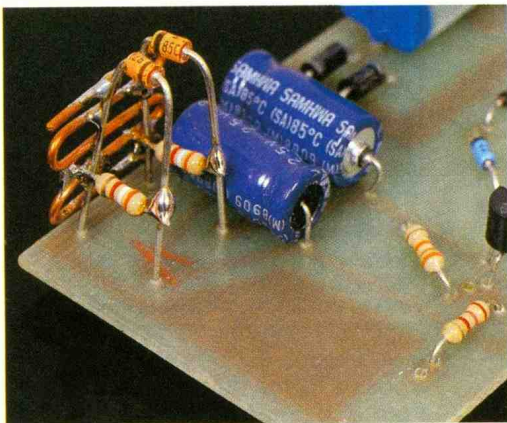


Photo 5. – Câblage des diodes D et E, ainsi que les résistances R20 et R21.

votre batterie au maximum, couper la charge et régler P<sub>2</sub> immédiatement comme il est indiqué plus haut, brancher une lampe pendant 1 minute environ, la couper et régler P<sub>1</sub> comme indiqué.

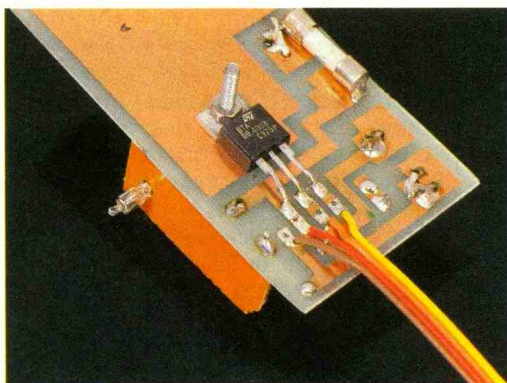
#### Réflexion sur un incident

La maquette de l'appareil décrit fonctionnait parfaitement depuis plusieurs mois, en service sur la batterie d'une camionnette qui ne sert que très rarement... jusqu'à ce que l'on branche un réfrigérateur sur la prise contiguë. Quelques jours après le chargeur s'est mis à vibrer méchamment – vérification faite, l'une des diodes Zener de régulation 18 V était en court-circuit, le chargeur n'était alimenté que sur une phase, et il n'aime pas ça du tout...

La cause :

Le moteur d'un réfrigérateur démarre parce que l'enroulement auxiliaire de démarrage est alimenté par un vibreur dont l'électro-aimant est parcouru par le

Photo 6. – Le triac se retrouve câblé sous le circuit imprimé.



courant intense présent au moment de la mise sous tension, l'inertie de la palette mobile et la self-induction créent un courant décalé qui, avec celui parcourant l'enroulement principal du moteur forme un champ tournant. Cela ne dure que très peu de temps, car, aussitôt que le moteur tourne, l'électro-aimant n'a plus assez de puissance pour attirer l'équipage mobile.

Mais pendant ce temps les étincelles de rupture du vibreur créent un champ HF intense dans le secteur et...

Notre alimentation est bien pratique car un condensateur en ballast n'est pas cher, pas encombrant, ne chauffe pas (du moins à cette fréquence), en somme tous les avantages... mais son impédance dépend de la fréquence ! En effet, s'il fait 3 183 Ω à 50 périodes il ne fait que 1,59 Ω à 100 000 périodes, soit la porte grande ouverte à nos parasites, les diodes Zener sont donc sérieusement malmenées ; plusieurs solutions sont possibles pour éviter la catastrophe, la moins onéreuse pour avoir la paix consiste à connecter une résistance de 3 900 Ω en parallèle sur chaque diode Zener de 18 V.

#### Précautions

Les fabricants d'automobiles précisent tous que, si vous devez charger votre batterie, il faut la débrancher – savez-vous quelle en est la raison principale ?

Supposez que votre chargeur soit en mauvais état et qu'il y ait une fuite entre primaire et secondaire du transformateur ; le circuit électrique de la voiture utilise la masse de celle-ci comme conducteur, donc la carrosserie qui est, vous le savez, en bonne tôle... alors la chaise électrique est plus confortable car, au moins, on est assis.

Si vous laissez votre chargeur en service sans débrancher la batterie, reliez la carrosserie à la terre, le moindre fil relié à une canalisation d'eau, souvent présente au garage, fera l'affaire. Le fait d'avoir une fiche de terre sur la prise du chargeur ne fait rien à la chose, car si elle est bien reliée à la masse du chargeur, les câbles de sortie de celui-ci ne le sont pas.

L. AULIGNÉ

## LISTE DES COMPOSANTS

### Résistances 1/4 W

R<sub>1</sub>, R<sub>3</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

R<sub>11</sub>, R<sub>12</sub>, R<sub>14</sub>, R<sub>19</sub> : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)

R<sub>2</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>, R<sub>6</sub> : 3,3 kΩ, 1 W

R<sub>7</sub>, R<sub>8</sub>, R<sub>15</sub>, R<sub>20</sub>, R<sub>21</sub> : 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)

R<sub>13</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

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

R<sub>22</sub> : 1 MΩ (marron, noir, vert)

### Résistances 1 W

R<sub>16</sub> : 68 kΩ (bleu, gris, orange) 2 W

R<sub>16</sub> : 5,6 Ω (bleu, vert, noir)

### Diodes

D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> : 1N4148

D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub>, D<sub>6</sub> : 1N4007

LED verte

LED rouge

Zener

A, B : BZX55C5V1, 400 mW

C : BZX55C22, 400 mW

D, E : BZX61C18, 1 W

### Transistors

T<sub>6</sub>, T<sub>7</sub> : BC 337

T<sub>8</sub>, T<sub>9</sub> : BC 327

Triac : 8TA926

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 1 μF, 400 V, placo

C<sub>2</sub> : 0,1 μF, 400 V, placo

C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> : 100 μF, 25 V

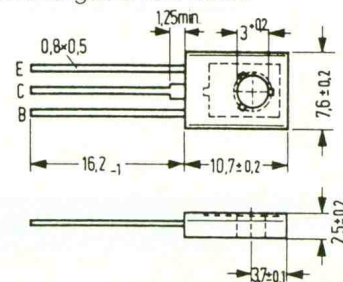
Optocoupleur : CNX 62

N : lampe témoin miniature au néon

Coffret Polibox 155 x 50 x 90

## Les BD 135 et 136

Il s'agit de deux transistors bipolaires de puissance, complémentaires. L'un NPN, le BD 135, et l'autre PNP, le BD 136, supportent tous deux une puissance de dissipation de 10 W avec une fréquence de coupure de 50 MHz. Ils conviennent parfaitement en amplification BF ou commande de charges à fort débit.



# LE COMPTAGE ELECTRONIQUE APPLICATION : UN CHRONOMETRE A QUARTZ



Si l'électronique a pu enregistrer les immenses progrès que l'on connaît, on le doit essentiellement à deux faits : la haute intégration des composants et le développement des systèmes à base de logique digitale. Ce dernier facteur représente une véritable révolution... culturelle si on veut bien se souvenir que l'électronique traditionnelle était surtout analogique.

Dans ce concept, on avait affaire à des niveaux de potentiel intermédiaires et variables entre un zéro et un maximum. Au contraire, en matière de logique électronique, il n'existe que deux niveaux : c'est le royaume du tout ou rien, de l'état haut ou bas, du niveau 1 ou 0... Il en a résulté à la fois une plus grande complexité en même temps que davantage de fiabilité. Une conséquence directe du développement de ce type de logique est le comptage électronique binaire sur lequel repose en définitive la base même de l'informatique.

Le but de cet article est de rappeler les principes fondamentaux du comptage binaire et de décrire quelques compteurs courants. En guise d'application, nous proposerons la réalisation d'un chronomètre à quartz de haute précision.

## I - LE COMPTAGE ELECTRONIQUE

### a) La numération binaire

En numération décimale, nous disposons de dix symboles distincts pour écrire la suite des nombres 0, 1, 2... 8, 9. Ce système permet une relative concentration de l'écriture d'un nombre, puisque l'on décale simplement d'un rang vers la gauche à chaque fois que l'on dépasse la valeur 9. On pense que cette base de 10 a été adoptée pour la simple raison que nous disposons de 10 doigts.

En électronique, il n'existe pas dix symboles mais seulement deux : le courant passe ou ne passe pas, autrement dit, l'état haut ou l'état bas. Il en résulte une écriture beaucoup moins concentrée qu'en notation décimale, dans laquelle n'apparaissent bien entendu que les symboles 0 et 1.

Plutôt que de se lancer dans des explications compliquées, mieux vaut directement traiter, sous forme d'exemples, les deux problèmes fondamentaux suivants :

- écrire un nombre à base 10 en nombre binaire ;
- écrire un nombre binaire en nombre à base 10.

### 1. Transformation base 10 → binaire

Ce problème trouve sa résolution par le biais de la constitution d'un tableau des puissances successives de 2 et de décomposer le nombre en question en puissances entières et décroissantes de 2.

#### Exemple : 39

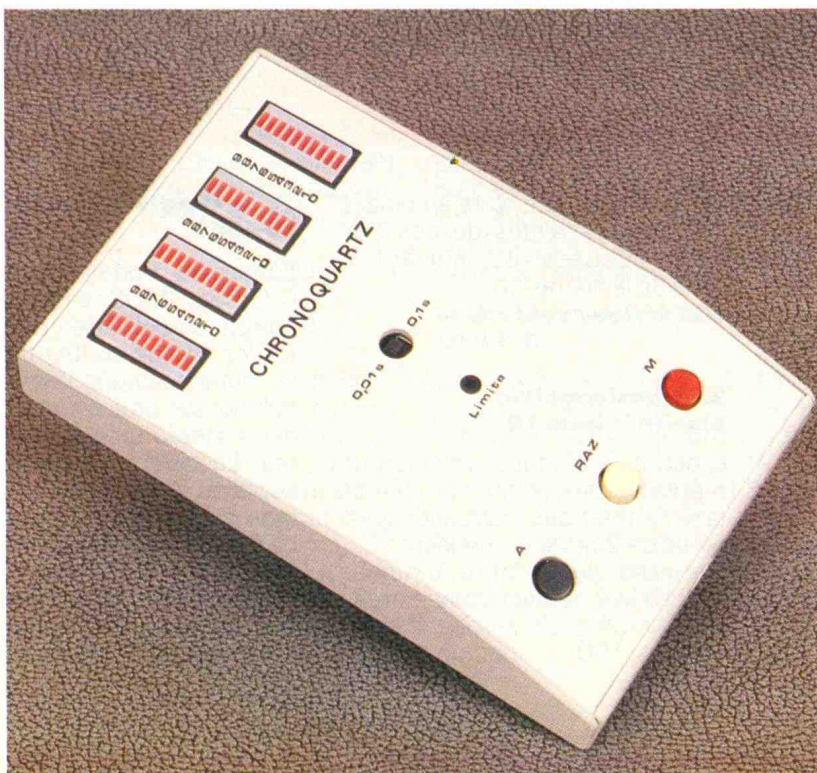
Tableau des puissances entières de 2, soit  $2^n$  :

n	0	1	2	3	4	5	6	7
$2^n$	1	2	4	8	16	32	64	128

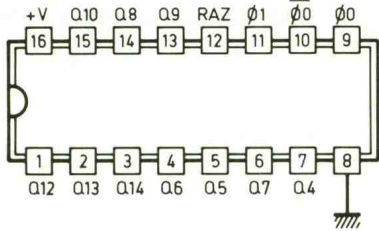
Décomposition de 39 :

$$39 = 32 + 4 + 2 + 1 \\ = 2^5 + 2^2 + 2^1 + 2^0$$

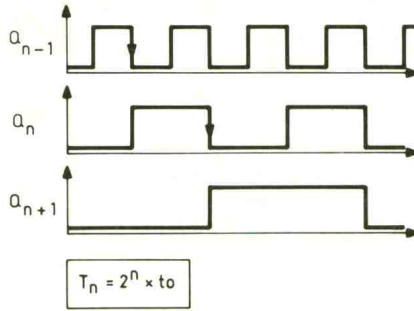
La notation binaire de 39 s'effectue alors sous la forme d'un nombre de six chiffres dans lequel le rang 0 est à droite et le rang 5 à gauche. A chaque fois que la décomposition fait apparaître une puissance « n » donnée pour un rang donné, on note 1 dans le cas contraire.



**CD 4060** Compteur binaire avec oscillateur incorporé



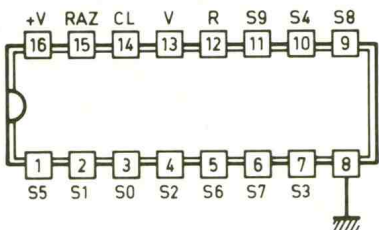
Q4	16 to	Q9	512 to
Q5	32 to	Q10	1024 to
Q6	64 to	Q12	4096 to
Q7	128 to	Q13	8192 to
Q8	256 to	Q14	16384 to



**b) Des compteurs binaires courants (fig. 1)**

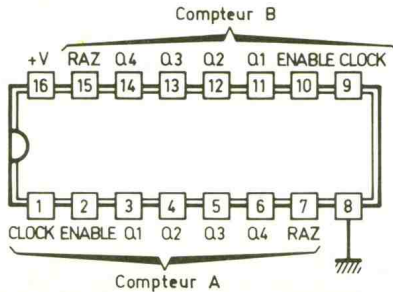
Les compteurs renfermés dans des boîtiers intégrés constituent une chaîne de bascules bistables montées en cascade. En général, lorsqu'une bascule de rang donné présente sur sa sortie un front négatif, la bascule de rang immédiatement supérieur change d'état. Une suite de « n » bascules ainsi montées constitue alors un compteur pouvant occuper  $2^n$  positions différentes. Par exemple, si  $n = 4$ , le compteur pourra « compter » de 0 à 15, c'est-à-dire, en notation binaire : 0000 à 1111. Ces niveaux 0 ou 1 sont effectivement ceux que l'on relève alors physiquement, et dans le sens droite → gauche de lecture, sur les sorties des bascules consécutives 1 à 4.

**CD 4017** Compteur décodeur décimal



CL	S0	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	R
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0

**CD 4518** Double compteur BCD



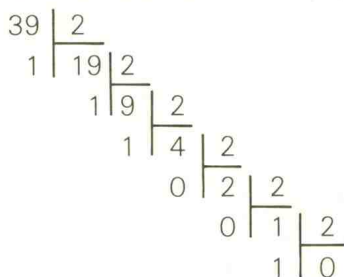
CLOCK	ENABLE	RAZ	ACTION
1	1	0	Compteur avance
0	1	0	Compteur avance
X	X	0	Compteur bloqué
X	1	0	Compteur bloqué
1	0	0	Compteur bloqué
1	1	0	Compteur bloqué
X	X	1	Q1=Q2=Q3=Q4=0

	Q1	Q2	Q3	Q4
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

(X) Quel que soit le niveau 0 ou 1

**1** Brochages et fonctionnement des diviseurs.

Ainsi, en notation binaire, 39 s'écrit : 100111. Une seconde méthode consiste à réaliser des divisions successives par 2 du nombre de base 10 et de présenter ces calculs sous la forme suivante :



Le nombre s'écrit alors en binaire en lisant les restes de ces divisions successives, suivant le sens de la flèche, soit : 100 111

**2. Transformation binaire → base 10**

C'est, bien entendu, l'inverse du problème précédent. Il suffit de faire le total des puissances entières de 2 qui le composent. Exemple, le nombre binaire : 10010110 se décompose en  $2^1 + 2^2 + 2^4 + 2^7 = 2 + 4 + 16 + 128 = 150$ .

**1. Le compteur binaire CD 4060**

S'agissant d'un circuit intégré de la famille CMOS, sa tension d'alimentation doit être comprise entre les limites de 3 et de 18 V. Les intensités que l'on peut faire débiter sur une sortie Q donnée est limitée à quelques milliampères. La fréquence maximale acceptable des créneaux de comptage sur l'entrée de la première bascule est de l'ordre de 16 MHz. Il s'agit d'un compteur à 14 étages consécutifs. La capacité de comptage, qui est également la

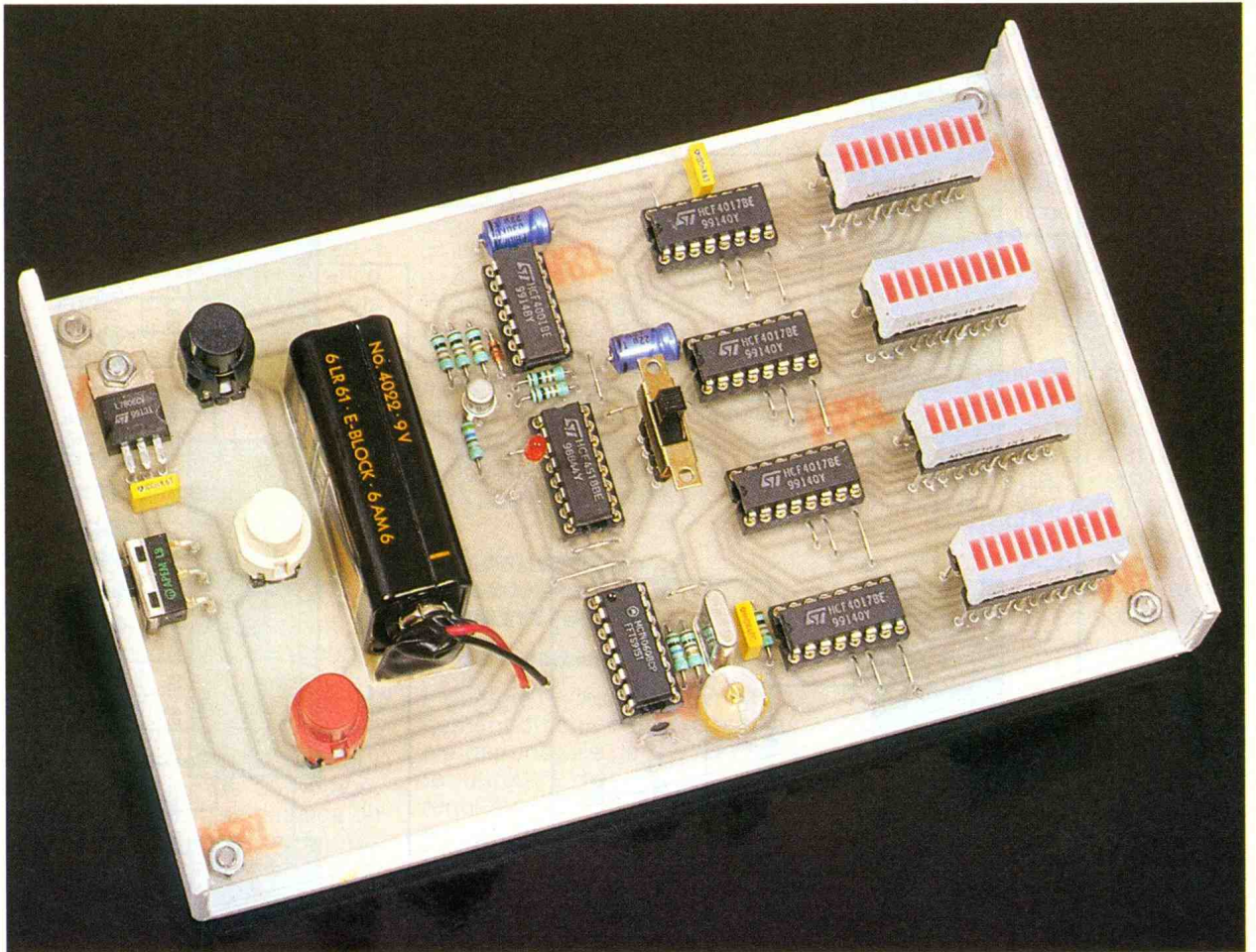


Photo 2. – Le système prêt à l'emploi.

capacité de division maximale de la fréquence d'entrée, est donc de  $2^{14} = 16\ 384$ .

Une particularité intéressante de ce compteur réside dans le fait qu'il possède son propre système interne de production de créneaux de comptage, accessible par les broches  $O_0$ ,  $O_0$  et  $O_1$ . Plusieurs solutions de mise en œuvre sont possibles :

- neutralisation pure et simple de cet oscillateur en présentant sur l'entrée  $O_1$  des créneaux issus d'une base de temps extérieure ;
- utilisation de l'oscillateur à l'aide d'un réseau RC ;
- utilisation de l'oscillateur à partir d'un quartz.

Nous reparlerons de la dernière possibilité au chapitre consacré à la réalisation d'un chronomètre.

Si la fréquence du signal de comptage est  $F$ , on obtient à une sortie  $Q_n$  donnée un signal carré de fréquence :  $f = F/2^n$

Notons que l'entrée RAZ doit être reliée à un état bas pour que le compteur puisse avancer normalement, c'est-à-dire au rythme

des fronts négatifs des signaux présentés sur  $O_1$ . Toute impulsion positive sur cette entrée RAZ a pour effet immédiat la remise à zéro du compteur : toutes les bascules passent à l'état bas. Si on soumet l'entrée RAZ à un état haut permanent, le compteur reste bloqué sur sa position 0 et les transitions négatives des signaux acheminés sur l'entrée de la première bascule restent sans effet.

Signalons pour terminer que, sur les 14 étages, les sorties  $Q_0$ ,  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  et  $Q_{11}$  ne sont pas accessibles de l'extérieur.

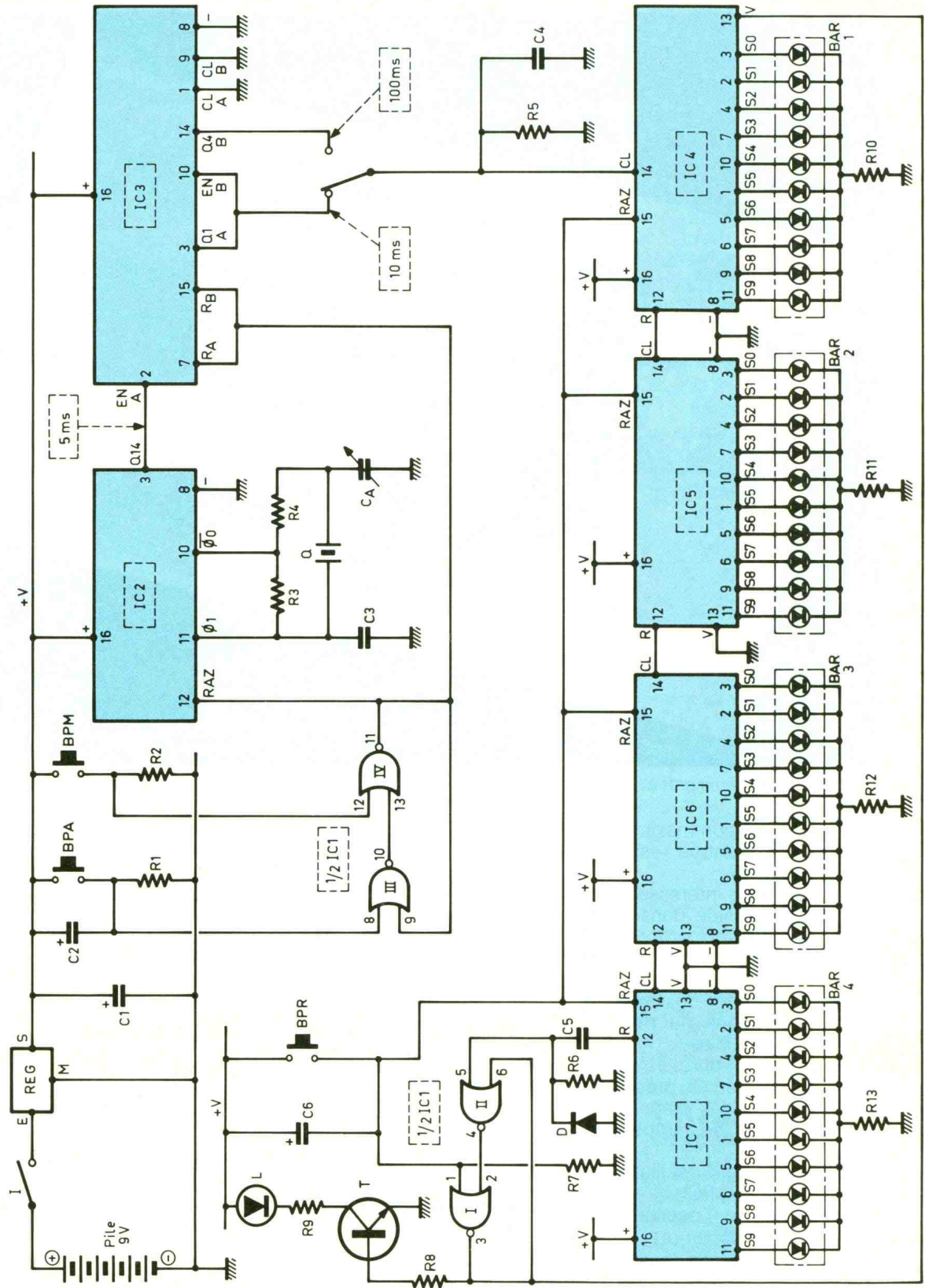
#### Le double compteur BCD CD 4518

Les caractéristiques générales sont les mêmes que celles du compteur évoqué précédemment. Le boîtier comporte, en fait, deux compteurs A et B totalement séparés l'un de l'autre. Nous passerons donc en revue l'un des deux compteurs, étant entendu que les deux sont régis par les mêmes lois de fonctionnement.

Pour fournir des explications avec une meilleure logique... pédagogique, il aurait fallu parler auparavant du compteur CD 4520, qui est également un double compteur de brochage identique au CD 4518, mais à comptage purement binaire sur quatre sorties par compteur, notées  $Q_1$  à  $Q_4$ . Ce compteur peut alors occuper 16 positions différentes. Mais revenons au CD 4518 dont le comptage est du type BCD (Binary Coded Decimal, qui se traduit par décimal codé en binaire).

Le tableau de la **figure 1** indique ce type de codage qui est, en fait, un codage binaire tronqué à partir de la position correspondant à la fin de la valeur 9 et à partir de laquelle apparaît la configuration suivante 0000. Un tel compteur réalise ainsi une division de la fréquence par 10, mais contrairement au compteur précédent, le signal de division obtenu n'est pas carré. Il est uniquement carré sur la sortie  $Q_1$ .

Grâce aux entrées CLOCK et ENABLE, le compteur peut avan-



2 Schéma de principe du chronoquartz.

cer de deux manières différentes :

- si l'entrée ENABLE est reliée à un état haut, le compteur avance au rythme des fronts positifs présentés sur l'entrée CLOCK. Le comptage est neutralisé si l'entrée ENABLE est reliée à un état bas ;

- si l'entrée CLOCK est reliée à un état bas, le compteur avance au rythme des fronts négatifs présentés sur l'entrée ENABLE. Le comptage est neutralisé si l'entrée CLOCK est soumise à un état haut.

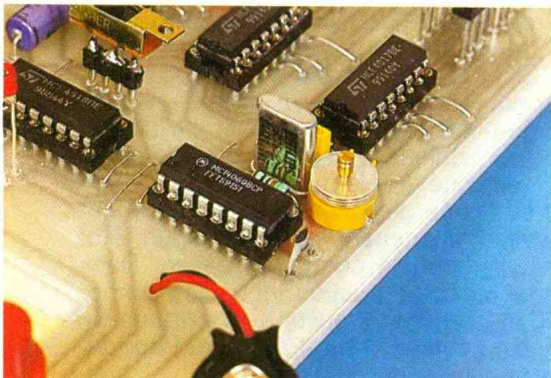
Dans les deux cas, l'entrée RAZ fonctionne suivant le même principe que le compteur CD 4060.

### 3. Le compteur décodeur décimal CD 4017

Il s'agit d'un compteur BCD comportant son propre système de décodage incorporé. Il comporte, de ce fait, 10 sorties notées  $S_0$  à  $S_9$ . Le compteur avance au rythme des fronts positifs présentés sur l'entrée CLOCK. Pour chaque impulsion de comptage, le niveau logique 1 se déplace de la sortie  $S_i$  à la sortie  $S_{i+1}$ , toutes les autres sorties restant au niveau logique 0. Après un passage sur la position  $S_9$ , le compteur repasse automatiquement sur la sortie  $S_0$ . A noter que l'entrée de validation V doit être soumise à un état bas pour que le compteur puisse fonctionner. Dans le cas contraire, le comptage est neutralisé. La même remarque s'applique à l'entrée de remise à zéro RAZ. Toute impulsion positive sur cette dernière positionne immédiatement le compteur sur  $S_0$ .

A noter que l'on peut également faire avancer le compteur au rythme des fronts négatifs des signaux présentés dans ce cas sur l'entrée de validation V. L'entrée

Photo 3. – Le condensateur ajustable règle la fréquence du quartz.



CLOCK sera dans ce cas à soumettre à un état haut.

La sortie de report R permet de monter en cascade un second compteur CD 4017. Cette sortie présente un état bas pour les positions  $S_5$  à  $S_9$  et un état haut pour les positions  $S_0$  à  $S_4$ . On obtient donc, sur cette sortie, un signal carré dont la fréquence représente la dixième de la fréquence d'entrée.

Une possibilité intéressante réside dans le fait de relier une sortie  $S_n$  ( $n > 1$ ) à l'entrée RAZ pour obtenir, sur la sortie  $S_0$ , un signal dont la fréquence est divisée par le nombre « n ». Mais le signal ne sera pas du type carré.

## II – APPLICATION : LE CHRONOMETRE A QUARTZ (fig. 2)

### a) Alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement du chronomètre est fournie par une pile de 9 V, qu'un interrupteur I met en service. Un régulateur 7806 délivre, sur sa sortie, un potentiel stabilisé à 6 V. La capacité  $C_1$  décompte cette alimentation du montage en soi-même. La consommation, essentiellement dépendante de la mise en œuvre d'afficheurs LED, reste malgré tout dans des limites acceptables : environ 25 mA.

### b) Base de temps

Le circuit référencé IC<sub>2</sub> est un CD 4060 dont nous avons longuement parlé au chapitre précédent. Son oscillateur interne est piloté par un quartz Q inséré dans un réseau comprenant  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_3$  et la capacité variable  $C_A$ . Le quartz est un cristal très pur, taillé mécaniquement pour vibrer, si on le soumet à un potentiel, à une fréquence précise, sans dérive liée à des facteurs extérieurs comme la température, par exemple. Dans le cas présent, il s'agit d'un quartz de 3,2768 MHz. Grâce à la présence de la capacité ajustable  $C_A$ , il est possible de faire varier, dans des proportions très faibles, il est vrai, cette fréquence fondamentale. Un CD 4060 comporte 14 étages binaires consécutifs. Sur la sortie  $Q_{14}$ , on enregistre donc un créneau carré dont la fréquence est égale à :

La période de ce signal est donc de  $1/200 = 0,005$  s, soit 5 ms.

### c) Commande Marche-Arrêt

Les portes NOR III et IV de IC<sub>1</sub> forment une bascule R/S, dont le fonctionnement est très simple :

- toute impulsion positive sur l'entrée de commande 8 a pour effet immédiat le passage à l'état haut de la sortie de la bascule, c'est-à-dire la sortie de la porte IV ;

- toute impulsion positive sur l'entrée d'effacement 12 a pour conséquence instantanée le passage de la bascule à l'état bas. Par la même occasion, un tel montage fait office de circuit anti-rebond ; en effet, le basculement se réalise dès la perception de la première impulsion de commande, ce qui constitue une frontière temporelle nettement définie.

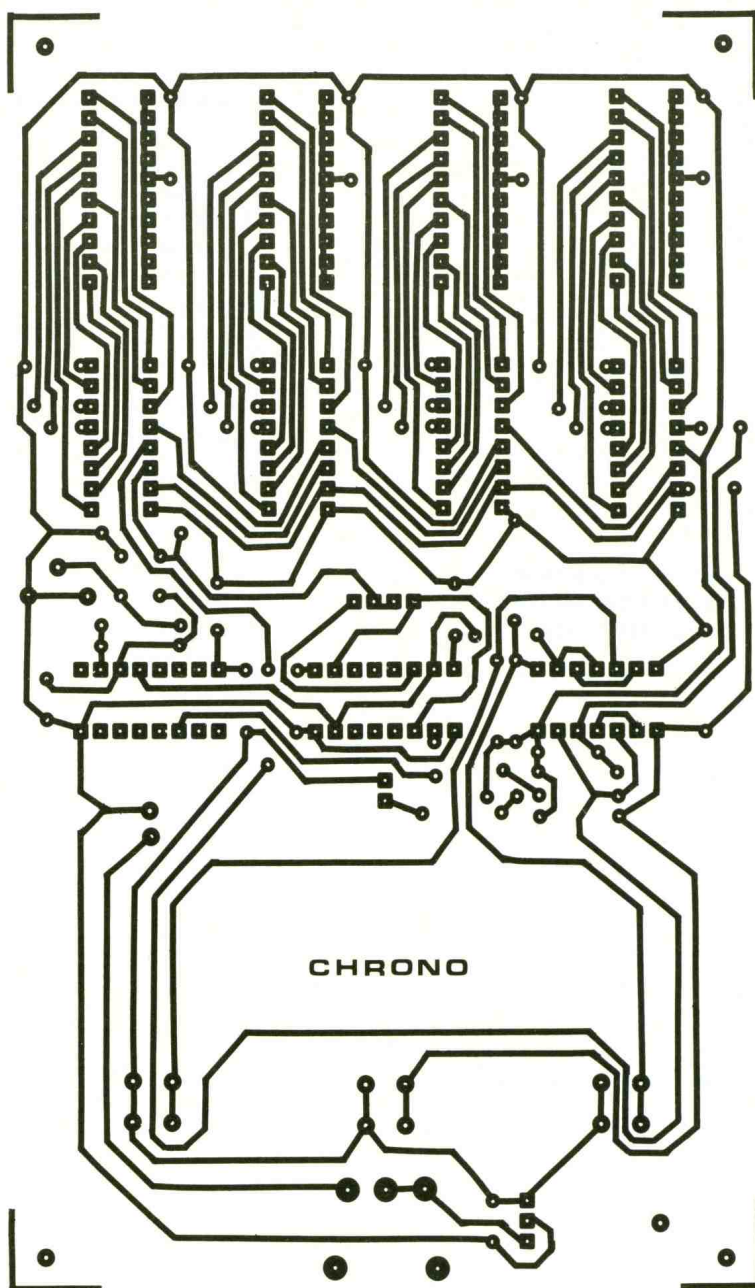
La sortie de la bascule R/S (ce qui veut dire RESET/SET) est reliée à l'entrée RAZ de IC<sub>2</sub>. A la mise sous tension du montage, il se produit la charge de  $C_2$  à travers  $R_1$  ; il en résulte une brève impulsion positive sur l'entrée de commande de la bascule. Il s'agit, en fait, d'une initialisation automatique de départ qui place la bascule R/S dans une position bloquant tous les compteurs binaires internes de IC<sub>3</sub> sur zéro. La base de temps est donc neutralisée dans ce cas. A noter que l'on obtient le même effet, si, au cours d'un chronométrage, on appuie sur le bouton-poussoir Arrêt (BPA).

En appuyant sur le bouton-poussoir Marche (BPM), la bascule R/S passe à l'état bas. Les compteurs binaires de IC<sub>2</sub> sont alors déverrouillés et la base de temps est opérationnelle.

### d) Comptage et affichage

Le circuit intégré référencé IC<sub>3</sub> est un CD 4518. Le premier compteur, marqué A, se trouve attaqué par l'intermédiaire de son entrée ENABLE, l'entrée CLOCK A étant reliée en permanence à l'état bas. Il avance donc au rythme des fronts négatifs délivrés par la sortie  $Q_{14}$  de IC<sub>2</sub>. Sur la sortie  $Q_{1A}$  de IC<sub>3</sub>, on peut donc recueillir des créneaux de fréquence 100 Hz, c'est-à-dire de période 10 ms. Cette sortie

$$F = \frac{3,2768 \times 10^6}{2^{14}} = \frac{3,2768 \times 10^6}{16\,384} = 200 \text{ Hz}$$



### 3 Dessin du circuit imprimé.

est reliée à l'entrée ENABLE du compteur B de IC<sub>3</sub>. Ainsi, sur la sortie Q<sub>4B</sub> de ce dernier, on dispose de créneaux d'une fréquence de 10 Hz, ce qui correspond à une période de 100 ms. Les entrées RAZ A et B des deux compteurs sont soumises à la même commande que l'entrée RAZ de IC<sub>2</sub>, dont nous avons déjà parlé.

Grâce l'inverseur IV, on peut sélectionner l'un ou l'autre des deux segments de temps de

base : le dixième ou le centième de seconde. Cette base de temps attaque l'entrée CLOCK d'un premier compteur IC<sub>4</sub>, qui est un CD 4017. La sortie de report de celui-ci se trouve reliée à son tour à l'entrée CLOCK de IC<sub>5</sub>. Ce montage en cascade se poursuit avec IC<sub>6</sub> et s'achève avec IC<sub>7</sub>.

On notera que l'entrée de validation V du premier CD 4017, IC<sub>4</sub>, est prévue pour être contrôlée. Nous verrons ultérieurement

dans quelles conditions il devient nécessaire de neutraliser le comptage.

Avec une telle disposition de divisions successives des fréquences, on obtient, comme unités de temps :

- les centièmes de seconde sur IC<sub>4</sub>
- les dixièmes de seconde sur IC<sub>5</sub>
- les secondes sur IC<sub>6</sub>
- les dizaines de seconde sur IC<sub>7</sub>

dans le cas où IV est positionné sur « 10 ms »

- les dixièmes de seconde sur IC<sub>4</sub>
- les secondes sur IC<sub>5</sub>
- les dizaines de seconde sur IC<sub>6</sub>
- les centaines de seconde sur IC<sub>7</sub>

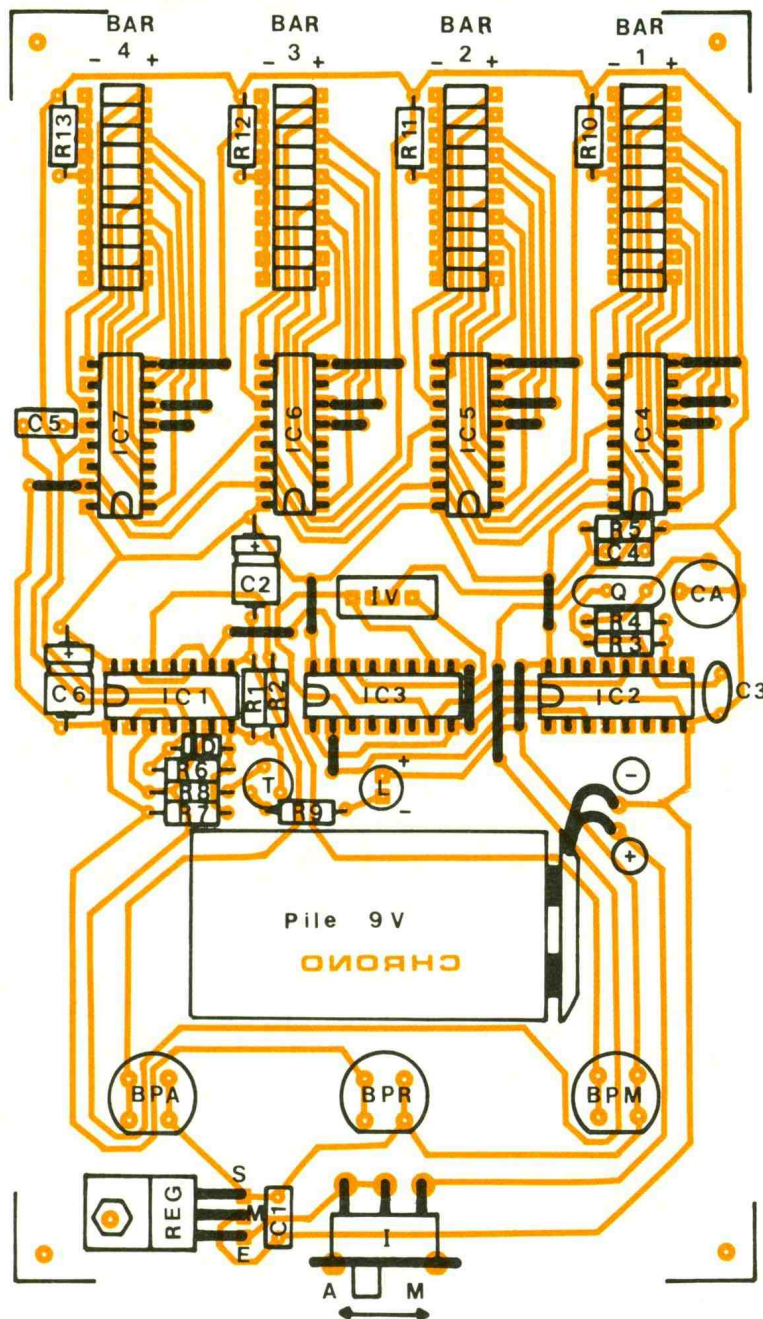
avec IV positionné sur « 100 ms »

Les sorties de tous ces compteurs sont reliées respectivement à quatre bargraphs de 10 LED chacun. Les résistances R<sub>10</sub> à R<sub>13</sub> limitent le courant dans les LED.

#### e) Dépassement de capacité

Sur le calibre « 10 ms », la capacité maximale de comptage est limitée à 100 secondes. Elle est de 1 000 secondes sur le calibre « 100 ms ». Lorsque la capacité maximale est atteinte, la sortie de report R de IC<sub>7</sub> passe d'un état bas à un état haut, étant donné que ce compteur quitte la position S<sub>9</sub> pour se placer en position S<sub>0</sub>. Le front montant correspondant est alors pris en compte sur le dispositif dérivateur constitué par C<sub>5</sub>, R<sub>6</sub> et D.

La charge de C<sub>5</sub> à travers R<sub>6</sub> a pour effet de présenter, sur la cathode de D, une impulsion positive, qui est aussitôt acheminée sur l'entrée de commande de la bascule R/S formée par les portes NOR I et II de IC<sub>1</sub>. La sortie de cette dernière passe aussitôt à l'état haut. Le transistor T se sature alors. Dans son circuit collecteur se trouve insérée une LED de signalisation dont l'allumage indique le dépassement de capacité. Par la même occasion, l'entrée de validation V de IC<sub>4</sub> étant maintenant soumise à un état haut, le comptage cesse. Dans cette situation, tous les compteurs se trouvent sur position S<sub>0</sub> et la LED L est allumée. Pour débloquent ce verrouillage volontai-



## 4 Implantation des composants.

rement prévu pour ne pas induire l'utilisateur du chronomètre en erreur, il convient d'appuyer sur le bouton-poussoir de remise à zéro (BPR), ce qui a pour effet de replacer la bascule R/S en position de repos. A noter enfin que, au moment de la mise sous tension du montage, grâce à la charge de C<sub>6</sub> à travers R<sub>7</sub>, l'impulsion positive disponible sur l'entrée d'effacement de la bascule place cette dernière en position d'initialisation et de veille.

Par la même occasion, par l'intermédiaire des liaisons avec les entrées RAZ de tous les CD 4017, il se produit une remise à zéro automatique de l'ensemble de l'affichage.

### III - LA REALISATION

#### a) Circuit imprimé (fig. 3)

Les pistes sont nombreuses et quelque peu denses en raison des raccordements entre comp-

teurs décimaux et bargraphs correspondants. Il est donc absolument indispensable de recourir aux éléments de transfert Mécanorma disponibles sur le marché, pastilles et bandelettes adhésives de 0,8 mm de largeur. Comme toujours, cette reproduction peut être directe par application des transferts sur le cuivre bien dégraissé de l'époxy. Il est également possible de réaliser un mylar transparent intermédiaire, manuellement ou par la méthode photographique. Après exposition aux ultraviolets et révélation, dans le cas des reproductions indirectes, le module sera gravé dans un bain de perchlorure de fer. Après un abondant rinçage, toutes les pastilles seront percées avec un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir si le diamètre des connexions auxquels ils sont destinés le nécessite.

