

# ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMERO 201 - MARS 1996 MJD

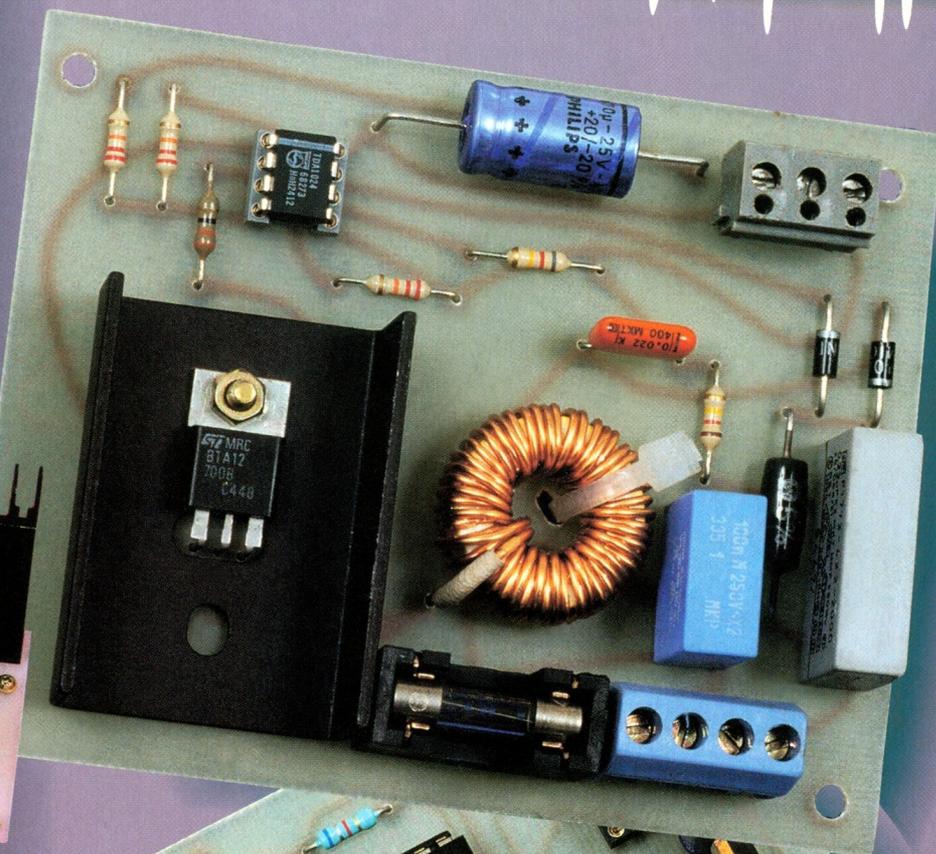
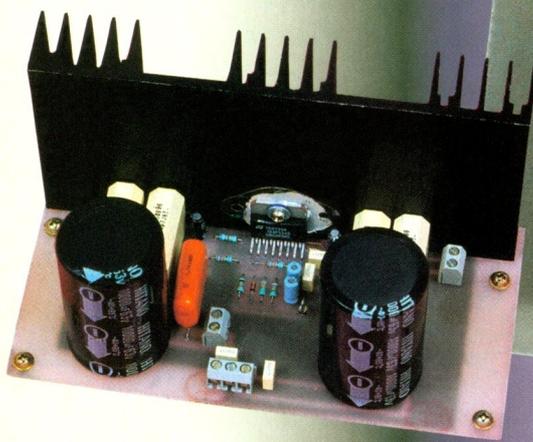


# AMPLI HI-FI 2x70W

DÉTECTEUR DE  
CONSOMMATION



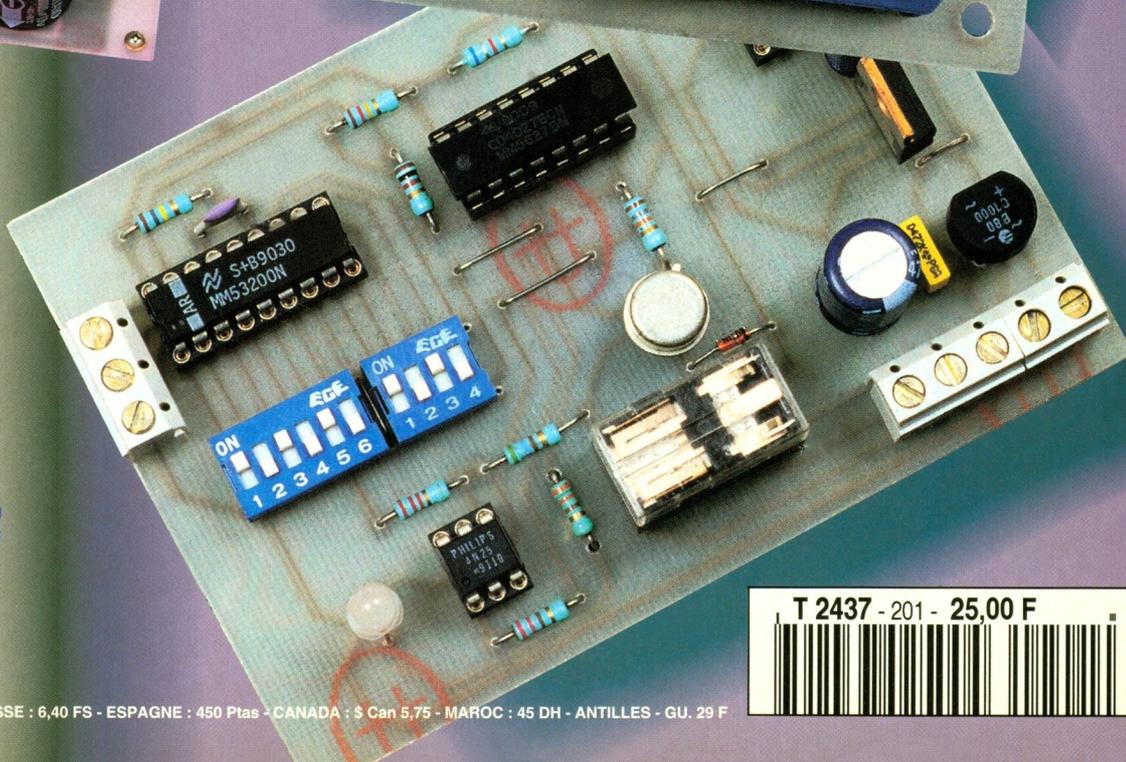
PROGRAMMATEUR  
ST6



E.P. SUR  
INTERNET



POTENTIOMÈTRE  
À COMMANDE  
NUMÉRIQUE



T 2437 - 201 - 25,00 F



## ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 201 MARS 1996  
I.S.S.N. N. 0243 4911 AMM.06122017

### PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

S.A. au capital de 5 160 000 F  
2 à 12, rue Bellevue, 75019 PARIS  
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40  
Télex : 220 409 F

Principaux actionnaires :  
M. Jean-Pierre VENTILLARD  
Mme Paule VENTILLARD

Président-Directeur Général  
Directeur de la Publication :

**Jean-Pierre VENTILLARD**

Directeur honoraire : **Henri FIGHIERA**

Directeur de la rédaction : **Bernard FIGHIERA**

Rédacteur en chef : **Claude DUCROS**

Maquette : **Jacqueline BRUCE**

Couverture : **Rachid Marai**

Avec la participation de **U. Bouteville**,  
**H. Cadinot**, **E. Champeboux**, **M. Couedic**,  
**C. Gallès**, **A. Garrigou**, **G. Isabel**, **F. Jongbloët**,  
**R. Knoerr**, **E. Larchevêque**, **L. Lellu**, **P. Oguic**,  
**A. Sorokine**.

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

Marketing/Ventes : **Jean-Louis PARBOT**

Tél. : 44.84.84.85

Inspection des Ventes :

**Société PROMEVENTE, M. Michel IATCA**

6 bis, rue Fournier, 92110 CLICHY  
Tél : 47.56.14.24 - Fax : 47.56.11.05

Publicité : **Société Auxiliaire de Publicité**

70, rue Compans, 75019 PARIS

Tél. : 44.84.84.85 - CCP Paris 3793-60

Directeur général : **Jean-Pierre REITER**

Chef de publicité : **Pascal DECLERCK**

Assisté de : **Karine JEUFFRAULT**

Abonnement : **Annie DE BUJADOUX**

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 23).

Préciser sur l'enveloppe « SERVICE ABONNEMENTS »

**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 faciliteriez 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 2,80 F et la dernière bande.

Aucun règlement en timbre poste.

Forfait 1 à 10 photocopies : 30 F.

Distribué par : **TRANSPORTS PRESSE**

**Abonnements USA - Canada** : Pour vous abonner à

**Electronique Pratique** aux USA ou au Canada, communiquez avec Express Mag par téléphone au 1-800-363-1310 ou par fax au (514) 374-4742. Le tarif d'abonnement annuel (11 numéros) pour les USA est de 49 \$US et de 68 \$Can pour le Canada.

**Electronique Pratique**, ISSN number 0243 4911, is published 11 issues per year by Publications Ventillard at 1320 Route 9, Champlain, N.Y., 12919 for 49 \$US per year. Second-class postage paid at Champlain, N.Y. POSTMASTER : Send address changes to **Electronique Pratique**, c/o Express Mag, P.O. Box 7, Rouses Point, N.Y., 12979.

« Ce numéro a été tiré à 72 000 exemplaires »



Revue Pdf

## REALISEZ VOUS-MEME

- 27 **3** Un amplificateur 2 x 70 W<sub>RMS</sub> à TDA7294
- 38 **13** Détecteur de consommation électrique
- 42 **16** Economiseur de lampes à incandescence
- 51 **24** Débitmètre d'eau
- 60 **31** Potentiomètre à commande digitale
- 73 **44** Souricière « high tech »
- 77 **48** Alarme antivol autonome
- 83 **53** Une serrure à carte sans puce
- 88 **58** Programmeur pour ST62xx
- 98 **66** Servo-relais

## PRATIQUE ET INITIATION

- 92 **62** Découvrir Internet

## MESURES

- 64 **35** Traceur de caractéristiques de transistors
- 102 **69** Le capacimètre-ohmmètre CR50 Wavetek

## 24/26 — INFOS/ OPPORTUNITÉS

## DIVERS

- 91 **61** Electronique Pratique sur Internet
- 105 **71** Fiche technique TEA2124
- 107 **73** Fiche technique LM339/393
- 110 **76** Courrier des lecteurs



DOMOTIQUE



PC



ROBOT



RADIO



FICHE TECHN



AUTO



JEUX



MODÉLISME



MESURES



AUDIO



GADGETS



INITIATION

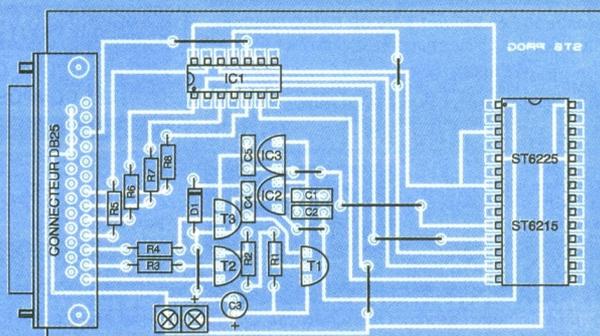


COURRIER



FICHE À DÉCOUPER

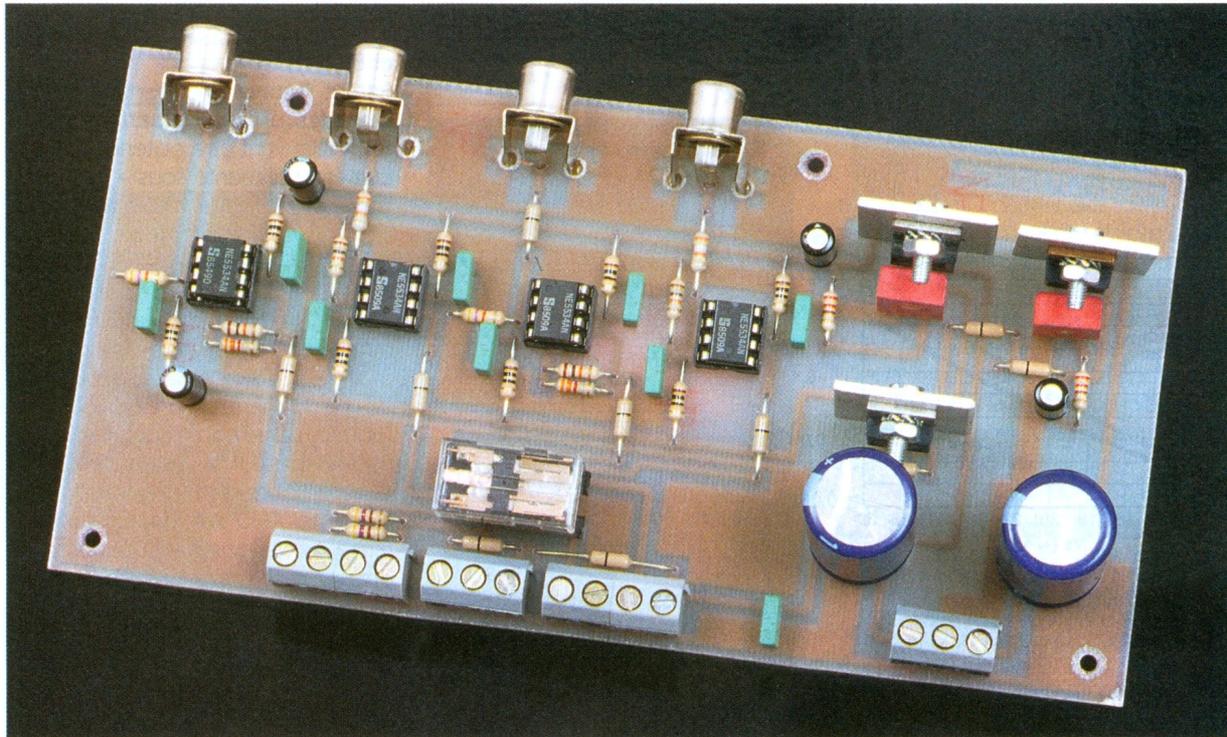
Programmeur de ST62XX





AUDIO

# AMPLIFICATEUR STEREO 2 x 70 W SUR 4 Ω OU 8 Ω



**Un circuit intégré permettant la réalisation d'un amplificateur basse fréquence de hautes performances a vu le jour il y a quelques mois. C'est la société SGS-Thomson, leader dans le domaine, qui a conçu ce produit. D'un prix plus que raisonnable, il permet de concevoir un amplificateur que l'on peut qualifier de haute fidélité puisque le taux de distorsion, si l'on reste dans un domaine de puissance raisonnable, n'atteint pas 0,5 % à pleine puissance.**

## Le circuit intégré TDA7294

Si l'on consulte la fiche technique du TDA7294, rédigée bien sûr par son constructeur, on s'aperçoit immédiatement que le circuit donné pour une puissance de 100 W et 100 V d'alimentation ne peut être utilisé sous une tension aussi élevée sous peine de destruction. Il admet effectivement une alimentation de + et - 50 V, mais ces tensions sont les tensions maximales applicables au circuit sans la présence de signaux en entrée, ce qui provoquerait une dissipation excessive du composant.

La chose étant dite, restons raisonnables et voyons les caractéristiques de l'amplificateur dans les conditions de fonctionnement normales. Le TDA7294 fonctionne sous une tension maximale de + et - 40 V. C'est un circuit présenté sous la forme d'un boîtier Multiwatt15 et portant le suffixe V pour un montage vertical et H pour un montage horizontal. Le choix du type de présentation des broches se fera en fonction du type de dissipateur thermique utilisé. Cet amplificateur est tout particulièrement destiné à la fabrication de produits haute fidéli-

té : chaîne HiFi, enceintes amplifiées, amplificateur de son pour téléviseurs haut de gamme.

Grâce à la large plage de tension admissible et au courant important qu'il est capable de débiter, le TDA7294 permet de fournir une puissance importante dans des charges de 4 Ω ou de 8 Ω sous une alimentation très médiocrement régulée, avec une haute réjection du bruit.

Les caractéristiques électriques du circuit sont les suivantes :

- plage de tensions d'alimentation : + et - 7,5 V à + et - 40 V (Vs);
- courant de repos : 30 mA typique (Iq);
- puissance de sortie (régime continu, RMS).

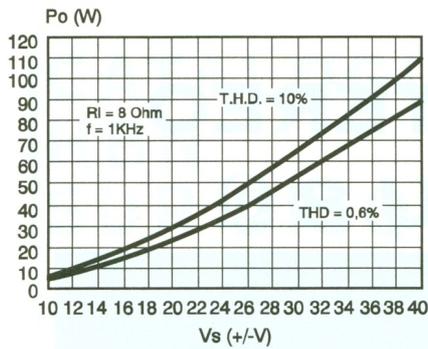
Conditions de tests :

- distorsion = 0,5 % ;
- Vs = + et - 35 V ; RL = 8 Ω ;
- Po = 70 W typique ;
- Vs = + et - 27 V ; RL = 4 Ω ;
- Po = 70 W typique

- distorsion harmonique totale :

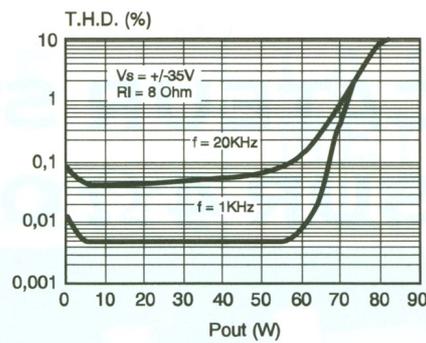
Conditions de tests :

- Vs = + et - 35 V, RL = 8 Ω ;
  - Po = 5 W, f = 1 kHz ;
  - d = 0,005 % typique ;
  - Po = 0,1 W à 50 W, f = 20 Hz à 20 kHz : d = 0,1 % typique.
- Conditions de tests :
- Vs = + et - 27 V, RL = 4 Ω ;



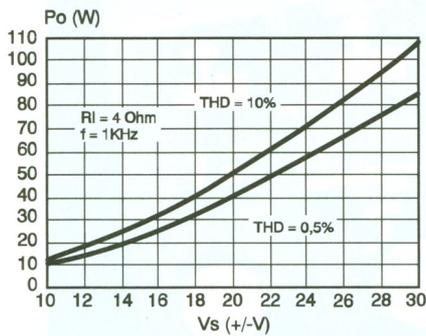
1

**COURBES DE DISTORSION A 1 kHz, RL = 8 Ω SELON LA PUISSANCE.**



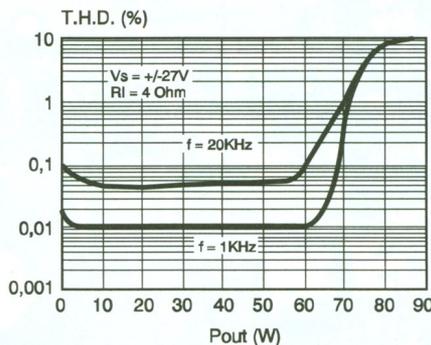
2

**TAUX DE DISTORSION EN FONCTION DE LA PUISSANCE SELON LA FREQUENCE A RL = 8 Ω.**



3

**TAUX DE DISTORSION EN FONCTION DE LA PUISSANCE AVEC UNE CHARGE DE 4 Ω.**



4

**TAUX DE DISTORSION EN FONCTION DE LA PUISSANCE AVEC UNE CHARGE DE 4 Ω.**

$P_o = 5 \text{ W}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$  :  
 $d = 0,01 \%$  typique ;  
 $P_o = 0,1 \text{ W}$  à  $50 \text{ W}$ ,  $f = 20 \text{ Hz}$  à  $20 \text{ kHz}$  :  $d = 0,1 \%$  typique.  
 – slew-rate :  $10 \text{ V}/\mu\text{s}$  typique (SR) ;  
 – gain en tension, boucle ouverte :

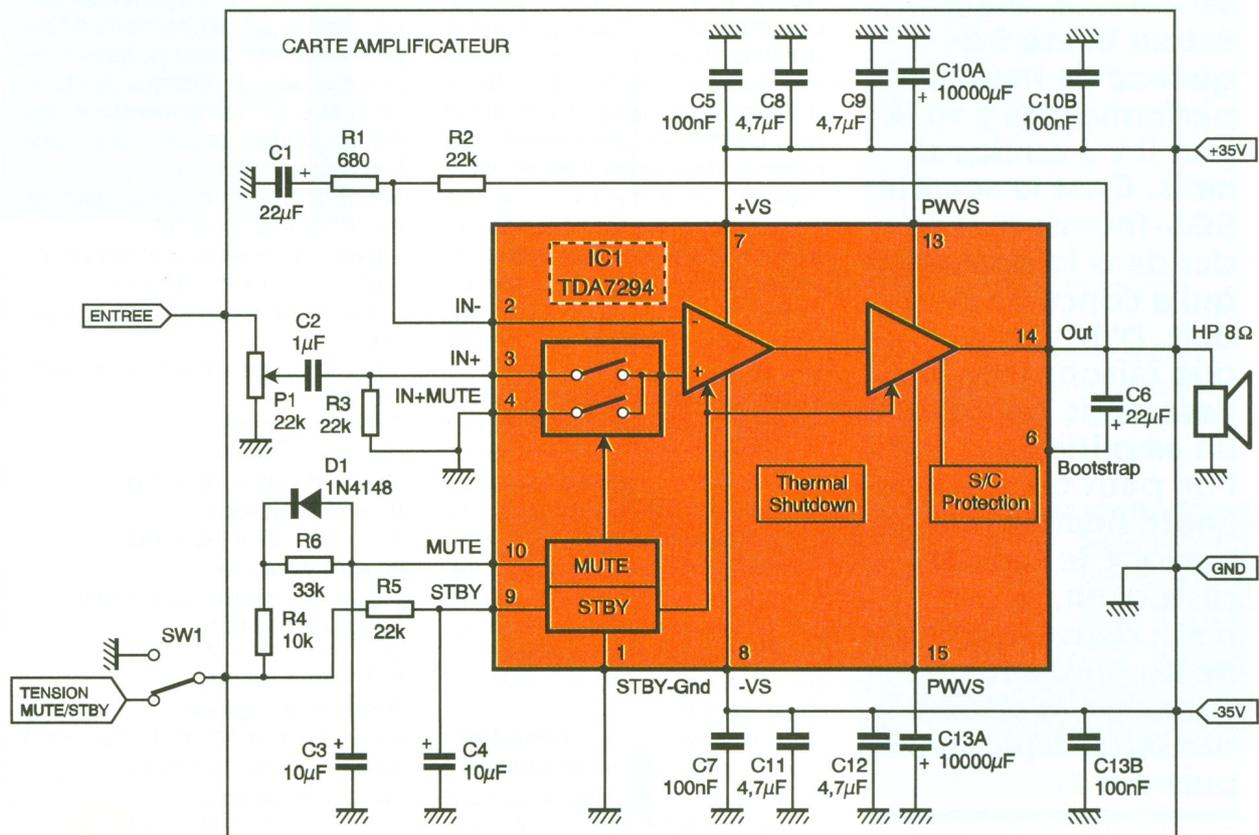
$80 \text{ dB}$  typique (Gv) ;  
 – gain en tension, boucle fermée :  
 $24 \text{ dB}$  à  $40 \text{ dB}$  (Gv) ;  
 – réponse en fréquence,  $P_o = 1 \text{ W}$  :  
 $20 \text{ Hz}$  à  $20 \text{ kHz}$  (fL, fH) ;  
 – résistance d'entrée :  $100 \text{ k}\Omega$  (Ri) ;

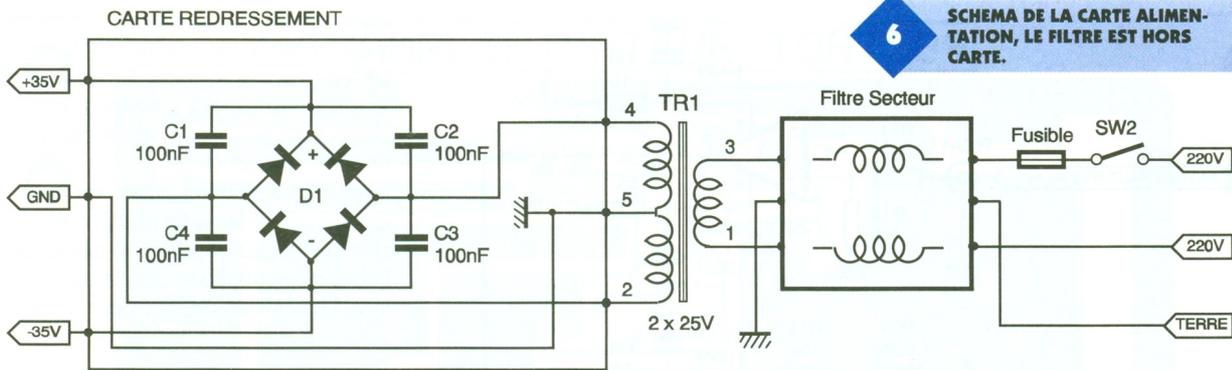
– réjection du bruit alimentation à  $100 \text{ Hz}$  :  $75 \text{ dB}$  typique (SVR) ;  
 – protection thermique :  $145^\circ\text{C}$ .  
 Les courbes représentées en **figures 1, 2, 3 et 4** nous montrent de façon plus éloquent la puissance de sortie du TDA7294 en fonction des tensions d'alimentation, ainsi que le taux de distorsion, et ce pour des impédances de charges de  $4 \Omega$  et  $8 \Omega$ .