Il est également recommandé de se procurer les composants avant d'attaquer la réalisation du circuit imprimé, afin d'être en mesure de procéder aux rectifications éventuellement nécessaires si le brochage venait à différer de celui présenté dans le modèle publié.

#### b) Implantation des composants (fig. 4)

Après la mise en place des nombreux straps de liaison, on plantera les diodes, les résistances, les capacités, le quartz et le transistor. Attention à l'orientation correcte de tous les composants polarisés. Les circuits intégrés seront montés sur supports pour au moins deux raisons : une meilleure possibilité de recherche de panne en cas de non-fonctionnement et l'élimination de tout risque de surchauffe lors des soudures.

Les « bargraphs », quant à eux, ont été montés sur des supports à wrapper afin de créer une surélévation. Ils ont même été inclinés pour que leur surface supérieure soit parallèle au plan incliné du boîtier utilisé. La même remarque s'applique à la LED L. L'inverseur IV a également été surélevé. Les boutons-poussoirs sont du type spécial circuit imprimé, ainsi que l'inverseur à glissière de mise en marche. Grâce à ces dispositions, notre module est totalement dénué de fils plus ou moins flottants avec tout ce que cela comporte comme risque de



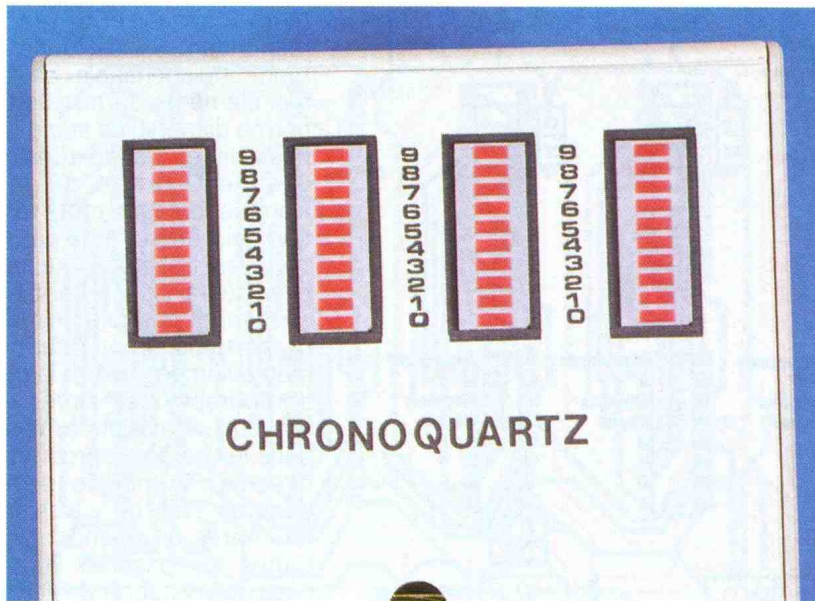


Photo 4. – L'affichage se fait sur 4 « bargraphs ».

cassures et autres mauvais contacts, sans parler de la présentation de l'ensemble... Le module a enfin été habillé d'un coffret élaboré par la Tôlerie Plastique, dont la face supérieure recevra quelques découpes que l'on exécutera avec un maximum de soin.

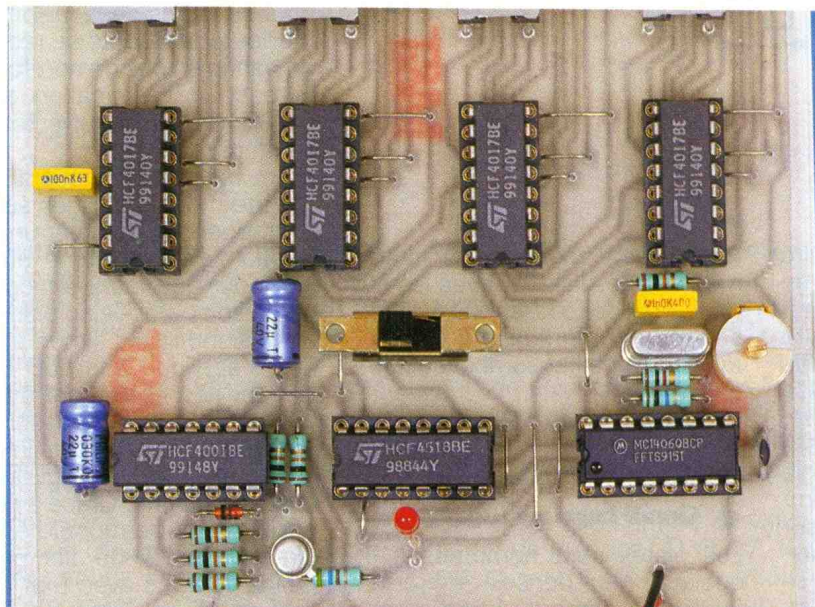
### c) Réglage

En règle générale, compte tenu du fait que la base de temps est pilotée par un quartz, la précision obtenue est largement satisfaisante. Toutefois, il est toujours possible de la contrôler en se ser-

vant d'un chronomètre de référence, suffisamment... précis. Pour ce contrôle, on a intérêt à se baser sur un temps assez important, par exemple 1 000 secondes, pour une meilleure définition d'une éventuelle différence. Ainsi que nous l'avons déjà signalé, la base de temps interne peut être légèrement retouchée en agissant sur le condensateur ajustable  $C_A$ . La base de temps augmente si on place davantage de surface de lames de ce  $C_A$ , en face les unes des autres.

Robert KNOERR

Photo 5. – Les circuits intégrés reposent sur supports tulipe.



## LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1, R_2$  :  $2 \times 10 \text{ k}\Omega$  (marron, noir, orange)
- $R_3$  :  $10 \text{ M}\Omega$  (marron, noir, bleu)
- $R_4$  :  $1 \text{ k}\Omega$  (marron, noir, rouge)
- $R_5$  à  $R_8$  :  $4 \times 10 \text{ k}\Omega$  (marron, noir, orange)
- $R_9$  à  $R_{13}$  :  $5 \times 560 \Omega$  (vert, bleu, marron)
- $D$  : diode-signal 1N 4148, 914
- $L$  : LED rouge  $\varnothing 3$
- Régulateur 6 V (7806)
- BAR 1 à BAR 4 : 4 bargraphs de 10 LED
- $C_1$  :  $0,1 \mu\text{F}$  milfeuillet
- $C_2$  :  $22 \mu\text{F}/10 \text{ V}$  électrolytique
- $C_3$  :  $56 \text{ pF}$  céramique
- $C_4$  :  $1 \text{ nF}$  milfeuillet
- $C_5$  :  $0,1 \mu\text{F}$  milfeuillet
- $C_6$  :  $22 \mu\text{F}/10 \text{ V}$  électrolytique
- $C_A$  : Condensateur ajustable  $3-40 \text{ pF}$
- $Q$  : quartz 3,2768 MHz
- $T$  : transistor NPN BC 108, 109, 2N 2222
- $IC_1$  : CD 4001 (4 portes NOR)
- $IC_2$  : CD 4060 (compteur binaire à 14 étages)
- $IC_3$  : CD 4518 (double compteur BCD)
- $IC_4$  à  $IC_7$  :  $4 \times$  CD 4017 (compteur-décodeur décimal)
- 1 support 14 broches
- 6 supports 16 broches
- 4 supports à wrapper de 20 broches.
- $IV$  : inverseur à glissière (broches droites)
- $I$  : interrupteur à glissière (broches coudées)
- 3 boutons-poussoirs à contact travail (pour circuit imprimé)
- Pile 9 V
- Coupleur de pile 9 V
- Boîtier Tôlerie Plastique
- DPC<sub>1</sub> :  $17/25 \times 103 \times 163$
- 20 straps (14 horizontaux, 6 verticaux)

Minitel  
36 15  
code  
EPRAT

## GENERATEUR DE FREQUENCES CALIBREES A QUARTZ



Pour l'amateur, et surtout pour le radioamateur, connaître sa fréquence exacte d'émission ou de réception est très utile voire même obligatoire. Bien sûr, il existe sur beaucoup d'appareils du commerce un affichage digital, mais si la panne survient, on est incapable de savoir où l'on se trouve.

Pour le bricoleur, il est très utile de pouvoir disposer d'un générateur de fréquences étalons. En effet, un standard de fréquence permet, après calibration, des mesures précises qui n'immobilisent pas un fréquencesmètre ou un générateur HF. D'un point de vue prix, ce générateur est tout à fait à la portée du débutant peu fortuné.

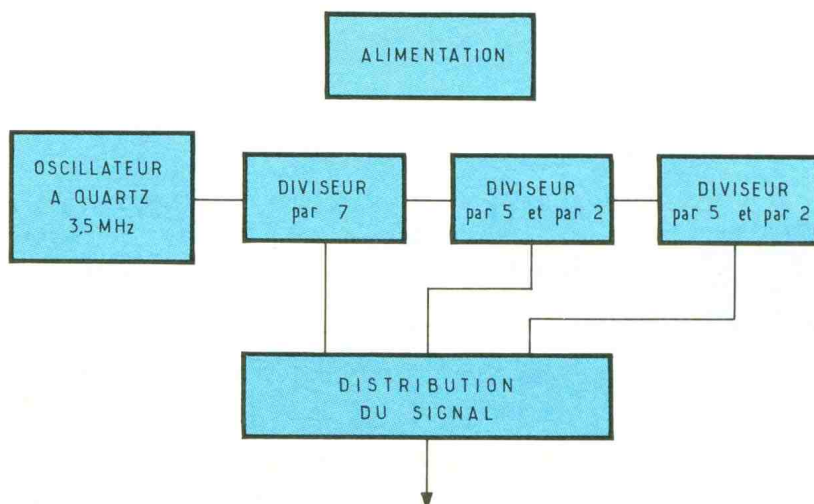


### ANALYSE DU CIRCUIT (fig. 1)

Nous sommes partis des besoins des radioamateurs et principalement des débuts de bandes d'émission. Il nous fallait donc avoir un point de calibration unique sans confusion possible. En effet un point tous les 3,5 MHz permet de repérer : 3,5 MHz, 7 MHz, 10,5 MHz, 14 MHz, 17,5 MHz, 21 MHz, 24,5 MHz et 28 MHz. D'un autre point de vue, il est pratique de prévoir un point de calibration tous les 500 kHz ainsi que ses sous-multiples 100 kHz, 10 kHz, 5 kHz.

A noter que les bandes de 1,8 MHz, 10 MHz, 18 MHz et 24,9 MHz se repèrent avec les points 100 kHz, 10 kHz et 5 kHz. En fait, le centre de l'appareil est constitué d'un oscillateur à quartz « tournant » à 3,5 MHz. Cette oscillation est divisée par 7 par un premier diviseur, ce qui nous donne à sa sortie une oscillation de 500 kHz. Par la suite le signal est envoyé à deux diviseurs successifs, par 5 et par 2, ce qui nous donne : 100 kHz, 50 kHz, 10 kHz et 5 kHz. Pour ce qui est de l'alimentation, nous avons choisi le secteur transformé et redressé en 5 V continues. Cela dit, rien n'empêche le constructeur de laisser de côté la partie secteur, tout en conservant le régulateur 5 V. En effet, les circuits TTL demandent impérativement une tension d'alimentation de 5 V.

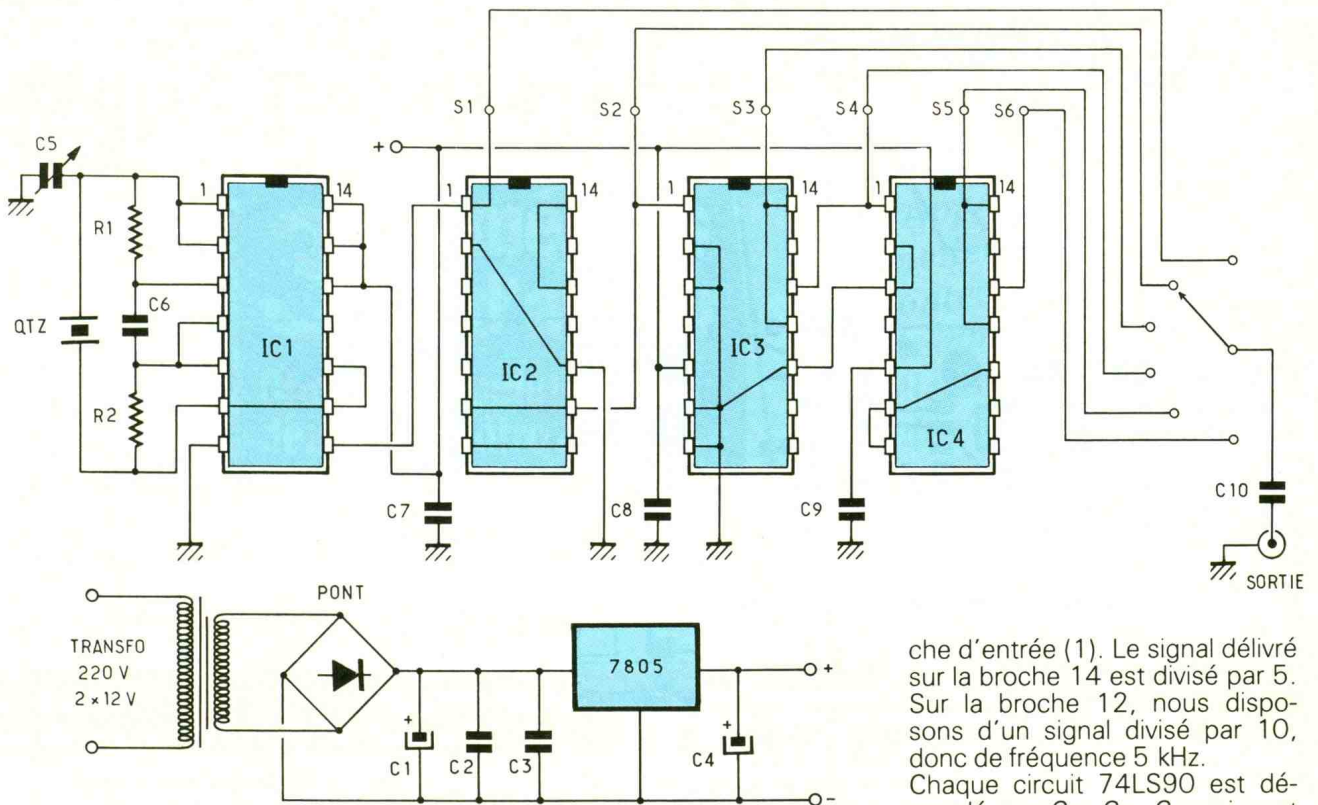
### 1 Schéma simplifié du générateur calibré.



### ANALYSE DU SCHEMA (fig. 2)

#### L'alimentation

Le secteur 220 V est transformé en 12 V, puis redressé par un pont (PT). Cette tension est filtrée par un condensateur de 1 000  $\mu\text{F}$  ( $C_1$ ) épaulé par les condensateurs  $C_2$ ,  $C_3$ . Nous obtenons la tension de 5 V régulée par un circuit 7805. Notons au passage qu'un condensateur ( $C_4$ ) de 2,2  $\mu\text{F}$  évite au régulateur toute envie de produire des oscillations parasites.



**2** Le schéma de principe repose sur l'utilisation de diviseurs montés en cascade. Le condensateur C10 prend place entre le commutateur et la fiche de sortie.

L'oscillateur, le cœur de notre montage : il est constitué d'un quartz de 3,5 MHz oscillant à l'aide de deux portes NAND contenues dans le circuit IC1 74LS00 (porte A et porte B). L'emploi de deux portes NAND est destiné à l'utilisation du quartz en résonance série : la tension de sortie de la NAND B est en phase avec la tension d'entrée de la porte NAND A. Le condensateur C5 (60 pF ajustable) sert à ajuster la fréquence avec précision.

La troisième porte NAND (NAND D) est utilisée comme tampon et mettra le signal de sortie en forme.

La quatrième porte NAND (NAND C) est inutilisée, et ses entrées sont connectées au niveau 1 logique (+ 5 V).

En sortie de l'oscillateur, nous allons disposer d'un signal de 3,5 MHz. Celui-ci sera disponible sur la broche 8 d'IC1. Ce signal va maintenant être appliqué à la première décade 74LS90 (IC2), broche 1. Ce circuit sera connecté en diviseur par 7. On obtient donc à la sortie un signal de 500 kHz, broche 9 d'IC2. Ce signal attaque un circuit diviseur par 5 (IC3) 74LS90. Celui-ci nous

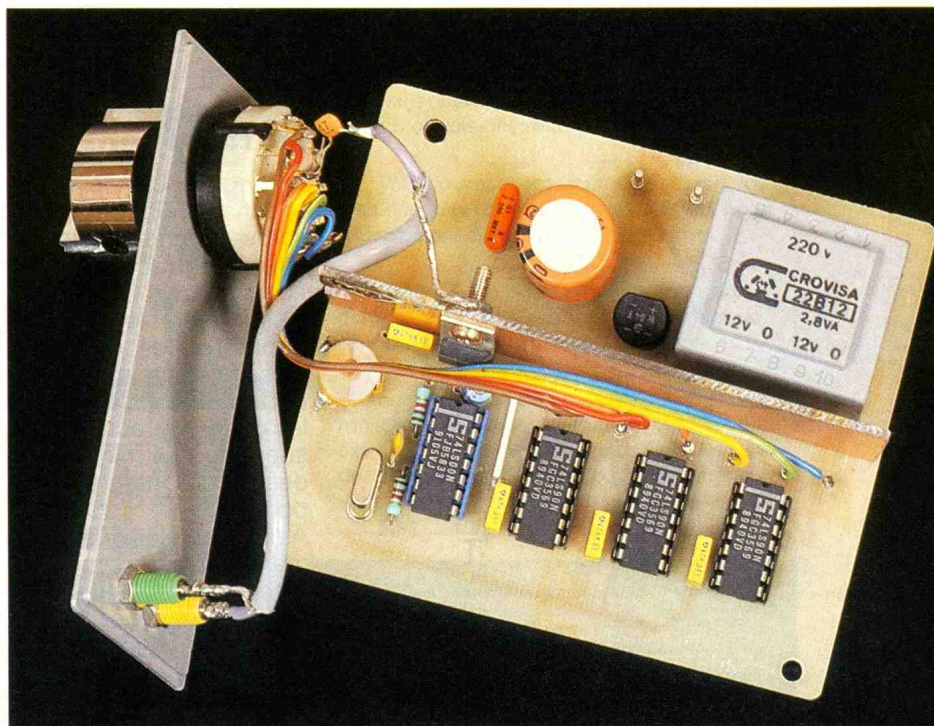
délivre à sa sortie un signal de 100 kHz. La broche 12 d'IC3 nous fournit un signal divisé par 100, 50 kHz en l'occurrence. C'est ce signal de 50 kHz qui est appliqué à un nouveau diviseur IC4 par l'intermédiaire de sa bro-

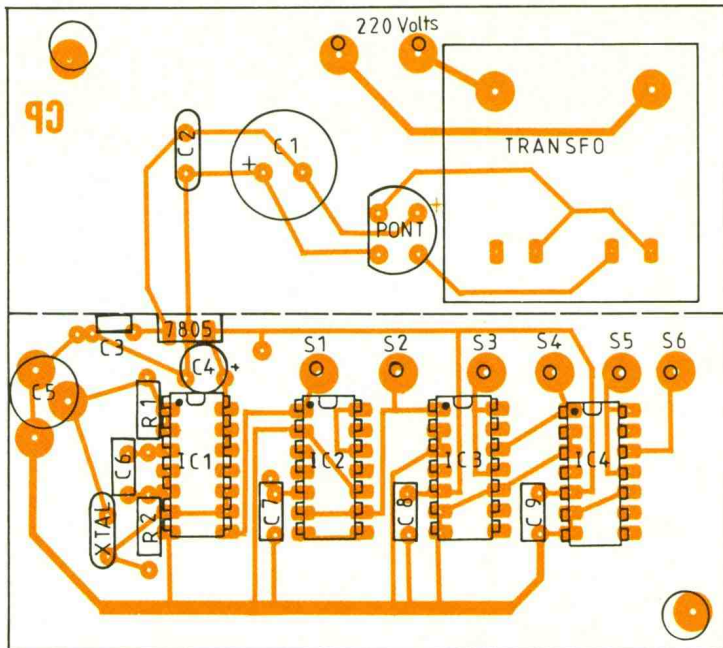
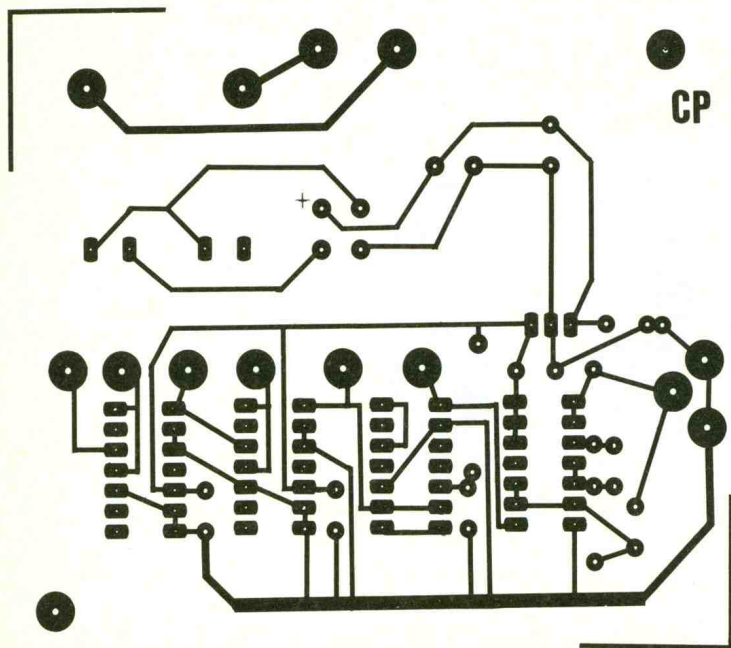
che d'entrée (1). Le signal délivré sur la broche 14 est divisé par 5. Sur la broche 12, nous disposons d'un signal divisé par 10, donc de fréquence 5 kHz.

Chaque circuit 74LS90 est découplé par C7, C8, C9 qui sont des condensateurs de 47 nF.

Les signaux délivrés par chaque diviseur sont des signaux de forme carrée, ceux-ci sont riches en harmoniques. Nous en disposons à l'aide d'un commutateur rotatif (1 circuit, 6 positions). Celui-ci transmettra les signaux à la borne de sortie par l'intermédiaire de C10, un condensateur de 47 pF.

Photo 2. – La platine câblée avec la face avant.





**3/4/5** Dessin du circuit imprimé, implantation des composants et les brochages des circuits intégrés.

**REALISATION DU CIRCUIT IMPRIME (fig. 3)**

Le tracé du circuit imprimé se fera par la méthode du transfert, insolation aux UV de la plaque cuivrée sensibilisée, gravure au perchlorure de fer. On peut étamer les pistes par étamage à froid ou au fer à souder bien chaud.

Après vérification, on peut procéder au perçage diamètre 0,8 à 1 mm.

En fait, la confection du circuit imprimé est tout à fait classique et sans difficulté.

**IMPLANTATION DES COMPOSANTS (fig. 5)**

Il y a lieu de bien faire attention au brochage de certains composants comme les diodes, les circuits intégrés, les condensateurs chimiques.

Il est préférable de commencer à implanter les composants les plus résistants et les plus près du circuit comme les résistances, les condensateurs, les straps, les supports. Terminer par la pose des circuits intégrés sur leur support.

A noter que les quartz supportent mal la chaleur.

Attention aux soudures sèches, on peut nettoyer l'excédent de résine de soudure avec du trichloréthylène ou de l'acétone.

**LE CABLAGE (fig. 6)**

Il est simple. Celui-ci consiste à relier les sorties 3,5 MHz, 500, 100, 50, 10,5 kHz aux broches du commutateur rotatif. Il faut relier aussi le secteur 220 V à la platine transfo.

Nous avons séparé la partie alimentation par une cloison d'époxy cuivrée, cela nous sert entre autres de radiateur pour le circuit 7805.

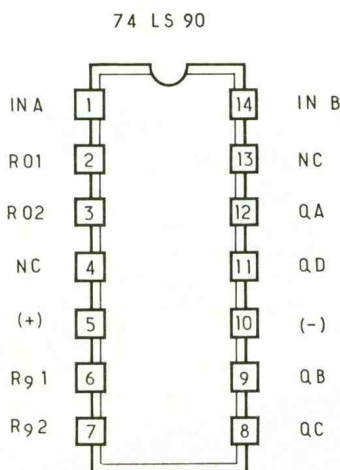
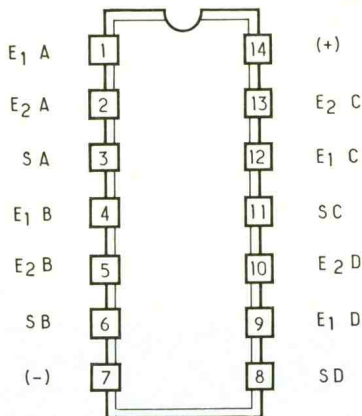
**ESSAIS ET REGLAGES**

Ils sont simples. La seule chose consiste à veiller à mettre le quartz « à l'heure » à l'aide du condensateur ajustable C5. Pour cela on peut employer plusieurs méthodes.

1. Effectuer le battement avec une émission étalon en ondes courtes sur les fréquences de 2,5, 5, 10, 15 et 20 MHz.
2. Soit avec l'émission de la BBC sur 200 kHz, la fréquence de cet émetteur est extrêmement précise et stable.
3. A l'aide d'un fréquencemètre précis que l'on connecte au calibre. On tourne le condensateur ajustable jusqu'à obtenir 3 500 kHz.

**PRECISION DU REGLAGE**

Un fréquencemètre n'a pas une précision infinie, il existe une incertitude de  $\pm 1$  digit sur le dernier chiffre.



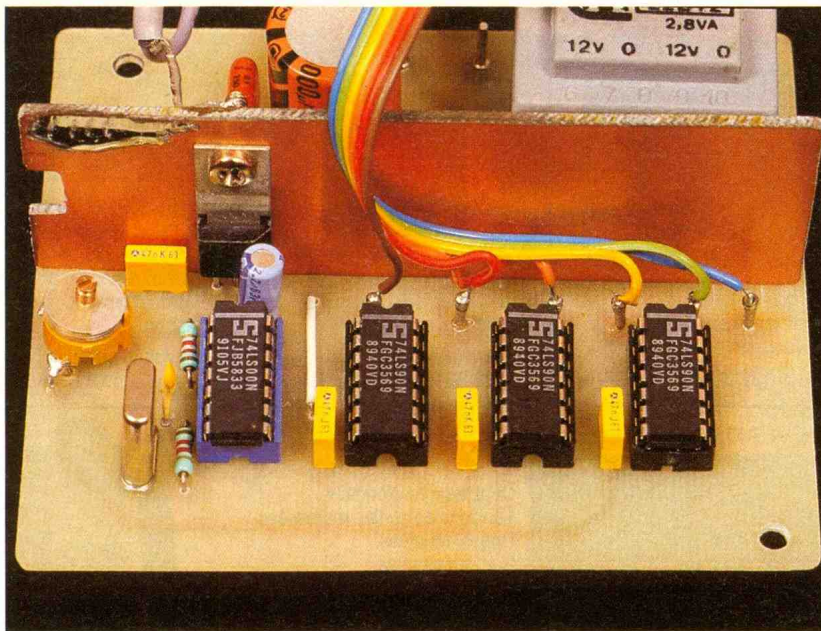
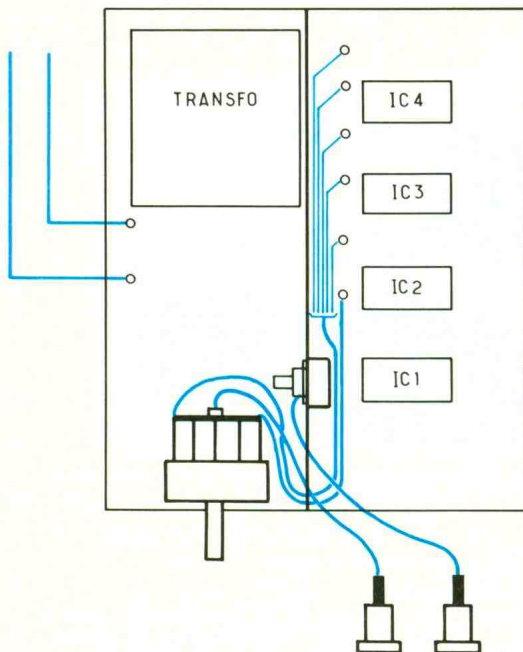
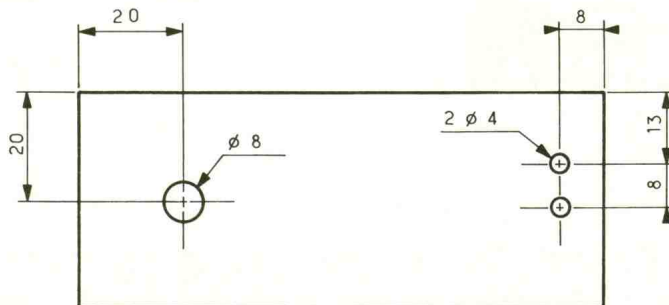


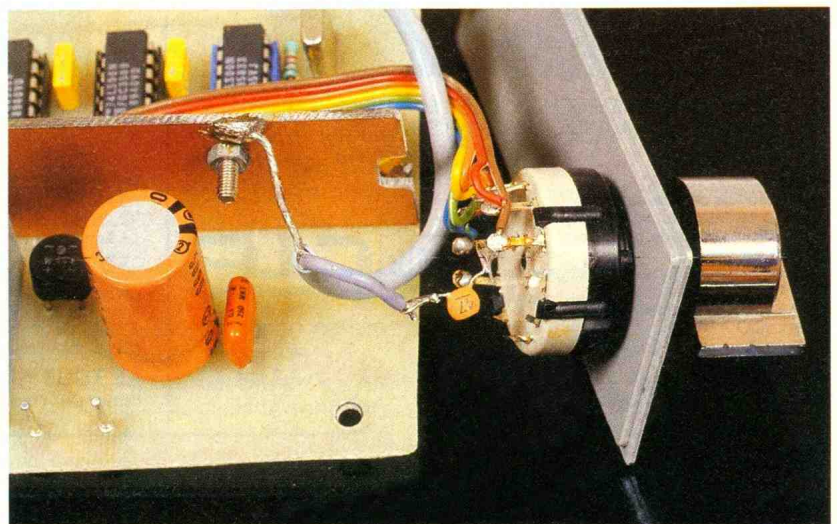
Photo 3. – Le condensateur ajustable permet de placer la fréquence du quartz à sa bonne valeur.



Si la mesure avec le calibrateur à quartz est pratiquée dans un temps relativement court, la précision du battement nul peut être d'environ 1 Hz à l'oreille. C'est presque mieux que ce que l'on

obtient avec un fréquencemètre digital de bas de gamme. Cette remarque n'est valable que pour une mesure relativement rapide, car, pour mieux faire, il faudrait avoir recours à un quartz spécial dans une enceinte thermostatée. Dès lors, le montage ne s'adresserait plus aux débutants.

Photo 4. – Le commutateur permet la sélection des rapports de division.



## CONCLUSION

Nous avons pensé aux débutants peu fortunés. Voilà bien un appareil pratique pour les bricoleurs et les radioamateurs. Les « cracs » de l'électronique, quant à eux, disposent d'un fréquencemètre digital précis.

C. PIERRON

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### Résistances

$R_1$  : 1,2 k $\Omega$  (marron, rouge, rouge)

$R_2$  : 1,2 k $\Omega$  (marron, rouge, rouge)

### Condensateurs

$C_1$  : 1 000  $\mu\text{F}$

$C_2$  : 100 nF

$C_3$  : 47 nF

$C_4$  : 2,2  $\mu\text{F}$

$C_5$  : ajustable 60 pF

$C_6$  : 1 500 pF

$C_7, C_8, C_9$  : 47 nF

$C_{10}$  : 47 pF

### Circuits intégrés

1 74LS00 quadruple porte NAND

3 74LS90 compteur décimal

4 supports CI 14 broches

1 7805 (régulateur 5 V)

### Divers

1 transformateur 220 V, 12 V 3 VA

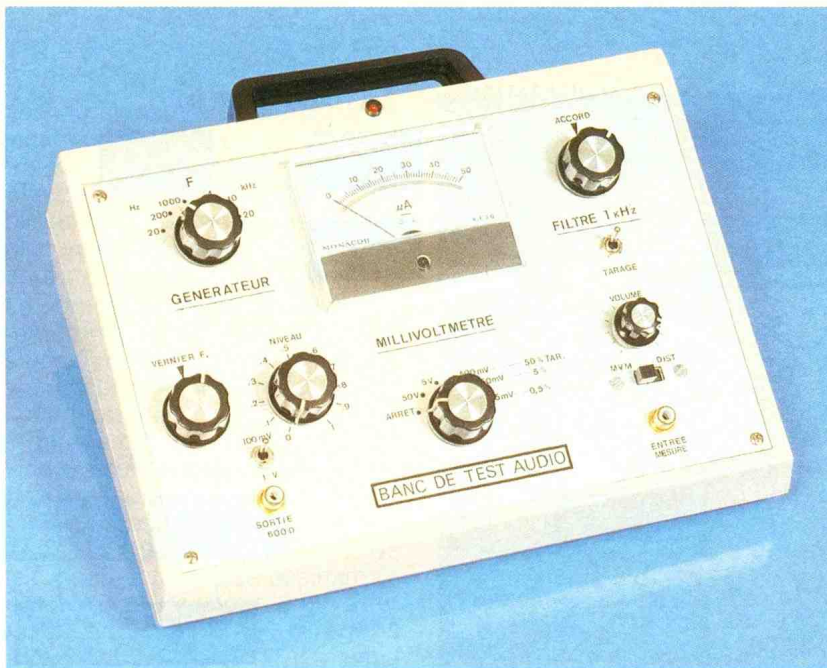
1 pont de diodes

1 quartz 3,57945 MHz

1 commutateur (1 circuit 6 positions)

1 coffret

1 cordon secteur



## UN BANC DE TEST AUDIO

Les équipements audio modernes ont des caractéristiques difficiles à vérifier si l'on ne dispose pas d'une instrumentation spécialisée onéreuse. Sous une forme condensée, mais sans sacrifier à la performance, ce banc de test portable réunit les moyens de réaliser les contrôles essentiels permettant de définir le niveau de qualité d'un équipement, ou d'optimiser la mise au point d'un montage en investissant un budget tout à fait raisonnable.

La mise en œuvre *in situ* d'appareillage de mesure pour contrôler le bon fonctionnement d'une installation audio analogique n'est pas toujours aisée du fait des dimensions et du poids des équipements requis. Elle nécessite au moins, en effet, la présence d'un générateur de signaux, celle d'un bon « mesureur » qu'est un millivoltmètre audio ou un oscilloscope, et celle d'un distorsiomètre harmonique sérieux. Les plus difficiles feraient même appel à un analyseur de spectre...

Si l'on se borne à n'effectuer qu'un contrôle des performances, et non une analyse technique de laboratoire, on limite l'utilisation de cet appareillage aux paramètres les plus importants que sont la sensibilité, la bande passante, la puissance disponible, le niveau de bruit et la distorsion harmonique, ce qui n'est déjà pas si mal !

C'est à partir de ces considérations, et pour répondre aux exigences d'une manipulation aisée à mettre en œuvre et rapide à exécuter, qu'a été mis au point ce banc de test audio qui regroupe sous un même coffret et avec une alimentation commune la plupart des appareils nécessaires à l'exécution des contrôles cités.

Il peut rendre de précieux services à l'expérimentateur mettant au point un montage amplificateur, aussi bien qu'au dépanneur professionnel qui doit intervenir en dehors de son atelier. Il peut également constituer une mise de fonds initiale très raisonnable du passionné de pratique électronique.

La conception de ce banc de test a été voulue portable, pour les raisons qui viennent d'être exposées, mais aussi simple et modulaire pour en faciliter la réalisation et la mise au point, ce qui peut attirer l'attention de ceux qui ne seraient intéressés que par une partie de cet appareil. En ce qui concerne les composants actifs, on ne fait appel qu'à trois circuits intégrés courants et un transistor FET.

### Le schéma fonctionnel (fig. 1)

Le banc de test audio comporte deux parties essentielles : un générateur et un mesureur. Mais comme tout test sérieux ne saurait éviter une mesure de taux de distorsion harmonique, un filtre éliminateur très sélectif à 1 kHz a été adjoint.

Le générateur a été conçu pour délivrer un signal sinusoïdal à très faible distorsion. Il est constitué d'un oscillateur à pont de Wien dont la fréquence est commutée sur une valeur parmi six et plus précisément ajustée par un réglage fin, ce qui est indispensable pour exécuter correctement une mesure de distorsion harmonique.

Le niveau d'oscillation est ajusté de façon à optimiser le fonctionnement de l'oscillateur. Le signal est envoyé sur un séparateur qui alimente les atténuateurs, permettant d'obtenir le niveau désiré

à la sortie d'un amplificateur dont le rôle consiste à définir une impédance adéquate à la sortie audio.

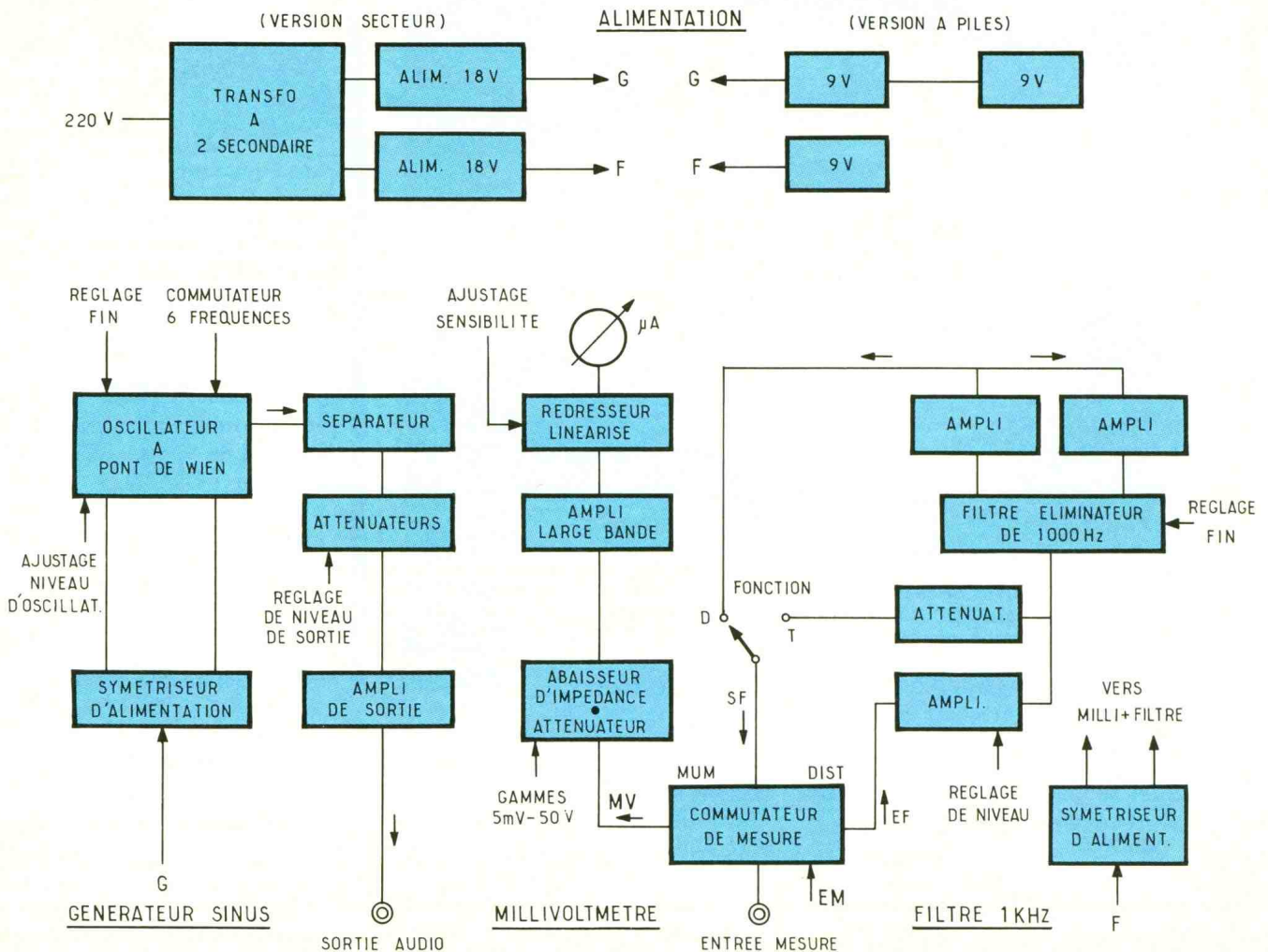
Le millivoltmètre alternatif est destiné à afficher la tension efficace d'un signal audio, mais sa bande passante doit aller bien au-delà des fréquences audibles. Il permet de contrôler le niveau de sortie du générateur ou de mesurer l'amplitude du signal en différenciant points d'un amplificateur, par exemple. Il est également utilisé pour mesurer un taux de distorsion harmonique, en conjonction avec le filtre 1 kHz.

Le signal EM (entrée mesure) est envoyé vers le commutateur de mesure. Lorsque celui-ci est sur la position MVM (millivoltmètre), la tension alternative à mesurer est envoyée vers un atténuateur à commutation de gammes dont chaque position définit la sensibilité de l'appareil à pleine échelle, qui peut varier de 5 mV eff. à 50 V eff.

Le signal sortant de l'atténuateur passe par un abaisseur d'impédance pour attaquer un amplificateur à large bande dans des conditions optimales de stabilité, tout en conservant à l'entrée mesure une impédance élevée.

L'amplificateur à large bande donne au signal le niveau suffisant lui permettant d'attaquer dans de bonnes conditions le redresseur et le microampèremètre de sortie. La sensibilité de l'appa-





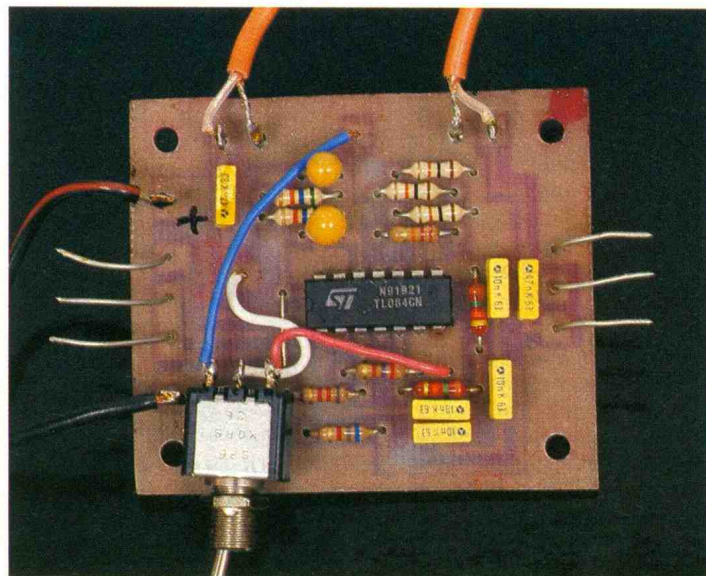
1 Schéma synoptique de l'ensemble du banc test audio.

reil est ajustée afin d'obtenir les valeurs choisies au moyen du commutateur de gammes. La linéarité de la mesure est assurée par un taux de contre-réaction important dans l'étage redresseur.