Sur les **figures 2 et 4**, nous voyons que des puissances efficaces de  $85 \text{ W}$  peuvent être obtenues, le circuit étant alimenté sous  $+ \text{ et } - 35 \text{ V}$  pour une charge de  $8 \Omega$  et  $+ \text{ et } - 27 \text{ V}$  pour une charge de  $4 \Omega$ . Mais il est impensable, si l'on souhaite rester dans le domaine de la haute fidélité, de tolérer une distorsion montant à  $10 \%$ . On devra donc limiter la puissance de sortie à  $70 \text{ W}$ , ce qui donnera, d'après les courbes fournies par le constructeur, une distorsion de  $0,4 \%$ . Les audiophiles purs et durs diront évidemment qu'un tel THD est inacceptable. Il faut alors supposer que ces derniers ont une ouïe extrêmement développée et donc très sensible, sensibilité similaire à celle des entrées d'un distorsiomètre. Pour notre part, nous n'avons jamais pu déceler, à l'oreille, de différence entre l'écoute d'un si-

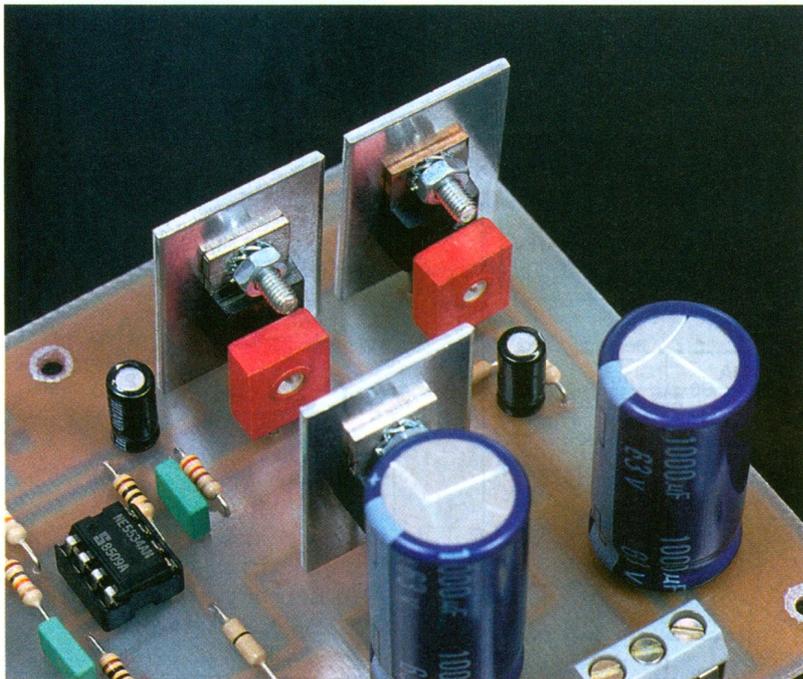
5

**SCHEMA DE PRINCIPE DE LA SECTION AMPLIFICATION DE PUISSANCE.**





**6 SCHEMA DE LA CARTE ALIMENTATION, LE FILTRE EST HORS CARTE.**



cuits internes chargés des fonctions de commutation ont été étudiés afin de fonctionner d'une manière totalement silencieuse à leur activation. En conclusion de cette brève description, nous dirons que le TDA7294 apporte une excellente contribution à la réalisation d'amplificateurs de moyenne puissance de très bonne qualité.

### Le schéma de principe

Le schéma de principe de notre réalisation est donné en **figure 5** pour ce qui concerne l'amplificateur. Un seul canal a été dessiné et il est évident que deux amplificateurs devront être réalisés pour une utilisation en stéréophonie. Nous n'avons bien sûr pas innové puisque nous sommes cantonnés à l'application proposée par la notice technique de SGS-Thomson.

Signalons d'abord que le gain a été fixé à 30 dB, valeur recommandée par le fabricant. Ce sont les résistances  $R_1$  de 680  $\Omega$  et  $R_2$  de 22 k $\Omega$  qui fixent ce gain; la résistance  $R_3$ , quant à elle, détermine l'impédance d'entrée de l'amplificateur. Il est re-

### CARTE PREAMPLI : LA REGULATION.

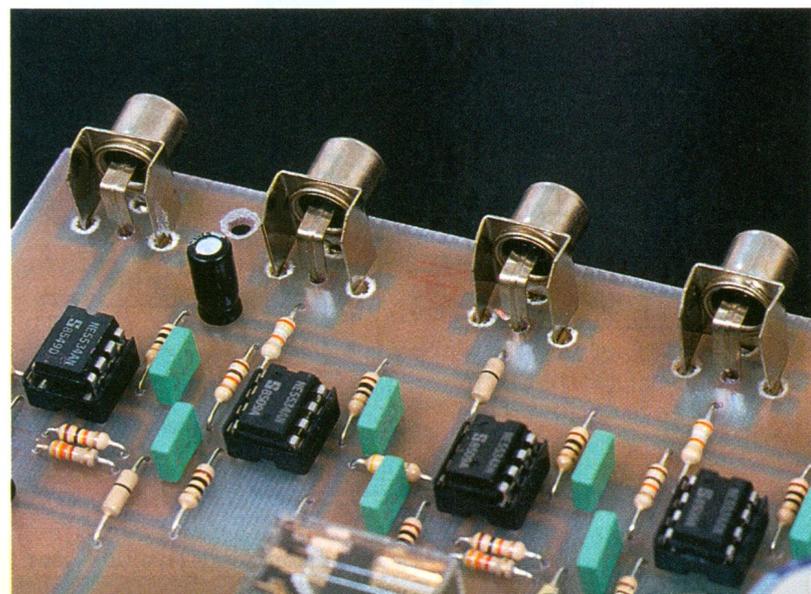
gnal déformé par une distorsion de 0,4% et celle d'un signal empreint d'un THD de 0,01%, et cela à 20 kHz, car, pour notre part, nous n'entendons pas les sons au-delà d'un peu moins de 15 kHz. Cela dit, les lecteurs désirant limiter la distorsion au minimum devront se contenter d'une puissance de sortie de 55 W et obtenir ainsi un THD de 0,08% maximum à 20 kHz.

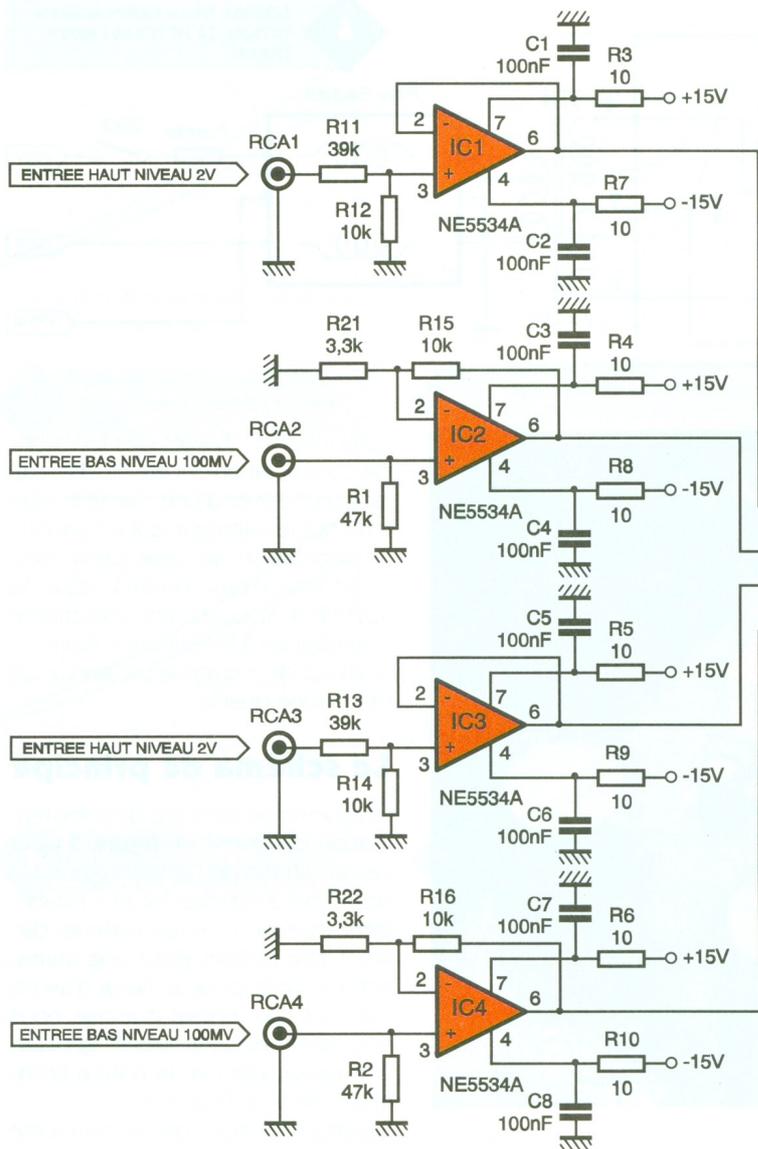
Le TDA7294 est pourvu de protections thermiques. Bien que le circuit soit protégé, une seconde protection contre les courts-circuits et surcharges à l'aide de fusibles connectés en sortie de l'étage de puissance est fortement recommandée, ne serait-ce que par précaution vis-à-vis des enceintes qui lui seront connectées. La sécurité thermique embarquée dans le composant intervient à une température de seuil de 145 °C. A ce moment, le circuit est mis en Mute, puis dans un état de Stand-by

lorsque la température atteint 150 °C. Toutes les broches du circuit sont en plus protégées contre les décharges électrostatiques.

L'amplificateur dispose également de deux fonctions : le Mute et le Stand-by imposés, fonctions indépendantes l'une de l'autre, dont les entrées de commande sont compatibles avec la logique CMOS. Les cir-

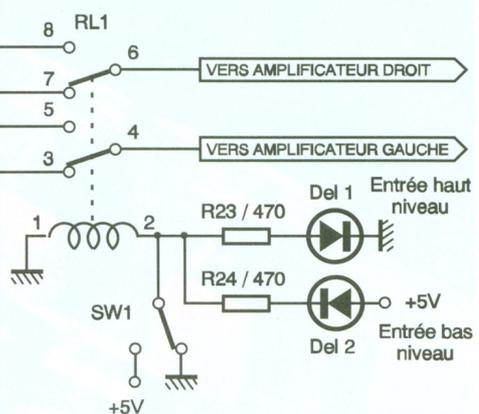
### CARTE PREAMPLI : LES ENTREES.



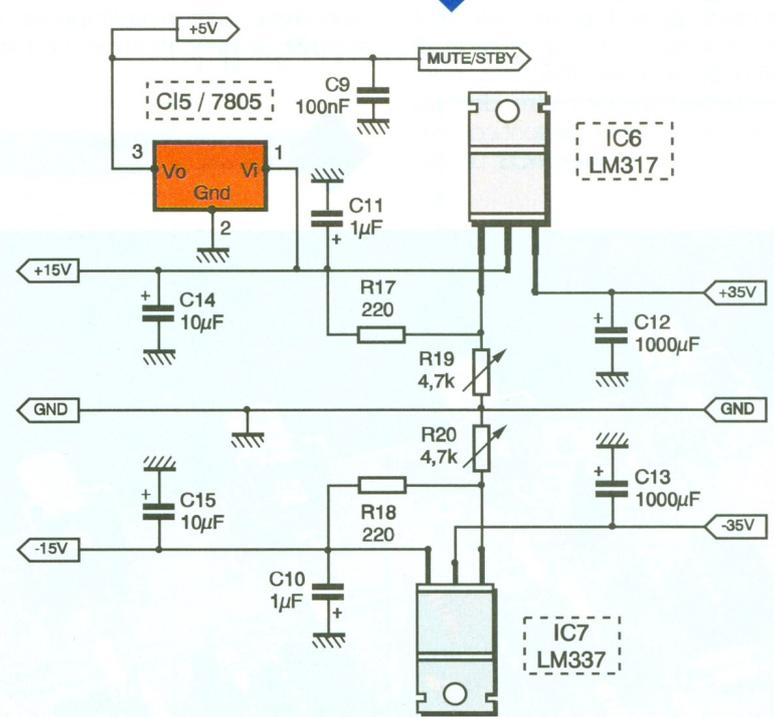


commandé que sa valeur soit égale à la résistance de contre-réaction. Les résistances  $R_4$ ,  $R_5$  et  $R_6$ , ainsi que les capacités  $C_3$  et  $C_4$ , déterminent le délai de mise en ou hors fonction du Mute et du Stand-by. Il est déconseillé de changer la valeur du condensateur d'entrée  $C_2$  afin de ne pas modifier la plage de fréquences restituée par l'amplificateur. Le condensateur  $C_1$  de contre-