Le filtre 1 kHz est un dispositif à structure électronique, éliminateur de fondamentale, qui, combiné avec le millivoltmètre, permet l'exécution d'une mesure de taux de distorsion harmonique à 1 kHz.

Dans cette configuration, le commutateur de mesure est placé sur la position DIST (distorsionmètre), ce qui envoie le signal EM vers EF (entrée filtre) et, le signal SF (sortie filtre) vers l'entrée du millivoltmètre.

Le signal EF est envoyé vers un amplificateur d'entrée afin d'acquies une amplitude suffisante pour traverser le filtre éliminateur dont la sortie est envoyée vers l'amplificateur de sortie. Une por-



La carte du filtre de bande.

tion du signal de sortie est réinjectée vers le filtre à travers un troisième amplificateur abaisseur d'impédance, ce qui rend l'affaiblissement du signal beaucoup plus sélectif à la fréquence d'accord.

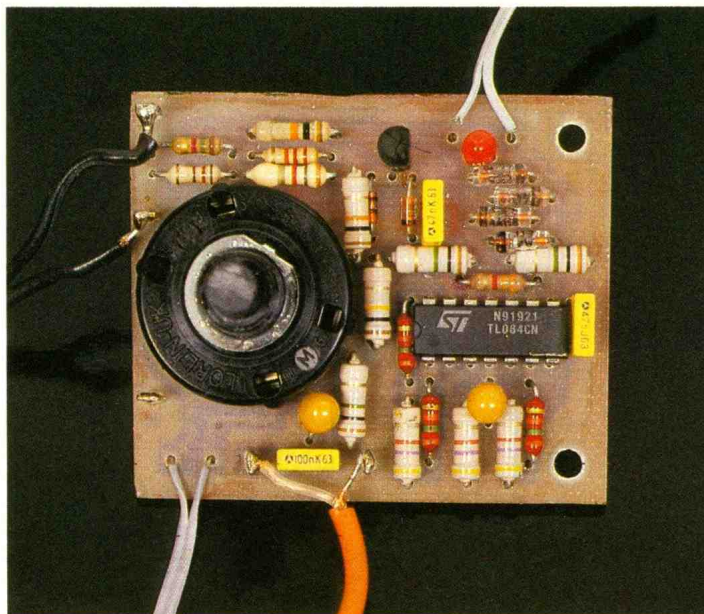
Le commutateur de fonction permet, lorsqu'il est placé sur la position T (tarage), de régler le niveau d'entrée du filtre pour une indication de référence du microampèremètre. Dans cette position, l'action du filtre est éliminée puisque la mesure est faite en aval : elle indique donc une tension proportionnelle à celle de la fondamentale et de ses harmoniques. La présence d'un atténuateur entraîne un tarage à 50 % (au lieu des 100 % habituels). On verra plus loin l'intérêt de cette disposition.

En position D du commutateur de fonction, on mesure l'amplitude des harmoniques, ce qui, rapporté au tarage précédent, assure la lecture directe du taux de distorsion harmonique. La précision de la mesure est assurée en utilisant conjointement le réglage fin de la fréquence et celui de l'accord du filtre.

L'alimentation a été conçue en deux parties indépendantes. L'une satisfait aux besoins énergétiques du générateur, l'autre à ceux du filtre et du millivoltmètre. Ces deux sources ont été séparées pour éviter les conséquences d'une interaction entre le générateur et le millivoltmètre à grande sensibilité.

C'est ainsi que l'alimentation secteur comporte un transformateur à deux secondaires isolés, capables d'engendrer, à travers des circuits de redressement, de filtrage et de stabilisation conventionnels, deux tensions indépendantes de 18 V. Chacune de ces sources (G pour générateur et F pour filtre + millivoltmètre) est connectée à un symétriseur d'alimentation qui définit le point commun (réuni à la masse) pour chaque source, de façon à fournir aux amplificateurs opérationnels de l'appareil les tensions d'alimentation symétriques qui leur permettent de fonctionner dans les meilleures conditions.

Pour assurer au banc de test audio une totale indépendance, il est recommandé de faire appel à une alimentation à piles, ce qui simplifie la réalisation. L'alimentation du générateur est assurée par deux piles de 9 V en série.



Le millivoltmètre et son commutateur de gammes.

Une troisième pile alimente le millivoltmètre et le filtre.

#### ANALYSE DETAILEE

La description des modules est présentée dans l'ordre logique de réalisation.

#### Le millivoltmètre alternatif (fig. 2)

La tension à mesurer est appliquée à l'entrée de l'atténuateur constitué par les résistances  $R_1$  à  $R_6$  à travers  $C_1$  qui stoppe toute tension continue risquant de fausser la mesure.

Le curseur du commutateur de gammes  $S_1$  à six positions permet d'assurer (par  $S_{1a}$ ) une position d'arrêt (1) et cinq positions de sensibilité, respectivement 50 V (2), 5 V (3), 500 mV (4), 50 mV (5) et 5 mV (6) en valeurs efficaces. La position d'arrêt est assurée par la section  $S_{1b}$  qui offre un contact ouvert en position (1) et un contact fermé sur les positions (2) à (6).

Le signal de 5 mV (valeur maximale) est envoyé sur la grille g du transistor à effet de champ T monté en drain commun, réuni au + 9 V. La source de T va au - 9 V à travers la résistance  $R_8$  aux bornes de laquelle se retrouve, avec la même amplitude, le signal qui est transmis, à travers  $C_2$ , à l'amplificateur à large bande. Ainsi est constitué un étage à haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie qui isole totalement l'atténuateur du circuit d'amplification. L'impé-

dance d'entrée du millivoltmètre est donc constituée par la somme des valeurs des résistances :

$$[R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 \cdot R_6 / (R_5 + R_6)] = 1\ 111\ 110\ \Omega, \text{ soit environ } 1\ \text{M}\Omega.$$

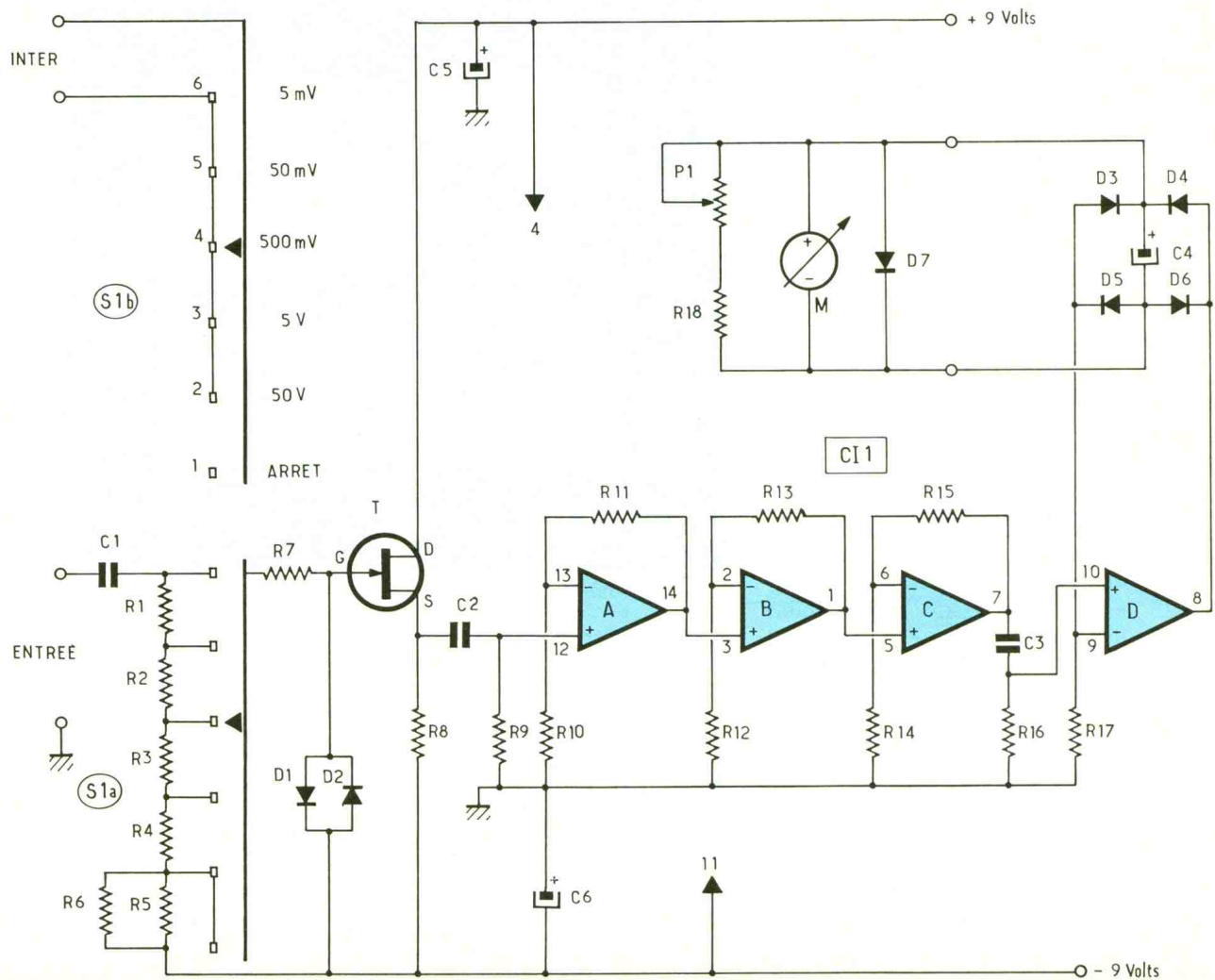
La résistance série  $R_7$  et les diodes  $D_1$  et  $D_2$  montées en tête-bêche sont destinées à limiter la valeur crête de la tension grille de T à environ 700 mV, pour éviter sa destruction par surtension. Aux valeurs nominales de tension, ce dispositif n'est d'aucun effet.

L'amplification de tension est assurée par la mise en cascade des trois amplificateurs opérationnels  $C_{11-A}$ ,  $C_{11-B}$  et  $C_{11-C}$ . Le signal incident est appliqué sur l'entrée non inverseuse. Une rétroaction par  $R_{11}$  (pour le premier étage) est ramenée sur l'entrée inverseuse qui retourne à la masse par  $R_{10}$  selon une disposition des plus classiques. Les trois étages sont identiques. Ils procurent chacun un gain en tension égal à  $(1 + R_{11}/R_{10})$ , soit 4,2 par étage ou  $(4,2)^3 = 74$  pour l'ensemble.

On obtient un produit gain x bande relativement élevé en raison du choix du circuit TL084 et du faible gain unitaire. La largeur de bande excède largement 100 kHz. L'amplitude du signal en sortie du troisième étage est de  $5 \times 74 = 370\ \text{mV}_{\text{eff}}$ .

La liaison entre  $C_{11-C}$  et  $C_{11-D}$  se fait par le circuit  $C_3-R_{16}$  qui évite qu'un décalage de la tension moyenne ne perturbe le fonctionnement de l'étage de redressement. Ce dernier est constitué





## 2 Le millivoltmètre possède une bonne sensibilité de base.

d'un pont de quatre diodes germanium, D<sub>3</sub> à D<sub>6</sub>, monté entre la sortie et l'entrée inverseuse de Ci<sub>1</sub>-D afin de linéariser le fonctionnement des diodes, notamment pour les faibles valeurs de courant. La valeur de la résistance R<sub>17</sub> détermine le taux de contre-réaction : le gain est inversement proportionnel à sa valeur. Le microampèremètre M est placé dans la branche transversale du pont de diodes. Le choix s'est porté sur un modèle de 50  $\mu$ A, qui permet d'obtenir une bonne sensibilité ajustable au moyen du potentiomètre P<sub>1</sub> en série avec R<sub>18</sub>, placé aux bornes de M.

Le condensateur C<sub>4</sub> atténue les variations brusques de tension redressée et évite les « tremblements » de l'aiguille lorsque l'on mesure des tensions à très basse fréquence. La diode silicium D<sub>7</sub> devient conductrice au-delà de

0,7 V, sa résistance interne apparente diminue alors sensiblement, ce qui amortit les brusques mouvements de l'équipage mobile du microampèremètre à la mise en route, lors de la commutation de gammes ou à toute autre occasion de variation brusque de la tension.

Ainsi qu'il est indiqué plus haut, l'alimentation du millivoltmètre est commune avec celle du filtre. Les découplages C<sub>5</sub> et C<sub>6</sub> assurent une protection contre les tensions éventuellement induites par les fils de connexion.

Ainsi, en ne faisant appel qu'à un seul circuit intégré et à un FET, on a pu réaliser un millivoltmètre efficace dont les performances sont résumées ci-après.

### Millivoltmètre alternatif

Sensibilité à pleine déviation (50  $\mu$ A) : 5 mV à 50 V<sub>eff</sub>.  
Seuil de lisibilité : 100  $\mu$ V<sub>eff</sub>.

Bande passante à -1 dB : 15 Hz à 150 kHz.

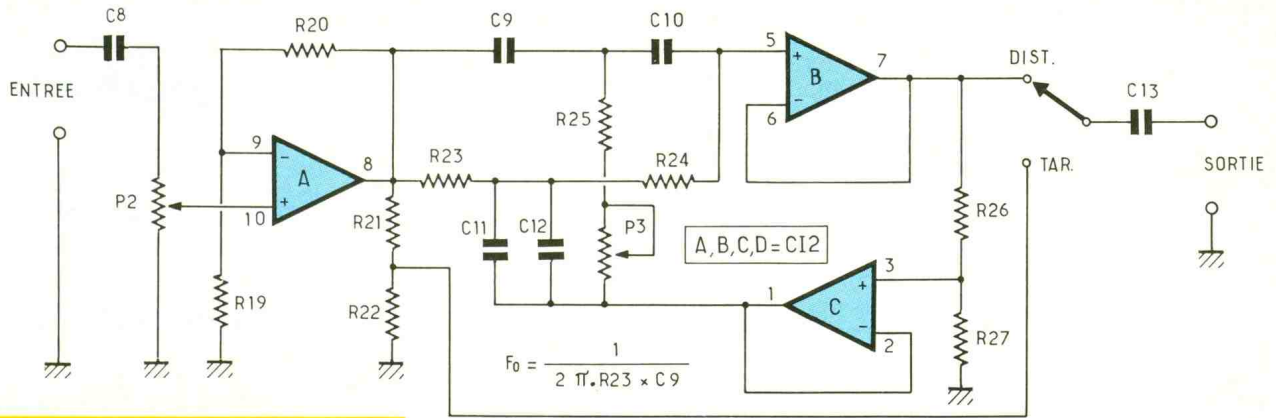
Impédance d'entrée : 1,111 M $\Omega$ .  
Précision à pleine échelle : 3:‰.  
Tension d'alimentation :  $\pm$  4,5 V à  $\pm$  12 V.

Consommation à  $\pm$  9 V : 15 mA.

### Le filtre électronique (fig. 3)

Il est constitué essentiellement d'un réseau en double T complété par des circuits électroniques d'adaptation et d'accroissement de sélectivité.

Le niveau du signal est dosé à l'entrée par le potentiomètre P<sub>2</sub>, dont le curseur est réuni à l'entrée non inverseuse de Ci<sub>2</sub>-A. Le gain est dosé par R<sub>19</sub> et R<sub>20</sub> : il est de 3,2, soit +10 dB. La sortie de cet amplificateur est réunie à l'entrée du filtre en double T constitué par R<sub>23</sub>, R<sub>24</sub> et (C<sub>11</sub> + C<sub>12</sub>) et, d'autre part, par C<sub>9</sub>, C<sub>10</sub> et R<sub>25</sub> + P<sub>3</sub>. Le potentiomètre P<sub>3</sub>

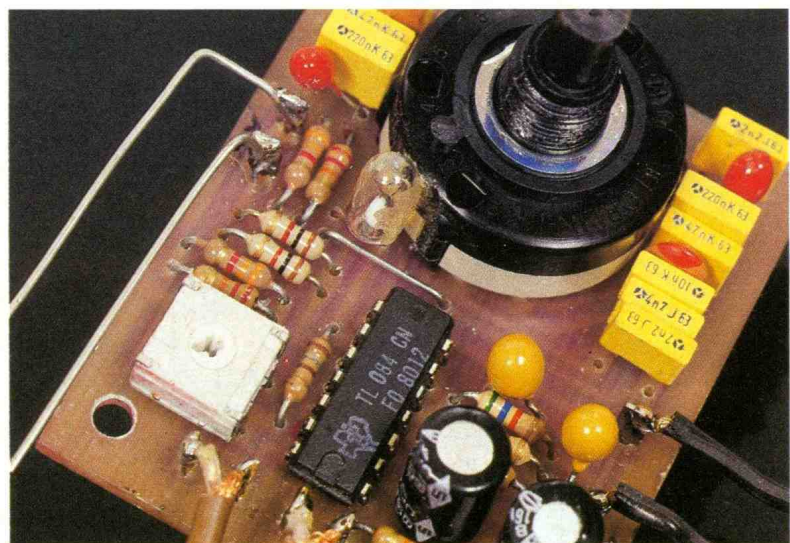
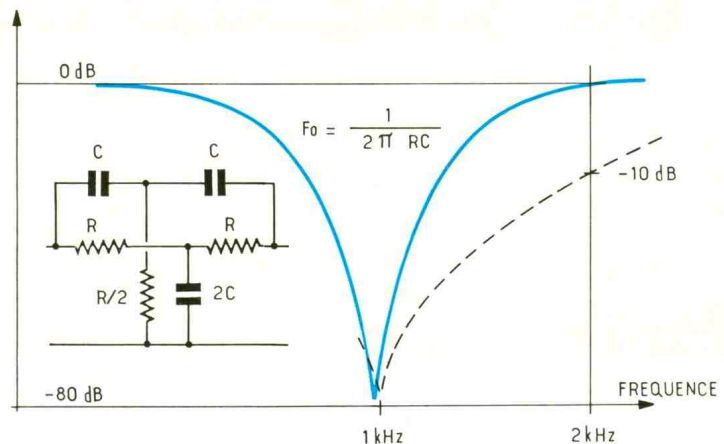
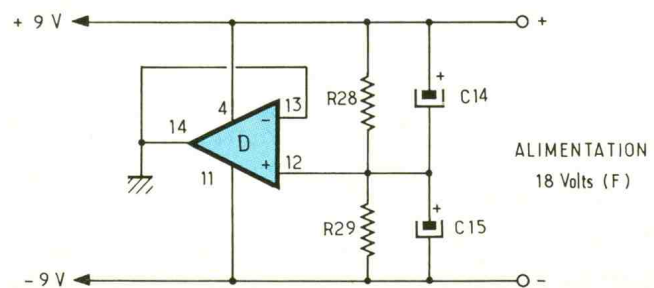


### 3 Le schéma du filtre.

sert à peaufiner le réglage pour obtenir l'affaiblissement maximal à la fréquence d'accord  $F_0$  très proche de 1 kHz. Cette condition est obtenue lorsque la valeur de  $R_{25} + P_3$  est égale à la moitié de celle de  $R_{23}$  ou  $R_{24}$ . Les condensateurs  $C_9$  à  $C_{12}$  sont tous de la même valeur.

L'autre extrémité du filtre est réunie à l'entrée de l'amplificateur  $C_{12}$ -B monté en suiveur de tension, donc à impédance élevée à l'entrée et faible en sortie. La contre-réaction est assurée par l'amplificateur bootstrap  $C_{12}$ -C qui réinjecte une partie du signal de sortie prélevé au point commun des résistances  $R_{26}$  et  $R_{27}$ . La réponse en fréquence est indiquée sur la courbe de la **figure 3**. Elle montre le creux caractéristique à la fréquence d'accord  $F_0 = 1/2 \pi RC$ , dans laquelle R et C correspondent aux valeurs des éléments du mini-schéma. Dans les conditions d'accord idéal, l'atténuation à  $F_0$  est théoriquement infinie ; en fait, - 70 à - 80 dB. Le critère le plus important se rapporte à l'affaiblissement à  $2 F_0$  qui devrait être nul, mais qui atteint - 10 dB et qui est encore significatif à  $3 F_0$  (courbe en pointillé). L'application de la contre-réaction décrite plus haut élimine cet inconvénient (courbe en trait plein) et ramène l'affaiblissement à  $2 F_0$  à - 1 dB.

Le commutateur de fonction  $S_2$  permet de prélever la tension de sortie en amont (tarage) ou en aval (distorsion) du filtre électronique. Dans le premier cas, on introduit un affaiblissement de 1/2 par le pont  $R_{21}/R_{22}$  à la sortie de l'amplificateur d'entrée. Ainsi, la tension de tarage est ajustée par  $P_2$  à une valeur de 50 % pour



Le générateur de fonction, notez l'ampoule de linéarisation sur l'entrée inverseuse du TL084.

une déviation totale du microampèremètre gradué de 0 à 50. On facilite donc le réglage de la tension de tarage. Cette opération est réalisée sur la sensibilité 500 mV, de sorte qu'à la gamme 50 mV correspondra 5 % et 0,5 % sur la gamme 5 mV pour une déviation totale. Il sera donc possible d'apprécier un taux de distorsion inférieur à 0,05 %.

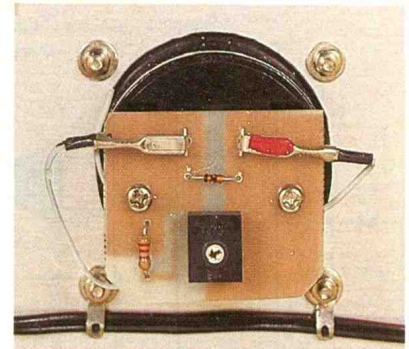
Le quatrième amplificateur opérationnel, C12-D, est monté en symétriseur. Sa tension d'entrée est égale à la moitié de la tension d'alimentation (F) : elle est prélevée à la jonction des résistances R28 et R29 de valeurs strictement identiques. Comme l'amplificateur est monté en suiveur de tension, la sortie est l'image de l'entrée. Elle est réunie au commun (masse) et l'alimentation de 18 V est transformée en  $\pm 9$  V avec la référence 0 V sur le commun.

Les condensateurs C14 et C15 assurent un filtrage électronique efficace. L'alimentation du millivoltmètre se faisant sur la même source de tension, celui-ci disposera des mêmes tensions symétriques pour ses circuits. Les caractéristiques du filtre sont les suivantes :

**Filtre éliminateur de 1 kHz**

- Fréquence d'accord optimale\* : 1 060 Hz.
- Affaiblissement à l'accord : - 80 dB.
- Affaiblissement du second harmonique : - 1 dB.
- Tension d'entrée minimale pour tarage 50 % : 300 mVeff.
- Tensions d'alimentation : 9 à 24 V.
- Consommation : 7 mA à 18 V.

(\* Avec les valeurs nominales des éléments du filtre.)

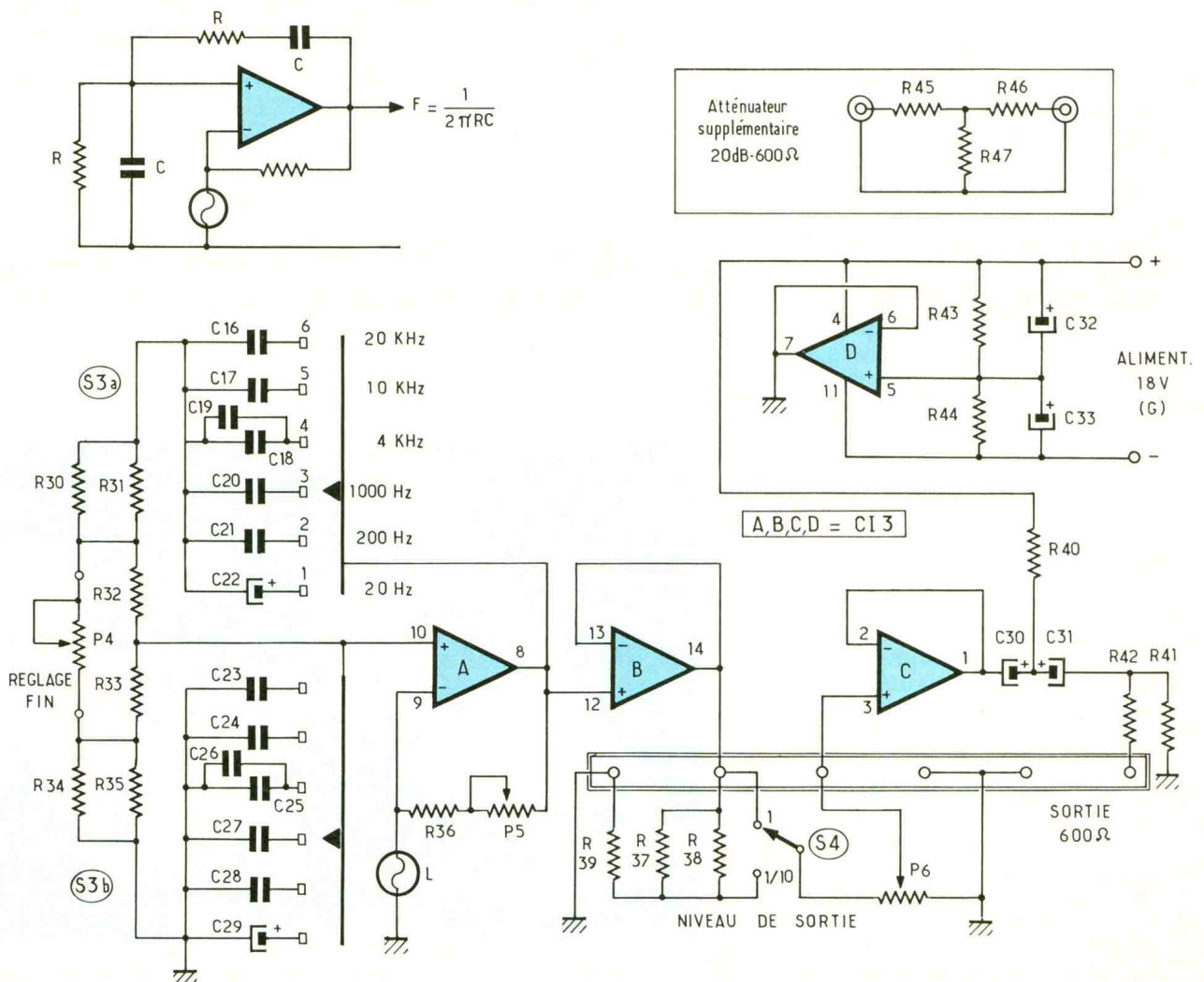


La platine de calibration du galvanomètre.

**Le générateur sinusoïdal (fig. 4)**

Il fait, lui aussi, appel à un quadruple amplificateur JFET. Le circuit C13-A constitue l'oscillateur à pont de Wien. Dans ce montage, la tension de sortie est ramenée vers l'entrée non inverseuse à travers un circuit RC série. Un circuit RC parallèle est connecté entre cette entrée et le commun. Dans ces conditions de forte réaction positive, une vigou-

**4** *Le générateur fonctionne avec des amplificateurs opérationnels.*



reuse oscillation prend naissance et génère des créneaux. On tempère cette oscillation en réduisant fortement le gain de l'amplificateur par une contre-réaction, de la sortie vers l'entrée inverseuse, jusqu'à la limite du décrochage, de façon à obtenir un signal parfaitement sinusoïdal, sans aucun écrêtement. La fréquence de ce signal est déterminée par l'expression  $F = 1/2 \pi RC$ . On peut donc ajuster la fréquence en faisant varier R ou C.

En introduisant un élément résistif à coefficient positif de température entre l'entrée inverseuse et le commun, on parvient à stabiliser le point de fonctionnement et, donc, la tension et l'allure de la tension de sortie. Plus la résistance varie en fonction de la tension à ses bornes et plus ce système de régulation est efficace. Un résultat convenable est obtenu en faisant appel à une ampoule d'éclairage à faible puissance. Pour se régler au point de fonctionnement optimal, on ajuste la tension réinjectée par P<sub>5</sub> en série avec R<sub>36</sub>.

Six valeurs de fréquence peuvent être sélectionnées par le commutateur S<sub>3</sub> dont une section modifie la capacité série et l'autre la capacité parallèle. La valeur des résistances R s'obtient par des combinaisons. Sur le schéma de la **figure 4**, la résistance série est composée de R<sub>30</sub> en série avec R<sub>32</sub>, la résistance parallèle de R<sub>34</sub> en série avec R<sub>33</sub>. Pour obtenir une fréquence particulière au moyen des séries de valeurs de résistances E12 ou E24, on réalise, à la mise au point, des combinaisons R<sub>31</sub>//R<sub>30</sub> et R<sub>35</sub>//R<sub>34</sub>. En outre, on constitue un vernier de réglage de la fréquence au moyen du potentiomètre P<sub>4</sub> placé aux bornes de R<sub>32</sub> + R<sub>33</sub>.

Les valeurs des condensateurs commutés par S<sub>3</sub> sont normalisées. Il est toutefois possible de faire appel, pour certains, à une combinaison parallèle afin d'obtenir une fréquence plus précise.

Au réglage optimal de P<sub>5</sub> correspond une tension de sortie sinusoïdale voisine de 2 V<sub>eff</sub> qui est envoyée vers le suiveur de tension C<sub>13</sub>-B dont la sortie est réunie à un premier atténuateur fixe à deux positions  $\times 1$  et  $\times 0,1$  : il est formé par l'inverseur S<sub>4</sub> et les résistances R<sub>37</sub>, R<sub>38</sub> et R<sub>39</sub>. Une atténuation variable, en série, est obtenue par le potentiomètre P<sub>6</sub>.

On peut ainsi faire varier la tension de sortie de quelques millivolts à environ 2 V<sub>eff</sub>.

Pour obtenir une tension de sortie stable et adaptée à la valeur de 600  $\Omega$ , on fait appel à l'amplificateur C<sub>13</sub>-C monté en suiveur de tension. La sortie 600  $\Omega$  est isolée du continu par la mise en série de C<sub>30</sub> et C<sub>31</sub> de forte valeur afin de transmettre correctement les signaux à fréquence basse. Ces condensateurs sont polarisés au moyen de R<sub>40</sub> vers le + 9 V et R<sub>41</sub> vers le commun. Dans ces conditions, l'impédance de sortie est très faible, c'est pourquoi on amène cette valeur à 600  $\Omega$  avec la résistance R<sub>42</sub> montée en série.

Si l'on souhaite obtenir un fonctionnement plus souple du réglage du niveau de sortie pour les faibles valeurs, on ajoutera un atténuateur extérieur supplémentaire de 1/10 entre la sortie 600  $\Omega$  et l'utilisation. Cet atténuateur, constitué par les résistances R<sub>45</sub>, R<sub>46</sub> et R<sub>47</sub> conserve l'impédance interne du générateur.

La symétrisation indépendante de la tension d'alimentation 18 V (G) est obtenue au moyen de C<sub>13</sub>-D de manière strictement semblable à celle du filtre 1 kHz. Voici les ressources du générateur.

### Générateur sinusoïdal

Fréquences : 20 Hz, 200 Hz, 1 kHz, 4 kHz, 10 kHz, 20 kHz.

Vernier de fréquence :  $\pm 3\%$ .

Amplitude de sortie : 1 V<sub>eff</sub> sur 600  $\Omega \pm 1$  dB (toutes fréquences).

Impédance de sortie : 600  $\Omega \pm 10\%$ .

Distorsion harmonique à 1 kHz : 0,02 %.

Tensions d'alimentation : 15 à 20 V.

Consommation : 10 à 15 mA sous 18 V.

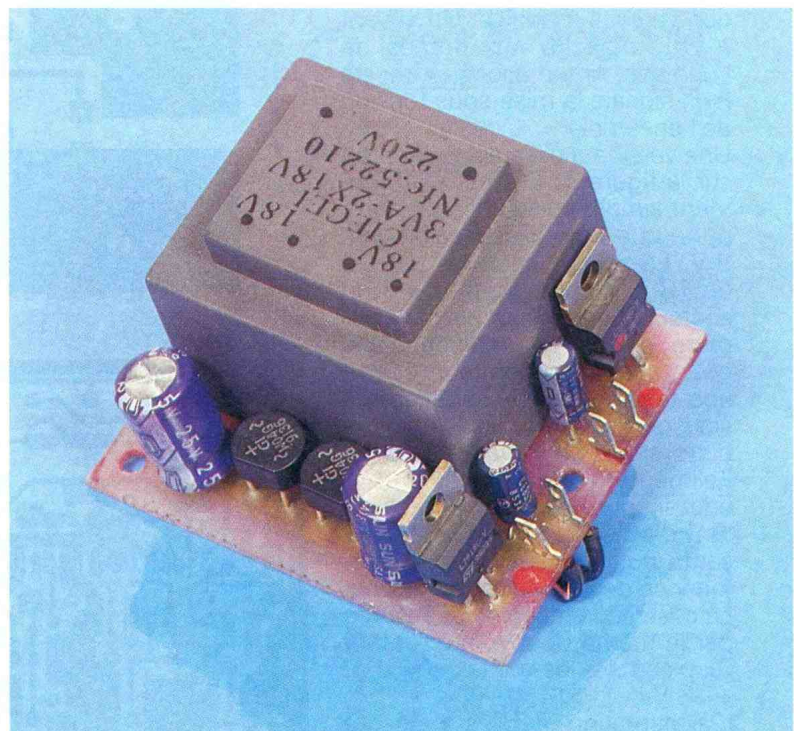
### Alimentation

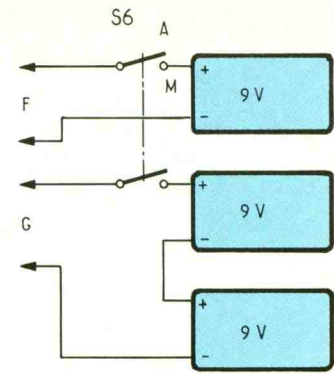
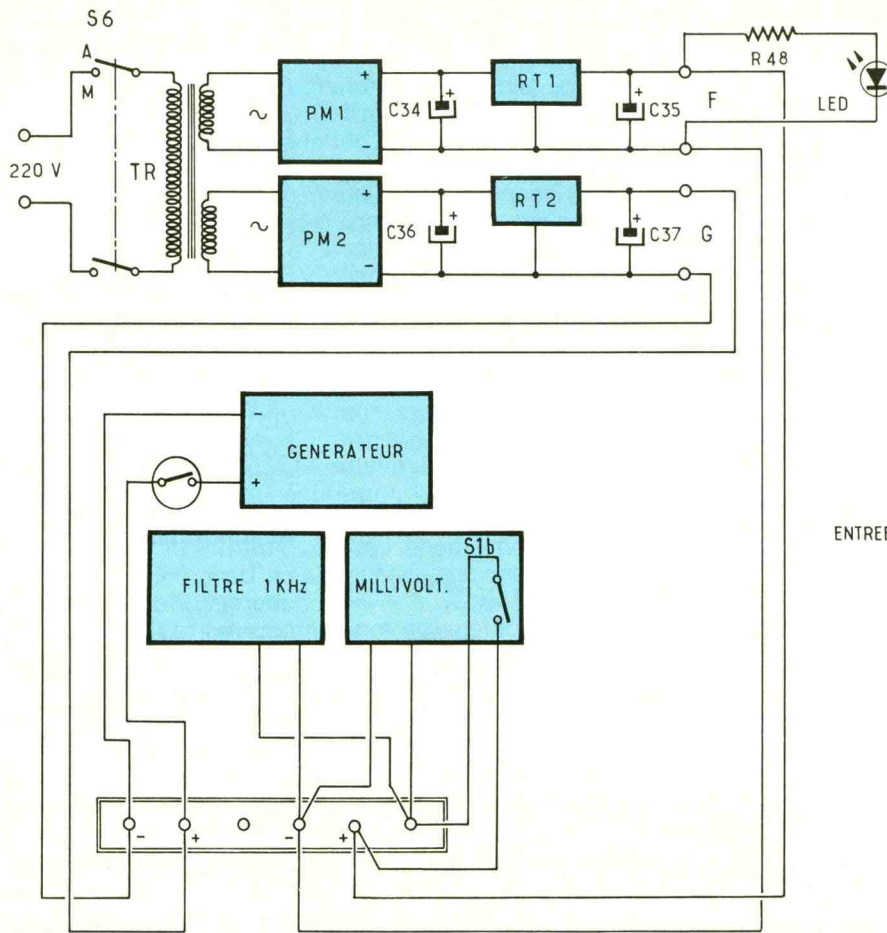
Le banc de test nécessite deux sources de tension distinctes pour les raisons d'interaction générateur/mesureur déjà évoquées. L'une (F) est destinée aux circuits du millivoltmètre et du filtre 1 kHz, l'autre (G) intéresse le générateur.

L'alimentation secteur (voir **fig. 5**) utilise un transformateur 220 V/2  $\times$  18 V à secondaires séparés. Le primaire est alimenté par le secteur à travers un double interrupteur S<sub>6</sub>.

Chacun des secondaires est connecté à un pont moulé PM<sub>1</sub> (ou PM<sub>2</sub>). Après un filtrage par C<sub>34</sub> (ou C<sub>36</sub>), la tension redressée est appliquée à un régulateur RT<sub>1</sub> (ou RT<sub>2</sub>) qui stabilise la ten-

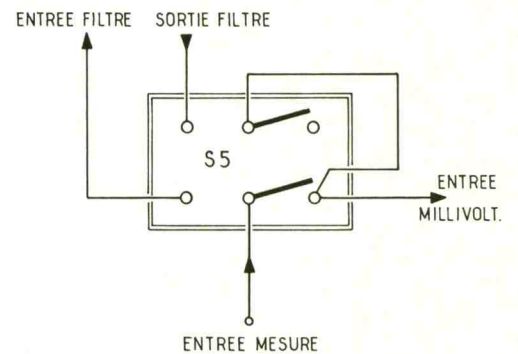
L'alimentation de l'ensemble.





COMMUTEUR DE MESURE

DST ← → MVM

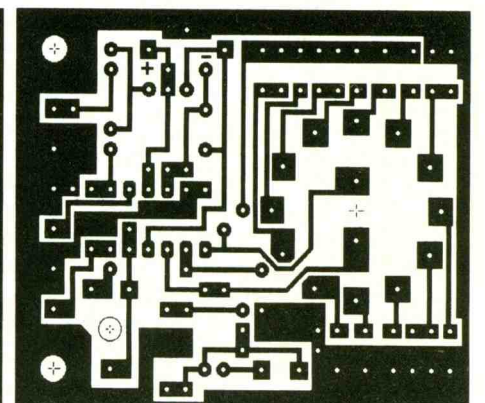
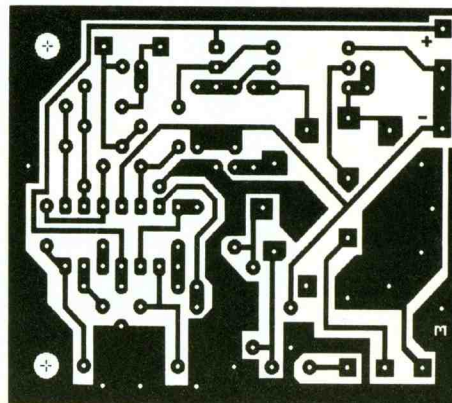
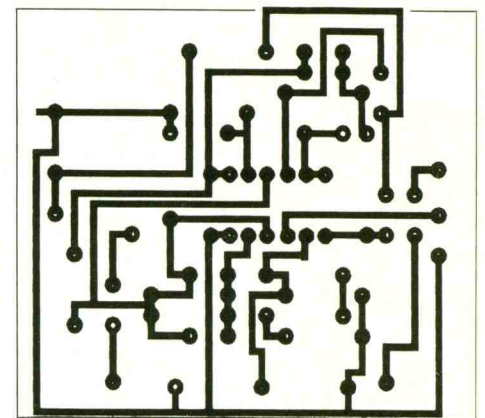
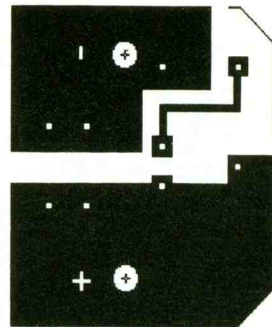


## 5 Le câblage des platines.

sion à 18 V (F) ou (G). Le condensateur de sortie C35 (ou C37) évite les instabilités dues aux longueurs des fils d'alimentation vers les modules. Un voyant à LED branché aux bornes de l'une des alimentations, à travers R48, signale la mise sous tension de l'ensemble.

Une version à piles est présentée sur la **figure 5**. Elle est extrêmement simple puisqu'elle ne comporte que trois piles alcalines de 9 V. La source continue (G) est de 18 V, comme pour la version secteur. Cette valeur qui peut paraître élevée est indispensable pour que le générateur délivre une tension de 2 V parfaitement sinusoïdale, à très faible taux de distorsion. En revanche, pour l'alimentation des circuits (F), une simple pile de 9 V permettant d'obtenir  $\pm 4,5$  V est suffisante pour conserver les performances des modules intéressés. La mise sous tension est assurée par le même double interrupteur S6 placé sur les sorties + 9 V et + 18 V.

L'alimentation à piles présente l'avantage de la simplicité et



## 6 à 9 Le tracé des circuits imprimés

donne des tensions parfaitement filtrées. L'absence de transformateur évite l'induction parasite à 50 ou 100 Hz. Cependant, l'usure des piles (G) et celle de la pile (F) ne sont pas les mêmes, ce qui oblige à une certaine vigilance. Une solution mixte secteur/piles rechargeables peut être une solution à retenir.

Les tensions (F) et (G) sont donc orientées vers leurs modules respectifs. On a prévu une coupure de tension sur chaque fil positif : le commutateur S<sub>1b</sub> en position 1 (arrêt) sur le millivoltmètre pour le + (F) et l'interrupteur du potentiomètre de niveau P<sub>6</sub> pour le + (G). On peut ainsi éventuellement utiliser le générateur et le mesureur indépendamment l'un de l'autre en optimisant le bilan énergétique sur piles.

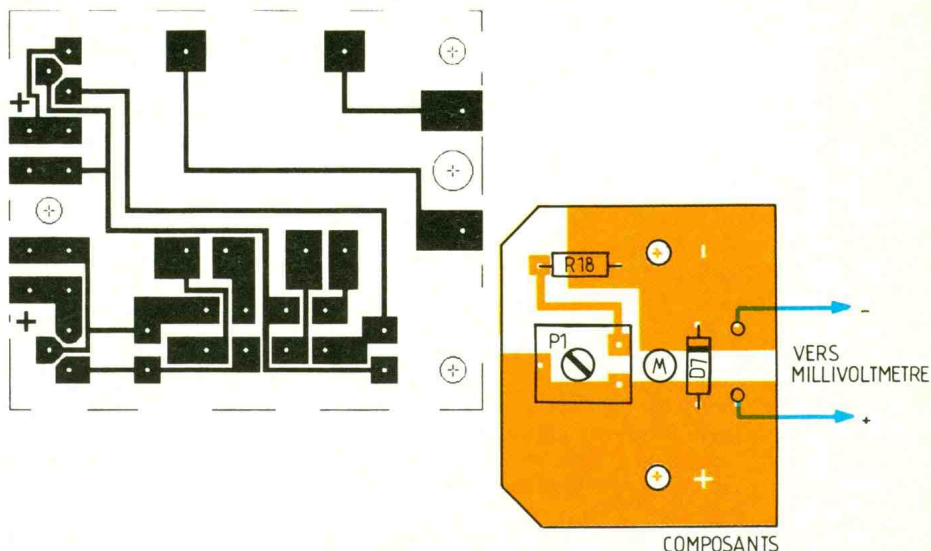
Le schéma du commutateur de mesure S<sub>5</sub> présenté sur la figure 5 montre comment circulent les signaux : en position MVM (millivoltmètre) le signal provenant du connecteur d'ENTREE MESURE est dirigé vers l'entrée du millivoltmètre, en position DIST (distorsiomètre) le signal d'entrée est envoyé vers l'entrée filtre, alors que la sortie filtre est réunie à l'entrée du millivoltmètre.