**7a** SCHEMA DE PRINCIPE DE LA SECTION PREAMPLIFICATION...



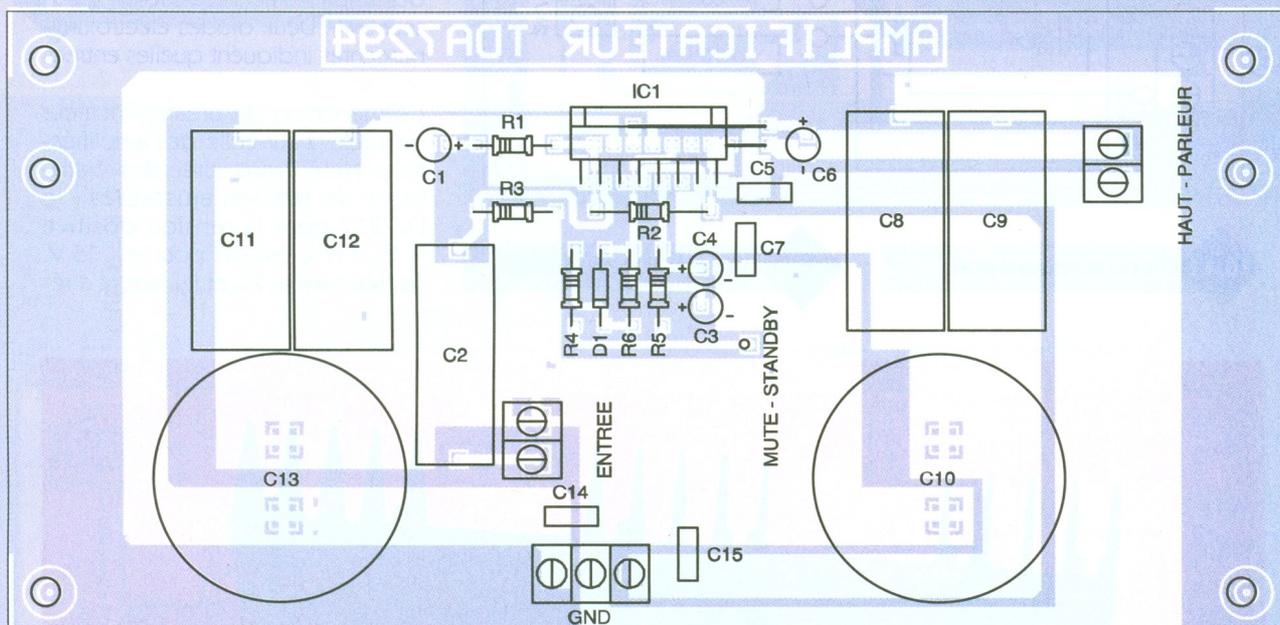
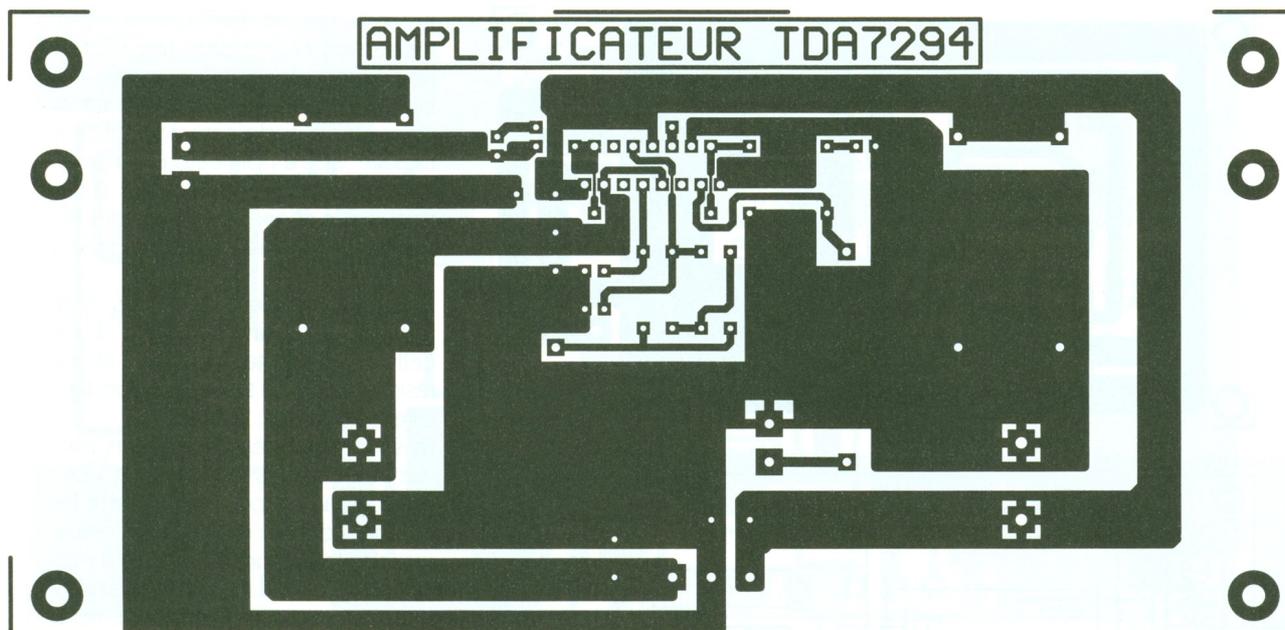
**7b** ... ET DE LA SECTION REGULATION.



réaction ne devra pas, de la même façon, être échangé contre une autre valeur pour ne pas dégrader le signal dans les basses fréquences. Le découplage des lignes d'alimentation positives et négatives sera à soigner tout particulièrement, car c'est de cette partie du circuit que dépendra le bon fonctionnement de l'amplificateur. Les condensateurs chimiques  $C_{10}$  et  $C_{13}$  seront de la plus forte capacité possible. Nous avons installé des 10 000  $\mu\text{F}$  qui semblent donner un résultat correct lors des forts appels de courant. Deux condensateurs de 4,7  $\mu\text{F}$  non polarisés et un condensateur de 100 nF parachèveront le filtrage. Le signal appliqué à l'entrée du TDA7294 sera dosé par le potentiomètre  $P_1$  d'une valeur de 22 k $\Omega$ . Le commutateur  $SW_1$  permettra d'appliquer aux entrées Mute et Stand-by une tension de +5 V afin de positionner le circuit en service. Lorsque l'inverseur sera commuté à la masse, l'amplificateur se mettra en état d'attente. Comme mentionné plus haut, ces opérations se feront sans le moindre bruit transmis dans les haut-parleurs.

**L'alimentation et le redressement**

Le schéma de principe, au demeurant fort simple, est représenté en fi-



**Figure 6.** Nous avons fait appel à un pont redresseur 10 A. L'emploi de ce type de redresseur simplifie en effet le procédé de refroidissement, contrairement aux diodes à vis qui nécessitent un isolement de leur boîtier lorsqu'elles sont fixées sur le même dissipateur. Des condensateurs de 100 nF, mis en parallèle sur chacune des diodes du pont, les protègent contre les surtensions et le fort appel de courant lors de la mise sous tension de l'amplificateur, courant important dû à la charge des fortes capacités de filtrage. L'alimentation est confiée à un transformateur qui sera de préférence un modèle torique. La tension des deux secondaires devra être de 24 V à 25 V si l'on désire obtenir les + et

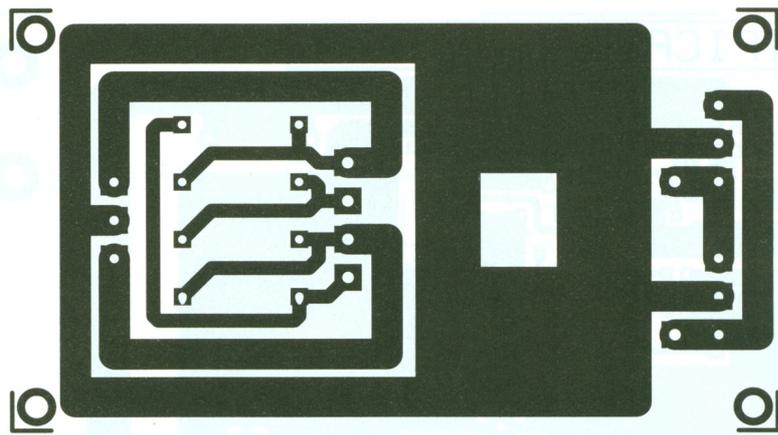
**8/9** **CIRCUIT IMPRIME ET IMPLANTATION DE LA CARTE AMPLIFICATION.**

– 35 V nécessaires au fonctionnement du circuit sur une charge de 8 Ω. Ces tensions devront être réduites si l'on souhaite utiliser des enceintes de 4 Ω ou si l'on souhaite obtenir une distorsion minimale. Le primaire du transformateur sera connecté au secteur par l'intermédiaire d'un filtre de type Schaffner, facultatif, mais recommandé. Un fusible sera bien évidemment inséré dans le circuit.

**Le préamplificateur**

Le schéma du préamplificateur est donné en **figure 7**. Il est de concep-

tion extrêmement simple puisqu'il ne s'agit que d'une adaptation des impédances et des niveaux de sortie des sources. Deux entrées (stéréo) ont été prévues : l'une permet d'amener à une amplitude suffisante des signaux de niveau égal à 100 mV (Aux). Le TDA7294 ayant une sensibilité d'entrée de – 6 dB, soit environ 380 mV, les amplificateurs opérationnels IC<sub>2</sub> et IC<sub>4</sub> ont été configurés en ampli non inverseur de gain  $4[(R_{15}/R_{21}) + 1]$ . L'impédance d'entrée a été fixée à 47 kΩ par les résistances R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>; l'autre entrée permet l'utilisation de signaux de haut niveau, soit 2 V, niveau disponible sur les sorties de la plupart des lecteurs de compact disc. Dans ce cas, les amplificateurs

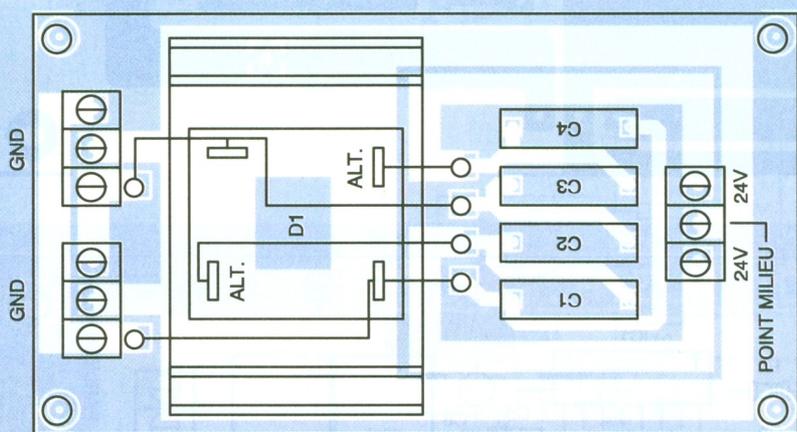


IC<sub>1</sub> et IC<sub>3</sub> ont été montés en suiveurs de tension et un réseau résistif diviseur a été inséré dans leur entrée. On disposera donc en sortie d'un signal dont l'amplitude sera adaptée à l'entrée de l'amplificateur de puissance. Là aussi, l'impédance d'entrée, par le choix des valeurs des résistances du diviseur, a été portée à 47 k $\Omega$ .

L'alimentation de chacun des AOP s'effectue par l'intermédiaire d'une cellule de filtrage constituée d'une résistance de 10  $\Omega$  et d'un condensateur de 100 nF.

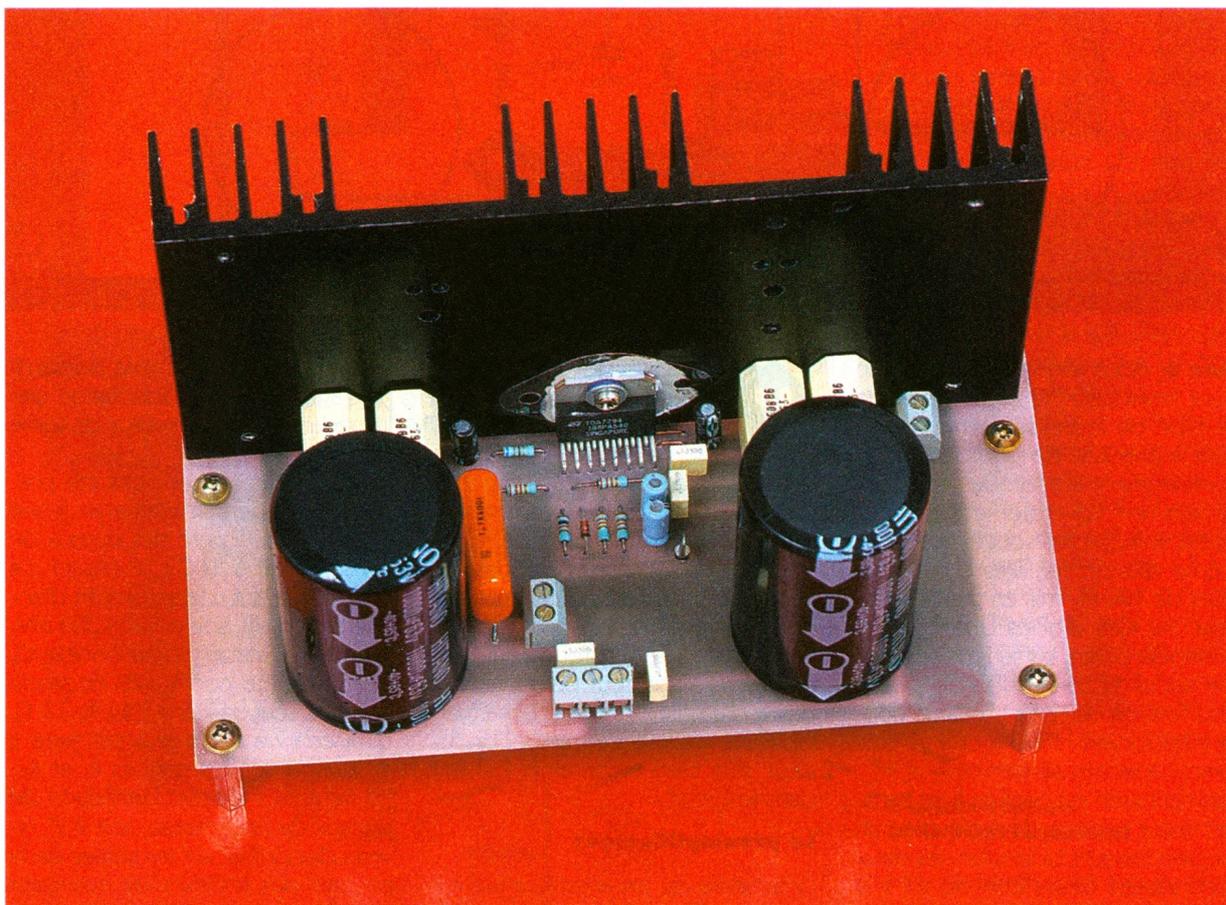
La sortie des préamplificateurs parvient aux bornes d'un relais à doubles contacts repos-travail. Cette façon de procéder évite l'utilisation de grandes longueurs de câble blindé puisque toutes les commutations s'effectuent sur la platine. Il ne reste plus qu'à relier la sortie de cette dernière aux potentiomètres de volume des amplificateurs et à câbler l'inverseur SW<sub>1</sub>. Deux diodes électroluminescentes indiquent quelles entrées sont activées.

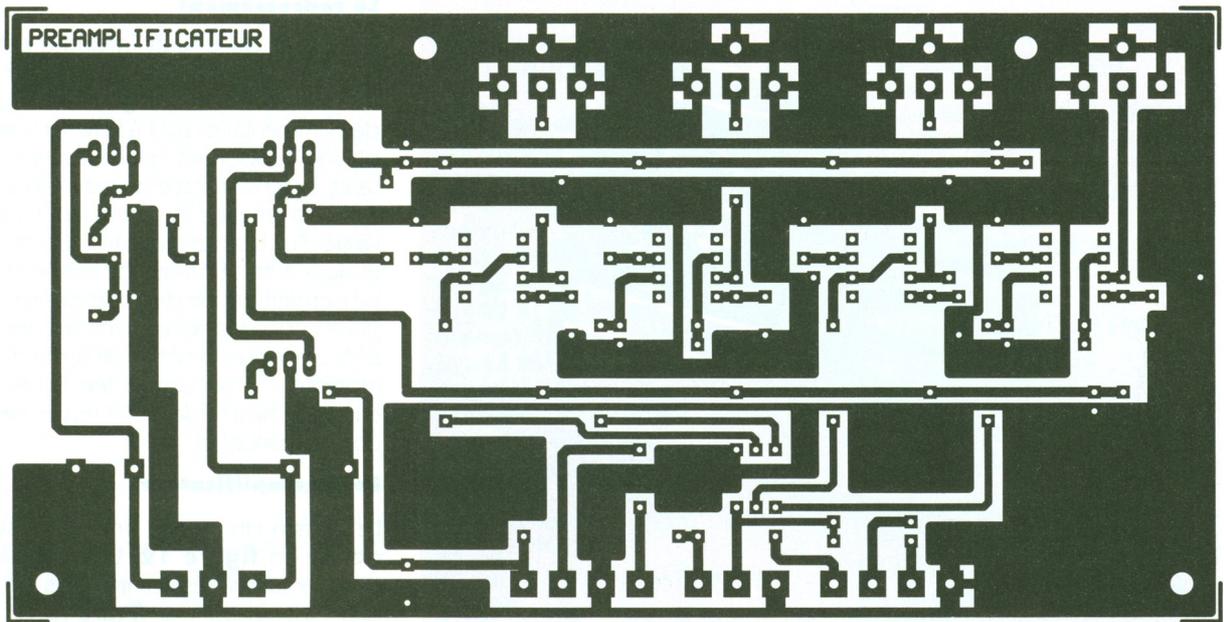
L'alimentation du préamplificateur est prélevée sur celle des amplificateurs. Nous avons utilisé des régulateurs de tension ajustables : le LM 317 pour la tension positive + 15 V et le LM 337 pour le - 15 V. Les résistances R<sub>19</sub> et R<sub>20</sub> seront à ré-



10/11 LA CARTE REDRESSEMENT.

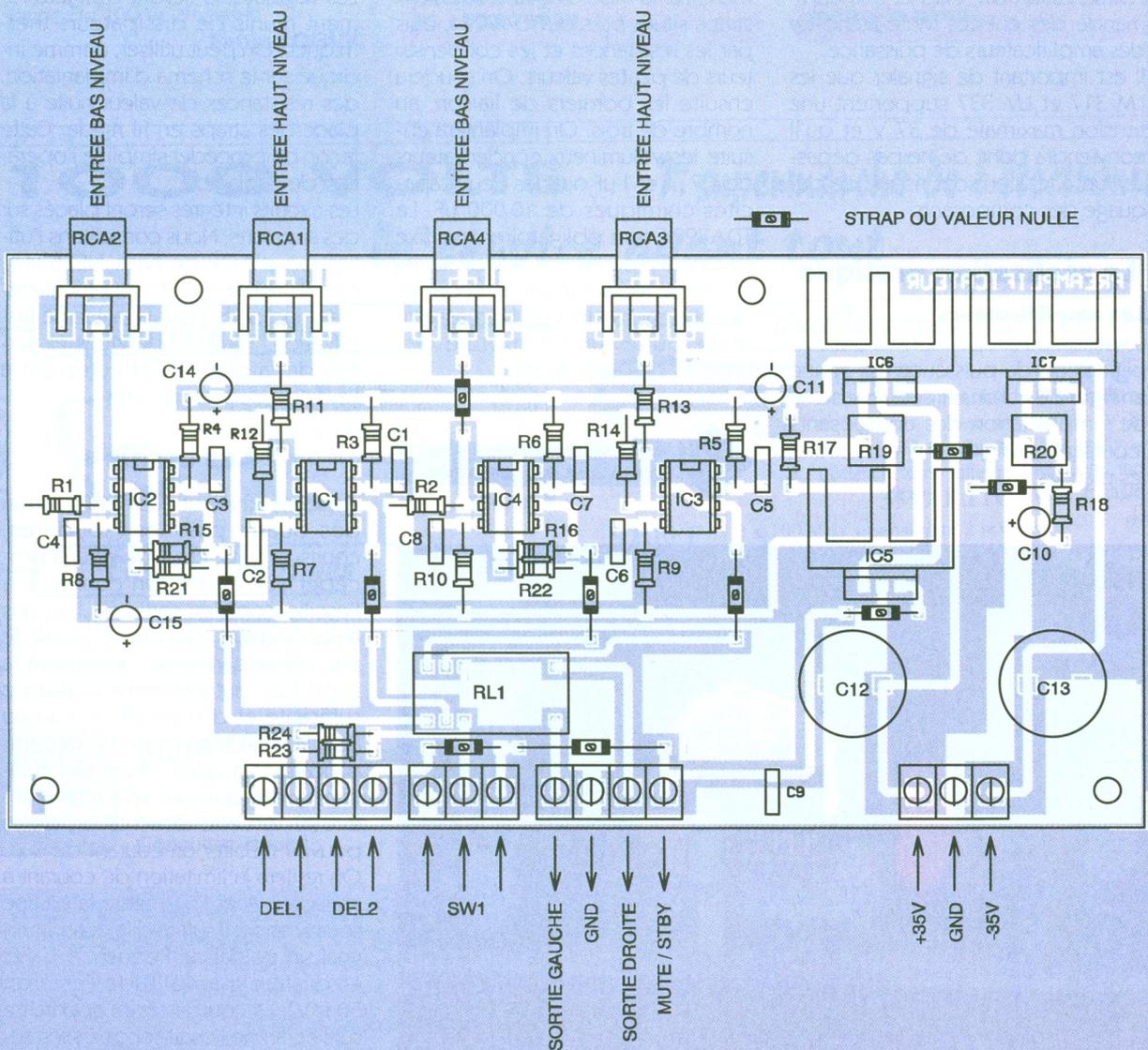
LA CARTE PREAMPLIFICATEUR.

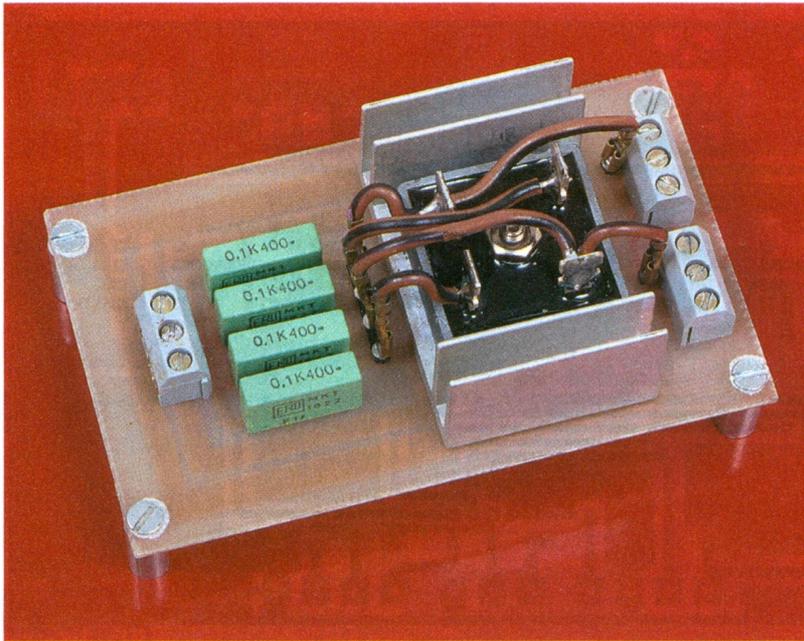




**12** COTE CUIVRE DE LA CARTE PREAMPLIFICATION STEREO.

**13** ... ET SON IMPLANTATION, LES RESISTANCES 0Ω SONT UNE AUTRE FAÇON DE REPRESENTER LES STRAPS.





gler afin d'obtenir des tensions parfaitement symétriques. Sur la ligne + 15 V est inséré un régulateur 7805 qui fournit la tension nécessaire à l'alimentation du relais et à la commande des entrées Mute/Stand-by des amplificateurs de puissance.

Il est important de signaler que les LM 317 et LM 337 supportent une tension maximale de 37 V et qu'il conviendra donc de ne pas dépasser cette tension sous risque de claquage des composants.

## La réalisation pratique

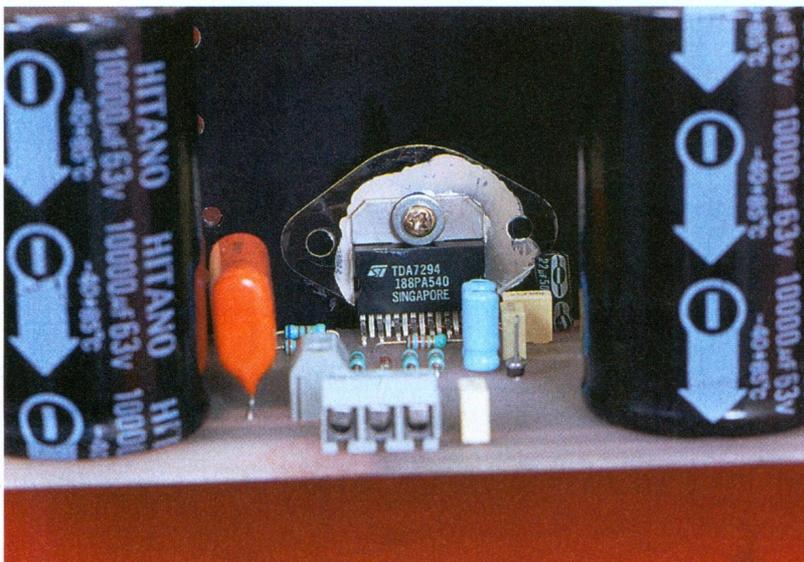
### Les amplificateurs

Le dessin du circuit imprimé des amplificateurs de puissance est donné en **figure 8** et l'on utilisera le schéma de l'implantation des composants représenté en **figure 9** afin de câbler les platines.

### LA CARTE REDRESSEMENT.

Le câblage débutera obligatoirement par la mise en place des deux straps situés près du TDA7294, puis par les résistances et les condensateurs de petites valeurs. On soudera ensuite les borniers de liaison, au nombre de trois. On implantera ensuite les volumineux condensateurs de 4,7  $\mu\text{F}$  et 1  $\mu\text{F}$  puis les deux capacités chimiques de 10 000  $\mu\text{F}$ . Le TDA7294 sera obligatoirement fixé sur un dissipateur de grande taille, lui-même fixé sur le circuit imprimé. On obtiendra ainsi un bon assemblage qui évitera la rupture des broches de l'amplificateur.

### GROS PLAN SUR LE TDA 7294 SOLIDARISE AU DISSIPATEUR.



### Le redressement

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 10** et celui du schéma d'implantation en **figure 11**. Peu de commentaires sont à faire sur une platine supportant quatre composants. La tension issue du transformateur sera amenée au redresseur  $D_1$  à l'aide d'un bornier à vis à trois points, et deux autres borniers de même type permettront de disposer des tensions continues nécessaires aux amplificateurs. Les broches de sortie du redresseur seront connectées au circuit imprimé à l'aide de fils munis de connecteurs plats.

### Le préamplificateur

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 12**. Le schéma d'implantation des composants est, quant à lui, dessiné en **figure 13**. Les quatre connecteurs RCA sont soudés à l'arrière de la platine, ce qui permettra de la positionner à l'arrière du coffret, contre la face arrière. Le circuit pourra ainsi être maintenu en place à l'aide de petites équerres. Les régulateurs seront obligatoirement munis de dissipateurs thermiques. On peut utiliser, comme indiqué sur le schéma d'implantation, des résistances de valeur nulle à la place des straps en fil rigide. Cette façon de procéder simplifie l'opération de câblage.

Les circuits intégrés seront placés sur des supports. Nous conseillons l'utilisation d'AOP de type NE5534A, circuits faible bruit tout particulièrement indiqués pour la présente application. Toutes les entrées et sorties de la platine s'effectueront à l'aide de borniers à vis.

### Les essais

Après une minutieuse vérification des quatre platines (soudures, courts-circuits, etc.), on pourra procéder aux essais. On connectera l'oscilloscope en sortie de l'un des amplificateurs. Si l'on ne possède pas cet appareil, on raccordera la sortie à un haut-parleur de puissance suffisante et d'impédance 4  $\Omega$  ou 8  $\Omega$ . Puis on alimentera l'un des amplificateurs à l'aide d'une alimentation symétrique qui sera réglée sur 2 x 20 V. Cette alimentation devra pouvoir débiter un courant de 3 A. On réglera la limitation de courant à environ 1 A et l'on mettra la platine sous tension. Il suffira d'injecter un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et de faible amplitude (environ 50 mV). La courbe devra apparaître sur l'écran de l'oscilloscope sans aucune déformation, ou un son devra

émaner du haut-parleur. On augmentera progressivement le courant et l'amplitude du signal injecté. On vérifiera la température du TDA7294. On répétera l'opération avec le second amplificateur, et si tout est conforme, on procédera au montage des platines dans le coffret et l'on connectera l'alimentation de puissance aux deux amplificateurs. Pour les essais du préamplificateur, il conviendra de ne pas placer les circuits intégrés sur leur support avant d'avoir ajusté les tensions d'alimentations à + et - 15 V. Puis, comme pour les amplificateurs, il suffira d'injecter un signal d'environ 100 mV et de constater la présence de ce signal en sortie, signal qui sera soit amplifié, soit atténué, suivant la mise en ou hors fonction du relais. On pourra alors procéder à des essais en connectant un lecteur laser aux entrées du préamplificateur dont les sorties seront reliées aux amplificateurs, sans oublier d'intercaler les potentiomètres de volume. Les enceintes qui seront utilisées devront pouvoir supporter une puissance de 100 W efficaces.