### REALISATION PRATIQUE ET MISE AU POINT

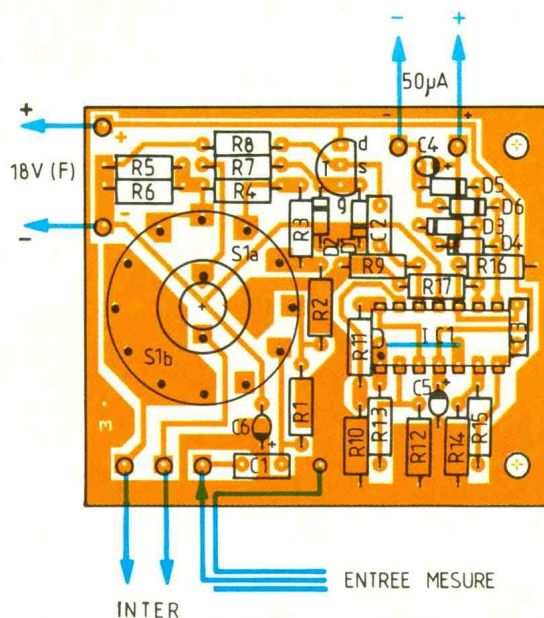
Les modules millivoltmètre, filtre, générateur et alimentation secteur sont réalisés sur des cartes imprimées qui sont toutes de même dimension : 60 x 50 mm. Les dessins, côté cuivre, sont présentés respectivement sur les figures 6 à 9. Le circuit de mesure du millivoltmètre est contenu sur une carte imprimée de 40 x 35 mm (fig. 10). Tous ces éléments sont fixés sur le panneau du coffret (250 x 160 mm), sauf l'alimentation, qui est solidaire du coffret lui-même.

Pour mener rationnellement la réalisation de cet appareil, il est nécessaire de commencer par celle du millivoltmètre, qui servira, par la suite, à la mise au point du générateur.

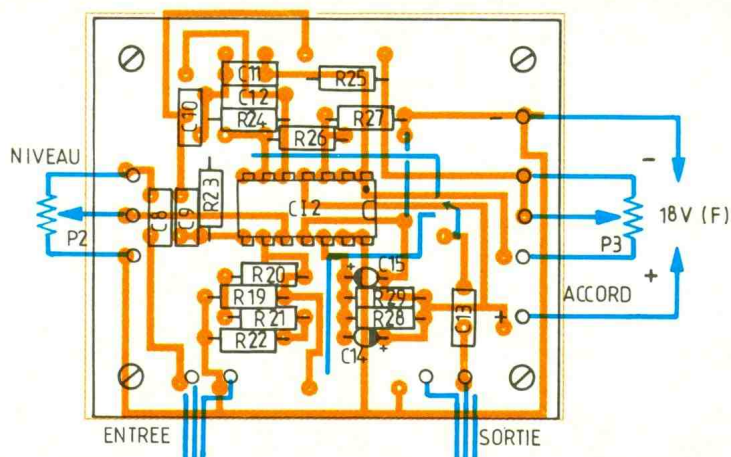
On se reportera à la figure 11 qui présente l'implantation des composants sur la carte millivoltmètre. On veillera à implanter les résistances, les condensateurs et les diodes avant les composants actifs (C<sub>11</sub> et T), et l'on terminera



10/11 Le circuit imprimé de l'alimentation.  
L'implantation de la carte du galvanomètre.



12/13 Implantation des composants,  
le millivoltmètre et le filtre.



par le commutateur de gammes. Le circuit de mesure de la **figure 10** reçoit les trois composants R<sub>18</sub>, P<sub>1</sub> et D<sub>7</sub>. Il est directement vissé sur les bornes de sortie du microampèremètre Monacor.

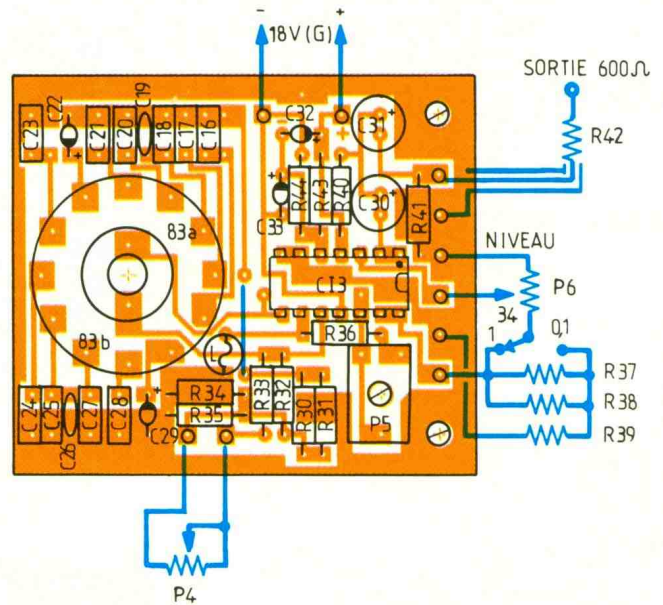
Le circuit MVM est installé dans un blindage constitué d'un boîtier aluminium (Teko 2A) dans lequel il est fixé par le canon du commutateur et par deux entretoises de 15 x 5 mm. Il est indispensable que ce circuit soit blindé, pour réaliser un essai valable, sous peine de récolter des tensions indésirables qui pourraient saturer l'appareil et fausser les mesures.

On alimentera provisoirement le millivoltmètre au moyen d'une alimentation symétrique ou, plus simplement, par deux piles de 4,5 V de façon à obtenir ± 4,5 V en réunissant le point commun à la masse. L'appareil est placé sur la sensibilité de 5 Veff. et le potentiomètre P<sub>1</sub> est réglé à mi-course.

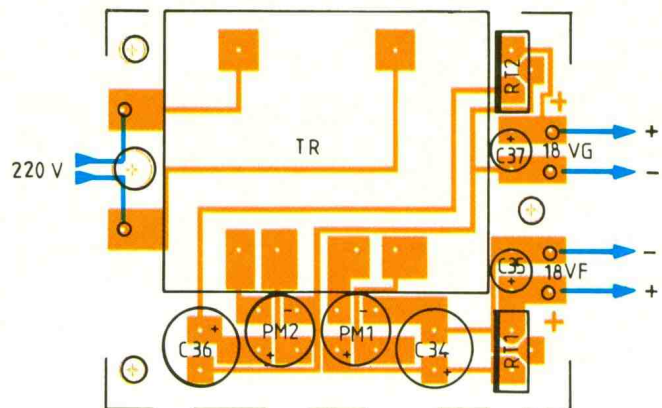
On enverra un signal de 1 à 4 Veff. issu d'un générateur étaloné, par un câble blindé, sur l'entrée du millivoltmètre. Si on ne dispose pas d'un tel appareil, on fera appel à une source de 50 Hz prélevée sur un secondaire de transformateur d'alimentation basse tension que l'on rendra variable avec un potentiomètre de 1 k $\Omega$ , par exemple. On affichera une tension fixe précise sur un multimètre de contrôle, puis l'on réglera P<sub>1</sub> pour obtenir la même indication sur le millivoltmètre.

On réalisera ensuite la carte du filtre électronique, dont l'implantation est indiquée sur la **figure 12**. La principale attention doit porter sur le choix des composants du filtre en double T : les résistances R<sub>23</sub> et R<sub>24</sub> doivent être rigoureusement identiques, il est donc fortement recommandé de les trier et de les contrôler à l'ohmmètre. Il est également indispensable que les quatre condensateurs C<sub>9</sub>, C<sub>10</sub>, C<sub>11</sub> et C<sub>12</sub> aient la même valeur, ce qui est moins simple à obtenir si on ne dispose pas d'un capacimètre.

La fixation de la carte câblée peut se faire sur le panneau par entretoises. Toutefois, cette carte étant très légère, on pourra la fixer plus simplement par les six connexions rigides qui la relient aux potentiomètres P<sub>2</sub> et P<sub>3</sub>. Cette carte ne nécessite aucune mise au point.



## 14/15 *Le générateur de fréquence et l'alimentation.*



La réalisation du générateur est une opération qui requiert une attention particulière. L'implantation des composants est indiquée sur la **figure 13**. La densité de cette carte nécessite quelques précautions, d'autant que sa mise au point entraînera, sans doute, l'échange de quelques composants R et C. Le problème essentiel réside dans l'obtention d'une fréquence très proche de la fréquence d'accord du filtre, sur la position 1 kHz, et cela avec le potentiomètre de réglage fin de la fréquence au milieu de sa course.

Le choix de l'ampoule L est déterminant. Il est souhaitable que ses dimensions soient réduites, pour des raisons évidentes, mais surtout que sa résistance soit le plus élevée possible. Une am-

poule miniature (midget) de 24 V, 25 mA, dont la résistance à froid est d'environ 120  $\Omega$ , donne toute satisfaction.

La mise au point du générateur est facilitée par l'utilisation d'un oscilloscope et d'un fréquence-mètre digital. Cependant, il n'est pas indispensable de faire appel à ces instruments, et nous indiquons un procédé plus laborieux qui pourra donner satisfaction si l'on s'arme d'un peu de minutie.

On règle le commutateur de fréquence sur 200 Hz et l'on met le module sous tension (18 V). Après avoir branché un multimètre sur la sortie du générateur (les atténuateurs réglés au maximum de sortie), on réglera P<sub>5</sub> de façon à lire 2 Veff. sur le multimètre.

Pour la suite, il est indispensable que l'ensemble millivoltmètre +

filtre ait été réalisé et mis au point. A ce stade, il est souhaitable que ces modules aient été fixés sur la platine, dont le perçage est indiqué sur la **figure 15**, et que deux alimentations soient disponibles (de préférence à piles) pour les besoins du réglage.

On réunira la sortie du générateur à l'entrée du filtre dont la sortie est envoyée vers le millivoltmètre (position DIST). On placera le commutateur de fréquence sur 1 kHz et l'on réglera le potentiomètre de volume (filtre) de façon à obtenir une déviation totale de M.

Après avoir basculé la fonction sur filtre, on agira successivement sur le vernier de fréquence du générateur et sur le réglage d'accord du filtre, de façon à obtenir un minimum de déviation de M en choisissant progressivement des sensibilités plus grandes. Cette manipulation demande du doigté, car la position à l'accord est très sélective, et l'on effectuera plusieurs retouches avec les commandes vernier et accord jusqu'à ne plus pouvoir obtenir de déviation plus faible. Pour faciliter le réglage, on peut envisager de monter en sé-

rie avec chacun des potentiomètres concernés : P<sub>3</sub> et P<sub>4</sub>, un potentiomètre de démultiplication de 100 Ω. En outre, il est recommandé de ne pas utiliser de modèles bobinés, mais de préférence à piste CERMET, qui éliminent les crachements.

Si on a la chance que le processus se déroule comme décrit au paragraphe précédent, et que – le réglage étant opéré – la position du curseur du vernier soit à peu près au centre de sa course, tout est parfait et le générateur peut être considéré comme mis au point.

Il se peut, cependant, que la manipulation du vernier de fréquence ne permette pas d'obtenir le minimum minimorum requis, le meilleur réglage amenant le curseur en butée. On corrigera ce défaut en ajoutant une résistance de 1 kΩ (max) en série avec P<sub>4</sub> s'il s'avère que sa valeur est insuffisante, ou une résistance en parallèle si elle se révèle trop élevée. Au cas où l'on ne parviendrait pas encore à obtenir satisfaction, il serait nécessaire d'agir sur les résistances R<sub>30</sub> et R<sub>34</sub> en augmentant ou en diminuant leur valeur selon que la fré-

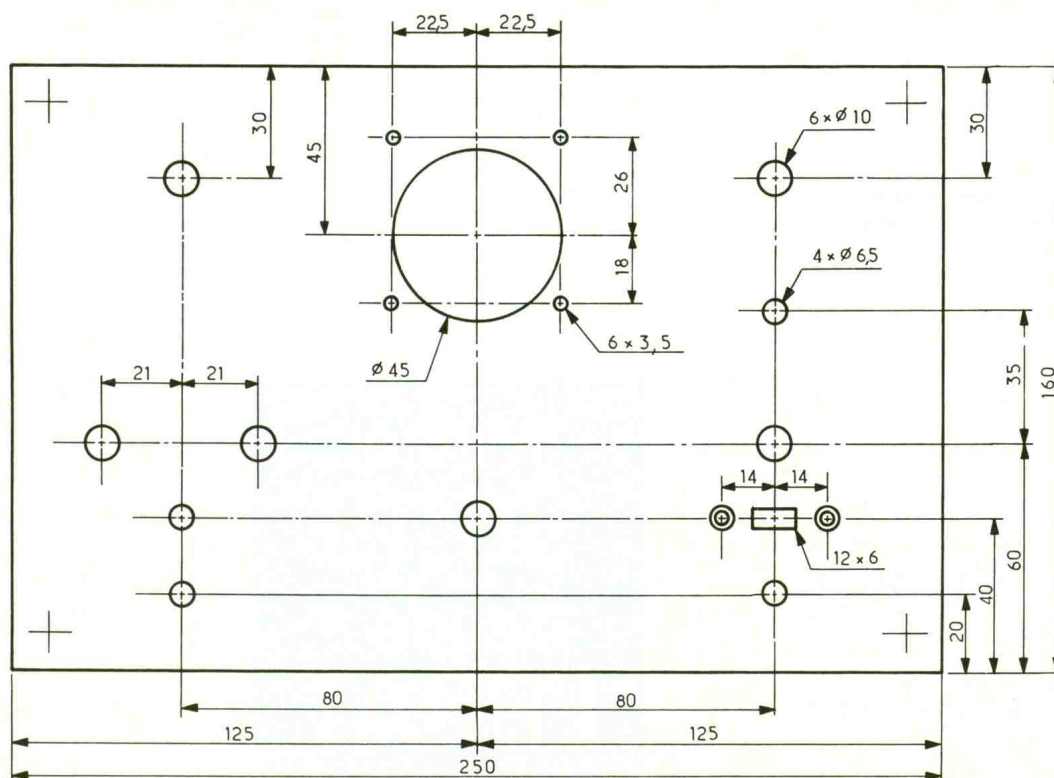
quence est supérieure ou inférieure à la valeur recherchée. Cette action peut être démultipliée en jouant sur les résistances R<sub>31</sub> et R<sub>35</sub> pour obtenir exactement la bonne fréquence, sans oublier que ces manipulations ne peuvent engendrer que de faibles variations et doivent être entreprises conjointement sur le RC série et sur le RC parallèle. Par exemple, si l'on a choisi 3,3 kΩ comme valeur de R<sub>30</sub> et R<sub>34</sub>, la mise en parallèle d'une résistance de 18 kΩ, 22 kΩ, 27 kΩ ou 33 kΩ donnerait comme résultantes 2,78 kΩ, 2,87 kΩ, 2,94 kΩ ou 3 kΩ.

On vérifiera ensuite que les autres fréquences sont bien obtenues avec une précision moindre (± 5 %, par exemple) au fréquencemètre ou à l'oscilloscope, et l'on pourra éventuellement les corriger en jouant sur les valeurs des condensateurs.

La phase de mise au point de l'appareil est terminée et il ne reste que les travaux d'interconnexion et de mise en coffret à exécuter.

La réalisation de l'alimentation sur carte de 60 × 50 mm ne pose pas de problèmes particu-

## 16 Cotes de perçage de la face avant.





liers. Le choix d'un transformateur de 220 V/2 × 18 V ou de 2 × 15 V avec une puissance de 3 VA en modèle moulé est recommandé.

La fixation de l'alimentation secteur est réalisée à l'intérieur du coffret au moyen de trois entretoises de 5 mm. L'interrupteur secteur  $S_6$  est disposé à l'arrière. On se référera au schéma de la **figure 5** pour réaliser le câblage des interconnexions en rappelant que les entrées et sorties de signaux doivent être sous fils blindés.

La présentation de l'appareil sous forme de pupitre (RETEX par exemple) donne pleine satisfaction. Une autre solution consiste à l'incorporer dans une petite valise en ménageant un emplacement pour ranger câbles et accessoires, ce qui, avec une alimentation à piles, donnera à ce banc de test robustesse et autonomie.

#### **MISE EN ŒUVRE DU BANC DE TEST**

Le banc de test permet d'effectuer les mesures suivantes :

##### **Sensibilité**

Brancher la sortie 600  $\Omega$  du générateur à l'entrée de l'unité à tester et régler le niveau à 1 kHz à la valeur permettant d'obtenir à la sortie de l'unité la tension ou la puissance requise sur la charge nominale, lue sur le millivoltmètre. On mesurera ensuite la tension d'entrée qui donnera la valeur de la sensibilité. Utiliser l'atténuateur supplémentaire en cas de besoin.

##### **Puissance de sortie d'un amplificateur**

Charger l'amplificateur avec la ou les résistances correspondant à l'impédance nominale de sortie (prévoir la dissipation des résistances de charge). Régler le niveau d'entrée du signal de façon à obtenir un signal non déformé en sortie (contrôle avec le distorsiomètre ou un oscilloscope). Noter la tension de sortie aux bornes de la charge. La puissance dissipée en watts est égale au carré de cette tension en volts efficaces divisée par la valeur de la résistance de charge en ohms.

##### **Distorsion**

Injecter un signal à 1 kHz avec l'amplitude d'entrée donnant la tension ou la puissance nominale

en sortie. Connecter cette sortie à l'entrée mesure du banc de test. Choisir mesure DIST et positionner le commutateur de fonction sur TAR. Régler le potentiomètre de volume pour obtenir 50 %, puis passer sur filtre et ajuster successivement les commandes vernier et accord pour obtenir la plus petite déviation possible. Une valeur supérieure à 1 % correspond à un appareil de médiocre qualité, un appareil de qualité supérieure présentera un taux inférieur à 0,1 %.

##### **Bande passante (réponse graves-aigus)**

La configuration du générateur qui délivre des valeurs discrètes de fréquences ne permet pas de faire un relevé continu de la réponse en fréquence d'un amplificateur, mais donne six points caractéristiques dans la bande 20 Hz à 20 kHz, ce qui est bien suffisant. Il suffit de commuter successivement ces fréquences après avoir relevé le niveau de sortie à 1 kHz pour donner, avec une précision convenable, la réponse d'un appareil aux graves et aux aigus.

##### **Bruit de fond**

On peut apprécier la valeur efficace de la tension de bruit existant en sortie d'un amplificateur en utilisant le millivoltmètre sur la sensibilité de 5 mV (après avoir éteint le générateur). On ne peut définir la nature de ce bruit qu'avec un oscilloscope. Dans notre cas, on peut éliminer les signaux à 50 Hz en mettant en série dans le circuit de mesure un filtre coupe-bas à deux cellules en L en cascade : 100 nF/2,7 k $\Omega$  en entrée et 10 nF/27 k $\Omega$  en sortie. L'affaiblissement obtenu est de -30 dB à 100 Hz et -45 dB à 50 Hz.

Jean CERF

##### **Millivoltmètre**

$R_1, R_9, R_{16}$  : 1 M $\Omega$  (marron, noir, vert)

$R_2$  : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune)

$R_3, R_8$  : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)

$R_4$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)

$R_5$  : 120  $\Omega$  (marron, rouge, marron)

$R_6$  : 1,5 k $\Omega$  (marron, vert, rouge)

$R_7$  : 22 k $\Omega$  (rouge, rouge, orange)

$R_{10}, R_{12}, R_{14}$  : 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet, rouge)

$R_{11}, R_{13}, R_{15}$  : 15 k $\Omega$  (marron, vert, orange)

$R_{17}$  : 3,3 k $\Omega$  (orange, orange, rouge)

$R_{18}$  : 2,2 k $\Omega$  (rouge, rouge, rouge)

$P_1$  : ajustable horizontal min. 10 k $\Omega$

$C_1$  : 100 nF milfeuil, pas de 5 mm

$C_2, C_3$  : 47 nF

$C_4, C_5, C_6$  : 10  $\mu$ F tantale 15 V

$T$  : transistor à effet de champ BF 245

$C_{11}$  : quadruple ampli op TL084 JFET

$D_1, D_2, D_7$  : diode silicium 1N4148 ou équivalent

$D_3, D_4, D_5, D_6$  : diode germanium AA118 ou équivalent

$S_1$  : commutateur 2 circuits, 6 posit. Lorlin

$M$  : microamp. 50  $\mu$ A Monacor PM3

Carte imprimée : époxy, 50 × 60 et 40 × 35 mm selon plan

Blindage : Teko série alu modèle 2A

Divers : vis, écrous, entretoises, cosses...

##### **Filtre 1 kHz**

$R_{19}, R_{21}, R_{22}$  : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)

$R_{20}$  : 22 k $\Omega$  (rouge, rouge, orange)

$R_{23}, R_{24}$  : 15 k $\Omega$  (marron, vert, orange)

$R_{25}$  : 6,8 k $\Omega$  (bleu, gris, rouge)

$R_{26}$  : 2,7 k $\Omega$  (rouge, violet, rouge)

$R_{27}$  : 8,2 k $\Omega$  (gris, rouge, rouge)

$R_{28}, R_{29}$  : 56 k $\Omega$  (vert, bleu, orange)

$P_2$  : potentiomètre 100 k $\Omega$  linéaire

$P_3$  : potentiomètre 1 k $\Omega$  linéaire

$C_8, C_{13}$  : 47 nF milfeuil, pas de 5 mm

$C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12}$  : 10 nF milfeuil, pas de 5 mm

$C_{14}, C_{15}$  : 22  $\mu$ F, 25 V tantale

$C_{12}$  : quadruple ampli op JFET TL084

Minitel  
36 15  
code  
EPRAT

S<sub>2</sub> : simple inverseur miniature  
Carte imprimée : époxy, 50  
x 60 mm, selon plan

### Générateur

R<sub>30</sub> \*, R<sub>34</sub> \* : 3,3 kΩ (orange,  
orange, rouge)  
R<sub>31</sub> \*, R<sub>35</sub> \*, R<sub>40</sub> : 22 kΩ (rouge,  
rouge, orange)  
R<sub>32</sub>, R<sub>33</sub>, R<sub>37</sub> : 1 kΩ (marron,  
noir, rouge)  
R<sub>36</sub> : 180 Ω (marron, gris, mar-  
ron)  
R<sub>38</sub>, R<sub>41</sub> : 10 kΩ (marron, noir,  
orange)  
R<sub>39</sub> : 100 Ω (marron, noir, mar-  
ron)  
R<sub>42</sub> : 560 Ω (vert, bleu, marron)  
R<sub>43</sub>, R<sub>44</sub> : 56 kΩ (vert, bleu,  
orange)  
P<sub>4</sub> : potentiomètre linéaire 1 kΩ  
P<sub>5</sub> : potentiomètre ajust. minia-  
ture horiz. 220 Ω  
P<sub>6</sub> : potentiomètre linéaire 10 kΩ  
avec inter  
C<sub>16</sub>, C<sub>23</sub> : 2,2 nF milfeuil, pas de  
5 mm  
C<sub>17</sub>, C<sub>24</sub> : 4,7 nF milfeuil pas de  
5 mm  
C<sub>18</sub>, C<sub>25</sub> : 10 nF milfeuil pas de  
5 mm  
C<sub>19</sub>, C<sub>26</sub> : 1 nF céramique

C<sub>20</sub>, C<sub>27</sub> : 47 nF milfeuil, pas de  
5 mm

C<sub>21</sub>, C<sub>28</sub> : 220 nF milfeuil, pas  
de 5 mm

C<sub>22</sub>, C<sub>29</sub> : 2,2 μF, 15 V tantale

C<sub>30</sub>, C<sub>31</sub> : 220 μF chimique,  
16 V

C<sub>32</sub>, C<sub>33</sub> : 22 μF, 25 V tantale

L : ampoule miniature 24 V,  
25 mA

Ci<sub>3</sub> : quadruple ampli op, JFET  
TLO84

S<sub>3</sub> : commutateur 2 circuits, 6  
positions Lorlin

S<sub>4</sub> : simple inverseur miniature  
Pour mémoire : visserie, décolle-  
tage...

### Alimentation secteur

TR : transformateur CIEGEI ou  
équivalent x 18 V ou 2 x 15 V,  
3 VA, moulé

PM<sub>1</sub>, PM<sub>2</sub> : pont moulé cylindri-  
que GI WO4G

C<sub>34</sub>, C<sub>36</sub> : 220 μF, 25 ou 40 V,  
chimique radial

C<sub>35</sub>, C<sub>37</sub> : 1 μF, 50 V

RT<sub>1</sub>, RT<sub>2</sub> : régulateur de tension  
intégré 7818

Carte imprimée : époxy, 50  
x 60 mm, selon plan

Pour mémoire : visserie, décolle-  
tage...

### Composants communs

R<sub>48</sub> : 3,3 kΩ 0,5 W (orange,  
orange, rouge)

Connecteurs entrée et sortie :

type RCA (Cinch) femelle à visser

Voyant : LED encapsulée, fixa-  
tion par écrou

S<sub>5</sub>, S<sub>6</sub> : double inverseur à glis-  
sière

Relais de câblage : barrette de 5  
cosses plus fixation

Coffret : pupitre Retex Abox RA2

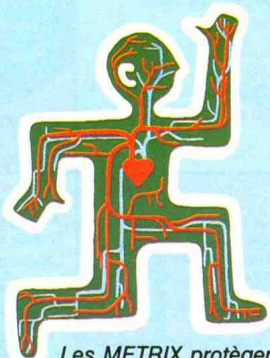
Poignée : plastique ou métal

Cordon secteur avec prise mou-  
lée

\* Voir texte.

## ASYC® : Un symbole veille sur vous

ADVANCED SAFETY CONCEPT

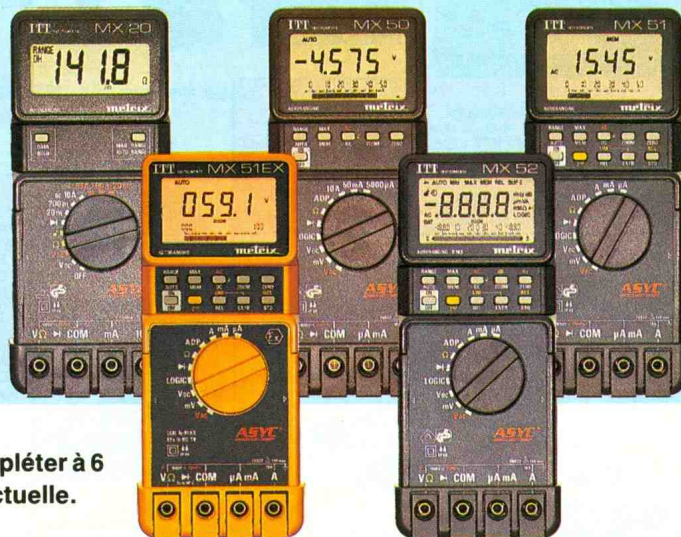


Les METRIX protègent  
aussi ces circuits-là.

Le MX 44 avec 4000 points et  
bargraphe linéaire vient compléter à 6  
la série ASYC autoranging actuelle.

- Ils sont tous étanches.
- L'accès à la pile et aux fusibles n'est possible  
qu'après avoir déconnecté les cordons de mesure.
- Les cordons de mesure sont verrouillés.

Ces multimètres de haute performance assurent une  
sécurité jamais atteinte jusqu'à ce jour :  
Le VDE les a testés :  
MX 20, MX 50, MX 51 et MX 52.



Conception européenne  
Fabrication européenne  
Qualité européenne

# UN GENERATEUR DE JINGLE PROGRAMMABLE



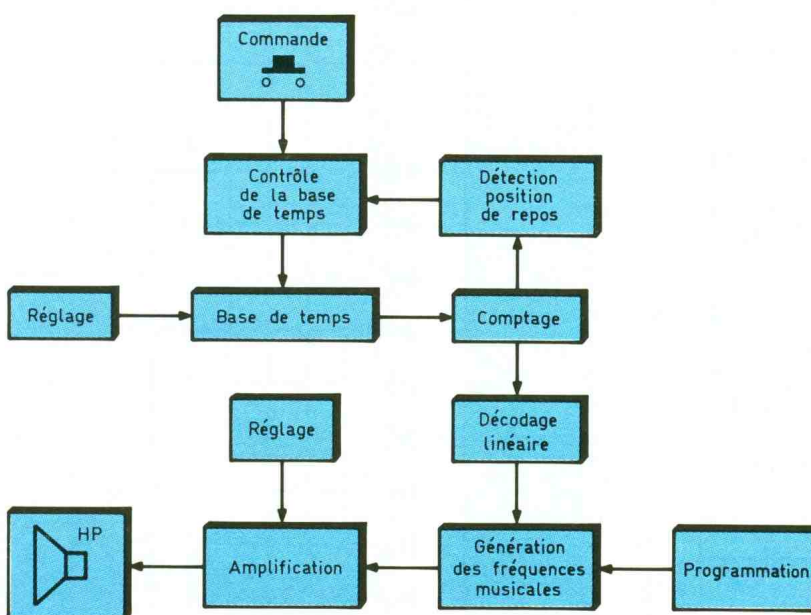
## I - LE PRINCIPE (fig. 1)

Une base de temps dont le démarrage est commandé par un bouton-poussoir fournit les signaux nécessaires à l'avance d'un compteur binaire à seize positions. Dès le démarrage, on peut relâcher le bouton : le cycle complet se déroule automatiquement et cesse à la fin de la quinzième position. Un circuit décodeur restitue le comptage binaire sous la forme de seize sorties linéaires. Chacune des quinze premières sorties est en relation avec un réseau de résistances de valeurs calculées. Elles entrent dans les composants périphériques d'un générateur de fréquences musicales. La programmation consiste à mettre en liaison une sortie  $S_i$  du décodeur avec une ligne de résistances affectées à la fabrication d'une note de musique donnée. Grâce à cette disposition, aucun réglage ni accord n'est à effectuer, ce qui facilite grandement la tâche des amateurs électroniciens un peu moins mélomanes... Le son est restitué par un haut-parleur après une amplification dont on peut régler le gain à sa convenance. Le rythme du défilement des notes est également réglable.



C'est la vogue du « jingle », ce leitmotiv musical caractérisant aussi bien les émissions radiophoniques que télévisées. On l'utilise également dans le cadre de l'animation d'une soirée disco ou, plus prosaïquement, comme... carillon de porte. Le modèle proposé comporte en plus la possibilité d'une programmation de départ que chacun pourra effectuer selon ses goûts.

Le schéma synoptique du jingle programmable.



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

### a) Alimentation

L'énergie est fournie par une pile de 9 V, ce qui rend ce « jingle » totalement autonome. L'inverseur I permet de mettre le montage sous tension. Le courant débité par la pile reste modeste : une trentaine de milliampères, pour une amplification tout à fait correcte. La capacité  $C_1$  assure le filtrage du potentiel d'alimentation qui, sans cette précaution, présente-

rait de légères ondulations en phase avec les fréquences musicales générées. Quant à  $C_2$ , son rôle consiste à découpler cette alimentation très simple du restant du montage.

### b) Base de temps

Les portes NAND III et IV d'IC<sub>1</sub> forment un multivibrateur astable commandé. Aussi longtemps que l'entrée de commande 8 reste soumise à un état bas, le multivibrateur est bloqué ; il présente sur sa sortie un état bas de repos. Dès que l'on soumet l'entrée 8 à un état haut, par l'intermédiaire du bouton-poussoir, l'oscillateur démarre, il délivre des crêteaux dont la période se détermine au moyen de la relation  $T = 2,2 \cdot (A_1 + R_3) \cdot C_5$ .

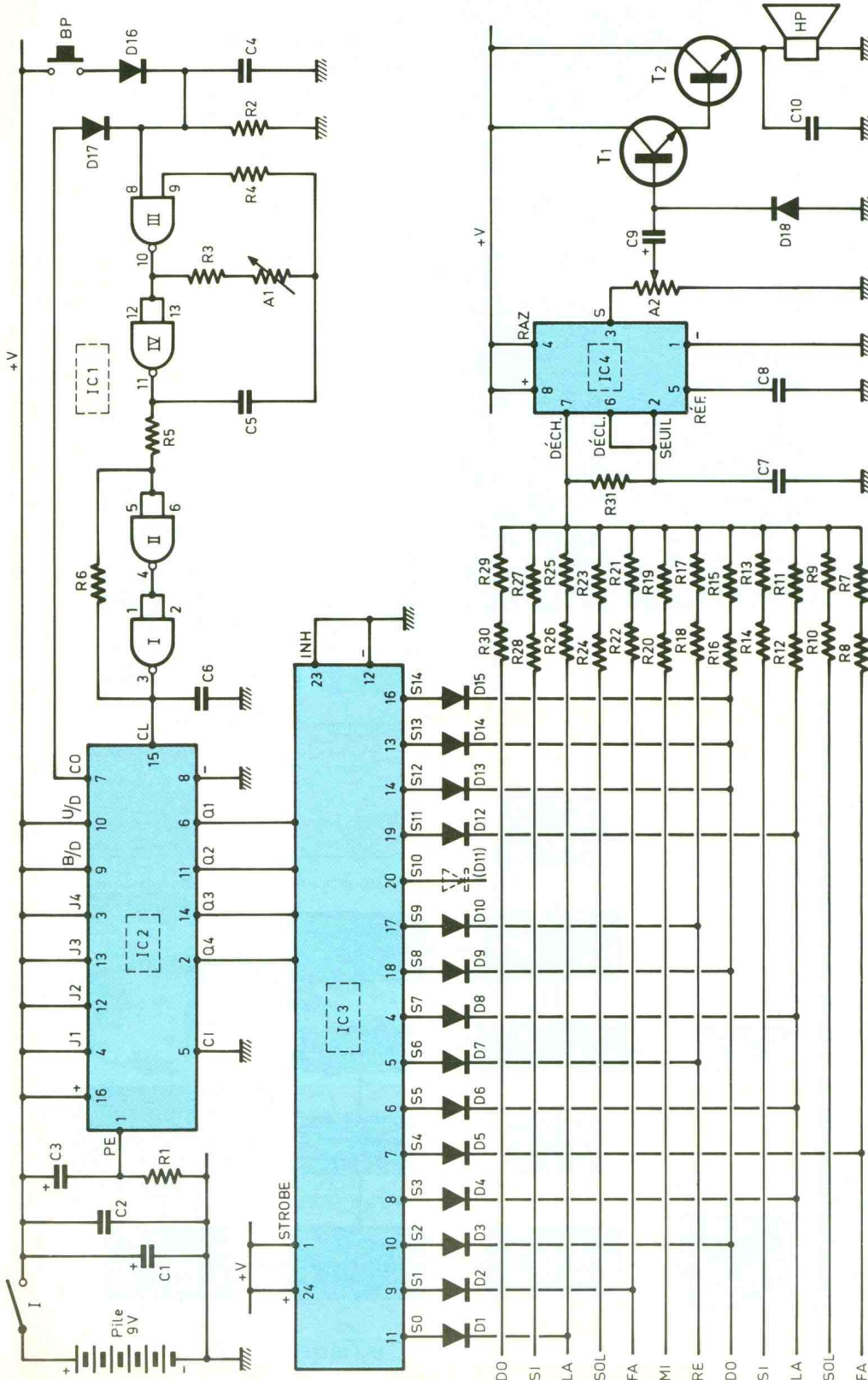
Grâce à l'ajustable  $A_1$ , il est ainsi possible de régler cette période de quelques centièmes de seconde à la seconde. Ces crêteaux sont ensuite pris en compte par le trigger de Schmitt que forment les portes NAND I et II en liaison avec les résistances  $R_5$  et  $R_6$ . Le trigger confère aux crêteaux des fronts montants et descendants bien verticaux. Ils attaquent l'entrée de comptage du compteur IC<sub>2</sub>, dont nous reparlerons.

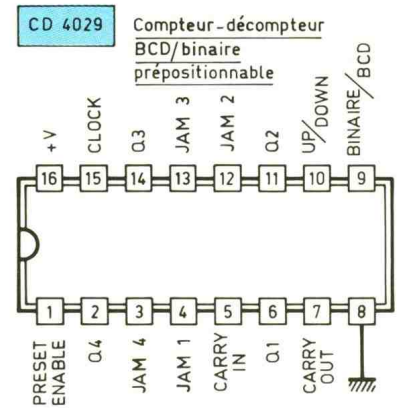
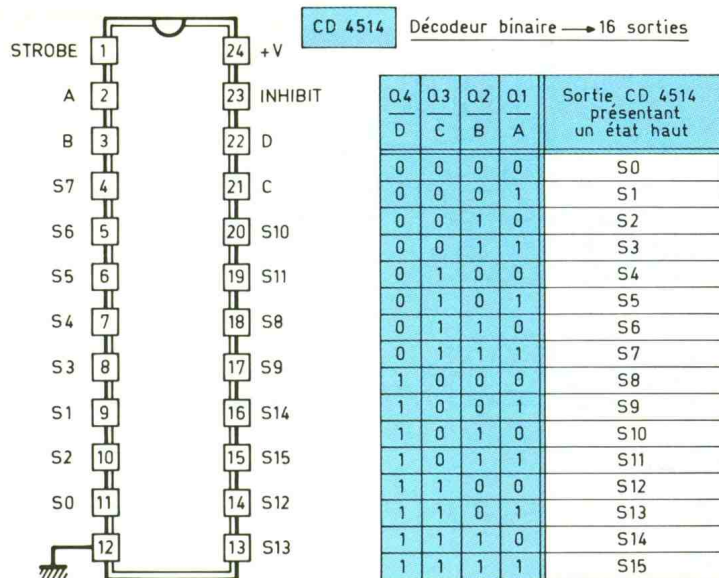
Nous verrons en particulier que, dès que ce dernier quitte sa position de repos, le multivibrateur continue d'être actif grâce à un état haut acheminé sur son entrée de commande par l'intermédiaire de D17. En revanche, aussitôt que le compteur atteint de nouveau sa position de repos, l'entrée de commande du multivibrateur n'est plus soumise à un état haut. Les oscillations cessent : un cycle complet vient de se dérouler.

### c) Le compteur

Il s'agit d'un CD 4029, c'est un compteur très complet qui a plusieurs cordes à son arc. Il est capable de compter et de décompter. Dans le premier cas. Il suffit de relier l'entrée UP/DOWN à un état haut ; c'est d'ailleurs ainsi qu'il est utilisé dans la présente application. Ensuite, ce compteur peut aussi bien compter en binaire, c'est-à-dire de 0 à 15, qu'en mode BCD, de 0 à 9. Lorsque l'entrée BINARY/DECADE est soumise à un état haut, le comptage est binaire, ce qui est précisément le cas dans notre montage.

## 2 Le schéma de principe.





### 3 Brochages des circuits intégrés.

Le compteur avance d'un pas au moment des fronts montants présentés sur son entrée CLOCK, à condition toutefois que l'entrée CARRY IN soit reliée à l'état bas. Il en est de même en ce qui concerne l'entrée PRESET. Dans ces conditions, la sortie CARRY OUT présente :

- un état bas pour la position particulière 15 (1111 en notation binaire) ;
  - un état haut pour toutes les autres positions.
- Ainsi, lorsque le système décrit un cycle, la base de temps reste autocommandée par D<sub>17</sub> jusqu'au moment où le compteur

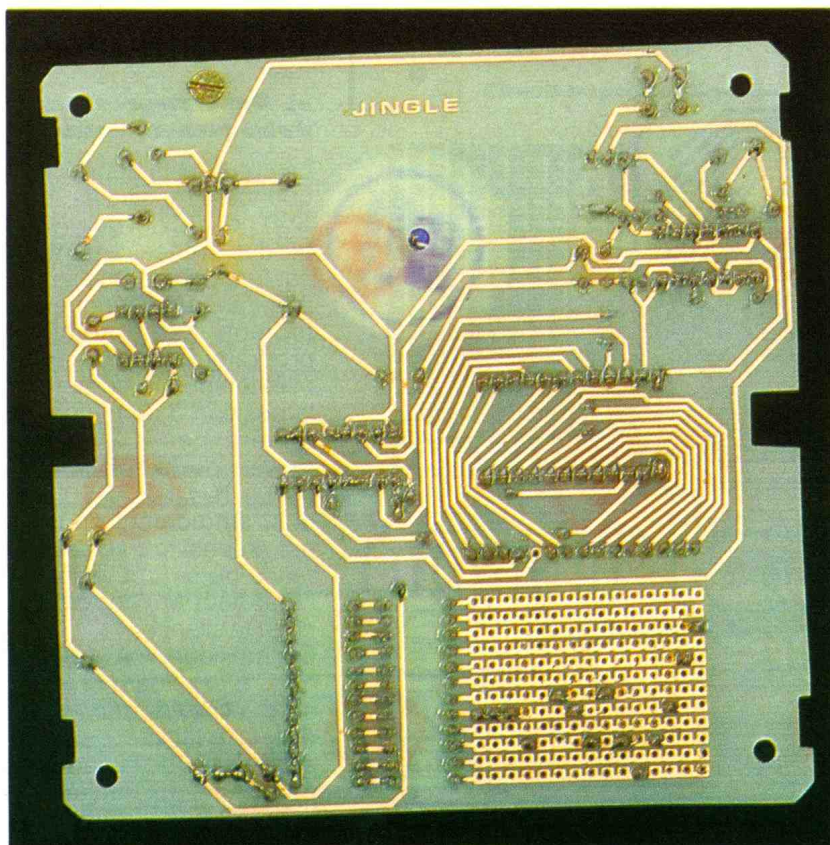
atteint la position 15. A ce moment, la base de temps se trouve bloquée et le compteur reste figé sur sa position de repos qui n'est pas zéro, mais 15, dans cette utilisation.

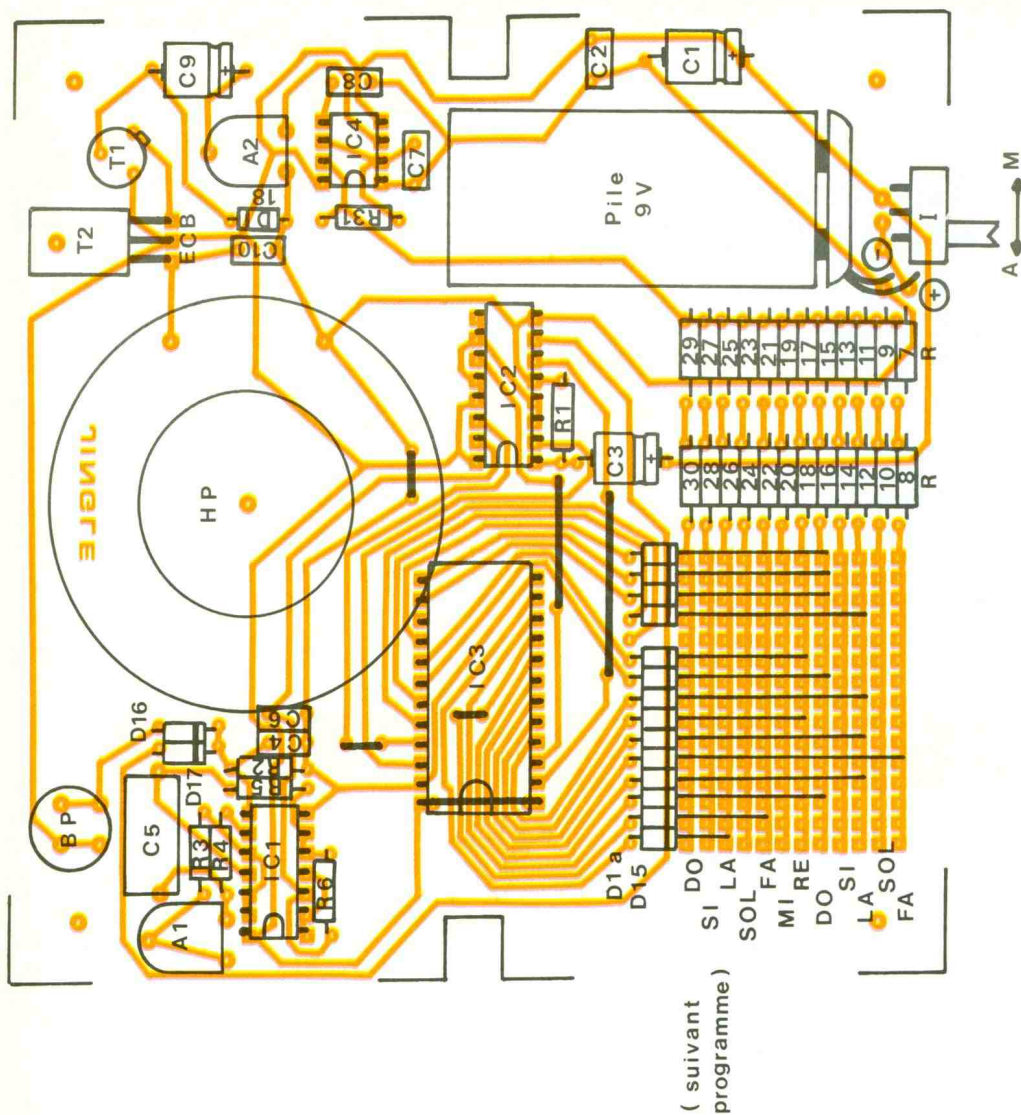
Enfin, le CD 4029 est un compteur prépositionnable. Si on soumet, même brièvement, l'entrée PRESET à un état haut, les sorties Q<sub>1</sub> à Q<sub>4</sub> prennent instantanément les mêmes niveaux logiques que les entrées JAM correspondantes. Cette propriété est mise à contribution lors de la mise sous tension du montage. En effet, au moment où l'on ferme l'inverseur I, il se produit la charge de C<sub>3</sub> à travers R<sub>1</sub>. Il en résulte une brève impulsion positive sur l'entrée PRESET. Étant donné que les entrées JAM<sub>1</sub> à JAM<sub>4</sub> sont reliées en permanence à l'état haut, le compteur se place automatiquement sur sa position de repos 15 (1111 sur les sorties Q<sub>1</sub> à Q<sub>4</sub>). Il s'agit donc d'une initialisation automatique ; sans cette précaution, le compteur se placerait sur n'importe quelle position. Il terminerait alors son cycle, ce qui revient à dire que l'on entendrait une dernière partie du « jingle », chaque fois que l'on ferme l'inverseur I.

#### d) Décodage

Le circuit intégré référencé IC<sub>3</sub> est un CD 4514. C'est un décodeur binaire → seize sorties en logique positive. Son fonctionnement est très simple : une seule sortie S<sub>i</sub> présente un état haut,

Photo 2. - La face gravée du circuit imprimé.





4/5 *Dessin du circuit imprimé et implantation des composants.*

suivant le nombre binaire présenté sur les entrées A, B, C et D, alors que les autres sorties sont à l'état bas. Par exemple, si on soumet les entrées D, C, B, A à la valeur binaire 1110 (sens de lecture D → A), c'est la sortie S<sub>14</sub> qui est à l'état haut.

Ainsi en situation de repos, l'état haut est sur la sortie S<sub>15</sub>, inutilisée d'ailleurs dans notre montage. Lors d'un cycle, l'état haut se déplace de proche en proche sur S<sub>0</sub>, S<sub>1</sub>... jusqu'à aboutir de nouveau sur la position de repos S<sub>15</sub>, correspondant à la fin du cycle.

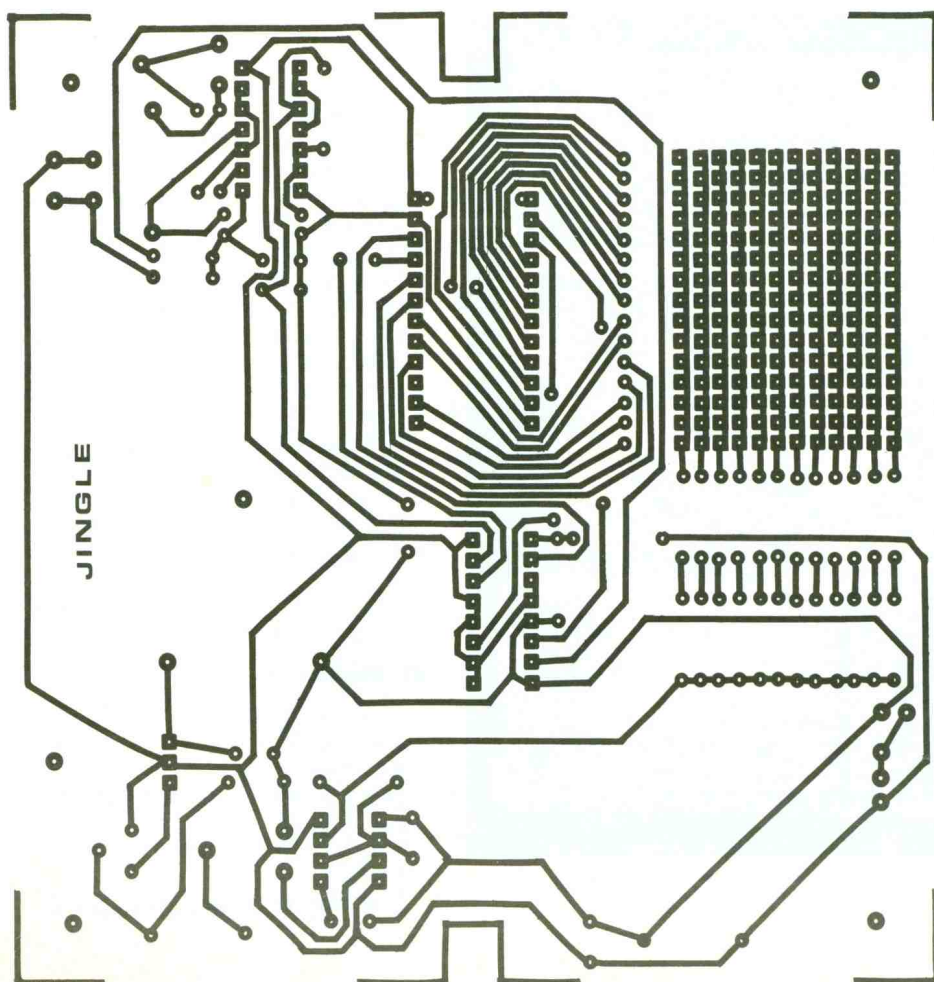
Le CD 4514 est doté d'autres caractéristiques inexploitées dans cette application. Il s'agit des entrées :

- INHIBIT qui permet de neutraliser le décodage, en présentant un état bas sur toutes les sorties, si on soumet cette entrée à un état haut ;
- STROBE qui est prévue pour mémoriser une valeur en soumettant cette entrée à un état bas. Dans ce cas, la sortie S<sub>1</sub>, qui était à l'état haut, garde le niveau logique 1 mis en évidence pendant que l'entrée STROBE était encore à l'état haut.

### e) Générateur de fréquences musicales

Le cœur de la génération des fréquences musicales est un NE 555 noté IC<sub>4</sub>. Il délivre sur sa sortie des créneaux dont la période est fonction de la valeur des composants périphériques qui l'entourent. Par exemple, dans la programmation du modèle publié, lorsque le compteur occupe la position 3, la période du signal généré par IC<sub>4</sub> s'exprime au moyen de la relation :  $T = 0,7 (R_{11} + R_{12} + 2 \cdot R_{31}) C_7$ . A noter que, au moment où le compteur est en position 10, aucune résistance ne se trouve insérée entre l'état haut et l'entrée 7 du 555 : c'est le silence.

En musique, ce qui est important, c'est l'harmonie des notes entre elles. Autrement dit, il faut que la relativité des fréquences entre notes de la gamme soit respectée. Par exemple entre le SOL et le DO d'une même octave, il y a lieu de respecter le rapport



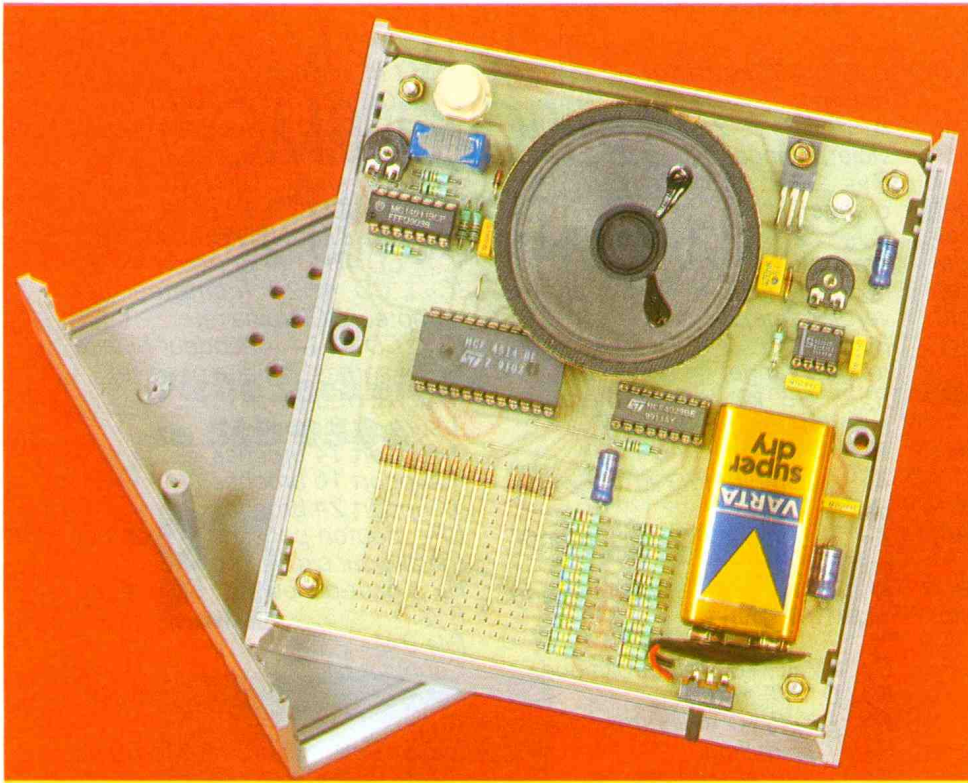


Photo 3. – Une pile de 9 volts assure un fonctionnement autonome.

$F_{SOL}/F_{D0} = 3/2$ . Cela revient également à écrire :

$$\frac{T_{SOL}}{T_{D0}} = \frac{2}{3}$$

$$= \frac{R_{23} + R_{24} + 2 R_{31}}{R_{15} + R_{16} + 2 R_{31}} = \frac{2}{3}$$

ce qui est bien sûr vérifié. L'auteur vous fait grâce de tous les calculs et vous demande de lui faire confiance. Toutes les valeurs ont ainsi été déterminées, ce qui a permis d'obtenir une gamme musicale complète qui s'étend du FA au DO de la seconde octave supérieure, soit douze notes. Ce choix n'est pas innocent ; il autorise la restitution d'un maximum de morceaux de musique courants.

#### f) Amplification

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  constituent un Darlington. Un tel montage réalise une forte amplification en courant. Grâce à l'ajustable  $A_2$ , il est possible de prélever une fraction plus ou moins grande du potentiel caractérisant les créneaux, ce qui permet d'agir sur l'intensité de l'émission sonore. Il est déconseillé de vouloir pousser cette amplification au maximum ; il se produit en effet des distorsions rendant le son désagréable. De

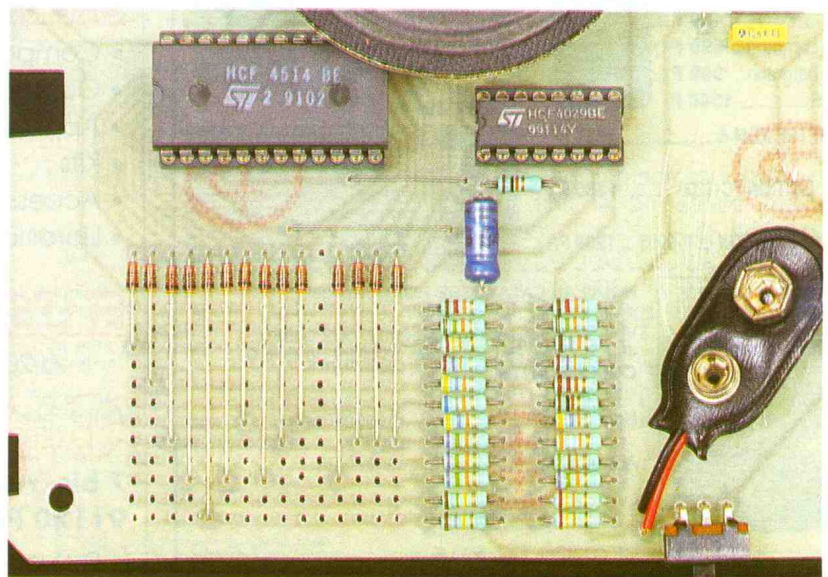
même, il est intéressant de faire appel à un haut-parleur de diamètre suffisant (au moins 50 mm) pour une meilleure sonorité.

### III – LA REALISATION

#### a) Circuit imprimé (fig. 4)

On aura recours aux éléments de transfert Mecanorma qui seront directement appliqués sur le cui-

Photo 4. – La programmation s'effectue par diodes.



vre bien dégraissé du cuivre du verre époxy. Après gravure dans le bain de perchlorure de fer, le module sera soigneusement rincé dans l'eau tiède. Par la suite, tous les trous seront percés à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains seront agrandis à 1 voire 1,3 mm afin de les adapter au diamètre de connexions plus importantes telles que les ajustables, le bouton-poussoir et le transistor  $T_2$ .

#### b) Implantation des composants (fig. 5)

Après la soudure des straps, on plantera les diodes, les résistances, les supports de circuits intégrés, les capacités et les transistors. Attention à l'orientation des composants polarisés. Le bouton-poussoir est monté sur « rehausses » constituées de barrettes à wrapper. L'interrupteur à broches coudées a été collé sur l'époxy. Il en est de même en ce qui concerne le haut-parleur.

#### c) Programmation

Elle se réalise par la mise en place des diodes de programmation. On pourra s'inspirer de partitions de musique ou encore se faire aider par un ami musicien. A défaut, il est toujours possible de reprendre l'exemple publié dans cet article. Il s'agit d'un morceau tiré de la musique d'un film, le résultat est tout à fait intéressant.

## LISTE DES COMPOSANTS

6 straps (3 horizontaux, 3 verticaux)

R<sub>1</sub> à R<sub>3</sub> : 3 × 10 kΩ (marron, noir, orange)

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

R<sub>5</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>6</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R<sub>7</sub> : 24 kΩ (rouge, jaune, orange)

R<sub>8</sub> : 180 kΩ (marron, gris, jaune)

R<sub>9</sub> : 24 kΩ (rouge, jaune, orange)

R<sub>10</sub> : 150 kΩ (marron, vert, jaune)

R<sub>11</sub> et R<sub>12</sub> : 2 × 75 kΩ (violet, vert, orange)

R<sub>13</sub> : 51 kΩ (vert, marron, orange)

R<sub>14</sub> : 75 kΩ (violet, vert, orange)

R<sub>15</sub> : 39 kΩ (orange, blanc, orange)

R<sub>16</sub> : 75 kΩ (violet, vert, orange)

R<sub>17</sub> et R<sub>18</sub> : 2 × 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R<sub>19</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>20</sub> : 68 kΩ (bleu, gris, orange)

R<sub>21</sub> : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R<sub>22</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R<sub>23</sub> et R<sub>24</sub> : 2 × 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R<sub>25</sub> : 18 kΩ (marron, gris, orange)

R<sub>26</sub> : 24 kΩ (rouge, jaune, orange)

R<sub>27</sub> et R<sub>28</sub> : 2 × 15 kΩ (marron, vert, orange)

R<sub>29</sub> et R<sub>30</sub> : 2 × 12 kΩ (marron, rouge, orange)

R<sub>31</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)

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

A<sub>2</sub> : ajustable 10 kΩ horizontal, pas de 5,08

D<sub>1</sub> à D<sub>18</sub> : 18 diodes signal 1N4148, 1N914

C<sub>1</sub> : 47 μF/10 V électrolytique

C<sub>2</sub> : 0,1 μF milfeuill

C<sub>3</sub> : 22 μF/10 V électrolytique

C<sub>4</sub> : 1 μF milfeuill

C<sub>5</sub> : 2,2 μF MKH polyester

C<sub>6</sub> : 1 nF milfeuill

C<sub>7</sub> et C<sub>8</sub> : 2 × 10 nF milfeuill

C<sub>9</sub> : 10 μF/10 V électrolytique

C<sub>10</sub> : 0,47 μF milfeuill

T<sub>1</sub> : transistor NPN BC 108, 109, 2N 2222

T<sub>2</sub> : transistor NPN BD135, 137

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

IC<sub>2</sub> : CD 4029 (compteur-décompteur BCD/binaire)

IC<sub>3</sub> : CD 4514 (décodeur binaire → 16 sorties, logique positive)

IC<sub>4</sub> : NE 555 (timer)

1 support 8 broches

1 support 14 broches

1 support 16 broches

1 support 24 broches

BP : bouton-poussoir à contact travail pour circuit imprimé

HP : haut-parleur Ø 50 - 4 ou 8 Ω

Pile 9 V

Coupleur pile 9 V

I : inverseur monopolaire à glissière

Boîtier Teko série CAB Mod 011 (126 × 135 × 46)

# EURO-COMPOSANTS

4, Route Nationale - BP 13 08110 BLAGNY

Tél. : 24.27.93.42

Fax : 24.27.93.50

MAGASIN OUVERT du lundi au vendredi de 9 h à 12 h et de 14 h à 18 h

Samedi : de 9 h à 12 h

## MESURE

APPA91 .....	580 F
APPA93T .....	699 F
APPA95 .....	799 F
APPA105 .....	1290 F
Pince APPA37 .....	910 F
M3630 .....	499 F
M3650B bargraph ..	695 F
M4650B bargraph ..	999 F
M4650CR .....	1349 F



- DIP-METRE KDM-6 ..... 867 F
- FREQ. LUTRON FC-1200 ..... 1380 F
- PONT RLC LUTRON LCR-9053 ... 1299 F

## OUTILLAGE

GRAVEUSE DOUBLE FACE

Verticale 200 x 200 mm

avec pompe : 559 F

Chauffage 60 W pour

graveuse : 139 F

FER A SOUDER

JBC 30S : 135 F

FER A SOUDER

THERMOREGLE

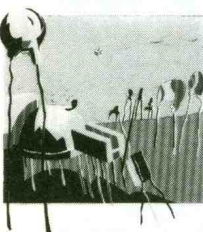
SL2006 : 399 F



"LISTE DE NOS PROMOTIONS  
CONTRE UNE ENVELOPPE TIMBREE"

Vente par correspondance : paiement à la commande par chèque ou carte bancaire + 30 F de port, ou contre-remboursement. Franco de port au-dessus de 900 F. Prix unitaire TTC.

EURO-COMPOSANTS  
CATALOGUE GENERAL 1992



NOUVEAU CATALOGUE 1992 (160 pages, décrit dans EP 157 - page 42)

Veillez m'envoyer le catalogue 1992 contre 40 F en timbres ou chèque à l'ordre de **EURO-COMPOSANTS**.

Nom : ..... Prénom : .....

Adresse : .....

CP : ..... VILLE : .....

EP 160

# HB Composants

## VOTRE NOUVEAU SPECIALISTE EN COMPOSANTS ELECTRONIQUES

HB COMPOSANTS

### UNE SELECTION DE QUALITE :

- Composants électroniques ;
- Outillage ;
- Appareils de mesure ;
- Kits ;
- Accessoires ;
- Librairie technique...

### ET LES CONSEILS D'UN PROFESSIONNEL

à 20 minutes de Paris, stationnement facile

# HB Composants

7 bis, rue du D<sup>r</sup> MORERE Tél. : 69.31.20.37  
91120 PALAISEAU Fax : 60.14.44.65

Du lundi au samedi de 10 h à 13 h et de 14 h 30 à 19 h



# CONNAITRE ET COMPRENDRE LES CIRCUITS INTEGRES

## Fiche technique le SLB 0586



**Le circuit intégré faisant l'objet de cette fiche est un interrupteur électronique directement utilisable sur le secteur 220 V. Il assure de surcroît une fonction de gradateur progressif suivant divers modes programmables. Sa commande peut être sensible ou encore plus classique par l'intermédiaire d'un bouton-poussoir. Il s'agit d'un composant relativement nouveau, mis au point par la société Siemens, et qui remplace les circuits S 576 A/B/C.**

### I - CARACTERISTIQUES GENERALES

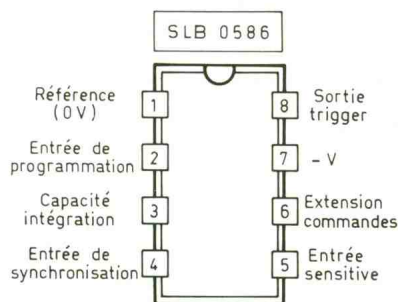
Circuit intégré en technologie C.MOS, il s'agit d'un interrupteur gradateur entièrement électronique. Il comporte des possibilités d'extension au niveau des commandes, aussi bien en commande par boutons-poussoirs qu'en mode sensitif. De ce fait, il peut être incorporé assez facilement dans une installation électrique traditionnelle d'éclairage, par exemple. La gradation de la puissance est linéaire et se rapproche de très près des caractéristiques physiologiques de perception de la lumière par l'œil humain.

Le circuit présente une grande immunité par rapport aux bruits. De plus, il ne nécessite qu'un nombre réduit de composants périphériques. Grâce à une programmation très simple, il est capable de fonctionner suivant trois modes de gradation (type A, B ou C), avec possibilité d'un démarrage systématique en puissance maximale.

Puissance maxi dissipée : 10 mW.  
Consommation de veille : 0,45 mA.  
Consommation de la commande sensitive : 33  $\mu$ A.  
Débit sur sortie trigger : 25 mA.  
Potentiel d'alimentation (valeur maxi par rapport à  $V_{DD}$ ) : -7,5 V.

### II - BROCHAGE (fig. 1)

Le circuit intégré est présenté dans un boîtier rectangulaire comportant 8 broches « dual in line » (2 rangées de 4). La broche 1 ( $V_{DD}$ ) correspond à la référence de 0 V. La broche 7 ( $V_{SS}$ ) reçoit le potentiel négatif et continu de l'alimentation. La programmation du mode de fonctionnement de la gradation est réalisée par le biais de la bro-



**1** Brochage du SLB0586.

che 2. L'entrée de synchronisation correspond à la broche 4. Quant à la broche 3, elle est réservée aux composants R/C de l'intégrateur. La broche 5 est destinée à la commande sensitive, tandis que la broche n° 6 est prévue pour une extension des commandes. Enfin, la sortie du trigger d'attaque du triac d'utilisation est disponible sur la broche 8.

### III - FONCTIONNEMENT (fig. 2)

La commande peut s'effectuer soit par le biais de l'entrée sensitive, soit directement par bouton-poussoir par l'intermédiaire de l'entrée « extension ». Nous verrons au paragraphe suivant comment réaliser pratiquement cette commande.

Le circuit intégré distingue deux types de sollicitations de la commande :

- Sollicitation de durée comprise entre 50 et 400 ms : il s'agit d'une impulsion « courte ». Le résultat est une fonction marche-arrêt à la manière d'un interrupteur avec cependant des niveaux de puissance différents suivant le type de programmation.

- Sollicitation de durée supérieure à 400 ms : le gradateur entre en action en faisant varier progressivement l'angle de conduction du triac de 0 à 152°, donc d'un niveau de puissance nul à un niveau maximal, et cela de manière continue, tant que l'on sollicite la commande. La période globale est de 7,6 secondes.

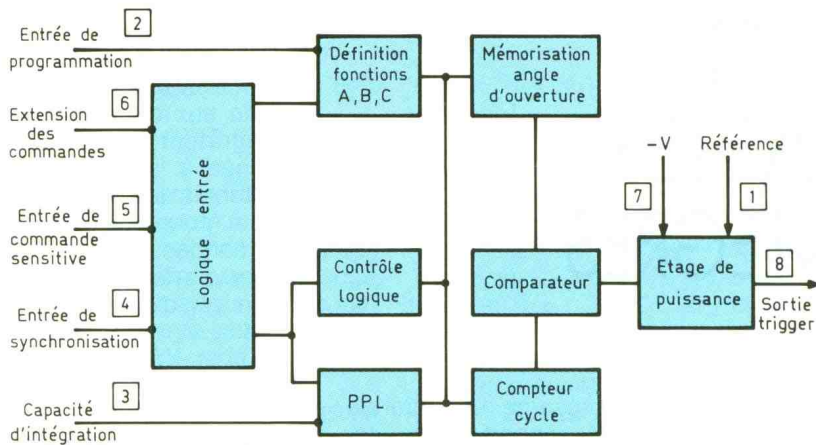
Grâce à l'entrée de programmation, trois modes de fonctionnement sont possibles.

#### Mode A

Par une sollicitation courte, on obtient soit la puissance maximale, soit l'arrêt, à la manière d'un simple interrupteur. Par une sollicitation longue, le démarrage se réalise toujours en puissance minimale. Si on répète les sollicitations longues, le cycle de gradation précédemment évoqué se poursuit toujours dans le même sens.

#### Mode B

Lors de l'arrêt précédent, le circuit a mémorisé la position angu-



## 2 Structure interne.

laire du gradateur. En sollicitation « marche », la puissance du récepteur sera donc celle qui le caractérisait au moment de l'arrêt précédent. En sollicitation longue, la graduation se poursuit mais en changeant à chaque fois de sens pour chaque nouvelle sollicitation longue.

### Mode C

Fonctionnement identique au mode A. Cependant, à chaque nouvelle sollicitation longue, la graduation change de sens.

Le moyen pratique d'obtenir ces différents modes de fonctionnement consiste à relier l'entrée de programmation (broche n° 2) à :

- l'entrée 7 (état bas) pour le mode A ;
- aucune entrée (3<sup>e</sup> état) pour le mode B ;
- l'entrée 1 (état haut) pour le mode C.

### IV - UTILISATION (fig. 3 et 4)

La figure 3 représente une application tout à fait courante du circuit SLB 0586. On y distingue plusieurs éléments :

- la synchronisation avec la fréquence du réseau est réalisée grâce à la résistance de  $1,5\text{ M}\Omega$  et à la capacité de  $6,8\text{ nF}$  ; l'ensemble assurant le filtrage du signal de synchronisation ;

- l'alimentation du circuit intégré a lieu grâce à un couplage capacitif *via* la résistance de  $0,1\text{ }\mu\text{F}/400\text{ V}$  et la résistance de  $1\text{ k}\Omega/1\text{ W}$ . La diode Zener de  $5,6\text{ V}$  écrête les alternances, et l'armature négative de la capacité de  $100\text{ }\mu\text{F}$  présente, par rapport à la référence, un potentiel de l'ordre de  $-5,3\text{ V}$  ;

- la résistance de  $100\text{ k}\Omega$  et la capacité de  $0,1\text{ }\mu\text{F}$  réalisent l'intégration nécessaire au fonctionnement PPL (bouche de phase) interne du circuit ;

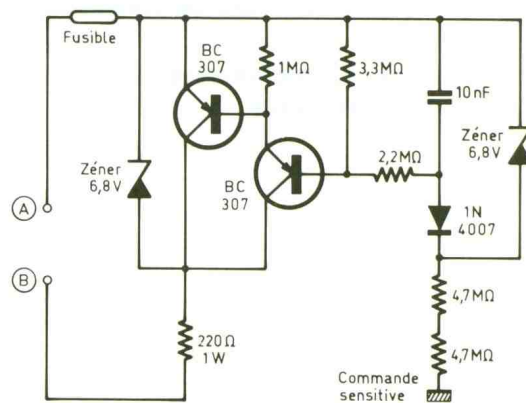
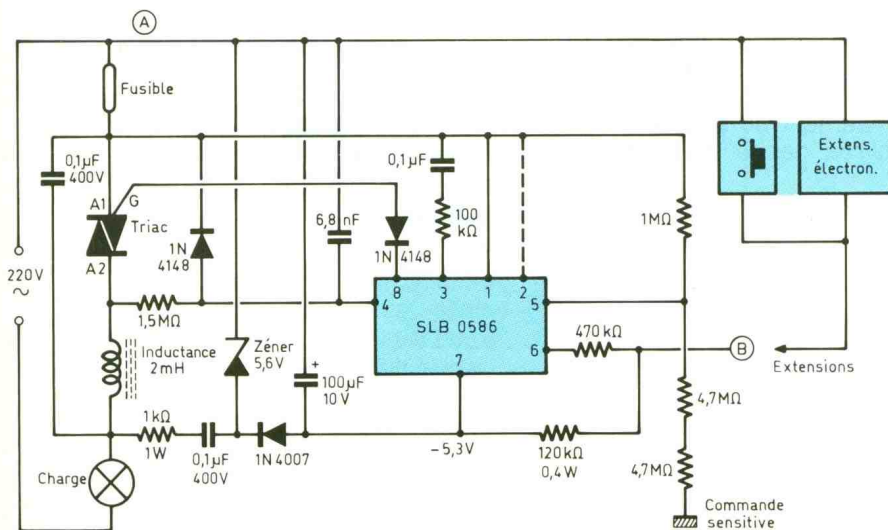
- les deux résistances de  $4,7\text{ M}\Omega$  protègent l'opérateur qui agit sur la commande sensitive ;

- la sensibilité peut être réglable grâce à une valeur différente de  $1\text{ M}\Omega$  montée entre les entrées 1 et 5 (de  $1\text{ M}\Omega$  à  $4,7\text{ M}\Omega$ ) ;

- les résistances de  $470\text{ k}\Omega$  et de  $120\text{ k}\Omega/0,4\text{ W}$  limitent le courant en cas d'extension vers d'autres commandes ;

- l'ensemble est antiparasité par l'inductance de  $2\text{ mH}$  et la capacité de  $0,1\text{ }\mu\text{F}/400\text{ V}$ , pour limiter les effets du triac vis-à-vis des centres récepteurs du secteur.

La figure 4 illustre un exemple d'extension à une autre commande sensitive.



## 3/4 Utilisation courante du circuit intégré. Extension possible pour une seconde touche sensitive.

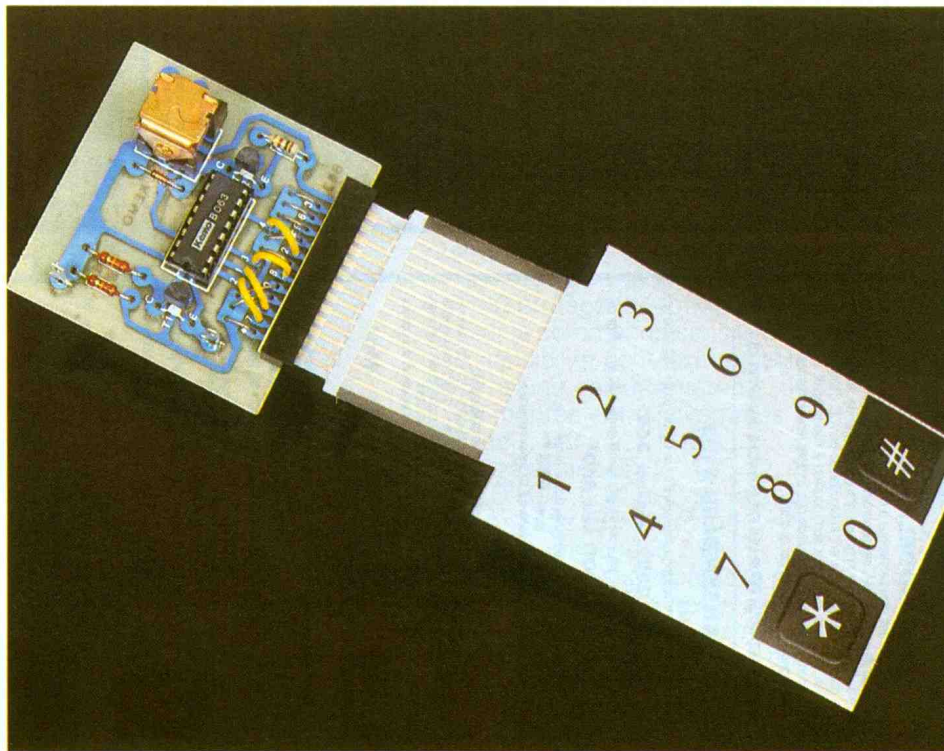


# SERRURES CODEES KEMO

Nous vous présentons sous ce titre deux produits distribués par la société Composants diffusion. Il s'agit d'une serrure codée, à clavier, et d'une autre, fonctionnant à carte. La première fait l'objet d'un kit, alors que la seconde est vendue toute montée. Elles pourront s'adapter à vos besoins sans grande difficulté.

## LA SERRURE CODEE A CLAVIER

De conception simple, sa programmation s'effectue par la mise en place de straps selon un ordre déterminé : 1, 2, 3, 4. Le clavier extra-plat peut directement s'implanter sur la face avant d'un boîtier, toutefois il ne faut pas trop plier les bandes conductrices qui réalisent la liaison entre le clavier et le circuit imprimé. Après qu'on a appuyé

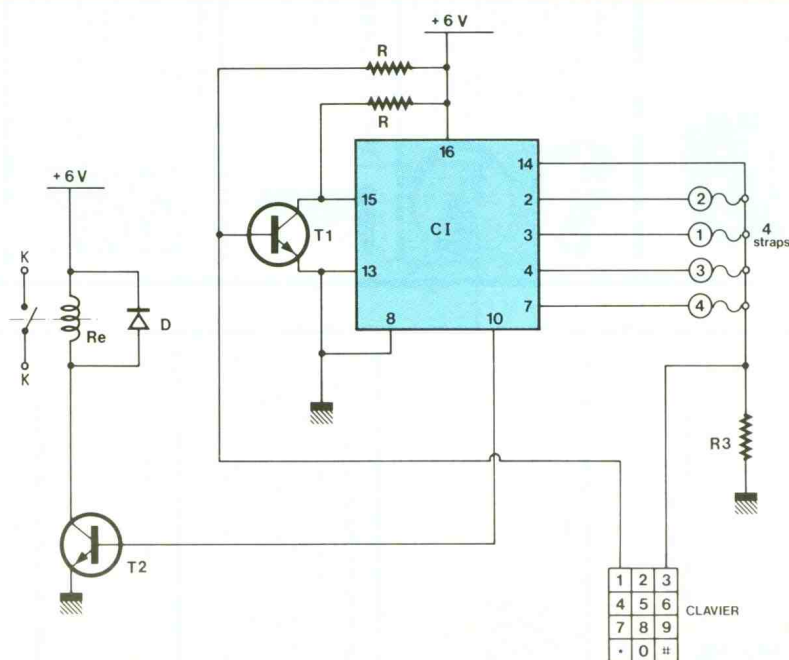


sur les quatre chiffres prédéterminés le relais se voit sollicité et peut commander des charges demandant 5 A sous 6 V, ou d'une manière générale une puis-

sance de 30 W. Le dessin de la figure 1 montre le schéma de ce montage qui reste très facile à réaliser. L'alimentation est confiée à un bloc secteur qui délivre une tension de 6 V, la consommation maximale (relais actif) s'établit à 200 mA.

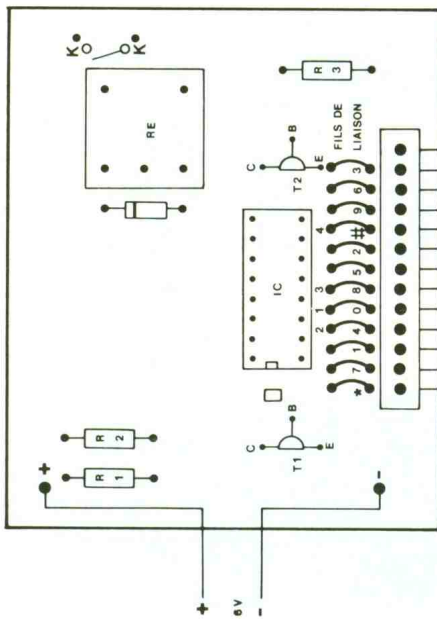
L'implantation des composants s'effectue selon le dessin de la figure 2. On commence par placer les éléments passifs tels que les résistances, diode et relais. L'insertion du clavier sur son support se fait à force, les chiffres positionnés côté composants. Puis on soude les deux transistors, le support du circuit intégré, lui-même inséré en dernier après les straps de programmation.

1 Le schéma de principe repose sur l'utilisation d'un circuit spécialisé.

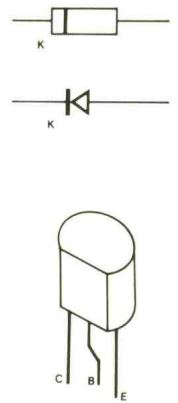
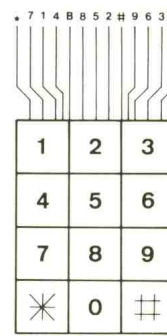


## MISE EN ŒUVRE

Sur le circuit imprimé se trouve gravée l'arrivée des chiffres du clavier dans l'ordre suivant, de la gauche vers la droite : \*, 7, 1, 4, 0, 8, 5, 2, #, 9, 6, 3. Au-dessus, on trouve les accès 2, 1, 3, 4 ; pour programmer la combinaison 4, 5, 6, 8, il faut relier dans l'ordre les chiffres du clavier 4, 5, 6, 8 aux connexions 2, 1,



## 2/3 L'implantation des composants avec leurs brochages.



3, 4, tous les autres chiffres vont sur les plots de la fonction annulation qui agit sur la base de T<sub>1</sub>. Par la suite, en appuyant successivement sur 4, 5, 6, 8 le relais est activé, toute autre manipulation sera sans effet.

### LISTE DES COMPOSANTS

#### Résistances

R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> : 12 kΩ (marron, rouge, orange)  
R<sub>3</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

#### Semi-conducteurs

T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> : BC 547B  
CI : Kemo B063  
D : 1N4148

#### Divers

1 support CI 16 broches  
1 support de clavier  
1 clavier 12 touches non matricé  
1 relais 6 V repos/travail  
La référence du kit Kemo : B063

### LA SERRURE A CARTE

Ce dispositif permet d'actionner un relais par l'introduction d'une carte *ad hoc*.

On met la carte dans le sens indiqué par la flèche avec l'inscription « Kemo » devant jusqu'à la butée. Si la bonne carte est enfichée, la serrure commande des appareils *via* un relais. Ceux-ci restent en fonctionnement, jusqu'à ce que l'on enlève la carte. De cette manière, un certain nombre de personnes habilitées peuvent faire fonctionner des appareils et machines : on peut également commander des ouvertures de portes ou l'arrêt de certains systèmes d'alarme. S'il vous faut plus de cartes, on peut photocopier celles qui sont fournies, coller la photocopie sur du

carton et découper la carte à la même dimension. Il faut veiller à ce que la position des traits noirs (code barres) et des différents champs soit exactement la même sur la photocopie que sur l'original ! Si les différentes positions ne correspondent pas rigoureusement, la serrure ne réagira pas à la carte !

### MODIFICATION DE LA CODIFICATION

Vous pouvez modifier la codification si les cartes fournies ne doivent plus faire fonctionner la serrure. Pour cela, il faut coller une butée plus haute dans le boîtier ; la carte ne pourra donc pas avancer suffisamment dans l'ouverture, et la serrure ne réagira plus.

Photo 2. – La serrure codée sans son clavier.

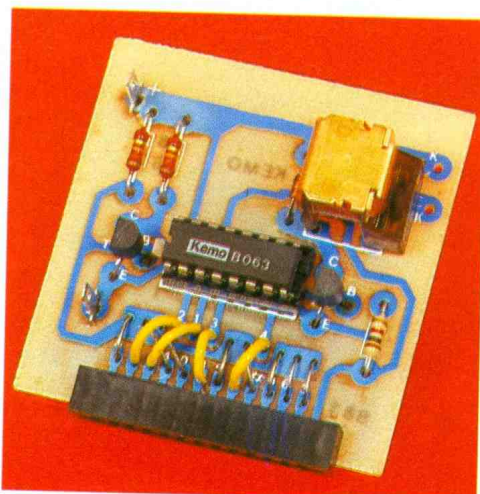
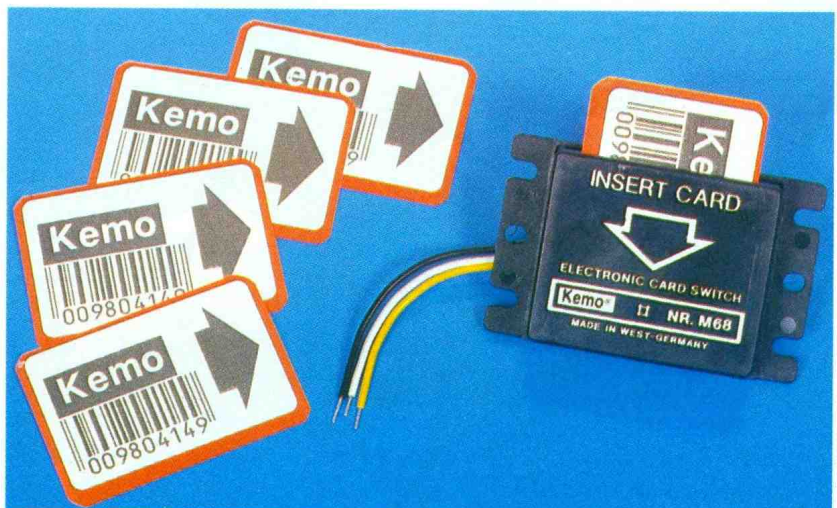


Photo 3. – Le système à cartes Kemo.



Si l'on coupe la carte en enlevant la longueur correspondant à la modification de la butée, la serrure fonctionnera de nouveau et réagira donc seulement aux cartes raccourcies. La butée pourra être modifiée au maximum de 11 mm, sinon les deux traits inférieurs sur la carte ne seraient plus lisibles. Pour avoir une modification efficace, il faut néanmoins modifier la butée d'au moins 5 mm.

#### RACCORDEMENT ET MONTAGE

L'appareil peut être monté à plat contre le mur. Les câbles de raccordement seront menés de manière à être invisibles par un trou dans le mur derrière le boîtier et raccordés. Comme alimentation, il faut une tension continue de 9 V, env. 150 mA. Un bloc d'alimentation enfichable du commerce convient très bien. A la sortie commande (câble blanc), on raccorde un relais 6 V dont la résistance interne est supérieure à 60  $\Omega$ , la sortie de la serrure ne doit pas recevoir de charge supérieure à 100 mA, avec lequel on pourra commander d'autres appareils.