Patrice OGUIC

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### ● Amplis de puissance (X2 pour stéréo)

#### Résistances

R<sub>1</sub> : 680 Ω (bleu, gris, marron)

R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>5</sub> : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R<sub>4</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>6</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)

P<sub>1</sub> : 22 kΩ courbe B

#### Condensateurs

C<sub>1</sub>, C<sub>6</sub> : 22 μF 63 V

C<sub>2</sub> : 1 μF non polarisé

C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> : 10 μF 25 V

C<sub>5</sub>, C<sub>7</sub>, C<sub>14</sub> (C<sub>13B</sub>), C<sub>15</sub> (C<sub>10B</sub>) : 100 nF

C<sub>8</sub>, C<sub>9</sub>, C<sub>11</sub>, C<sub>12</sub> : 4,7 μF non polarisé

C<sub>10A</sub>, C<sub>13A</sub> : 10 000 μF 63 V radial

#### Semiconducteurs

D<sub>1</sub> : 1N4148

#### Circuit intégré

IC<sub>1</sub> : TDA7294V

#### Divers

1 radiateur peigne  
2 borniers à vis à deux points

1 bornier à vis à trois points  
1 cosse à souder

### ● Platine alimentation

Condensateurs

C<sub>1</sub> à C<sub>4</sub> : 100 nF 100 V

#### Semiconducteurs

D<sub>1</sub> : pont redresseur 100 V, 10 A (KBPC3502)

#### Divers

3 borniers à vis à trois points  
6 cosses à souder

### ● Carte préamplificateur

#### Résistances

R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R<sub>3</sub> à R<sub>10</sub> : 10 Ω (marron, noir, noir)

R<sub>11</sub>, R<sub>13</sub> : 39 kΩ (orange, blanc, orange)

R<sub>12</sub>, R<sub>14</sub>, R<sub>15</sub>, R<sub>16</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>17</sub>, R<sub>18</sub> : 220 Ω (rouge, rouge, marron)

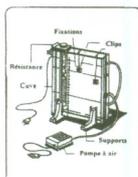


# 1000 VOLTS

1<sup>er</sup> supermarché de l'électronique

le service avant tout

## L'affaire du mois



Graveuse et insoleuse KF .....740,00 F  
+ 1 sachet de perchlore .....15,00 F  
+ 1 sachet de révélateur .....6,00 F  
+ 1 plaque présensibilisée .....12,00 F  
773,00 F

Prix Promo .....580,00 F

## Circuits imprimés

Plaque époxy 100 x 160 mm présensibilisé SF 10/10<sup>e</sup> .....14,00 F  
Plaque époxy 200 x 300 mm présensibilisé SF 8/10<sup>e</sup> .....66,00 F  
Perchlorure de fer sachet granulé pour 1 litre .....18,00 F  
Perchlorure de fer suractivé, le litre .....29,50 F

### 1000 VOLTS

Carte de fidélité

**Nouveau !**

Une carte de fidélité vous sera proposée dès votre premier achat qui vous permettra de bénéficier de remises exceptionnelles. Consultez-nous !

SF étamé

Prix : 55,00 F le dm<sup>2</sup>  
fourniture comprise

## Oscilloscopes Wavetek



### 9020 P

• 2 x 20 MHz • Sensibilité 1 mV/div. • Base de temps 0,02 μs/div • Déclenchement alterné

3557 F TTC

### 9020 G

• 2 x 20 MHz • Sensibilité 1 mV/div. • Base de temps 0,02 μs/div • Générateur de fonction incorporé sinus, carré, triangle, 0,1 Hz-1 MHz

4812 F TTC

### 9100 P

• 2 x 100 MHz • Sensibilité 2 mV/div. • Double base de temps 0,01 ms/div • Déclenchement TV

8381 F TTC

## Composants

68HC11F1 ..... 210 F  
MACH 130-15 ..... 240 F  
TDA 8708A ..... 120 F  
TDA8702 ..... 120 F  
Ram statique 128 k x 8 ..... 2,50 F  
621000 70 ns ..... 110 F  
Ram statique 32 k x 8 ..... 3,90 F  
High speed 15 nS ..... 60 F  
Eprom 27C64 ..... 25 F  
LM 1881 ..... 45 F  
TL 7705 ..... 14 F

Support PLCC68 .. 13 F  
Support PLCC84 .. 15 F  
NE 567 ..... 5 F  
4060 ..... 2,50 F  
4053 ..... 4,50 F  
Quartz 3,2768 MHz ..... 3,90 F  
Quartz 12 et 15 MHz ..... 25 F  
4069 ..... 25 F

**PACK DE CONDENSATEURS CHIMIQUES RADIAUX :**  
PACK 1 (10 pcs par valeur) : 1μf, 2,2μf, 3,3μf, 4,7μf, 10μf, 2μf, 33μf, 47μf, 100μf, Tension : 63V - Soit 90 pcs au prix de : 39,90 F.  
PACK 2 (10 pcs par valeur) : 1μf, 2,2μf, 3,3μf, 4,7μf, 10μf, Tension : 63V 22μf, 33μf, 47μf, 100μf, 220μf, 330μf, 470μf, Tension : 25V - Soit 120 pcs au prix de : 52,90 F.  
**PACK DE RÉSTANCES :** Série E12 de résistances 1/4W par 10 pcs par valeur soit 850 pcs : 53,20 F.  
**PACK DE CONDENSATEURS PLASTIQUES :** 10 pcs par valeur 1 nF, 2,2 nF, 3,3 nF, 4,7 nF, Tension : 400 V - 10 nF, 22 nF, Tension : 250 V - 33 nF, 47 nF, Tension : 100 V - 100 nF, Tension : 63 V soit 90 pcs au prix de 56,80 F

## 1000 VOLTS

8-10, rue de Rambouillet 75012 PARIS

Tél. : (1) 46 28 28 55 - Fax : (1) 46 28 02 03

horaires d'ouverture : • lundi : 14h-19h • du mardi au samedi : 9h30-19h (sans interruption)

METRO : REUILLY DIDEROT

Parking «Centre Daumesnil» de 500 places  
rue de Rambouillet/angle Daumesnil

$R_{21}, R_{22}$ : 3,3 k $\Omega$  (orange, orange, rouge)  
 $R_{23}, R_{24}$ : 470  $\Omega$  (jaune, violet, marron)  
 $R_{19}, R_{20}$ : résistance ajustable 4,7 k $\Omega$  montage vertical

**Condensateurs**  
 $C_1$  à  $C_9$ : 100 nF  
 $C_{10}, C_{11}$ : 1  $\mu$ F 25 V  
 $C_{12}, C_{13}$ : 1 000  $\mu$ F 63 V

$C_{14}, C_{15}$ : 10  $\mu$ F 35 V

**Semiconducteurs**  
 $DEL_1, DEL_2$ : diodes électroluminescentes

**Circuits intégrés**  
 $IC_1$  à  $IC_4$ : NE5534A  
 $IC_5$ : 7805  
 $IC_6$ : LM 317  
 $IC_7$ : LM 337

### Divers

3 dissipateurs pour boîtier TO220  
 4 connecteurs RCA pour CI  
 1 relais bobine 5 V HB2 Matsushita ou National  
 4 supports pour circuit intégré 8 broches  
 2 borniers à vis à trois points  
 4 borniers à vis à deux points

## APPLICATION DU TDA7294: MONTAGE EN PONT

Nous avons vu, au cours de la description de la réalisation précédente, les caractéristiques du TDA7294. Une seconde application du circuit est possible: l'utilisation de deux amplificateurs pour leur montage en pont.

Le schéma de principe de cette application est donné en **figure 14**, où l'on remarque le peu de composants nécessaires à cette réalisation. Dans ce cas de figure, la valeur de la charge ne devra pas descendre en dessous d'une impédance de 8  $\Omega$  pour des raisons de dissipation et de capacité de débit de courant.

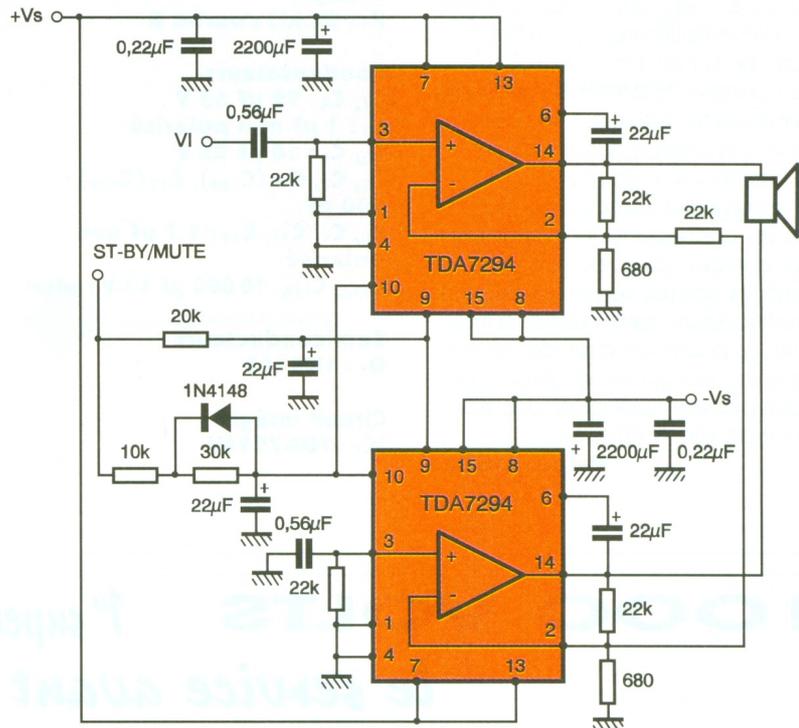
Les avantages principaux offerts par cette configuration sont:

- une puissance très importante avec des tensions d'alimentation relativement basses;
- une puissance de sortie importante même si la charge atteint 16  $\Omega$ .

Sans parler de la distorsion importante à la puissance maximale, on peut obtenir (voir **figure 15**):

- 150 W sur une charge de 8  $\Omega$  avec des tensions d'alimentation de + et - 25 V;
- 170 W sur une charge de 16  $\Omega$  avec des tensions d'alimentation de + et - 35 V.

Afin d'obtenir une puissance confortable avec le minimum de distorsion, on devra se contenter d'une puissance de 110 W sur une charge de 8  $\Omega$  et des alimentations de + et - 25 V: la distorsion sera alors de moins de 0,1%. Pour une charge de 16  $\Omega$ , les tensions d'alimentation seront de + et - 35 V et la puissance obtenue sera approximativement de 130 W avec une distorsion inférieure à 0,1%. Les puissances annoncées sont des puissances efficaces.

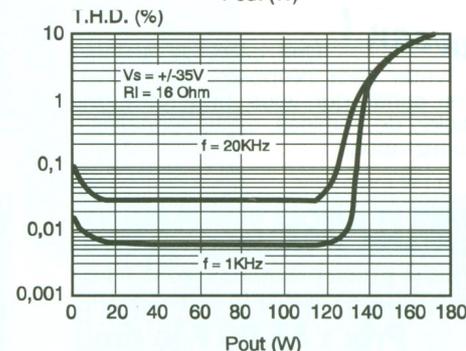
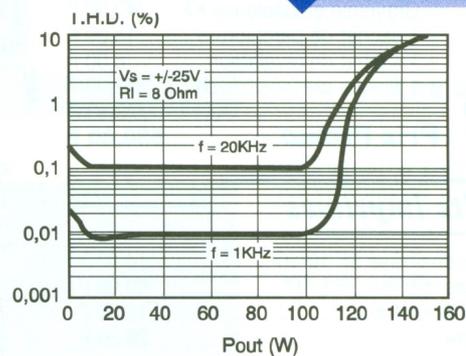


14

SCHEMA DE PRINCIPE DE LA CONFIGURATION EN PONT.

15

... ET LES COURBES DE DISTORSION ASSOCIEES SOUS 8 ET 16  $\Omega$ .



# DETECTEUR DE CONSOMMATION

**La télécommande des téléviseurs a considérablement augmenté le confort du téléspectateur. Cependant, lorsqu'à l'occasion de la mise en marche du poste TV on désire allumer l'éclairage d'ambiance, l'amplificateur d'antenne ou encore un décodeur, il n'est généralement pas possible de réaliser ces opérations à distance. Le montage proposé résoudra ce problème grâce à la détection de la consommation du poste.**

## Le principe

Le courant absorbé par le récepteur contrôlé crée une faible chute de potentiel aux bornes d'une résistance de très petite valeur. Ce phénomène est amplifié, et après un traitement adapté du signal qui le caractérise, la chaîne d'exploitation aboutit à la fermeture d'un relais d'utilisation. Les contacts « travail » de ce dernier alimentent alors le récepteur utilitaire choisi.