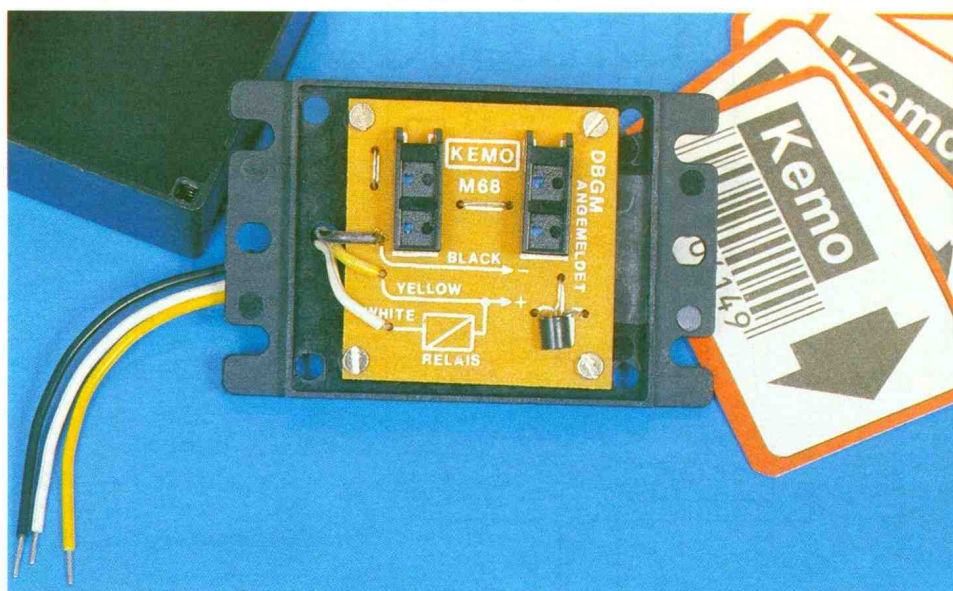


Photo 4. - Vue intérieure du connecteur à cartes.

**Attention :** Une alimentation trop élevée, une surcharge ou un court-circuit dans la sortie de commande de la serrure à carte détruisent le transistor sur la platine de la serrure, voire toute l'électronique !  
Si l'on veut que seule l'ouverture carte soit visible du côté de l'utilisateur, on peut fixer la serrure à

carte avec un té derrière une plaque. On procède de telle manière qu'on puisse seulement mettre la carte par la fente extérieure dans l'ouverture serrure.

Ces kits sont disponibles chez : Composants Diffusion, 12, rue Tarduti de l'Escarène, 06000 Nice. Tél. : (16) 93.85.83.78.

## A VOS DIMENSIONS A PARTIR DE 300 PIÈCES

### SERIE DB DPC

### DESIGN PLASTIQUE

- SUPPORTS CIRCUIT
- IMPRIME AMOVIBLES
- SANS VIS
- FERMETURE PAR CLIPS
- SECURITE
- FORMAT EUROPE
- 4 PARTIES
- DEMONTABLES

DB1 : 25 x 53 x 103  
DB2 : 25 x 63 x 125  
DB3 : 30 x 83 x 163  
DB4 : 30 x 103 x 203

DB5 : 50 x 103 x 203  
DB6 : 17 x 38 x 83  
PUPITRES :  
DPC 1 : 17/25 x 103 x 163  
DPC 2 : 17/25 x 203 x 163



DEPARTEMENT : PRODUITS STANDARDS  
LA TOLERIE PLASTIQUE  
Z.I ROUTE D'ETRETAT Tél. : 35.44.92.92  
76930 OCTEVILLE/MER Fax : 35.44.95.99

## LES MULTIMETRES FLUKE 10, 11 ET 12

La société Fluke vient de mettre à la disposition de ses clients une série de trois multimètres référencés Fluke 10, 11 et 12. Il s'agit d'une gamme d'appareils à possibilités progressives, avec cependant des éléments communs : une grande qualité, et surtout une extrême simplicité d'utilisation.

### LE MULTIMETRE FLUKE 10

C'est le modèle de base de la série. Nous l'examinerons en détail et nous décrirons, dans les deux derniers paragraphes, les possibilités complémentaires des modèles 11 et 12.



### Les caractéristiques générales

Les multimètres Fluke sont des mesureurs à affichage digital à cristaux liquides, dont l'électronique est logée dans un solide boîtier antichoc de 142,3 x 70,5 x 34,6 mm. En ordre de marche, ils pèsent 285 grammes.

L'affichage digital de la mesure est réalisé par trois digits 3/4. Il s'agit donc d'un appareil à 4 000 points (0000 à 3999). Le rafraîchissement de la mesure se produit quatre fois par seconde, ce qui représente une fréquence intéressante. La lecture des résultats est relativement facile, étant donné que les digits ont une hauteur de douze millimètres.

Le multimètre peut accepter une tension maximale de 600 V. Il fonctionne normalement dans une plage de température s'étendant de - 10 °C à + 50 °C. Sa résistance aux chocs et aux vibrations est telle qu'une chute de 1 mètre de hauteur le laisse sans dommage.

Le Fluke 10 est prévu pour effectuer des mesures de tension continue et alternative ainsi que des mesures de résistances. Il réalise également des tests de diodes et de continuité. Son impédance d'entrée est supérieure à 10 MΩ et inférieure à 100 pF en mode continu. Elle passe à plus de 5 MΩ en mode alternatif. Une pile de 9 V du type 6F22 assure son fonctionnement. Elle a une autonomie de 650 heures si elle est alcaline et de 450 heures si elle est du type zinc-carbone.

Sur l'écran d'affichage, indépendamment des digits affectés à la lecture numérique du résultat de la mesure, on trouve :

- des points décimaux se déplaçant suivant la gamme et la mesure ;
- des unités de mesure (mV, V,  $\sim$ , MΩ, kΩ, Ω) ;
- le signe - (moins) ;
- un indicateur d'usure de la pile ;
- un indicateur du test de continuité sonore (●))) ;
- un indicateur de l'essai diode  $\rightarrow$  ;
- un indicateur de dépassement de capacité OL (overload).

Enfin, il comporte un générateur de bip sonore d'avertissement.

### Les commandes

Ce qui étonne l'utilisateur, c'est l'extrême sobriété de la face avant. Ici, pas de rotacteur dont les positions sont réparties sur les 360° de la circonférence, mais simplement un sélecteur à coulissement linéaire pouvant occuper trois positions et deux boutons poussoirs de section carrée. Bref, aucune aspérité ni surépaisseur à la surface de ce boîtier qui garde ainsi toute sa sobriété. Examinons à présent le rôle de ces commandes.

#### Le sélecteur à trois positions

La première position, « OFF », correspond à l'arrêt du multimètre. La deuxième position sert aux mesures de tension aussi bien en continu qu'en alternatif. Quant à la troisième, elle est prévue pour les tests de continuité, de diodes et les mesures de résistance.

#### Le bouton poussoir $\square$

Lorsque le sélecteur est en position V, chaque fois que l'on appuie sur ce bouton, on fait apparaître alternativement sur l'écran les symboles et  $\square$  (alternatif et continu).

Si le sélecteur est en position test/résistance, l'alternance qui se réalise est, d'une part, le test de diodes et de continuité et, d'autre part, la mesure de résistances.


#### Le bouton poussoir $\blacksquare$

C'est la commande de sélection des gammes de mesure. A la mise en marche du multimètre, ce dernier se place automatiquement en sélection automatique. Cette position lui permet d'accepter n'importe quelle valeur de tension ou de résistance : il s'y adapte alors tout seul en recherchant celle qui est la mieux appropriée.

En appuyant sur ce bouton poussoir, on bloque la multimètre sur la gamme qu'il occupait auparavant. En même temps, le symbole  $\blacksquare$  apparaît sur l'écran. Chaque fois que l'on sollicite par la suite le bouton poussoir, on fait défiler une nouvelle gamme sur l'écran, par rotation circulaire. Il y a cinq gammes de tensions continues, cinq gammes de tensions alternatives, et six gammes de résistances.

A noter que la gamme de 400 mV est uniquement accessible par voie de sélection manuelle. C'est elle qui est particulièrement recommandée pour les accessoires prévus par le constructeur.

Enfin, si on désire revenir en sélection automatique, il existe deux possibilités :

- repasser par la position « OFF » du sélecteur ;
- appuyer sur le bouton  pendant au moins deux secondes.

Ces diverses manœuvres sont accompagnées de bip sonores.

Le multimètre est doté d'un autre perfectionnement destiné à économiser la pile d'alimentation : il s'agit de l'arrêt automatique, au bout de 45 minutes d'inutilisation, de la fonction affichage.

Si on désire faire redémarrer l'appareil, il suffit d'appuyer sur un bouton quelconque, ou encore de repasser le sélecteur en position « OFF », puis sur une fonction active.

#### Les mesures

Le multimètre ne comporte que deux entrées : un « plus » et un « commun » pour l'ensemble de ses mesures et de ses nombreuses possibilités. On peut difficilement imaginer plus simple...

Il est livré avec deux cordons isolés équipés de pointes de touche. Pour les mesures de tension et de résistances, en cas de sélection manuelle et si la gamme choisie ne permet pas la mesure, parce qu'elle est trop faible, l'afficheur fait apparaître l'indication « OL » (overload), qui veut dire « surcharge ». Cette indication est accompagnée d'un BIP d'avertissement.

Lors d'un test de continuité, il y a émission sonore si la résistance insérée entre les pointes de touche est inférieure à 25 Ω. De même, toute coupure intermittente est détectée dès lors qu'elle a une durée supérieure à 250 μs.

Dans le cas d'un test de diode, c'est la tension de jonction qui est directement affichée en millivolts (par exemple, 600 mV dans le cas d'une diode au silicium).

Enfin, il est possible de neutraliser la signalisation sonore en appuyant pendant au moins 2 s sur le bouton  au moment de la mise en marche du multimètre par le sélecteur.




Photo 2. - Une platine nue vue de dessus.

#### Caractéristiques techniques du Fluke 10

Fonction	Gamme	Résolution	Précision (50 à 400 Hz)
$V_{\sim}$	4 000 mV	1 mV	± (2,9 % + 3)
	4,000 V	0,001 V	± (2,9 % + 3)
	40,00 V	0,01 V	± (2,9 % + 3)
	400,0 V	0,1 V	± (2,9 % + 3)
	600 V	1 V	± (2,9 % + 3)
$V_{\text{DC}}$	4 000 mV	1 mV	± (1,5 % + 2)
	4,000 V	0,001 V	± (1,5 % + 1)
	40,00 V	0,001 V	± (1,5 % + 1)
	400,0 V	0,01 V	± (1,5 % + 1)
	600 V	1 V	± (1,5 % + 1)
$\Omega$	400,0 Ω	0,1 Ω	± (1,5 % + 2)
	4,000 kΩ	0,001 kΩ	± (1,5 % + 1)
	40,00 kΩ	0,01 kΩ	± (1,5 % + 1)
	400,0 kΩ	0,1 kΩ	± (1,5 % + 1)
	4,000 MΩ	0,001 MΩ	± (1,5 % + 1)
	40,00 MΩ	0,01 MΩ	± (1,9 % + 3)
$\rightarrow$	2,000 V	0,001 V	± (1,5 % + 2)

#### LE MULTIMETRE FLUKE 11

##### Les possibilités supplémentaires

La présentation d'ensemble est la même, avec toutefois un bouton poussoir supplémentaire marqué . Il s'agit de la possibilité de mesurer des capacités. En appuyant sur ce bouton, il se produit l'affichage de l'unité « μF » sur l'écran. On peut alors effectuer la mesure, soit en automatique, soit en sélection ma-

nuelle de gamme comme pour les autres mesures. Auparavant il convient de décharger complètement la capacité à mesurer. Attention également au respect des polarités s'il s'agit d'une capacité par électrolyse ou au tantale.

Mais le multimètre Fluke 11 dispose encore d'une autre possibilité supplémentaire. Il s'agit de la fonction « CHECK VALID » qui est un sous-ensemble de la fonction continuité/ohms. Elle est automatiquement validée dès que

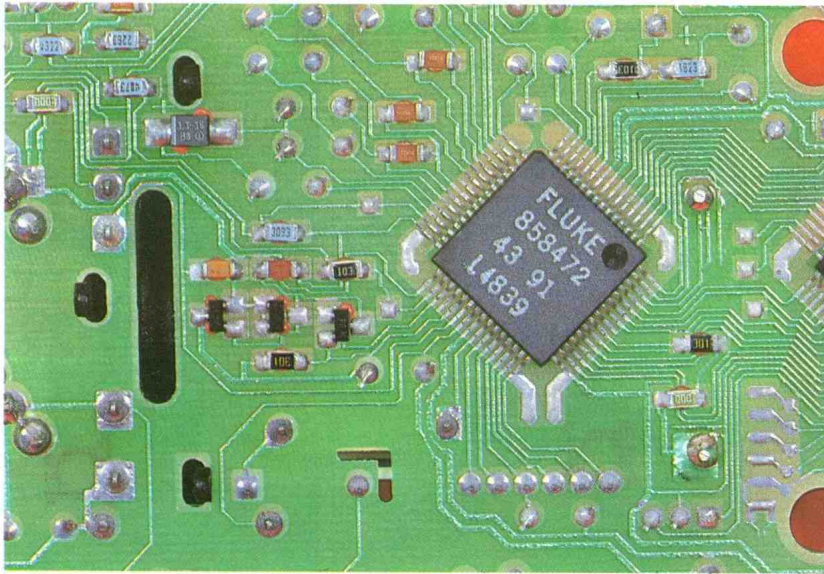


Photo 3. – La technologie CMS permet une miniaturisation extrême.

l'on se place sur continuité/ohms. Sur l'écran apparaît alors l'indication  $\nabla$ . Si, en recherche de continuité ou de mesure de résistance, on détecte une tension continue ou alternative supérieure à 4,5 V, le multimètre ne subira aucun dommage. Il affichera la tension dans ce cas. Sur l'écran apparaîtra alors l'indication LOZ qui signifie basse im-

pédance d'entrée (environ 2 k $\Omega$ ) avec émission d'un bip. Ce mode de sélection ne se réalise pas si le multimètre :  
 – est en position de sélection manuelle (affichage  $\blacksquare$ ) ;  
 – est en position de mesure de capacitance ;  
 – est en position de fonction MIN/MAX (uniquement Fluke 12).

#### Les caractéristiques techniques des Fluke 11 et 12

Fonction	Gamme	Résolution	Précision (50 à 400 Hz)
$V_{\sim}$	4 000 mV	1 mV	$\pm (1,9 \% + 3)$
	4,000 V	0,001 V	$\pm (1,9 \% + 3)$
	40,00 V	0,01 V	$\pm (1,9 \% + 3)$
	400,0 V	0,1 V	$\pm (1,9 \% + 3)$
	800 V	1 V	$\pm (1,9 \% + 3)$
$V_{\text{DC}}$	4 000 mV	1 mV	$\pm (0,9 \% + 2)$
	4,000 V	0,001 V	$\pm (0,9 \% + 2)$
	40,00 V	0,01 V	$\pm (0,9 \% + 1)$
	400,0 V	0,1 V	$\pm (0,9 \% + 1)$
	600 V	1 V	$\pm (0,9 \% + 1)$
$\Omega$	400,0 $\Omega$	0,1 $\Omega$	$\pm (0,9 \% + 1)$
	4,000 k $\Omega$	0,001 k $\Omega$	$\pm (0,9 \% + 1)$
	40,00 k $\Omega$	0,01 k $\Omega$	$\pm (0,9 \% + 1)$
	400,0 k $\Omega$	0,1 k $\Omega$	$\pm (0,9 \% + 1)$
	4,000 M $\Omega$	0,001 M $\Omega$	$\pm (0,9 \% + 1)$
	40,00 M $\Omega$	0,01 M $\Omega$	$\pm (1,5 \% + 3)$
$\mu F$	1,000 $\mu F$	0,001 $\mu F$	$\pm (1,9 \% + 2)$
	10,00 $\mu F$	0,01 $\mu F$	$\pm (1,9 \% + 2)$
	100,0 $\mu F$	0,1 $\mu F$	$\pm (1,9 \% + 2)$
	1 000 $\mu F$	1 $\mu F$	$\pm (1,9 \% + 2)$
	10 000 $\mu F$	10 $\mu F$	$\pm (10 \% + 90)$ typique
$\rightarrow$	2,000 V	0,001 V	$\pm (0,9 \% + 2) 1$

#### LE MULTIMETRE FLUKE 12

Par rapport au modèle 11, le Fluke 12 comporte encore un bouton supplémentaire repéré  $\square$ . Il s'agit de la fonction MIN/MAX.

#### La fonction MIN/MAX

Elle permet d'enregistrer et de mémoriser la valeur la plus haute et la plus basse des mesures prises. Elle ne s'applique pas aux mesures de capacité. Elle neutralise systématiquement les fonctions de mise à l'arrêt automatique et « CHECK ».

Mais le multimètre peut faire encore mieux. Au moment de placer le sélecteur sur V ou  $\Omega$ , en appuyant pendant au moins 2 s sur  $\square$ , une minuterie interne prend son départ. Le multimètre enregistre alors les mesures mini et maxi, et lors de la lecture, au bout d'un temps donné, en appuyant sur  $\square$ , on obtient par rotation circulaire :

- la mesure MIN ;
- la mesure MAX ;
- la durée de la mesure en heures et minutes (exemple : 12 : 23 = 12 heures et 23 minu-

Photo 5. – Le modèle 10 de chez Fluke représente la version de base.







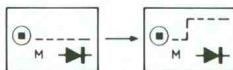
Photo 6. – Le modèle 11 est un intermédiaire de qualité dans la gamme présentée.

tes), la capacité maximale étant de 99 heures et 59 minutes. Pour supprimer la fonction MIN/MAX, il suffit d'appuyer pendant plus de 2 s sur le bouton **M**

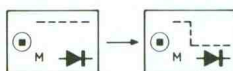
### Détection des défauts intermittents de continuité

En position continuité/ohms, on peut mettre en évidence des coupures supérieures à 250  $\mu$ s. Le multimètre les affiche, en précisant s'il s'agit de l'ouverture ou de la fermeture du circuit. En appuyant sur **M** l'afficheur indique la position initiale :

Transition fermeture à ouverture



Transition ouverture à fermeture



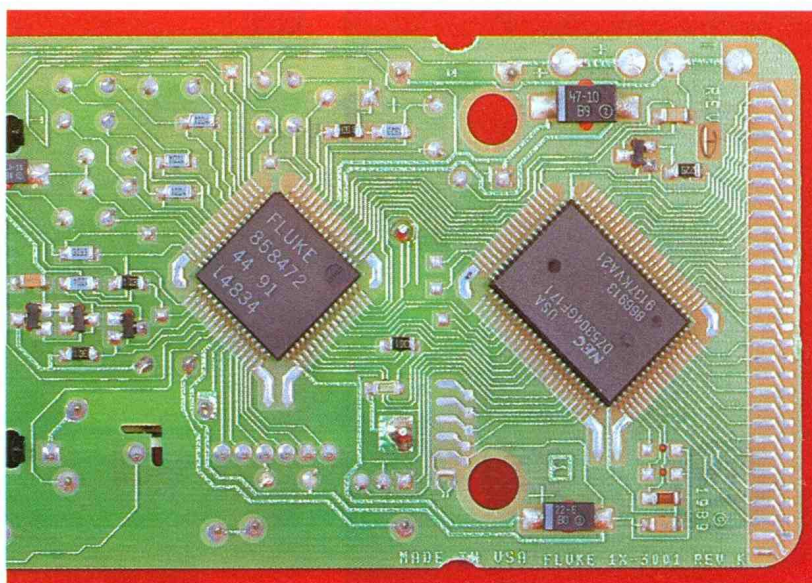
### CONCLUSION

Les multimètres Fluke se caractérisent essentiellement par la progressivité de leurs prestations en partant du modèle 10 pour aboutir au modèle 12. Il s'agit d'appareils de mesure simples à utiliser parce que véritablement intelligents et bien conçus. Ils rendront d'énormes services, aussi bien à l'électronicien amateur qu'à l'électricien dépanneur ou de maintenance.

Ils sont livrés avec une notice détaillée pour l'emploi, rédigée en six langues : anglais, français, espagnol, allemand, italien et japonais... une vue universaliste du monde de la mesure.

Robert KNOERR

Photo 4. – Deux circuits intégrés apparaissent souvent comme nécessaires.



## MONTAGES SIMPLES POUR TELEPHONE R. KNOERR

### Robert KNOERR MONTAGES SIMPLES POUR TELEPHONE



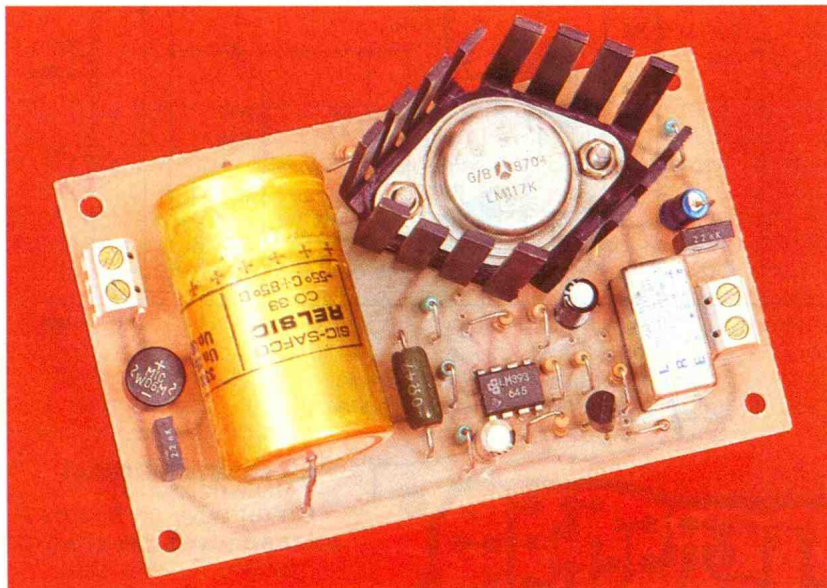
Cet ouvrage vous permettra de compléter votre installation téléphonique en réalisant vous-même quelques montages, qui en accroîtront le confort d'utilisation et les performances. Vous y découvrirez notamment le délesteur d'appels, l'éclairage automatique de l'endroit où se trouve le téléphone la nuit, la sonnerie musicale, le compteur d'appels, la surveillance téléphonique de votre habitation...

Ces montages, faciles à réaliser et très clairement expliqués, ne font appel qu'à des composants courants et disponibles auprès de tous les fournisseurs. L'outillage nécessaire ne dépasse pas le stade du simple mesureur. Les modules sont de taille volontairement réduite, ce qui permet de les loger dans de discrets coffrets.

Des montages plaisants et utiles, que vous apprécierez dans l'emploi quotidien de votre téléphone.

ETSF  
Distribution : Editions Radio  
11, rue Gossin  
92543 Montrouge Cedex

# ALIMENTATION POUR CANTONS AVEC DISJONCTEUR ELECTRONIQUE



**Ce montage réalise l'alimentation des cantons sur un réseau de trains miniatures. Tout en étant de conception simple il rendra de grands services aux modélistes ferroviaires.**



## A - FONCTIONNEMENT (fig. 1)

Ce montage repose sur un régulateur de tension réglable, le LM 317K.

La tension issue du secondaire d'un transformateur 220/12 V est redressée par le pont de diodes PD, puis filtrée par le condensateur C<sub>1</sub>. On obtient ainsi une tension continue de 15 V environ aux bornes de C<sub>1</sub>. La résistance R<sub>1</sub>, connectée en série avec le

régulateur IC<sub>1</sub>, sert à la mesure du courant de sortie, information qu'utilise ensuite le disjoncteur électronique.

La résistance R<sub>7</sub> associée à P<sub>1</sub> permet de régler la tension de sortie avec la relation suivante :

$$V_s = 1,25 * (1 + \frac{P_1}{R_7})$$

On a donc une variation comprise entre 1,25 V et 12 V environ avec un débit en courant de 1,5 A maximum.

Le disjoncteur électronique est constitué par IC<sub>2</sub>, un LM 393.

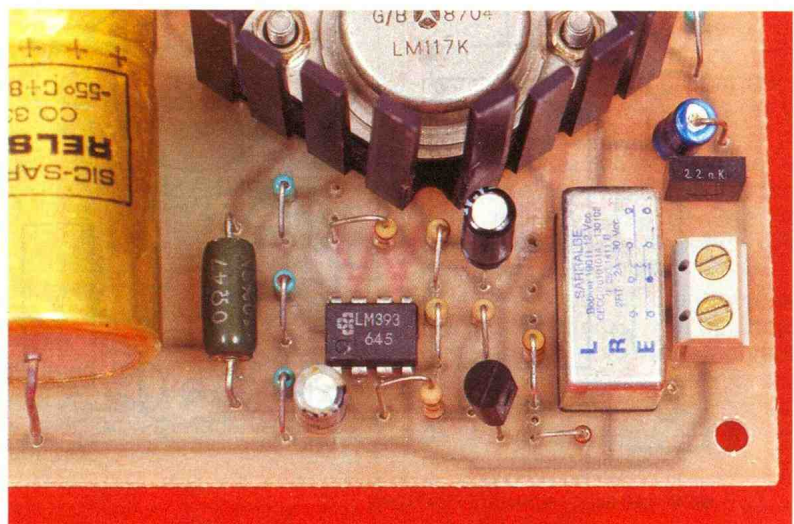
Un premier pont diviseur de tension R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> et R<sub>4</sub> détermine deux seuils de référence ; le premier, relié à IC<sub>2-6</sub>, règle un niveau considéré comme la surcharge de l'alimentation ; le second, relié à IC<sub>2-2</sub>, règle la coupure de l'alimentation (disjonction).

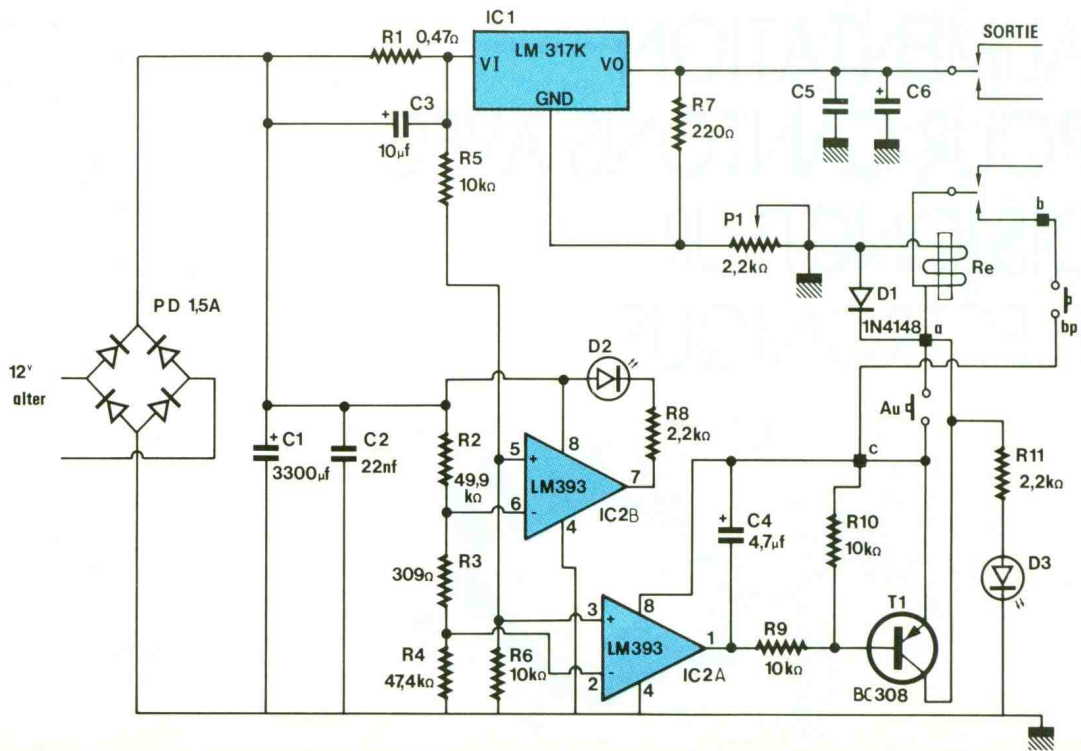
Un deuxième pont diviseur de tension R<sub>5</sub> et R<sub>6</sub> amène une image du courant de sortie sur les entrées + des comparateurs de tension IC<sub>2</sub>.

Dès que le courant débité devient égal au niveau de surcharge (voisin de 1 A), le potentiel de la broche 5 de IC<sub>2B</sub> devient inférieur à celui de la broche 6 et le comparateur bascule → la sortie passe à 0 → la LED D<sub>2</sub>, via R<sub>8</sub>, s'allume, marquant ainsi la surcharge.

Dès que le courant débité devient égal au niveau de disjonction (environ 1,5 A), le potentiel de la broche 3 de IC<sub>2A</sub> devient inférieur à celui de la broche 2 et le comparateur bascule → la sortie passe à 0 → le transistor T<sub>1</sub> se sature, la LED D<sub>3</sub>, via R<sub>11</sub>, s'allume, le relais Re s'enclenche et coupe la sortie. Un contact du relais mémorise le défaut via Bp. La diode D<sub>1</sub> protège le transistor T<sub>1</sub> contre les surtensions provoquées par la bobine du relais. Le bouton-poussoir Au a la fonction d'arrêt d'urgence, un appui enclenche le relais Re et coupe la sortie. Le réenclenchement du disjoncteur s'effectue par le bouton-poussoir Bp.

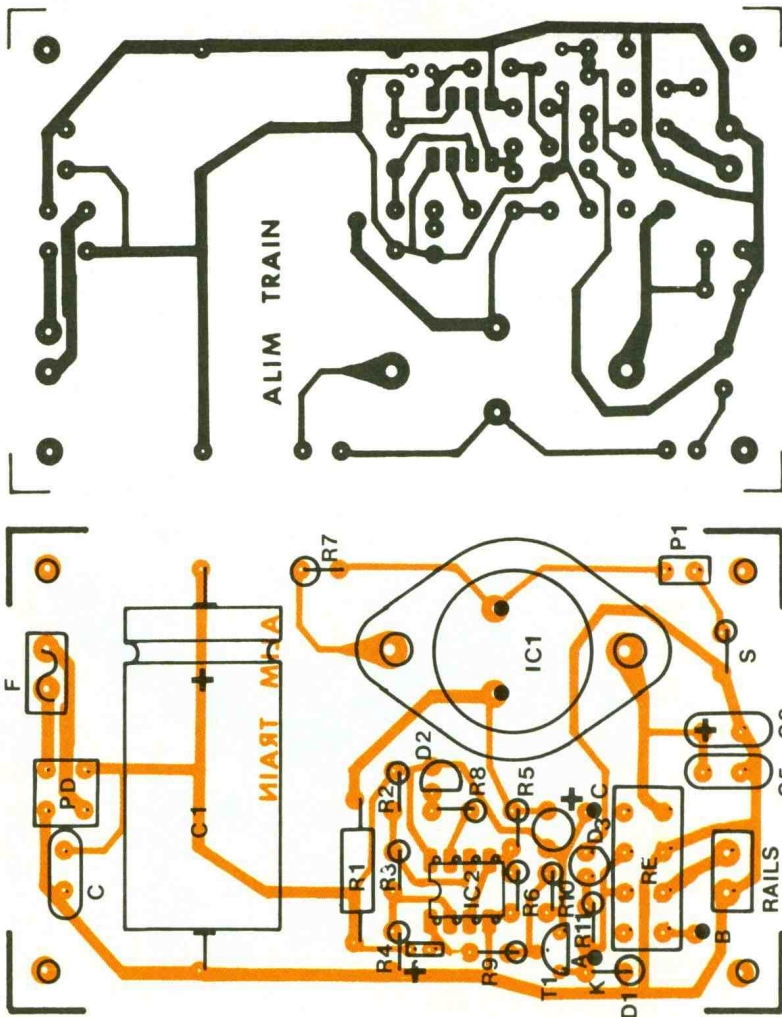
*Photo 2. - Le régulateur repose sur un radiateur efficace pour l'évacuation de la chaleur. La résistance S de O<sub>R</sub> se trouve en série avec P<sub>1</sub>, elle peut dans certains cas servir de talon. Ce qui permet un réglage plus fin avec P<sub>1</sub>.*





1 Schéma de principe de l'alimentation.

2/3 Dessin du circuit imprimé. Implantation des composants.



### B - MONTAGE/ESSAI

On retrouve en figures 2 et 3 le tracé du circuit imprimé à l'échelle 1 ainsi que l'implantation des composants. Après avoir reproduit le circuit imprimé sur une plaque d'époxy soit par gravure directe, soit par la méthode photographique (pour plusieurs exemplaires), on percera soigneusement à l'aide d'un foret de 0,8 mm et certains trous seront à agrandir à 1,3 mm suivant les composants utilisés. On procédera ensuite au nettoyage du circuit à l'aide d'acétone par exemple.

Commencer par souder les résistances R2 à R11, puis la diode D1 et les condensateurs C2 à C6.

Souder ensuite le circuit intégré IC2 sur son support, puis la résistance R1 et le pont de diodes PD en les positionnant à 5 mm du circuit imprimé.

Reste le relais Re, le condensateur C1 et le circuit intégré IC1 sur son refroidisseur.

Câbler le potentiomètre P1 et les LED D2 et D3 au moyen de fil de câblage.

Connecter les boutons-poussoirs Au (rouge) et Bp (noir) avec du fil de câblage sur les plots a, b et c, suivant le schéma de principe.

Souder pour finir les deux borniers de connexion.

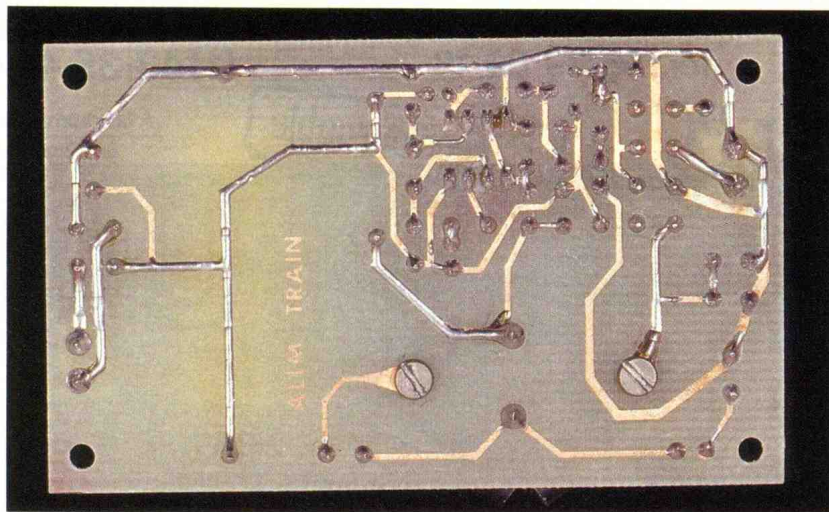


Photo 3. – Vue d'avion sur le circuit imprimé côté soudures.

Une fois câblé, vérifier qu'il n'existe aucun pont de soudure et si l'implantation des composants est correcte.

Connecter le secondaire d'un transformateur 220 V/12 V sur le bornier « entrée alternative ». Régler  $P_1$  au minimum. Mettre sous tension, vérifier la tension aux bornes de  $C_1$  : 16 V environ et celle en sortie : 1,5 V environ. Si le relais est enclenché (LED  $D_3$  allumée), appuyer sur  $B_p$ .

Vérifier la variation de la tension de sortie par action sur  $P_1$ .

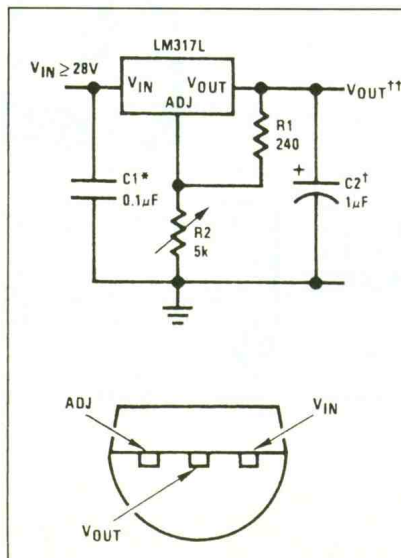
### C – LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1$  : 0,47  $\Omega$  3 W
- $R_2$  : 49,9 k $\Omega$  1/4 W 0,5 % (jaune, blanc, blanc, rouge)
- $R_3$  : 309  $\Omega$  1/4 W 0,5 % (orange, noir, blanc, noir)
- $R_4$  : 47,4 k $\Omega$  1/4 W 0,5 % (jaune, violet, jaune, rouge)
- $R_5, R_6, R_9, R_{10}$  : 10 k $\Omega$  1/4 W (marron, noir, orange)
- $R_7$  : 220  $\Omega$  1/4 W (rouge, rouge, marron)
- $R_8, R_{11}$  : 2,2 k $\Omega$  1/4 W (rouge, rouge, rouge)
- $P_1$  : potentiomètre linéaire 2,2 k $\Omega$

Connecter une charge en sortie  $I < 1$  A. Vérifier la stabilité de la tension. Connecter une charge en sortie  $1 \text{ A} < I < 1,5$  A. Vérifier la stabilité de la tension et l'allumage de  $D_2$ . Connecter une charge en sortie  $I > 1,5$  A. Vérifier le fonctionnement du disjoncteur et l'allumage de  $D_3$ . Connecter une charge en sortie  $I < 1$  A. Appuyer sur le bouton-poussoir Au et vérifier le fonctionnement du disjoncteur.

J.-L. TISSOT

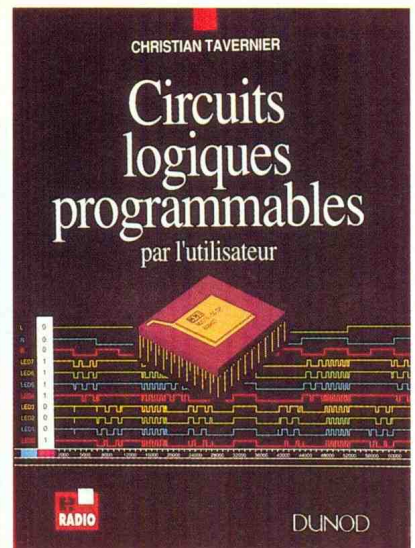
- $D_1$  : 1N4148
- $D_2, D_3$  : LED au choix
- PD : pont de diodes 1,5 A
- $C_1$  : 3 300  $\mu\text{F}$  20 V axial
- $C_2$  : 22 nF 63 V
- $C_3$  : 10  $\mu\text{F}$  16 V radial
- $C_4$  : 4,7  $\mu\text{F}$  16 V radial
- $C_5$  : 22 nF 63 V
- $C_6$  : 10  $\mu\text{F}$  16 V radial
- S : résistance 0  $\Omega$
- $T_1$  : BC 308 ou équivalent
- IC $_1$  : LM 317K + refroidisseur
- IC $_2$  : LM 393 + support
- Re : relais 12 V 2RT
- $B_p$  : bouton-poussoir à ouverture
- Au : bouton-poussoir à fermeture
- 2 borniers, 2 plots, fil de câblage



### LE LM317 LZ

Le LM317 existe en trois versions, dont celle présentée ici. Le courant de sortie se voit limité ici à 100 mA avec une réjection de l'ondulation d'entrée de 80 dB. Sa sortie est protégée contre les courts-circuits. La différence de potentiel entre les bornes d'entrée et de sortie ne doit pas excéder 40 V. Selon le schéma proposé avec 28 V à l'entrée, la tension de sortie varie de 1,2 à 25 V, elle dépend de la valeur de  $R_2$  telle que :

$$V_{OUT} = 1,25 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + (I_{adj} \cdot R_2)$$



Les circuits logiques programmables par l'utilisateur occupent une place prépondérante dans les appareils électroniques modernes. On les trouve sous forme de mémoires bien sûr, dans les micro-ordinateurs, mais aussi et surtout sous forme de circuits logiques à part entière pour remplacer des sous-ensembles qui, par le passé, auraient utilisé des dizaines voire des centaines de boîtiers logiques conventionnels. L'offre des fabricants en ce domaine est vaste et diversifiée et s'étend des boîtiers ne contenant que quelques dizaines de portes à des circuits intégrant sans problème près de 20 000 portes logiques. Malgré cela, ils restent programmables sur des systèmes de développement simples d'emploi et à la portée de tous ; systèmes qui ne requièrent très souvent aucune formation spécifique de l'utilisateur.

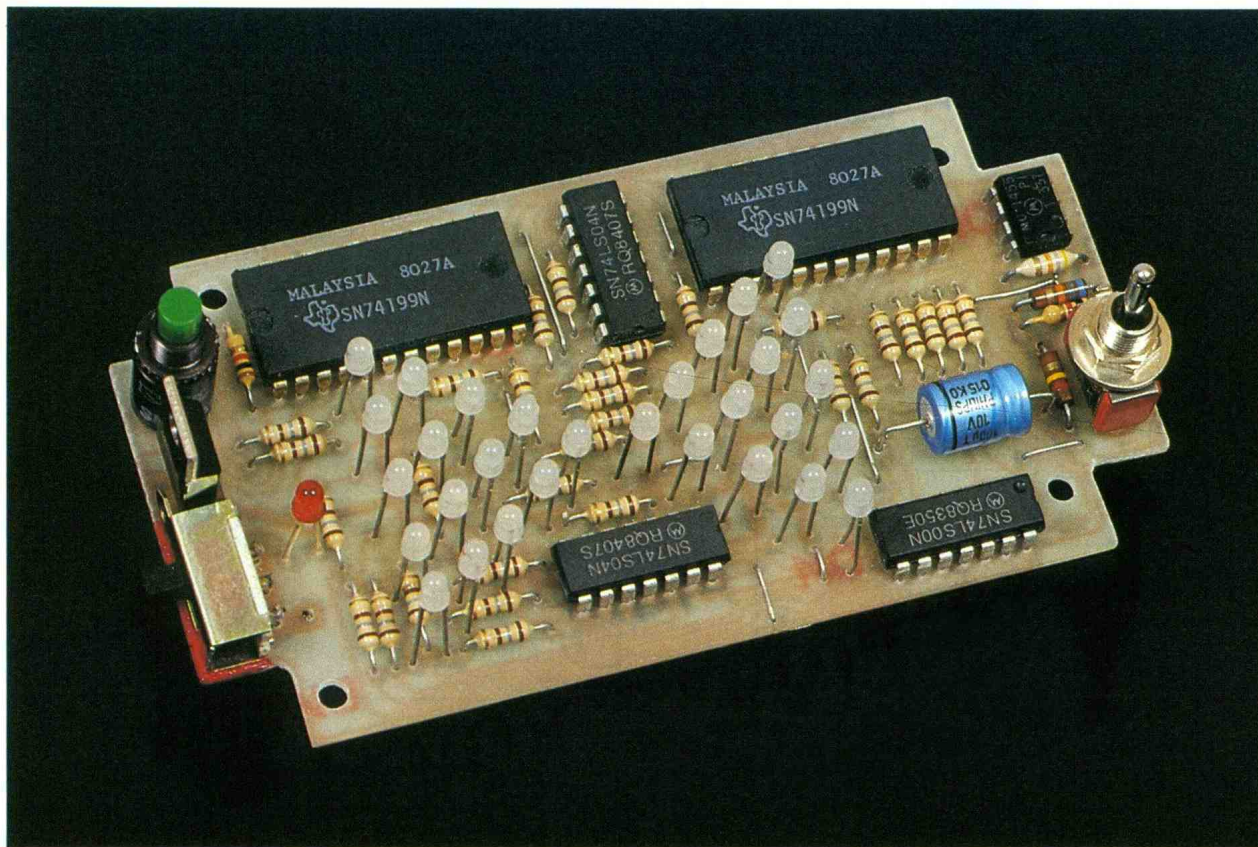
En outre, ces circuits sont proposés en diverses technologies couvrant un maximum de besoins : circuits programmables une seule fois, circuits effaçables aux ultraviolets, circuits programmables et effaçables électriquement et même circuits dont la configuration peut être modifiée en cours d'utilisation.

Dans cet ouvrage, l'auteur fait découvrir au lecteur ces différents circuits en ne faisant appel qu'à des notions élémentaires de logique classique.

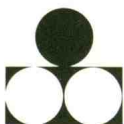
L'expérience professionnelle de l'auteur et la qualité des informations réunies dans ce livre, en font un véritable manuel de référence des mémoires.

Que vous soyez étudiant en électronique, professionnel ou simple curieux des nouvelles technologies, vous ne pouvez plus ignorer ces composants sans lesquels de nombreux appareils actuels ne pourraient exister.

Dunod  
15, rue Gossin  
92543 Montrouge Cedex



# SABLIER ELECTRONIQUE



**Ce montage permet de simuler les sabliers qui autrefois fonctionnaient avec du « sable fin ».**

**Les diodes électroluminescentes sont disposées comme son homologue de jadis avec deux cônes inversés. Celui du haut, où toutes les DEL sont allumées, transfère vers le bas au cours du temps afin de les allumer les unes après les autres.**

## SYNOPTIQUE DU SABLIER

### DEPART

Une pression sur le bouton poussoir  $I_1$  permet une mise à zéro du module commande, ce qui a pour effet d'allumer les diodes situées en haut du sablier et d'éteindre celles du bas. Dès que le bouton poussoir sera relâché, le comptage pourra commencer et être visualisé par l'intermédiaire des DEL, les diodes du haut vont s'éteindre l'une après l'autre, allumant aussitôt une diode dans la partie basse du sablier, simulant le sable qui s'écoule.

### CHOIX DU TEMPS

Le temps sera déterminé par un interrupteur  $I_2$  à trois positions, suivant la position choisie nous aurons les trois temps suivants :

- 5 minutes ;
- 3 minutes ;
- 2 minutes.

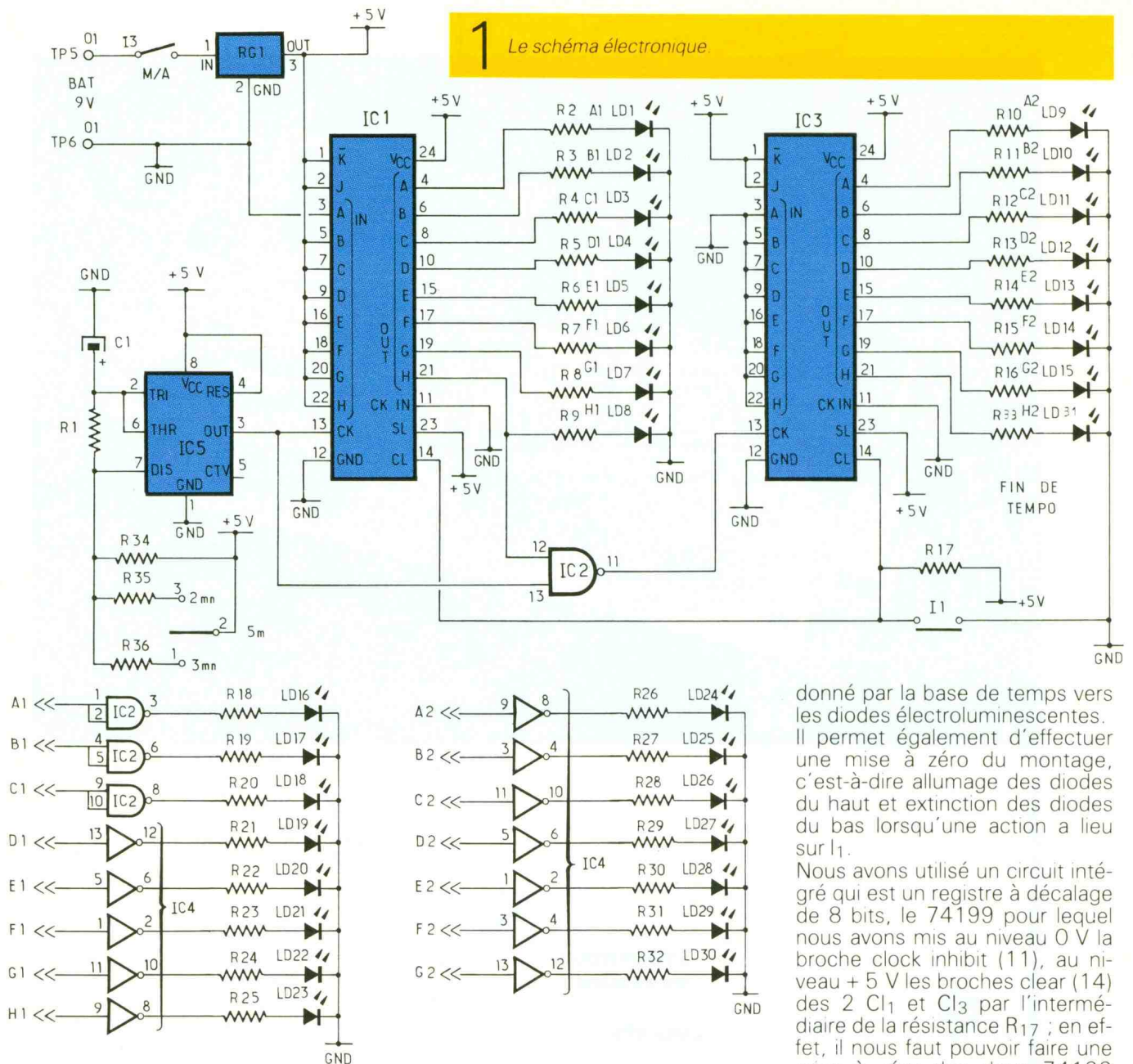
Les temps pourront être changés aisément. La modification se fera sur les résistances  $R_1$ ,  $R_{34}$ ,  $R_{35}$ ,  $R_{36}$  et la capacité  $C_1$ , il y a suffisamment de place pour implanter une capacité plus grande suivant les temps que vous désirez obtenir.

Il est préférable cependant d'agir sur les résistances, car une capacité de valeur plus grande demande plus de courant ce qui aura pour effet une usure plus rapide de la pile.

### BASE DE TEMPS (fig. 1)

Elle est constituée d'IC<sub>5</sub>, qui est un 555 pouvant être utilisé de plusieurs façons différentes, ici le 555 est utilisé en montage astable totalement indépendant du reste du montage à l'exception

# 1 Le schéma électronique



du commutateur I<sub>2</sub> permettant la sélection du temps de temporisation. Le 555 oscille en permanence, il n'est jamais mis à zéro. Sa sortie OUT « 3 » attaque IC<sub>1</sub> « 74199 » CK « 13 » entrée d'horloge et une porte NAND à deux entrées IC<sub>2</sub> broche « 13 ». Le but de cette porte NAND est de transmettre le signal d'horloge issu du 555 à IC<sub>3</sub> « 74199 » CK « 13 » à condition que le comptage d'IC<sub>1</sub> soit terminé. C'est la broche 21 Q<sub>H</sub>, qui est une sortie, qui nous indiquera que le comptage d'IC<sub>1</sub> est terminé en passant au niveau haut, ce qui a pour effet d'allumer la diode LD<sub>3</sub> et d'autoriser le passage des impulsions au travers

de la porte NAND en direction d'IC<sub>3</sub> « 74199 ». L'entrée 12 IC<sub>2</sub> du NAND bloque la porte si cette entrée est au niveau bas « 0 V », empêchant le signal de la porte 13 de se trouver en sortie qui, elle, reste haut « + 5 V ». Dès que l'entrée 12 passe au niveau haut, le signal d'horloge de l'entrée 13 se retrouve en sortie. Equation du ET logique  $S = A \cdot B$  du NAND  $S = A \cdot B = A$  ou  $B$  ; il s'agit ici de l'application du théorème de De Morgan.

### COMMANDE

Le module « commande » permet de transmettre le comptage

donné par la base de temps vers les diodes électroluminescentes. Il permet également d'effectuer une mise à zéro du montage, c'est-à-dire allumage des diodes du haut et extinction des diodes du bas lorsqu'une action a lieu sur I<sub>1</sub>.

Nous avons utilisé un circuit intégré qui est un registre à décalage de 8 bits, le 74199 pour lequel nous avons mis au niveau 0 V la broche clock inhibit (11), au niveau + 5 V les broches clear (14) des 2 CI<sub>1</sub> et CI<sub>3</sub> par l'intermédiaire de la résistance R<sub>17</sub> ; en effet, il nous faut pouvoir faire une mise à zéro des deux 74199 « voir module DEPART », pour ce faire, un bouton poussoir I<sub>1</sub> est relié entre les deux broches (14) d'IC<sub>1</sub> et IC<sub>3</sub> et le 0 V ; une pression sur celui-ci applique un « 0 », ce qui a pour effet de mettre les sorties des 74199 à l'état bas.

Sorties Q<sub>A</sub> à Q<sub>H</sub>. Sont reliées également au 5 V les broches suivantes.

- Shift/load (23), lorsque cette entrée est au niveau bas 0 V, les sorties prennent pour niveau la même valeur que celles des entrées. En effet, le 74199 peut être chargé suivant son application désirée. Dans notre montage, cette entrée n'est pas utilisée.
- J et K : respectivement bro-

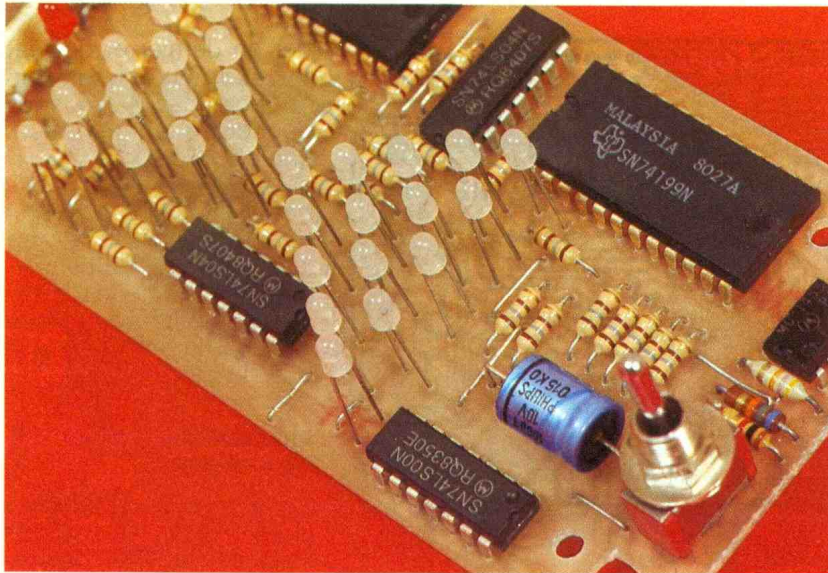


Photo 2. – Les DEL doivent toutes avoir la même hauteur pour arriver sur la face avant du boîtier.

ches 2 et 1. Se sont deux entrées série qui, reliées au niveau haut, vont permettre de transmettre un « 1 » niveau haut en sortie, à chaque transition d'horloge.

Une action sur  $I_1$  effectue donc une mise à zéro, comme nous l'avons vu plus haut, dès qu' $I_1$  est relâché, le signal d'horloge issu du 555 devient actif, les sorties des deux 74199 IC<sub>1</sub> et IC<sub>3</sub> sont au niveau bas « 0 V ».

Au premier front montant de l'horloge Clock (13) la sortie Q<sub>A</sub> (4) passe au niveau haut. Au deuxième front montant de l'horloge, c'est la sortie Q<sub>B</sub> (6) qui passe au niveau haut. Ainsi de suite jusqu'à la sortie Q<sub>H</sub> (21).

Les sorties restent dans cet état haut tant que la mise à zéro n'a pas lieu.

Il se produit un décalage de l'information qui entre ici en série par les entrées J et K broches 2 et 1, à chaque impulsion d'horloge l'information passe de l'entrée à la sortie Q<sub>A</sub>, de Q<sub>A</sub> à Q<sub>B</sub>, de Q<sub>B</sub> à Q<sub>C</sub>, de Q<sub>C</sub> à Q<sub>D</sub>, de Q<sub>D</sub> à Q<sub>E</sub>, de Q<sub>E</sub> à Q<sub>F</sub>, de Q<sub>F</sub> à Q<sub>G</sub>, et de Q<sub>G</sub> à Q<sub>H</sub>.

Au départ, les sorties sont au niveau bas « 0 V » ; au premier front d'horloge, Q<sub>A</sub> qui était au niveau bas passe au niveau haut qui est le même niveau que l'entrée série.

Au deuxième front, Q<sub>B</sub> qui était au niveau bas prend le même niveau que Q<sub>A</sub> donc niveau haut.

Au troisième front d'horloge, Q<sub>A</sub> prend le niveau de l'entrée série. Q<sub>B</sub> prend le niveau de Q<sub>A</sub> et Q<sub>C</sub> prend le niveau de Q<sub>B</sub>, et ainsi de suite. Dans notre application,

l'entrée est toujours au niveau haut (+ 5 V), donc les sorties seront toutes au niveau haut.

A chaque coup d'horloge, l'information se déplace d'une sortie à l'autre, le registre à décalage est surtout utilisé pour transmettre une information qui arrive en série pour être transmise en parallèle, donc sur 8 bits avec le 74199.

Seul le Cl<sub>1</sub> travaille, c'est seulement lorsque sa sortie Q<sub>H</sub> passe au niveau haut que le Cl<sub>3</sub> travaille à son tour ; en effet, l'entrée horloge CK (13) du Cl<sub>3</sub> est attaquée par une porte NAND à deux entrées. Cette porte reçoit sur l'une des entrées le signal d'horloge provenant du 555 et sur l'autre entrée le signal provenant de la sortie Q<sub>H</sub> (21) du Cl<sub>1</sub> qui passe au niveau haut + 5 V. La sortie de cette porte reste au niveau bas tant que l'une des entrées reste aussi au niveau bas, ce n'est donc que lorsque la sortie Q<sub>H</sub> (21) du Cl<sub>1</sub> passe au niveau haut que le Cl<sub>3</sub> commence à travailler. L'IC<sub>3</sub> travaille de la même façon que l'IC<sub>1</sub>, la sortie Q<sub>H</sub> (21) de l'IC<sub>3</sub> commande une LED rouge qui se trouve au-dessus du sablier ; cette diode indique que le temps choisi au départ s'est écoulé, il convient d'effectuer une pression sur  $I_1$  pour recommencer un nouveau cycle de temporisation.

#### AFFICHAGE

Les diodes LD<sub>1</sub> à LD<sub>15</sub> sont situées en bas du sablier et sont donc éteintes dès que l'on fait une mise à zéro, car les sorties

qui les commandent sont au niveau bas « 0 V ».

A la mise à zéro, les diodes LD<sub>15</sub> à LD<sub>30</sub> sont allumées, car elles sont commandées par les inverseurs IC<sub>4</sub>, IC<sub>5</sub>, et IC<sub>2</sub>, qui est un NAND nous ayant servi à commander IC<sub>3</sub> ; nous avons préféré utiliser les trois portes de libres d'IC<sub>2</sub> plutôt que d'utiliser un circuit supplémentaire pour lequel la place nous aurait fait défaut.

En reliant les deux entrées d'une porte NAND nous obtenons un inverseur.

Ce sont également les sorties Q<sub>A</sub> à Q<sub>H</sub> des deux 74199 qui commandent les inverseurs. De ce fait, par exemple, lorsque LD<sub>1</sub> est éteinte automatiquement LD<sub>16</sub> est allumée par l'intermédiaire de l'inverseur et vice versa.

LD<sub>31</sub> sera allumée dès que le temps choisi sera écoulé, une impulsion sur  $I_1$  fera recommencer le cycle.

#### DISPOSITION DES DIODES SUR LE BOITIER

La solution la plus rationnelle et la plus logique consiste à placer les diodes de telle façon qu'elles représentent géométriquement la forme d'un sablier.

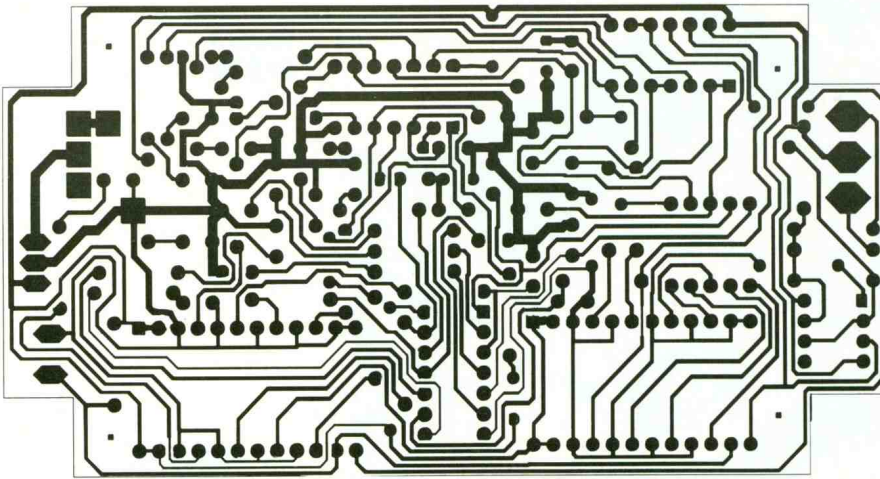
Les diodes placées en haut du sablier seront allumées au départ du comptage à partir d'un commutateur nous permettra de sélectionner trois temps différents (5 minutes pour les joueurs d'échecs), 3 et 2 minutes. Ces deux derniers temps sont choisis arbitrairement et pourront être changés en modifiant les valeurs du réseau RC qui permet d'obtenir les fréquences désirées.

Les diodes placées en bas du sablier seront donc éteintes au départ du comptage ; et à mesure que le temps s'écoule, les diodes du haut s'éteignent les unes après les autres, et les diodes du bas s'allument de façon à simuler le sable qui s'écoule à l'intérieur du sablier.

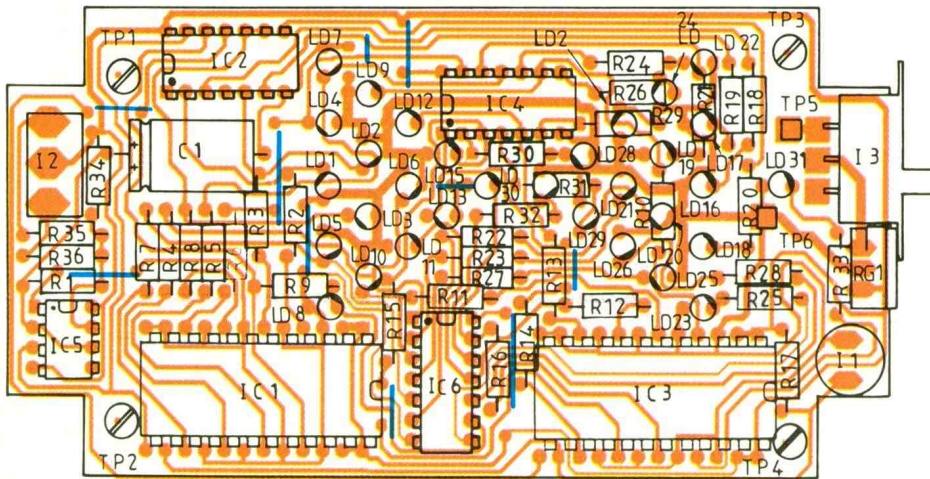
Nous utiliserons au total 31 diodes : 15 pour le haut, 15 pour le bas du sablier, et la dernière indiquera lors de son allumage la fin de la temporisation.

#### CABLAGE DU CIRCUIT IMPRIME (fig. 2 et 3)

Les pistes sont très serrées il convient d'utiliser un fer à souder de faible puissance comportant



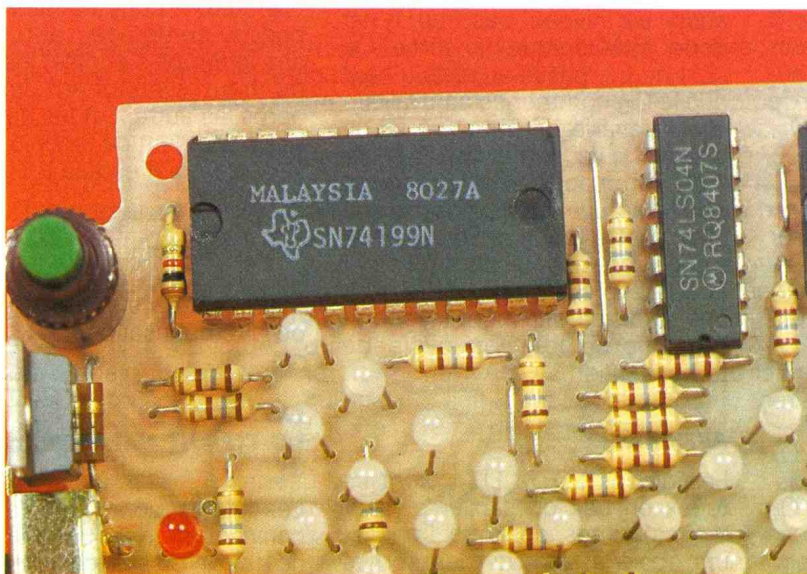
## 2/3 *Dessin du circuit imprimé Implantation des composants.*



une panne très fine, le succès de la réussite du câblage – donc le fonctionnement du montage – est lié à la qualité et la propreté des soudures.

Il convient de souder en premier les straps puis les résistances, les circuits intégrés, les interrupteurs, et enfin les diodes LED. Pour les LED, vous devez les sou-

Photo 3. – Ne pas oublier les quelques straps



der en dernier et de mettre toutes au même niveau par rapport au boîtier que vous utiliserez, pour cela il faut mettre les diodes une par une sur le circuit imprimé sans les souder. Le boîtier étant percé à l'avance pour recevoir les diodes, il suffit, avant de mettre le circuit imprimé dans le boîtier, d'enfiler les diodes à fond sur le circuit imprimé puis de le retourner pour le mettre dans le boîtier et de le positionner.

### PRECISION DU SABLIER

Si on contrôle le temps avec un chronomètre, il est possible que l'on observe quelques secondes de différence. Cela s'explique par le fait que, lors de la mise à zéro, le 555 IC<sub>5</sub> n'est pas mis à zéro et continue ses oscillations par la charge et la décharge de C<sub>1</sub>. De ce fait, le front montant de l'horloge qui est actif pour le 74199 peut soit se faire de suite après le relâchement d'I<sub>1</sub>, soit se faire juste avant le relâchement du bouton poussoir. Dans tout les cas et suivant le temps choisi, nous aurons une différence d'une période, soit en plus, soit en moins.

J.-M. S.

### LISTE DES COMPOSANTS

#### Résistances

- R<sub>1</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R<sub>2</sub> à R<sub>16</sub> : 180 Ω (marron, gris, marron)
- R<sub>17</sub>, R<sub>35</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R<sub>18</sub> à R<sub>33</sub> : 180 Ω (marron, gris, marron)
- R<sub>34</sub> : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)
- R<sub>36</sub> : 68 kΩ (bleu, gris, orange)

#### Condensateurs

- C<sub>1</sub> : 100 μF, 25 V axial

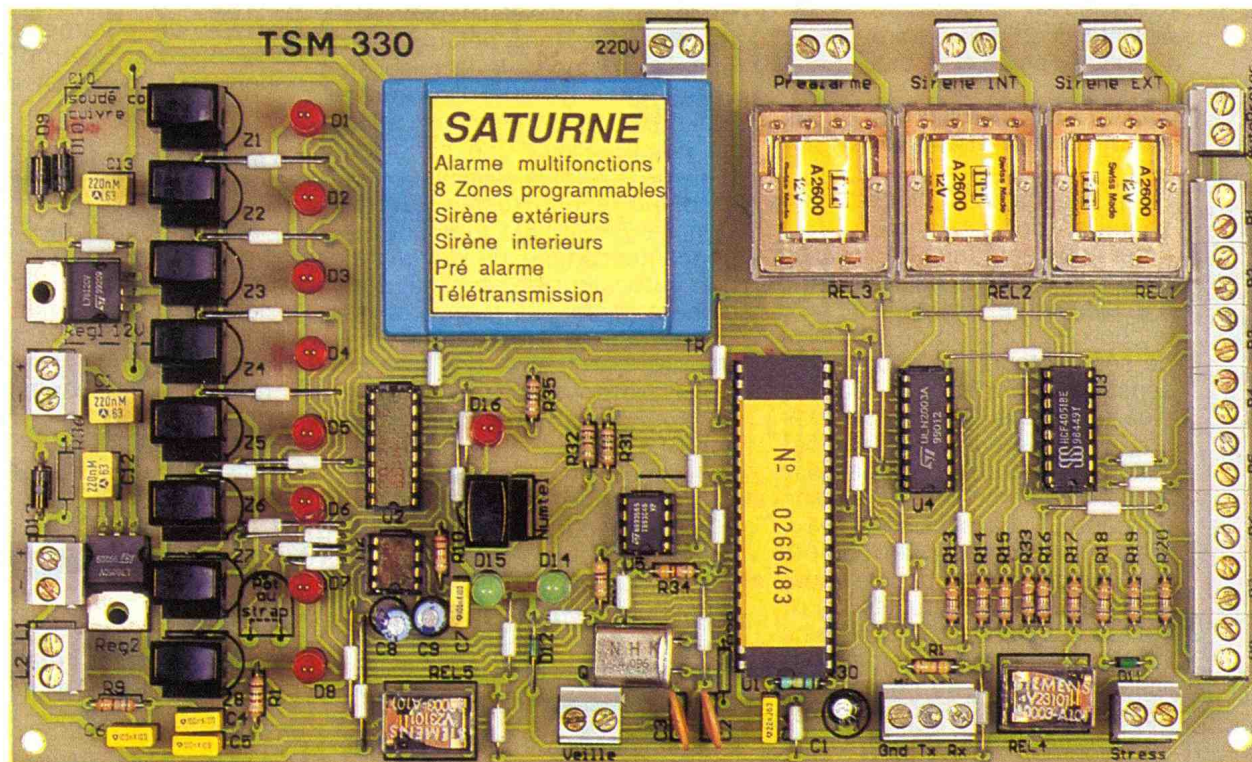
#### Semi-conducteurs

- IC<sub>1</sub>, IC<sub>3</sub> : 74199 registre à décalage
- IC<sub>2</sub> : 74LS00 NAND à deux entrées
- IC<sub>4</sub>, IC<sub>6</sub> : 74LS04 inverseur
- IC<sub>5</sub> : NE 555 temporisateur
- LD<sub>1</sub> à LD<sub>30</sub> : DEL Ø 3 blanches
- LD<sub>31</sub> : DEL Ø 3 rouge
- RG<sub>1</sub> : 7805 régulateur 5 V

#### Divers

- I<sub>1</sub> : bouton poussoir
- I<sub>2</sub> : interrupteur à trois positions
- I<sub>3</sub> : interrupteur marche/arrêt





# CENTRALE D'ALARME MAISON PROGRAMMABLE PAR MINITEL

La plupart des alarmes classiques sont figées dans leur configuration : délais entrée-sortie identiques pour toutes les zones normalement ouvertes ou fermées, type d'alarme identique pour toutes les zones, etc.

Cette centrale, proposée par TSM, sera paramétrable dans toutes ses fonctionnalités pour satisfaire à vos besoins les plus particuliers.

Un simple exemple : une zone réservée à la porte d'entrée nécessitera une temporisation d'entrée, et une alarme maximale, alors qu'une zone réservée au congélateur ne sera associée qu'à une télétransmission téléphonique.

## UNE TOTALE INDEPENDANCE DES ZONES

Lors de la conception de cette centrale d'alarme les créateurs ont gardé à l'esprit l'image d'un ensemble le plus universel possible, c'est-à-dire la possibilité d'obtenir une personnalisation très poussée, parfaitement bien adaptée au local à surveiller. Pour cela ils ont choisi le dialogue avec l'unité centrale via un minitel qui permet, sur une page d'écran, d'entrer un grand nombre de paramètres.

Les zones de surveillance sont au nombre de 8 et leurs caractéristiques entièrement programmables :

- 8 zones programmables indépendantes ;
- LED visualisent l'état de chaque zone ;
- 8 interrupteurs permettent le rejet des zones ;
- 1 entrée d'autoprotection du boîtier.

## DES ALARMES AU CHOIX

Pour s'adapter à vos besoins, la centrale TSM propose 4 possibilités d'alarme

- sirène extérieure (relais)
- sirène intérieure (relais) ;
- pré-alarme (relais) ;
- télétransmission de l'alarme disposant de 2 numéros de téléphone.

Pour rendre la vie difficile à un éventuel intrus il a été imaginé la notion de STRESS. Le stress est une série de bips dont la fréquence de répétition va en augmentant pendant toute la durée du temps d'entrée. A la fin du stress de 1 s un silence le déclenchement d'une éventuelle sirène. Ce stress sert à angoisser un intrus, qui sent venir quelque chose qui pourrait bien être le déclenchement d'une alarme. Le second rôle de ce stress est tout simplement de rappeler au propriétaire rentrant le soir qu'il doit

se précipiter pour désarmer l'alarme. L'utilisation se fait par un simple relais.

### **LE PARAMETRAGE DE LA SENSIBILITE DES BOUCLES**

Parmi les caractéristiques fonctionnelles de la centrale, il faut noter le paramétrage de la sensibilité des boucles. Réglable de 0 à 9, elle permet à chacun de faire le choix en fonction de la qualité de ses capteurs. Le choix d'une sensibilité permet une réaction plus ou moins rapide à l'activation d'un capteur. Ainsi la sensibilité 0 se traduira par une prise en compte immédiate de l'action du capteur. La sensibilité maximale, 9, ne prendra en compte que des défauts de boucle supérieurs à 2,5 s. Entre les deux, l'utilisateur dispose de 8 possibilités dont la progression n'est pas linéaire. L'intérêt de ce paramétrage est la protection contre des déclenchements intempestifs dus à des défauts de capteur (fenêtre qui vibre, par exemple). La programmation de la centrale offre les possibilités suivantes.

#### **Pour chaque zone**

Temporisation d'entrée programmable de 0 à 99 s. Sensibilité réglable de 0 à 9.

Boucle normalement ouverte ou normalement fermée : cette possibilité qui, ordinairement, est fixée pour une boucle donnée est ici simplement décidée par l'utilisateur.

Choix des différentes alarmes : sirène extérieure, sirène intérieure, préalarme.

Etat de la boucle mémorisable ou non.

#### **Pour toutes les zones**

Tempo de sortie programmable de 0 à 99 s.

#### **Pour chaque alarme**

Réglage des durées d'alarmes (préalarme, extérieure, intérieure)  
Réglage du nombre de répétitions (extérieure et intérieure)

#### **Télétransmetteur**

Mise en mémoire de deux numéros de téléphone.

Le télétransmetteur prévient le correspondant en lui transmettant en MORSE le numéro de la zone qui a déclenché l'alarme.

### **DES ZONES MEMORISABLES**

Si une zone a été définie comme mémorisable (par défaut), son état, au moment de la mise en veille, sera considéré comme état de repos. Toute modification de cet état sera une condition d'alarme. Exemple classique : celui d'une fenêtre restée ouverte signalée par la LED zone correspondante comme un défaut, et que l'utilisateur ne veut pas forcément rejeter. La fermeture de cette fenêtre provoquera une alarme.

Si la zone est programmée comme non mémorisable (option 6), l'alarme ne se mettra effectivement en veille que si le défaut sur cette zone a disparu. C'est le cas particulier de la porte de sortie, dont l'ouverture pendant la durée de sortie relancera la temporisation de sortie.

### **LA PROGRAMMATION GRACE AU MINITEL**

L'utilisation de ce petit terminal que France Télécom met aimablement à notre disposition va nous permettre de rentrer très facilement la personnalisation de la centrale en fonction du local à protéger. A noter que la durée d'utilisation du minitel connecté à votre centrale d'alarme sera sans incidence sur votre facture de téléphone. Ici pas de 3615 onéreux, mais le message suivant lors de la connexion.

Cet écran minitel montre la dernière programmation réalisée. Les caractères en gras sont les paramètres entrés lors de la précédente programmation. Cet échantillon nous permet de nous rendre compte de la souplesse et des possibilités de notre alarme. Sur l'exemple ci-dessus, l'utilisateur n'a défini que trois zones :

#### **Zone 1 :**

- sensibilité maximale par la programmation d'un 0 (prise en compte immédiate) ;
- délai d'entrée 30 s ;
- 1 = sirène extérieure 20 s des répétée 3 fois si le défaut subsiste ;
- 2 = sirène intérieure 35 s répétée 2 fois si le défaut subsist ;
- 3 = préalarme de 58 s ;
- 4 = stress actif.

#### **Zone 2 :**

- sensibilité 1 (10 ms) ;
- 6 = cette boucle est normalement ouverte ;

- 7 = composition d'un numéro de téléphone ;

Ce type de paramétrage peut convenir, par exemple, à un congélateur, où il est inutile de déclencher les sirènes...

### **LA MISE EN SERVICE EST SIMPLIFIEE AU MAXIMUM**

Lorsque la personnalisation est terminée, le minitel n'est plus nécessaire. L'utilisation de l'alarme se fait par la face avant, et permet les fonctions suivantes :

- rejet des zones : 8 inverseurs ;
- mise en veille : contact à clef ;
- choix du fonctionnement du télétransmetteur.

La mise en service (veille) ou la mise hors service (hors veille) se fait par interrupteur à celf sur la face avant avec la possibilité de le déporter.

#### **Hors veille**

Les LED affichent l'état de chaque zone : une LED allumée.

#### **Hors veille**

Les LED affichent l'état de chaque zone : une LED allumée indique un problème par rapport à ce qui a été décidé au moment de la programmation de la zone, par exemple, une fenêtre restée ouverte.

On peut alors soit rejeter la zone, soit activer une zone ; qui se comportera comme décidé dans la programmation. L'intérêt des commutateurs de zones ; est de pouvoir intervenir sur une zone sans reprendre le minitel pour la reprogrammer.

#### **Mise en veille**

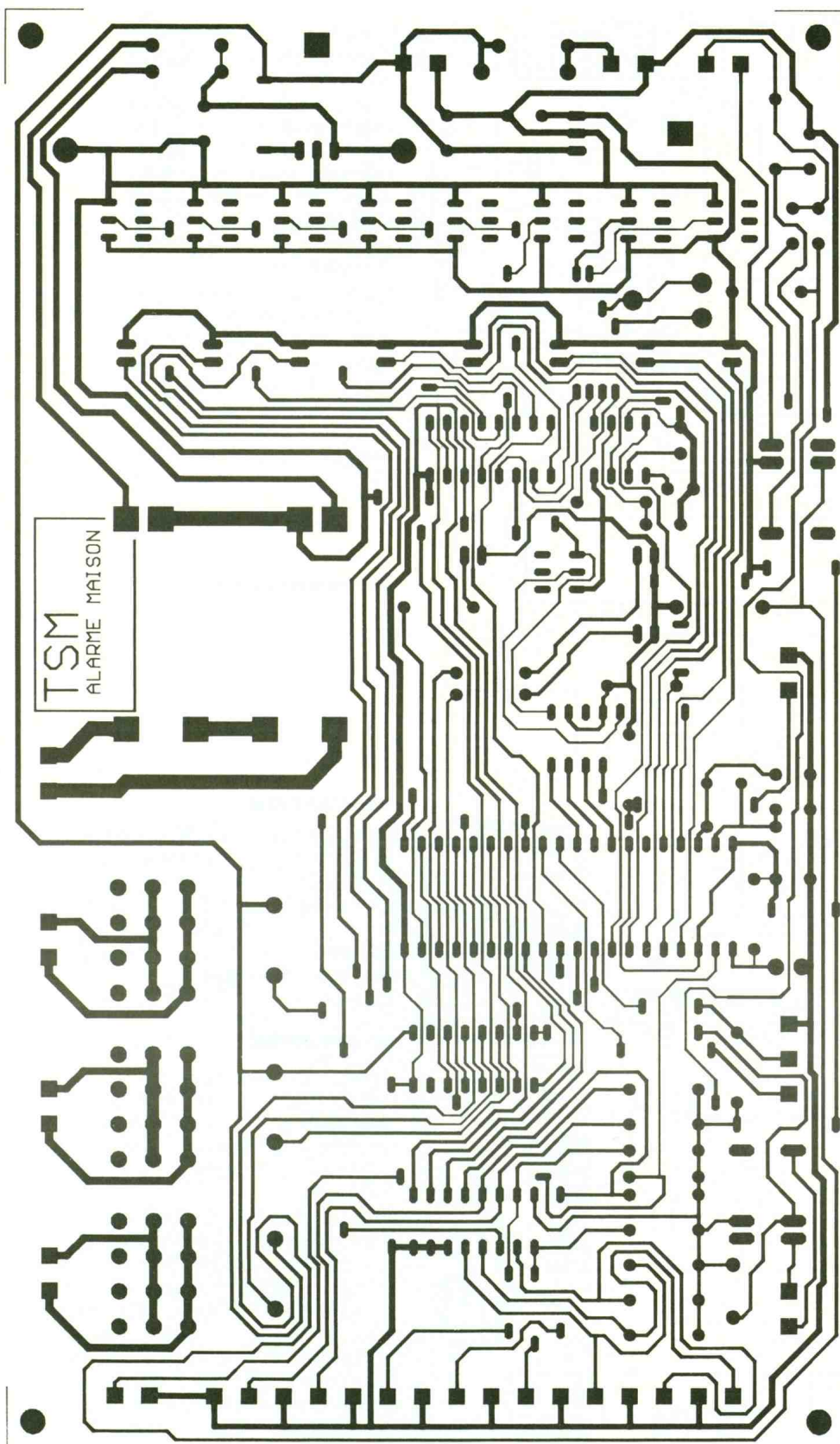
La centrale dispose d'une commande de veille qui pourra être au choix un interrupteur à clef sur le boîtier ou déporté à n'importe quel endroit dans la maison. L'amateur de montages électroniques pourra installer une commande par radio ou infrarouge, qui offrira l'avantage d'une mise en veille de l'extérieur du local à protéger.

Toute alarme pendant le temps de sortie relance la durée du temps de sortie.

#### **En veille**

Après une mise en veille, la LED de veille clignote lentement. Les diodes LED du télétransmetteur indiquent le ou les numéros en service.

Si, au retour du propriétaire, une ou plusieurs LED de zones sont



1 Dessin du circuit imprimé.

éclairées, cela veut dire qu'il y a eu activation de ces zones. La remise à zéro de la centrale se fera lors de la sortie de veille.

### UN TELETRANSMETTEUR PRATIQUE

Le paramétrage minitel permet de mettre en mémoire deux numéros de téléphone. Il décide aussi quelles seront les zones qui activeront l'option transmetteur téléphonique. La décision finale, au moment de la mise en veille, de l'utilisation du transmetteur se fera par un poussoir placé sur la face avant. Deux LED associées aux deux numéros peuvent être allumées ou éteintes :

### LE COTE TECHNIQUE

Cette centrale d'alarme est bâtie autour d'un microcontrôleur Motorola de la famille 6805 : le 68HC705-C8. Les performances de ce circuit permettent la réalisation du schéma comportant très peu de composants. Tout le fonctionnement réside dans le programme contenu dans l'EPROM du contrôleur et son étude sortirait du cadre de cet article.

Nous pouvons cependant nous pencher sur certains points particulier (fig. 1).

#### L'interface minitel

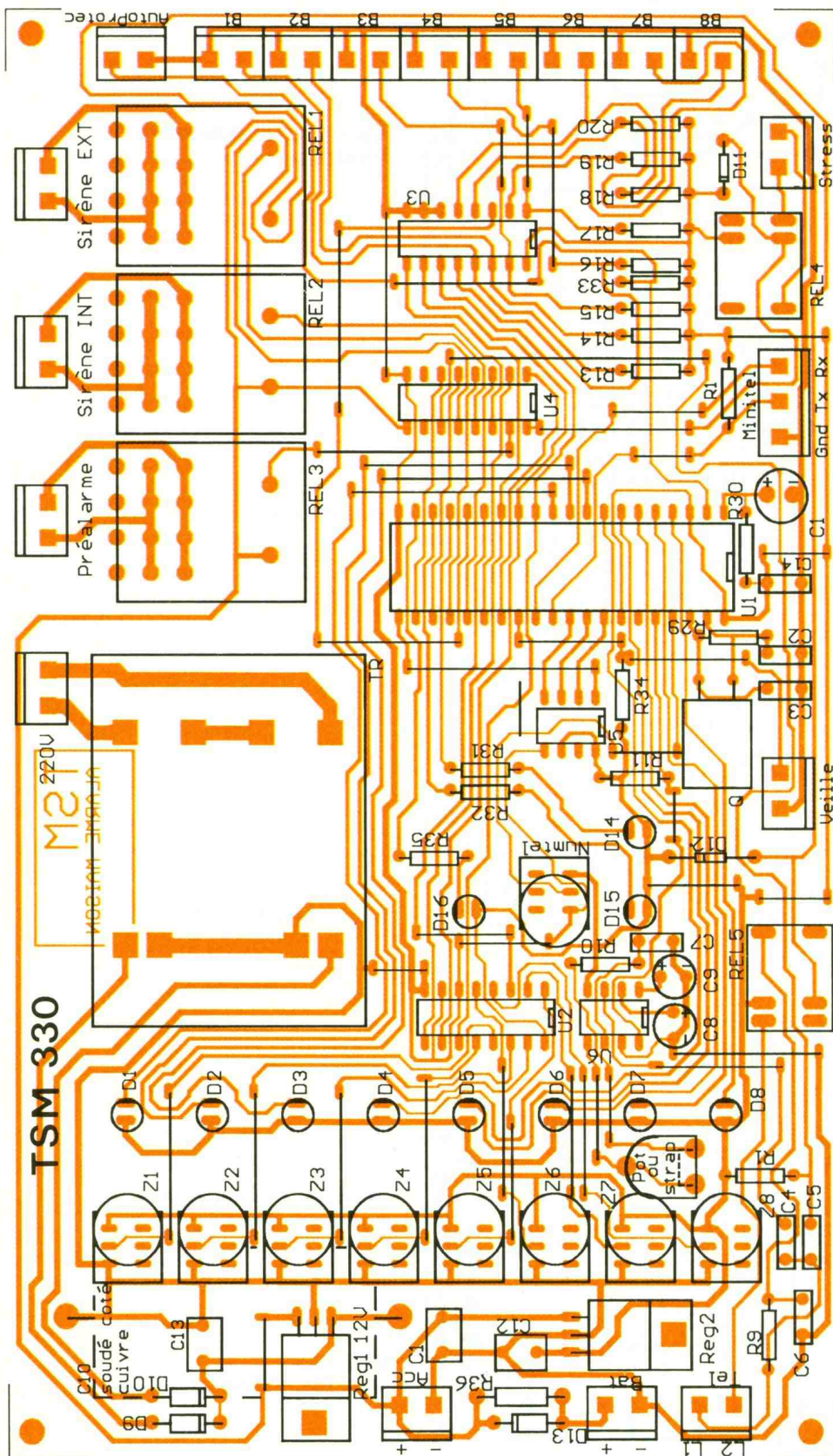
Le 68HC705-C8 dispose d'un contrôleur de liaison série qui a été mis à profit pour assurer la liaison vers le minitel. Comme le standard minitel peut utiliser le niveau TTL sur sa prise péri-informatique, l'interface s'est réduit à une seule résistance. La figure 2 représente le brochage de la prise péri-informatique.

#### Mémoire de sauvegarde des paramètres

Une EEPROM à accès série 83CV46 d'une capacité de 128 octets est suffisante pour l'ensemble des paramètres.