## Le fonctionnement (fig. 1 et 2)

### a) Alimentation

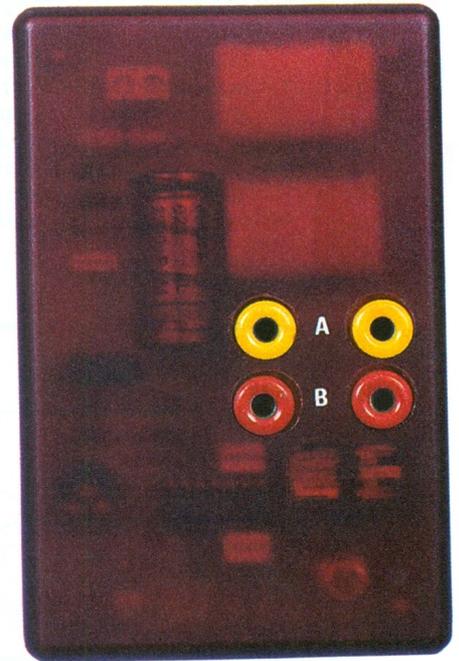
L'énergie nécessaire au fonctionnement du montage est prélevée du secteur 220 V par l'intermédiaire d'un couplage capacitif lors d'une alternance que nous qualifierons de positive par convention, la capacité  $C_3$  se charge à travers  $C_1/C_2$ , la résistance chutrice  $R_1$  et la diode  $D_2$ . Lors de l'alternance suivante, qui est né-

gative, les capacités  $C_1/C_2$  se déchargent à travers  $R_1$  et  $D_2$ , qui shunte la partie aval de cette alimentation.

La diode Zener  $D_Z$  écrête le potentiel disponible sur l'armature positive de  $C_3$  à une valeur de 12 V. Quant à la résistance  $R_3$ , sa mission est de décharger les capacités  $C_1$  et  $C_2$  aussitôt que l'on débranche le montage de façon à éviter à l'amateur imprudent qui viendrait à toucher par inadvertance les armatures de ces capacités de bien désagréables secousses. Enfin,  $C_4$  découple cette alimentation du restant du montage.

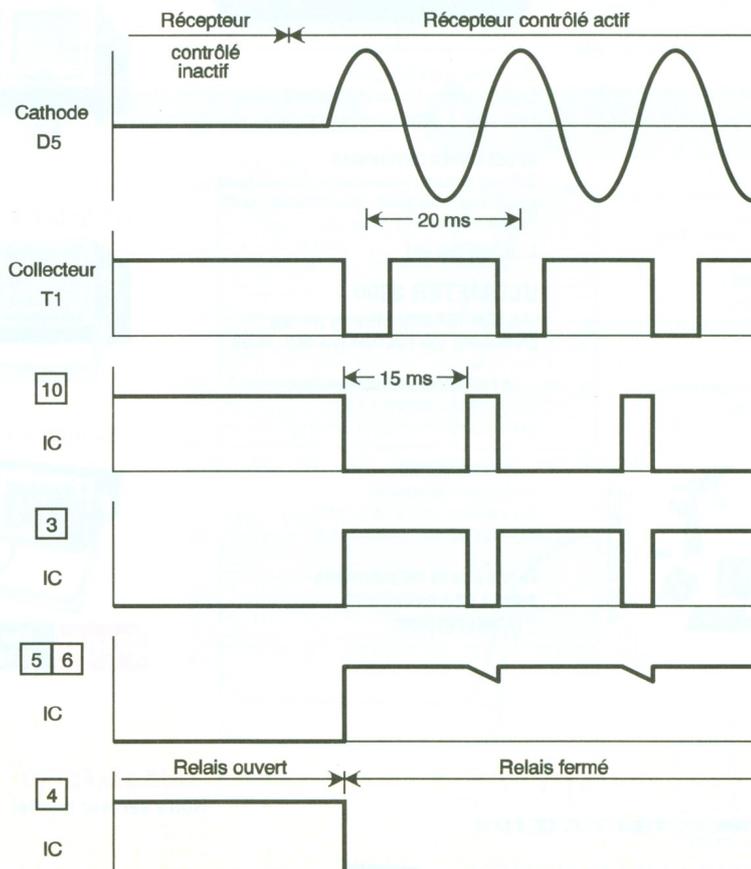
### b) Détection de la consommation

Le courant absorbé par le récepteur contrôlé génère aux bornes de la résistance  $R_2$  une chute de potentiel. Si cette dernière est suffisamment importante pour que le potentiel de jonction base-émetteur du transistor

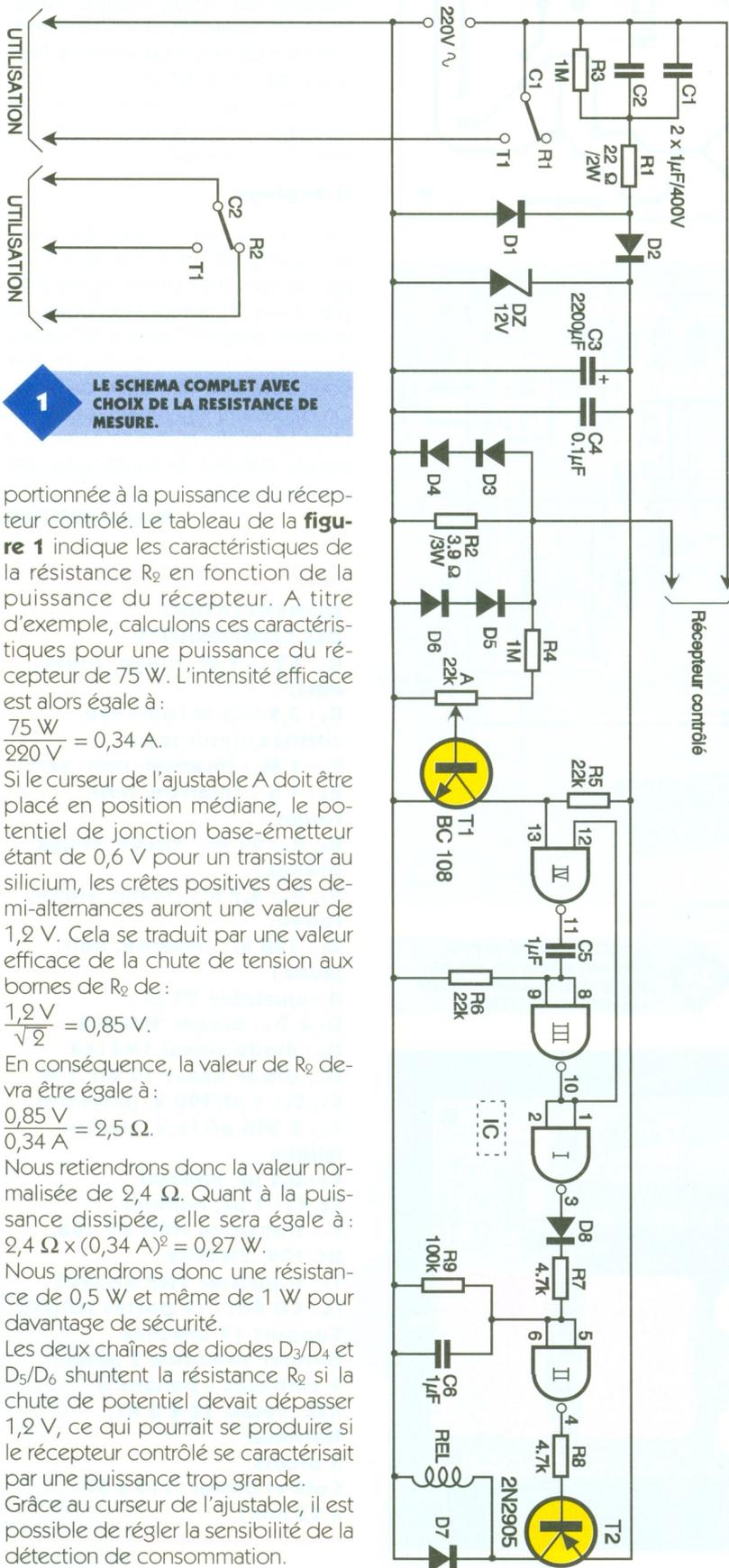


$T_1$  se trouve dépassé lors des crêtes positives, on observe sur le collecteur de ce dernier de brefs états bas. Dans le cas contraire, le transistor  $T_1$  reste bloqué et son potentiel collecteur reste à 12 V. La résistance  $R_2$  doit se caractériser par une valeur pro-

## 2 CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT.



PARAMETRAGE DE R2						
Puissance du récepteur contrôlé	30	50	75	100	150	200
Valeur R2	5,6	3,6	2,4	1,8	1,2	0,91
Puissance R2	1/4 W	1/4 W	1/2 W	1/2 W	1 W	1 W



**1** LE SCHEMA COMPLET AVEC CHOIX DE LA RESISTANCE DE MESURE.

portionnée à la puissance du récepteur contrôlé. Le tableau de la **figure 1** indique les caractéristiques de la résistance  $R_2$  en fonction de la puissance du récepteur. A titre d'exemple, calculons ces caractéristiques pour une puissance du récepteur de 75 W. L'intensité efficace est alors égale à :

$$\frac{75 \text{ W}}{220 \text{ V}} = 0,34 \text{ A.}$$

Si le curseur de l'ajustable A doit être placé en position médiane, le potentiel de jonction base-émetteur étant de 0,6 V pour un transistor au silicium, les crêtes positives des demi-alternances auront une valeur de 1,2 V. Cela se traduit par une valeur efficace de la chute de tension aux bornes de  $R_2$  de :

$$\frac{1,2 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 0,85 \text{ V.}$$

En conséquence, la valeur de  $R_2$  devra être égale à :

$$\frac{0,85 \text{ V}}{0,34 \text{ A}} = 2,5 \Omega.$$

Nous retiendrons donc la valeur normalisée de 2,4  $\Omega$ . Quant à la puissance dissipée, elle sera égale à : 2,4  $\Omega \times (0,34 \text{ A})^2 = 0,27 \text{ W}$ .

Nous prendrons donc une résistance de 0,5 W et même de 1 W pour davantage de sécurité.

Les deux chaînes de diodes  $D_3/D_4$  et  $D_5/D_6$  shuntent la résistance  $R_2$  si la chute de potentiel devait dépasser 1,2 V, ce qui pourrait se produire si le récepteur contrôlé se caractérisait par une puissance trop grande.

Grâce au curseur de l'ajustable, il est possible de régler la sensibilité de la détection de consommation.

### c) Traitement du signal

Les portes NAND III et IV forment une bascule monostable sensible aux états bas présentés sur l'entrée de commande 13. Elle délivre sur sa sortie, en cas de détection de consommation, des états bas à la période du 50 Hz, c'est-à-dire de 20 millisecondes, et d'une durée de l'ordre de 15 millisecondes.

La porte NAND I inverse ces états bas en états hauts de même durée.

La diode  $D_3$ , les résistances  $R_7$  et  $R_9$  et la capacité  $C_6$  forment un dispositif intégrateur en ce sens que, lors des états hauts,  $C_6$  se charge très rapidement à travers la résistance de faible valeur  $R_7$ . En revanche, lors des états bas disponibles sur la sortie de la porte NAND I,  $C_6$  ne peut se décharger que dans la résistance de plus forte valeur  $R_9$ . Il en résulte au niveau des entrées réunies de la porte NAND II un état pseudo-haut dont les minima restent toujours à une valeur supérieure à celle qui caractérise le potentiel de basculement de la porte NAND II. En définitive, en cas de consommation de courant par le récepteur contrôlé, la porte NAND II présente un état bas permanent.

Elle présente un état haut en cas de non détection d'une consommation par le récepteur.

### d) Utilisation

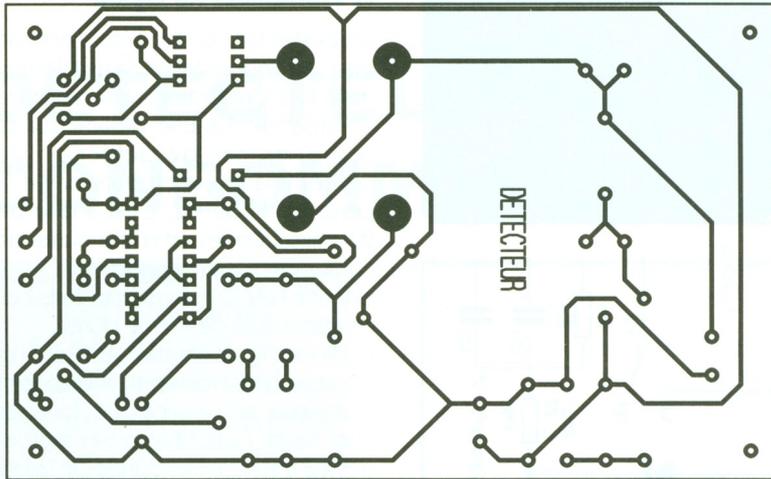
Lorsque la sortie de la porte NAND II est à l'état bas, le transistor  $T_2$  se sature. Il comporte dans son circuit collecteur le bobinage d'un relais d'utilisation qui se ferme. La diode  $D_7$  protège le transistor  $T_2$  des effets liés à la surtension de self qui se manifestent lors des coupures.

Un premier jeu de contacts  $C_1/T_1$  permet l'alimentation directe sous la tension du secteur d'un récepteur quelconque : éclairage d'ambiance, decodeur, ampli d'antenne... Le second jeu  $C_2/R_2/T_2$  peut être utilisé pour une autre application. Par exemple, on pourrait brancher les contacts d'ouverture  $C_2/R_2$  en série avec l'éclairage de la pièce.

## La réalisation

### a) Circuit imprimé (fig. 3)

La réalisation du circuit imprimé appelle peu de remarques. Il est relativement simple à reproduire. Même la solution de l'application directe des éléments de transfert sur la cuivre peut être mise en œuvre. Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, le module sera soigneusement rincé. Par la suite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre.



Certains trous seront à agrandir pour les adapter aux diamètres des connexions de certains composants.