#### Interface avec la ligne téléphonique

Lors d'une numérotation, le microcontrôleur fait battre le relais REL<sub>5</sub> selon le rythme 33 ms/66 ms standard puis maintient la ligne pour attendre l'aboutissement de l'appel. Un PLL LM 567 accordé sur 440 Hz permet au 68HC705-C8 de gérer la communication en reconstituant les différents cas : occu-



## 2 Dessin de l'implantation des composants.

pation, retour sonnerie, tonalité continue. Une optimisation de l'occupation de la ligne est ainsi assurée.

L'accord du PLL est normalement assuré par R<sub>10</sub> (22 k $\Omega$ ) et C<sub>7</sub> (0,1  $\mu$ F), mais pour parer à une éventuelle dispersion des valeurs, les concepteurs ont prévu l'implantation d'une résistance ajustable de 4,7 k $\Omega$  (dans ce cas R<sub>10</sub> vaut 18 k $\Omega$ ).

La vérification du bon accord ne nécessite pas d'oscilloscope. En effet, le programmeur vous propose, sur l'écran du minitel, le contrôle de la détection du 440 Hz par l'information 440 Hz : OK, ce qui permet un éventail réglage au moyen de P<sub>1</sub>. Le clignotement de ce OK au rythme de l'occupation de ligne, par exemple, permet la vérification du bon accord du PPL.

### Sortie accessoires

La sortie 12 V accessoires fournit 100 mA. Elle sera utilisée pour des éléments de faible consommation, tels que détecteurs IR, buzzer de stress, etc.

En aucun cas elle ne pourra alimenter une sirène.

### REALISATION

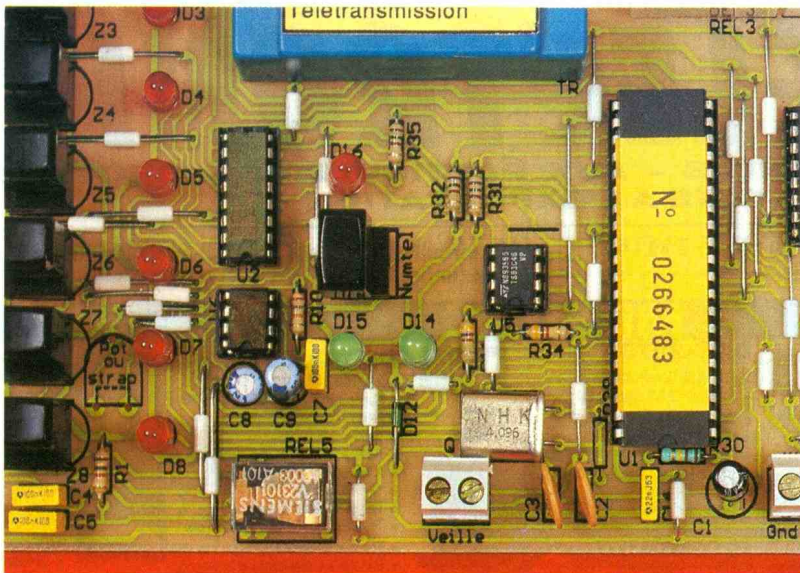
Les figures 1 et 2 donnent le tracé et l'implantation du circuit imprimé.

Cette centrale est disponible en kit chez TSM. S'il le souhaite, l'amateur pourra se procurer uniquement le 68HC705-C8 programmé référence ALM.

### CONCLUSION

Une jolie réalisation que chacun peut adapter à ses propres besoins, il suffit d'en parler aux techniciens de chez TSM qui se feront un plaisir de satisfaire leur clientèle.

A noter, toutefois, que l'accumulateur 9,6 V/250 mA livré avec le kit permet un fonctionnement pendant 30 mn de la centrale d'alarme en cas de coupure secteur. En option, il reste possible d'accéder à une télécommande téléphonique avec accès par code, pour tous ceux qui ne possèdent pas de minitel. Une alarme aux performances redoutables, accessible à moins de 1 000 F, qui permet de conguler les possibilités de l'informatique et de la téléphonie avec le panache de pouvoir la monter soi-même avec une facilité déconcertante.



Le 68705 est numéroté par rapport à l'application.

### COMPOSANTS

R<sub>1</sub> : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)  
 R<sub>9</sub> : 680 Ω (bleu, gris, marron)  
 R<sub>10</sub> : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)  
 R<sub>11</sub>, R<sub>12</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
 R<sub>13</sub>, R<sub>14</sub>, R<sub>15</sub>, R<sub>16</sub>, R<sub>17</sub>, R<sub>18</sub>,

R<sub>19</sub>, R<sub>20</sub>, R<sub>33</sub>, R<sub>34</sub> : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)  
 R<sub>29</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
 R<sub>30</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)  
 R<sub>31</sub>, R<sub>32</sub>, R<sub>35</sub> : 270 Ω (rouge, violet, marron)  
 R<sub>32</sub> : 390 Ω 1/2 W (orange, blanc, marron)

P<sub>1</sub> : 4,7 kΩ optionnel, en cas de difficulté pour obtenir l'accord 440 Hz par R<sub>10</sub> = 22 kΩ

C<sub>1</sub> : 1 μF/63 V  
 C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> : 22 pF  
 C<sub>4</sub>, C<sub>6</sub> : 10 μF/63 V  
 C<sub>5</sub>, C<sub>11</sub>, C<sub>12</sub>, C<sub>13</sub> : 100 nF  
 C<sub>7</sub> : 100 nF impératif accord 440 Hz  
 C<sub>8</sub> : 2,2 μF/63 V impératif  
 C<sub>9</sub> : 10 μF/63 V impératif  
 C<sub>10</sub> : 1 000 μF/35 V

D<sub>1</sub> à D<sub>8</sub>, D<sub>14</sub>, D<sub>15</sub>, D<sub>16</sub> : DEL 5 mm  
 D<sub>9</sub>, D<sub>10</sub>, D<sub>13</sub> : 1N4004  
 D<sub>11</sub>, D<sub>12</sub> : 1N4148

U<sub>1</sub> : 68HC705-C8 programmé ALM  
 U<sub>2</sub>, U<sub>3</sub> : 4051  
 U<sub>4</sub> : ULN2003  
 U<sub>5</sub> : 98C06 ou 98C46  
 U<sub>6</sub> : LM567  
 U<sub>7</sub> : Reg 7805, TO220  
 U<sub>8</sub> : Reg 7812, TO220  
 REL<sub>1</sub>, REL<sub>2</sub>, REL<sub>3</sub> : ITT A2600 12 V  
 REL<sub>4</sub>, REL<sub>5</sub> : Siemens V23101  
 TR : Schaffner 2 x 12 V  
 BAT : Accu Cd 9,6 V/250 mA fournie

VH 14-F

# PETITES ALIMENTATIONS

## Made in Germany

- \* Pour appareils autonomes ou fonctionnant sur accumulateurs.
- \* Alimentations et chargeurs selon spécifications clients à partir du système modulaire FRIWO.
- \* Homologations internationales.

**Le premier fabricant en Europe de petites alimentations et chargeurs!**

# FRIWO®

ESE Ets STAMBOULI ELECTRONIQUE  
 43, avenue du Gl de Gaulle/BP 2 · F-94420 LE PLESSIS-TREVISE  
 Téléphone (1) 45 76 63 30+ · Télécopie (1) 45 94 84 36

**hp HEWLETT PACKARD**

### ALIMENTATIONS DE LABORATOIRE HEWLETT-PACKARD A VOTRE PORTÉE

La qualité HP, Un faible encombrement, Des alimentations de 30 W, 2 gammes.

- 8 V/3 A – 15 V/2A  
**E3610A : 2 361 F TTC**
- 20 V/1,5 A – 35 V/0,85 A  
**E3611A : 2 361 F TTC**
- 60 V/0,5 A – 120 V/0,25 A  
**E3612A : 2 361 F TTC**

**OFFRE SPECIALE NOUVEAUX CLIENTS**

## - 20 %

sur votre première commande sur présentation de ce bon, offre valable du 01/05/92 au 31/07/92.

Pour plus d'informations, contactez-nous  
**HP DIRECT TEST ET MESURE**  
 BP 174 – 91006 Evry Cedex Tél. : 60 77 31 08 Fax : 69 91 86 79

### BON DE COMMANDE - DEMANDE DE CATALOGUE

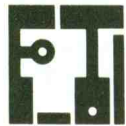
Nom : ..... Prénom : .....  
 Société : .....  
 Adresse : .....  
 Tél. : .....

Je passe commande de :  
 ... x E3610A = .....F ... x E3611A = .....F  
 ... x E3612A = .....F

Règlement par chèque à l'ordre de Hewlett-Packard

Je désire recevoir gratuitement le catalogue **HP DIRECT Test et Mesure.** Réf. : EP92

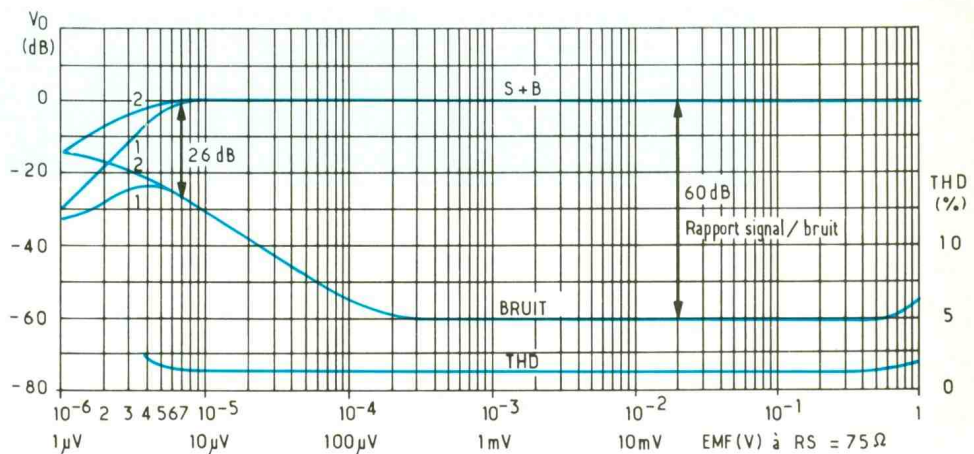
# LE TDA 7020 T



Si un jour vous rencontrez ce circuit intégré lors de vos investigations au sein d'un radiorécepteur, vous ne devrez plus être étonné. En effet, ses performances le rapprochent du TDA 7000, mais il possède en plus un filtre de sortie pour les composantes d'un signal stéréophonique et un détecteur de niveau. Sa mise en œuvre reste toujours aussi simple puisque le seul point délicat auquel se heurtent la plupart des lecteurs est le circuit accordé de l'oscillateur.

## CARACTÉRISTIQUES

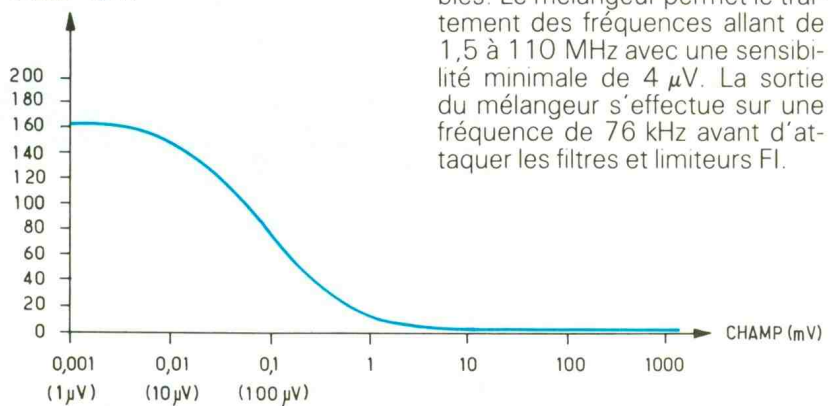
Conçu à l'origine pour les radios FM portables, il est capable de fonctionner avec une tension de 2 à 6 V pour une consommation de courant de 6,5 mA. La gamme de fréquences sur laquelle il reçoit un signal s'étend de 1,5 à 110 MHz avec une sensibilité de 7  $\mu$ V pour un rapport signal sur bruit de 26 dB. A partir d'un seuil de 200  $\mu$ V, le rapport signal sur bruit atteint 60 dB comme on peut le voir sur le graphique de la figure 1. Le cas 1 représente les courbes lorsque le silencieux est activé (broche 2 en l'air), le cas 2 montre de meilleures performances lorsqu'il est hors fonction. Pour une excursion totale de  $\pm$  75 kHz, le taux de distorsion harmonique reste inférieur à 3 %. La tension efficace disponible sur la broche 5 possède une amplitude de 250 mV qui permet de prélever la HF au moyen d'un amplificateur à entrée haute impédance tel qu'un FET. Cela afin de l'appliquer sur un fréquencesmètre, par exemple. Sur cette même broche, il est possible d'injecter une source HF extérieure pour des applications en bande étroite, nous en verrons les raisons ultérieurement dans cet article, l'amplitude maximale



**1** Courbes d'estimation du rapport signal sur bruit à la sortie du TDA 7020 T, en fonction du niveau d'entrée. Le niveau de référence 0 dB correspond à une amplitude audio de 100 mV. Pour 7  $\mu$ V à l'entrée, le S + B/B vaut 26 dB, à partir de 200  $\mu$ V, il passe à 60 dB. Le taux harmonique de distorsion reste meilleur que 3 %.

atteindra alors 200 mV. Le TDA 7020 T fonctionne avec une FI de 76 kHz. De par cette petite valeur et devant l'excursion d'un signal FM ( $\pm$  75 kHz), il est indispensable d'asservir l'oscillateur local au rythme de la déviation, de fréquence, la boucle FLL en sortie du démodulateur s'occupe de cette tâche. Ainsi les diodes varicap internes agissent sur l'accord du circuit parallèle connecté sur la broche 5. La sélectivité FI s'obtient par un réseau d'amplificateurs et de filtres à éléments capacitifs et inductifs. La figure 2 montre la courbe déterminant la tension sur la broche 9 en fonction du niveau d'entrée. En fait, il s'agit du courant de limitation du dernier « limiteur FI » qu'une fois appliqué aux bornes d'une résistance, se transforme en tension

## NIVEAU (mV)



**2** Cette courbe donne la tension disponible aux bornes d'une résistance de 10 k $\Omega$  placée entre la broche 9 et la masse. Cette tension varie de 160 mV à 10 mV lorsque le champ capté varie entre 1  $\mu$ V et 5 mV. Toutefois, la courbe n'est linéaire qu'entre 10  $\mu$ V à 500  $\mu$ V, soit 34 dB de plage dynamique. Cette tension permet d'activer ou de désactiver un décodeur stéréo.

proportionnelle. Le signal audio-fréquence se trouve disponible sur la broche 14 si l'on souhaite effectuer un filtrage passe-bas ou sur la 15 juste avant le filtre, la BF atteint une amplitude de 100 mV correspondant au niveau 0 dB de la figure 1.

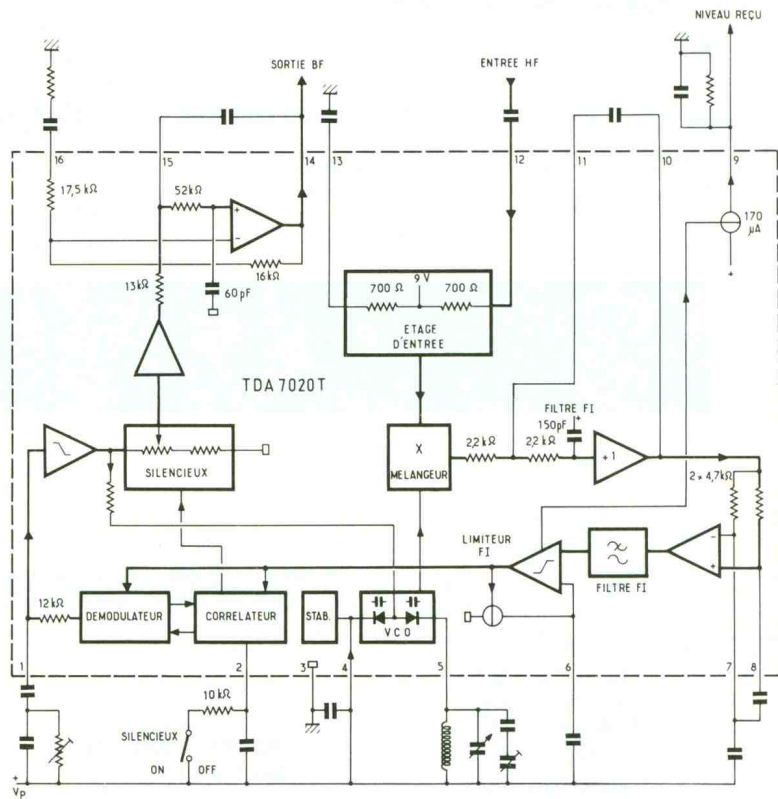
## FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT

Son schéma synoptique interne associé aux composants minimaux est présenté à la figure 3.

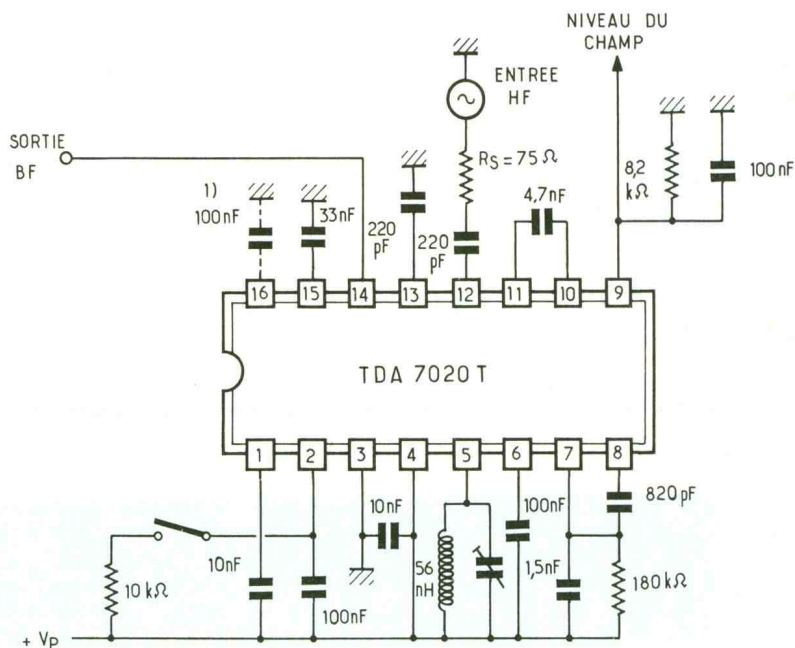
### L'étage d'entrée

L'antenne doit être raccordée sur la broche 12 via un condensateur de liaison. Il faut envisager la possibilité de placer un réseau passe-bande à l'entrée afin de rejeter tous les signaux indésirables. Le mélangeur permet le traitement des fréquences allant de 1,5 à 110 MHz avec une sensibilité minimale de 4  $\mu$ V. La sortie du mélangeur s'effectue sur une fréquence de 76 kHz avant d'attaquer les filtres et limiteurs FI.

**3** Schéma synoptique du TDA 7020 T. Les 16 broches du boîtier donnent accès à toutes les fonctions internes. Le principe général repose sur l'utilisation d'un oscillateur qui injecte une fréquence dans le mélangeur, la différence vaut 76 kHz. La FI traverse une chaîne composée d'amplificateurs opérationnels qui forment des filtres passe bas et passe bande très sélectifs. Un démodulateur FM se charge de transformer l'onde FM en signal BF dont l'amplitude atteint 100 mV.



**4** Un premier montage autour du TDA 7020 T. Ce petit récepteur peut capter et démoduler un signal FM dont le contenu est monophonique. Le silencieux est activé lorsque la broche 2 va au + Vcc par une résistance de 10 kΩ. Pour l'inductance de 56 nH, on peut soit la réaliser en bobinant quelques spires ou directement imprimée sur le circuit. Une diode varicap remplace avantageusement le condensateur variable.



### Les étages FI

La fréquence intermédiaire de 76 kHz est dirigée vers un premier filtre qui dispose de deux résistances de 2 200 Ω et d'une capacité de 150 pF. Dans une application FM à bande large, la fréquence de coupure vaut un peu plus de 100 kHz à - 3 dB avec un facteur de surtension de 2.

La capacité interne de 150 pF reste fixe, et malgré tout on peut adapter ce filtre sur plusieurs fréquences intermédiaires en appliquant la formule suivante :  $f_0 = 1/(170 \sqrt{C_1})$  donnée directement en kilohertz avec  $C_1$  en farads. Le facteur de surtension prend la forme suivante :  $Q = 41 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{C_1}$ .

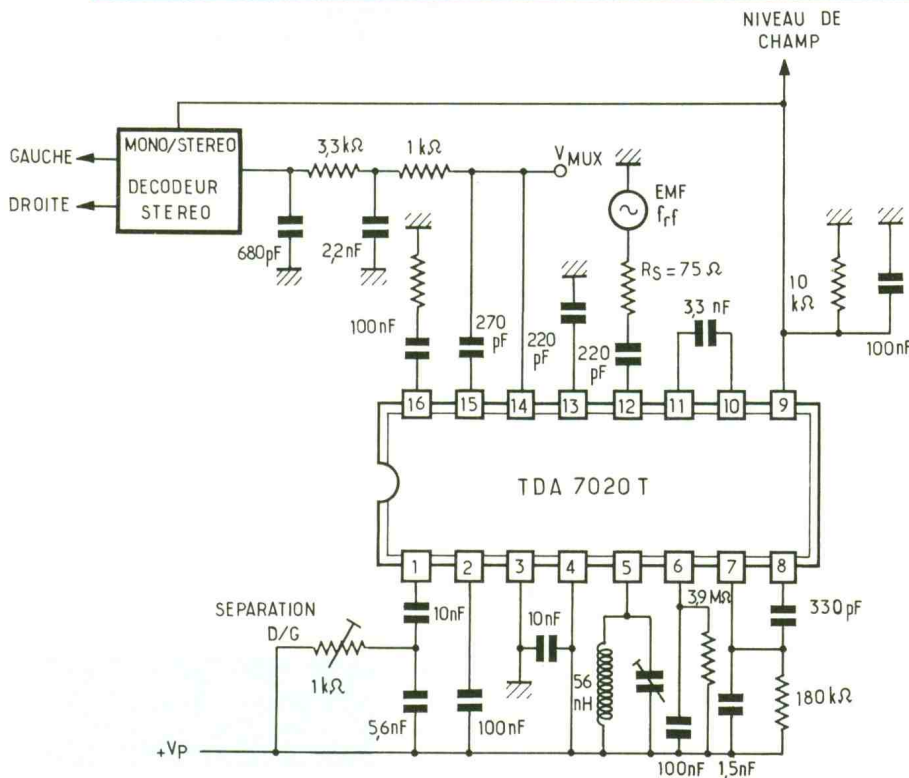
La capacité  $C_1$  est celle que l'on place entre les broches 10 et 11 du TDA 7020 T. Le gain de cet étage reste inférieur à 1. Après ce premier filtre passe-bas, on trouve un passe-bande autour d'un amplificateur opérationnel et de deux résistances de 4 700 Ω. Il reste possible de placer la fréquence haute et basse avec les capacités placées aux broches 7 et entre 7 et 8. En prenant  $C_3 = C_2/10$  on arrive à la fréquence de coupure basse en appliquant la relation simple suivante :  $f_b = 34/C_2$ ,  $C_2$  étant le condensateur placé sur la broche 7, donné en nanofarads, la fréquence s'établit directement en kilohertz. La fréquence haute à - 3 dB s'obtient avec  $f_h = 34/C_3$  avec  $C_3$  en nanofarad la fréquence est en kilohertz.

La capacité présente sur la broche 6 effectue le découplage du limiteur FM qui offre la possibilité d'écarter le signal et de le rendre exempt de parasites. La FI issue de ce limiteur est envoyée vers le corrélateur et le démodulateur FM.

### Le démodulateur

Il fonctionne avec un filtre passe-tout qui décale de - 90° les signaux FI afin de les appliquer sur un amplificateur différentiel faisant office de démodulateur FM monté en mélangeur actif. Ce principe a dû être utilisé de par la faiblesse de la fréquence FI où un système à bobinage deviendrait assez difficile à mettre en œuvre. La particularité d'un filtre passe-tout consiste à ne pas modifier l'amplitude du signal qui entre, mais d'en affecter la phase, pour

**5** Application du TDA 7020 T dans un récepteur stéréophonique. Le niveau du champ reçu enclenche le décodeur stéréo à partir d'un certain seuil, ce qui limite le souffle à la sortie HP. En effet, le décodeur demande un niveau audio assez important pour travailler dans de bonnes conditions. Sur la broche 1, aux bornes du pont capacitif, une résistance ajuste la séparation des canaux droite et gauche.

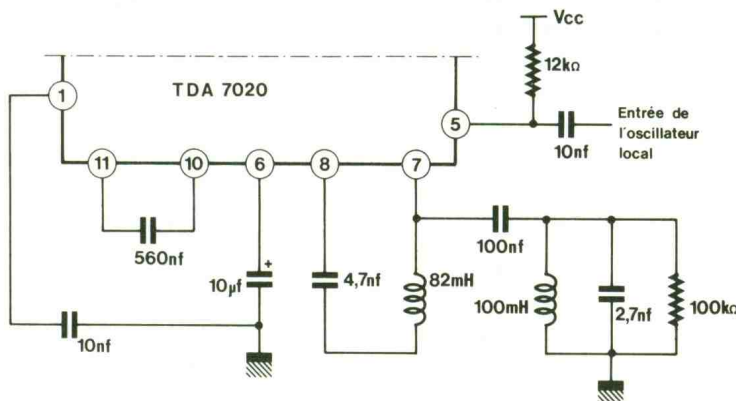


une et une seule fréquence elle sera décalée de  $-90^\circ$ . La sortie du démodulateur se dirige sur l'amplificateur de la boucle FLL et le circuit de silencieux par l'intermédiaire d'un réseau passe-bas connecté sur la broche 1. A ce niveau, on peut effectuer le réglage de la séparation des signaux droite et gauche dans le cas d'une réception en stéréophonie.

### Le compresseur d'excursion

Nous avons vu que l'excursion d'une onde modulée en fréquence par un signal multiplex occupait une largeur de 150 kHz crête à crête ( $\pm 75$  kHz) devant directement inexploitable par le TDA 7020 T, sa FI étant de 76 kHz. Il a donc fallu recourir à un procédé de compression d'excursion pris en charge par la

**6** Malgré son application dédiée à la bande FM, le TDA 7020 T peut être transposé sur d'autres gammes d'ondes telles que le 27 MHz. Dans ce cas, la bande passante FI doit être de 5 kHz ; pour l'obtenir, il faut utiliser autour des amplificateurs opérationnels des filtres RLC série et parallèle. L'oscillateur local est ici extérieur et conçu autour d'un transistor annexe.



bouche FLL qui asservit la fréquence de l'oscillateur par la tension de basse fréquence.

On sait que l'excursion FM est provoquée par la hauteur ou amplitude du signal BF et que la vitesse de variation dépend de la tonalité de ce même signal. Dans ces conditions, la sortie du démodulateur fournit une tension proportionnelle à l'excursion qui est appliquée sur les diodes varicap internes au TDA 7020 T. La fréquence de l'oscillateur bougera donc dans le même sens que l'excursion. Dans la bande de 88 à 108 MHz, le « taux de compression » peut aller jusqu'à 5 et reste fonction de la valeur du coefficient L/C du circuit accordé ; pour la bande large, un bon compromis reste celui de prendre le rapport  $f_0/(2C_{ext}) = 1$ , avec  $C_{ext}$  comme étant la capacité placée en parallèle sur l'inductance.

En milieu de bande avec une inductance de 56 nH, le condensateur prendra une capacité de 49 pF pour s'accorder sur 98 MHz. Il est important de noter que plus le rapport L/C sera grand, et plus la boucle FLL compressera le signal, la capacité externe devenant plus petite devant celle des diodes varicap internes. En bande étroite, on prendra un rapport L/C tout petit devant  $f_0$  pour limiter l'effet de la boucle d'asservissement, mais il devient surtout recommandé d'employer un oscillateur externe et une FI de l'ordre de 5 kHz bien filtrée par des réseaux RLC que nous verrons plus loin.

### Le silencieux BF

Le circuit de silencieux utilisé ici prend en compte, grâce au corrélateur, la cohérence des signaux FI. A l'accord sur une station, il s'ouvre et laisse passer le signal de basse fréquence ; entre deux stations, il se ferme, et le récepteur devient muet. Sur la broche 2, il est possible de mettre « hors » et « en fonction » le système avec un interrupteur qui relie une résistance de 10 kΩ au « + Vcc ».

### L'étage de sortie

Bâti autour d'un amplificateur opérationnel, il permet de construire un filtre actif passe-bas qui élimine tous résidus de HF en provenance du démodulateur. Le circuit RC en série avec la résistance interne de 17,5 kΩ sur l'en-



trée inverseuse permet de réaliser une compensation en fréquence dans le réseau de contre-réaction, composé de la résistance de 16 kΩ. Entre les broches 15 et 14, une capacité prend place afin de limiter la bande à -3 dB sur la fréquence désirée dans le cas d'émissions en stéréo. Sur cette entrée non inverseuse, on voit un condensateur interne de 60 pF qui prédétermine les caractéristiques du filtre passe-bas ; ici la coupure est réalisée aux alentours de 50 kHz.

### QUELQUES APPLICATIONS

Le schéma de la figure 4 montre comment il est possible de mettre en œuvre ce petit circuit intégré. Cette application permet un fonctionnement sur des émissions monophoniques. La capacité de 100 nF sur la broche 16 augmente de 5 dB la tension de sortie BF disponible sur la broche 14. Le circuit d'accord se compose de l'inductance de 56 nF et de la capacité en parallèle. La gamme d'accord va de  $f_{min} = 88$  MHz à  $f_{max} = 108$  MHz, le rapport de capacité s'obtient

en appliquant la formule suivante :  $(f_{max}/f_{min})^2 = C_{max}/C_{min} = 1,5$

A 88 MHz, la capacité vaut :

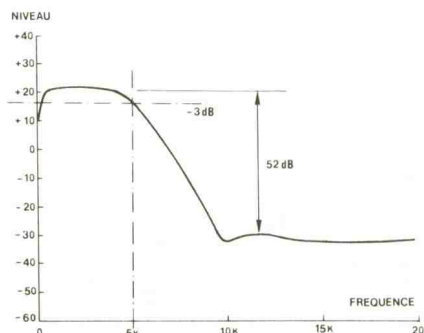
$$C_{max} = \frac{1}{39,44 \times 56 \cdot 10^{-9} \times (88 \cdot 10^6)^2}$$

$C_{max} = 58,5$  pF, d'où  $C_{min} = 39$  pF

Le convertisseur courant/tension de l'indicateur de champ est assuré par la résistance de 8 200 Ω connectée entre la broche 9 et la masse.

La courbe de la figure 2 donne l'évolution de cette tension par rapport au niveau d'entrée.

L'inductance de 56 nH peut se réaliser sur un mandrin de 6 mm



avec trois spires de fil 10/10 ou un mandrin de 3 mm avec six spires et demie, de même fil.

Dans le cas d'un récepteur équipé d'un décodeur stéréo, il faut se reporter au schéma de la figure 5. Sur la broche 1, on retrouve le réglage de séparation des voies droite et gauche du « son stéréo ».

La fréquence intermédiaire de 76 kHz est ici filtrée dans un barbit qui va de 22 kHz à 103 kHz pour la coupure à -3 dB. La sortie audio se fait sur la broche 14 avant le filtre de désaccentuation pour aller sur le décodeur stéréo.

La figure 6 montre comment, à titre expérimental, on peut configurer le TDA 7020 T pour l'utiliser en récepteur à bande étroite. La courbe de sélectivité apparaît à la figure 7.

Ce circuit intégré permet avec peu de composants de réaliser un récepteur FM équipé d'un décodeur stéréophonique, ce que le TDA 7000 ne pouvait faire.

**7** Courbe de sélectivité correspondant au montage de la figure 6. On voit qu'il s'agit d'un filtre passe bas.

## D.A. Electronique

B.P. 120, 93123 La Courneuve  
Tél. 43 52 32 89 Fax 43 52 25 16

### Alimentations

Alim Golf	300.00Frs
Alim G5	400.00Frs
Alim G6	450.00Frs
Alim G50	600.00Frs
Alim G100	1000.00Frs

### Cartes extension mémoire

Ext 128K G4	100.00Frs
Ext 256K G5	250.00Frs
Ext 512K G5	350.00Frs
Ext 1 Mo G5	500.00Frs
Ext 2 Mo G5	800.00Frs
Ext 4 Mo G5	1350.00Frs
Ext 4 Mo G5dx	1500.00Frs

Nous consulter pour tous renseignements complémentaires

## Stock important de matériel GOUPIL

### Cartes Mères

C.M. Golf 286-10	800.00Frs
C.M. Golf 286-12	800.00Frs
C.M. Golf 386sx16	1800.00Frs
C.M. Golf 386sx20	2000.00Frs
C.M. G5 S 86 ega	1000.00Frs
C.M. G5 S 86 vga	1200.00Frs
C.M. G5 286-8 ega	1000.00Frs
C.M. G5 286-10 ega	1200.00Frs
C.M. G5 286-10 vga	1300.00Frs
C.M. G5 286-12 vga	1500.00Frs
C.M. G5 386sx16 vga	2100.00Frs
C.M. G5 386-16 ega	2000.00Frs
C.M. G5 386-20 ega	2300.00Frs
C.M. G5 386dx20	2400.00Frs
C.M. G5 386dx25	2500.00Frs
C.M. G50 386dx20	2500.00Frs
C.M. G50 386dx25	2700.00Frs
C.M. G50 386dx33	2800.00Frs
C.M. G50 486dx25	4000.00Frs
C.M. G60 486dx25	4000.00Frs

### Streamers

Streamer Talgrass ST40I 3p1/2 interne	1500.00Frs
Streamer Talgrass ST40I 5p1/4 interne	1500.00Frs

### Cartes extensions

Carte Adaptateur 8 sorties série SPECIALIX SI/8	3500.00Frs
Carte réseau PSTAR	800.00Frs
Carte réseau XSTAR	800.00Frs
Carte écran VGA 256k	500.00Frs
Carte écran VGA 512k	500.00Frs
Carte controleur MFM 2HD	350.00Frs

### Divers

Ecran LCD pour GOLF	1800.00Frs
Clavier 102t spécial GOUPIL	1000.00Frs
Composants GOUPIL nous consulter	

Les prix sont donnés TTC dans la limite des stocks disponibles.

PRIX SPECIAUX REVENDEURS nous consulter.

Vente exclusivement par correspondance expédier votre commande à l'adresse ci-dessus. Port jusqu'à 3 Kg 40.00 Frs de 3 à 5 Kg 50.00 Frs, au delà nous consulter.



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. Jambois

*Je cherche un schéma de convertisseur pouvant fournir une puissance de 250 VA ou plus si possible. Merci de m'indiquer le numéro d'Electronique Pratique où ce montage a été publié.*

Nous n'avons pas publié de convertisseur d'une puissance de 250 VA, car une telle réalisation ressort plutôt du domaine industriel, notamment pour l'approvisionnement de certains composants et une mise au point délicate. Néanmoins, à titre d'information, vous pourrez utilement consulter :

EP n° 86 p. 49, « Convertisseur 25 VA ».

EP n° 114 p. 57, « Convertisseur 100 VA ».

EP n° 150 p. 63, « Convertisseur 10 VA ».



M. Battais

*Lorsque j'utilise mon imprimante matricielle avec mon micro-ordinateur, de type PC, elle n'imprime que deux lignes et s'arrête. Le micro m'indique alors un défaut sur l'imprimante. Pourriez-vous m'indiquer l'origine du défaut ?*

D'après vos indications, nous pensons à un défaut de transmission du signal ACKNOWLEDGE OUT (accusé de réception). Nous vous conseillons de vérifier si ce signal est disponible sur la broche 10 de l'entrée parallèle de l'imprimante.



M. Clairville

*J'ai vu dans la publicité d'un annonceur un convertisseur à transistors 12 V, 250 VA. Je voudrais connaître son prix, sa durée de vie en fonctionnement normal et savoir s'il peut tourner 24 heures sur 24.*

Concernant le prix de ce convertisseur, nous vous conseillons de questionner directement le revendeur, qui vous donnera en outre toutes les caractéristiques techniques. Néanmoins, ce genre d'appareil est prévu pour fonctionner en permanence à la condition de ne pas dépasser la puissance prévue par le constructeur. Notez que, à ce sujet, une protection thermique est souvent réalisée pour couper l'utilisation en cas de surchauffe accidentelle. La durée de vie est, comme pour tout appareil entièrement électronique, non estimable et dépend des conditions d'emploi (charge selfique, surtensions), mais également du vieillissement de certains composants (condensateurs...).



M. Stievenard

*Passionné par les vieilles voitures, je possède deux postes radio à lampes dont la panne est due au vibreur qui équipe ce genre d'appareil. Pourriez-vous m'indiquer le moyen de retrouver ce composant ou alors un circuit électronique qui pourrait remplir la même fonction ?*

L'appel est lancé auprès de nos lecteurs pour effectuer des recherches dans les greniers afin de dénicher ce fameux vibreur qui permettait d'obtenir, par le

biais d'un transfo, la haute tension nécessaire pour les postes à lampes ! Cependant, il doit être possible d'envisager le remplacement par un oscillateur bâti autour d'un 555 muni d'un étage de puissance pour attaquer le transformateur. Bien entendu, il conviendra que la fréquence soit identique à celle du vibreur.



M. Bernard

*Entreprenant la réalisation du booster du système de train digital publié dans Electronique Pratique n° 143, je souhaiterais quelques éclaircissements au sujet du transformateur de l'alimentation.*

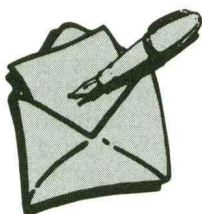
Effectivement, la liste des composants comporte une erreur au niveau du transformateur. Il convient de prendre un modèle 220 V/2 × 18 V 25 VA et non 225 A comme indiqué !



M. Herce

*J'envisage d'effectuer l'enregistreur téléphonique présenté dans Electronique Pratique n° 127. Peut-on enregistrer une communication téléphonique avec le combiné décroché ? Pour le détecteur d'écoute téléphonique paru dans Electronique Pratique n° 138, ce montage peut-il avertir d'une écoute si celle-ci est effectuée en dehors de la maison, sur la ligne par exemple ?*

Il n'est pas prévu initialement d'enregistrer une communication avec le combiné décroché. Néanmoins, cela peut se réaliser simplement en prévoyant un simple interrupteur alimentant la relais REL. Cet interrupteur court-circuitera émetteur et collecteur de T<sub>2</sub>. Pour le montage du n° 138, celui-ci détectera un branchement à l'extérieur de votre habitation, sauf dans le cas où l'intrus utilise un poste à haute impédance qui est totalement transparent sur la ligne téléphonique.



M. Delahatut

*Désirant réaliser le bloc automatique ferroviaire décrit dans Electronique Pratique n° 120, je voudrais savoir l'utilité des diodes D<sub>8</sub> à D<sub>11</sub> et comment les raccorder. D'autre part, la LED témoin de zone doit-elle être raccordée à la masse ? Enfin, il me semble que les bornes M et R du module signal sont en court-circuit.*

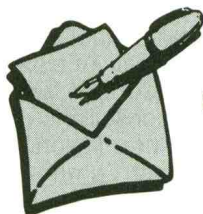
Les diodes D<sub>8</sub> à D<sub>11</sub> (bornes SZ) du détecteur de circulation permettent de raccorder celui-ci à d'autres modules. Un exemple de cette liaison est donné à la figure 12. Comme indiqué à la figure 2, la LED zone doit être raccordée entre le + et la borne LZ. En revanche, les bornes M et R du module signal doivent être reliées de part et d'autre de la zone d'arrêt, sur la même file de rail.



M. Daviaud

*Je suis à la recherche d'un article publié dans Electronique Pratique, consacré à un convertisseur 12 V/220 V. 50 Hz. Pourriez-vous m'indiquer le numéro de la revue traitant de ce sujet ?*

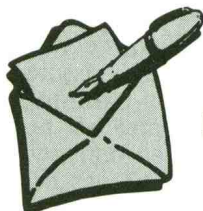
Les convertisseurs 12 V/220 V sont souvent demandés par les lecteurs. Nous avons publié des montages correspondant à ce sujet dans *Electronique Pratique* n° 150, p. 63, et dans le n° 158 p. 39. Fréquemment, des lecteurs nous demandent des montages pouvant délivrer une puissance de sortie importante. Précisons cependant que celle-ci est toujours limitée (30 VA), et qu'il ne saurait être questions d'envisager d'alimenter un convecteur 220 V. En effet, le courant demandé à la batterie devient très important, et de plus, cela nécessite des composants industriels inaccessibles pour les amateurs.



M. Boyer

*A l'issue de la réalisation du régulateur chargeur de batterie présenté dans Electronique pratique n° 129, je rencontre des problèmes de mise au point. Ce montage a-t-il fait l'objet de modifications ? Que me conseillez-vous pour le mener à bien ?*

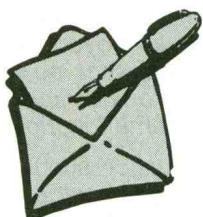
Le montage auquel vous faites référence comporte une erreur dans la liste des composants. En effet, il est mentionné pour R<sub>18</sub> une résistance de 390 k $\Omega$  (orange, blanc et brun). Le code des couleurs est correct, par contre la valeur de R<sub>18</sub> est, bien sûr, de 390  $\Omega$ .



M. Vidal

*J'ai entrepris le montage du simulateur de présence présenté dans Electronique Pratique n° 148. Je constate des divergences entre la liste des composants, le schéma de principe et le plan d'implantation au niveau d'IC<sub>1</sub> et IC<sub>3</sub>. Quelle conduite dois-je adopter pour implanter ces composants ?*

Comme vous le faites remarquer à juste titre, ce montage présente une anomalie. Le schéma, l'implantation et la liste des composants sont corrects. En revanche, au niveau de la figure 4 (brochage des composants), le CI représenté à gauche est bien le célèbre 741 et non 555 comme précisé. Inversement, le CI du milieu est, bien sûr, le célèbre 555 et non le 741. Le reste du montage ne présente aucune autre erreur.



M. Hecq

*J'ai lu avec attention le montage du détecteur de niveau d'eau*

*décrit dans Electronique Pratique, n° 154. Pour des raisons personnelles, j'aimerais pouvoir visualiser dix niveaux différents. Peut-on, en partant de votre schéma, envisager de placer 10 circuits de détection via dix sondes étagées ?*

La modification que vous envisagez est tout à fait réalisable. Cependant, étant donné la conductibilité de l'eau, il est important de limiter la distance entre la sonde émettrice et les différentes sondes réceptrices. Comme vous le faites remarquer, l'utilisation de sondes inox est vivement conseillée.



M. Bofils

*Nous venons de terminer le montage de l'alarme tiroir qui est détaillé dans Electronique Pratique n° 154. Il s'avère qu'il nous a été impossible de faire fonctionner correctement cette alarme. Il nous a été fourni, pour IC<sub>1</sub> et IC<sub>2</sub>, des composants équivalents. Serait-ce l'origine de notre problème ?*

Pour IC<sub>1</sub> et IC<sub>2</sub>, il est clair que vous pouvez placer des 741 et 4011, quel que soit le constructeur ; aucun problème d'incompatibilité. En revanche, il semble bon de préciser que le buzzer utilisé doit impérativement être du type piézo et non 6 ou 12 V. En outre, il importe que C<sub>3</sub> ne soit pas chimique, car un courant de fuite trop important risquerait de bloquer l'oscillateur. Ce montage ne présente en outre aucune erreur.

Minitel  
36 15  
code  
EPRAT