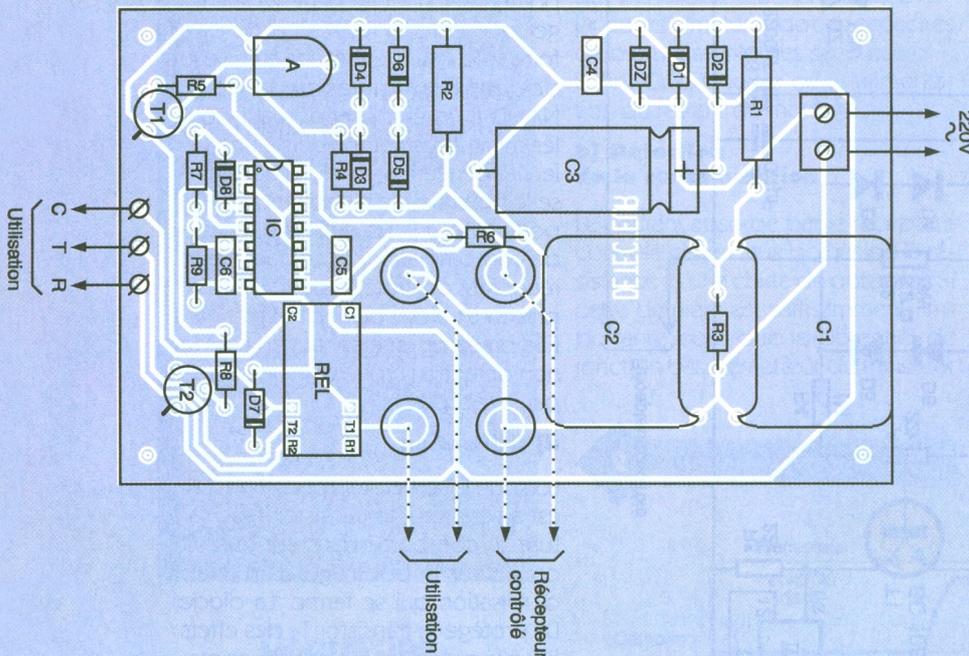
### b) Implantation des composants (fig. 4)

Après la mise en place des résistances et des diodes, on soudera le support du circuit intégré, l'ajustable, les capacités et les transistors. Il va sans dire qu'il convient de bien respecter l'orientation des composants polarisés. Les quatre embases « banane » ont directement été soudées sur le module.

### c) Réglage

Dans un premier temps, le curseur de l'ajustable est à placer à fond dans le sens anti-horaire. Après avoir branché le récepteur à contrôler, on tournera progressivement le curseur de l'ajustable dans le sens horaire pour obtenir la fermeture du relais. On dépassera légèrement cette position limite afin d'aboutir à une plus grande stabilité de fonctionnement de la détection.

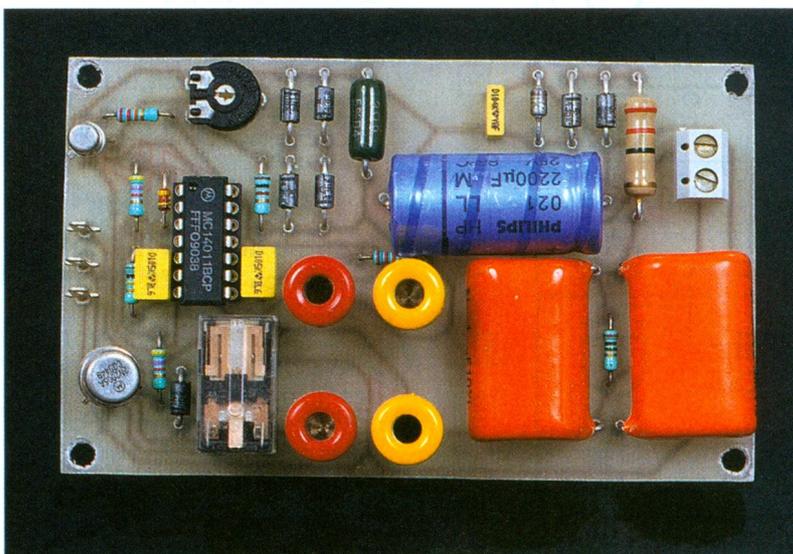
Robert KNOERR



LA PLATINE EXTRAITE DE SON COFFRET.

3/4

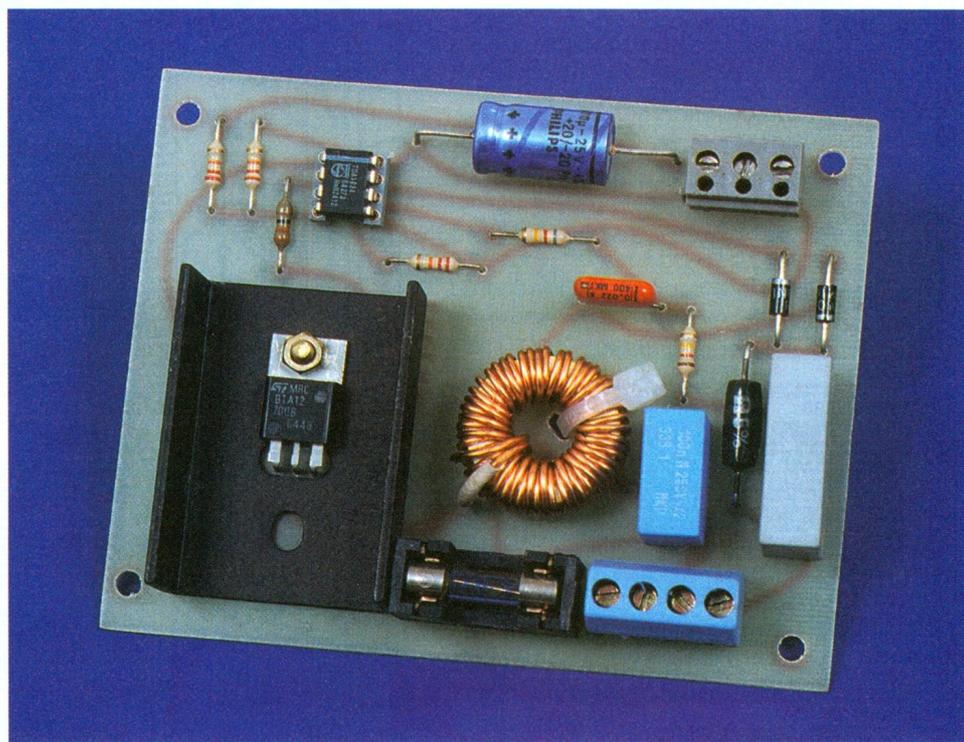
LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET SON IMPLANTATION. ON UTILISE DES DOUILLES BANANE POUR LES PRISES « SECTEUR ».



### NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- R<sub>1</sub>** : 22 Ω/2 W (rouge, rouge, noir)
- R<sub>2</sub>** : 3,9 Ω/3 W (bobinée, vitrifiée) (voir texte)
- R<sub>3</sub>** : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R<sub>4</sub>** : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R<sub>5</sub>, R<sub>6</sub>** : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
- R<sub>7</sub>, R<sub>8</sub>** : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R<sub>9</sub>** : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- A** : ajustable 22 kΩ
- D<sub>1</sub> à D<sub>7</sub>** : diodes 1N4004
- D<sub>8</sub>** : diode signal 1N4148
- D<sub>Z</sub>** : diode Zener 12 V/1,3 W
- C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>** : 1 μF/400 V, polyester
- C<sub>3</sub>** : 2 200 μF/16 V, électrolytique
- C<sub>4</sub>** : 0,1 μF, milfeuil
- C<sub>5</sub>, C<sub>6</sub>** : 1 μF, milfeuil
- T<sub>1</sub>** : transistor NPN BC 108, BC 109, 2N2222
- T<sub>2</sub>** : transistor PNP 2N2905
- IC** : CD 4011 (4 portes NAND)
- Support** 14 broches
- Bornier soudable** 2 plots
- 4 embases « banane »**
- REL** : relais 12 V/2 RT, National
- 3 picots**
- Coffret Diptal (110 x 70 x 23 mm)**

Les montages qui suivent sont destinés à prolonger de façon importante la durée de vie des lampes à incandescence en maîtrisant leurs conditions d'utilisation. Ils vous permettront de commander des lampes d'une puissance comprise entre 40 et 1 000 W, et cela qu'elles soient à halogènes ou « classiques », car la lampe à halogènes est une lampe à incandescence, bien qu'on l'oublie souvent.



## ECONOMISEURS DE LAMPES

La maîtrise des conditions d'utilisation de ces lampes, et donc le choix judicieux de leur point de fonctionnement, nécessite une double connaissance technologique : l'électronique et la technologie des lampes à incandescence. Bien entendu, il n'est pas question ici de faire un cours sur les sources de lumière, mais seulement de donner quelques notions qui permettent de comprendre le sens des montages électroniques. Sans plus attendre, étudions le fonctionnement de l'électronique et les raisons de ces choix.

### Principes et technologie

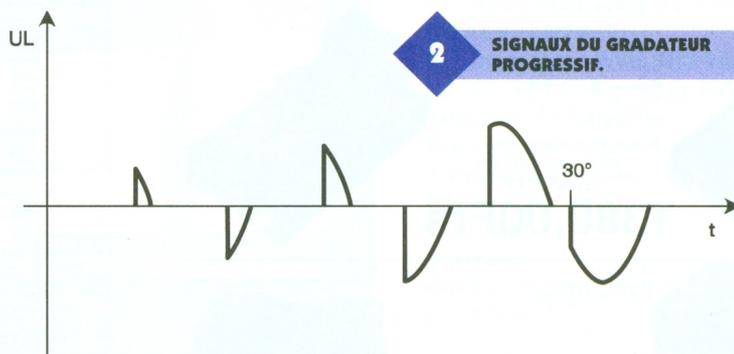
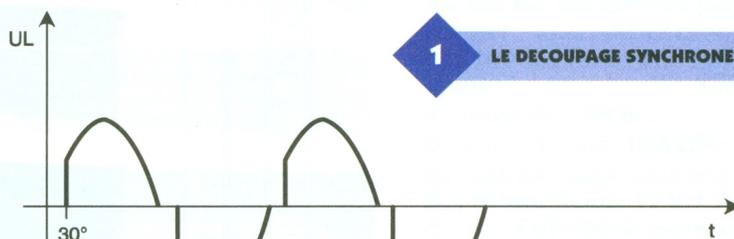
Les figures 1 et 2 montrent sur quoi agissent les deux montages que nous vous proposons.

Le premier (fig. 1), adapté aux lampes à incandescence classiques, délivre en permanence une tension alternative découpée à un angle fixe aux lampes. C'est un interrupteur synchrone. La mise sous tension s'effectue directement à un angle de 30°.

Le second (fig. 2), adapté plus particulièrement aux lampes à halogènes, délivre à la mise sous tension

une tension nulle. Ensuite, la tension découpée évolue vers la tension réseau jusqu'à un angle pré-réglé de 30°. C'est un gradateur progressif. Ces deux montages délivrent, en régime établi, une tension découpée à un angle pré-réglé de 30°. L'intérêt de soumettre les lampes à

une tension dont l'angle de découpage est fixe vient des caractéristiques technologiques des lampes. Les lampes, à halogènes ou classiques, éclairent grâce un filament de tungstène porté à incandescence par le passage d'un courant électrique. Ce courant électrique déter-



mine la température du filament de tungstène qui est comprise entre 2430 °C et 2930 °C.

Cette température du filament est capitale pour le flux lumineux : plus la température est élevée, plus le flux lumineux sera élevé pour une puissance identique (d'où l'intérêt du tungstène : fusion à 3380 °C).

En contrepartie, la durée de vie est plus courte quand la température s'élève, car la vitesse d'évaporation du métal augmente. Il se dépose sur le verre : on peut voir en fin de vie une tâche noire de tungstène sur l'ampoule.

Les constructeurs doivent donc toujours faire le compromis entre l'efficacité et la durée de vie. Ils tentent de rapprocher le plus possible la température de fonctionnement du point de fusion du tungstène, en maintenant la durée de vie constante, voire en l'augmentant.

L'électronique que nous vous proposons aujourd'hui ne va donc pas augmenter la température du filament, car la durée de vie serait considérablement réduite. Elle ne va pas non plus la réduire, car, comme nous venons de le voir, elle est déterminée à la suite d'essais par le constructeur pour un flux lumineux optimal.

Examinons l'intérêt du premier montage.

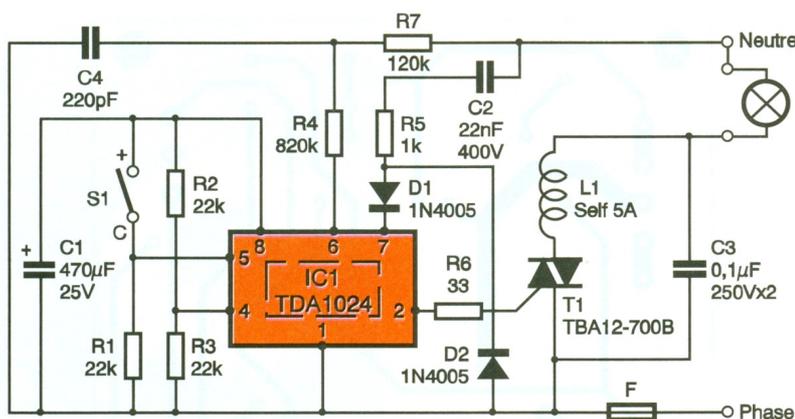
L'intérêt pour les lampes à incandescence classiques d'une mise sous tension à un angle fixe d'environ 30° réside en deux points :

- La résistance à froid d'un filament est 15 fois plus faible qu'à chaud : la surintensité qui en résulte porte les irrégularités du filament à une température qui peut atteindre le point de fusion. C'est le flash à l'allumage. Cette surintensité peut atteindre en théorie 15 fois le courant nominal. Le montage proposé réduit la surintensité à 4,8 In.

- Les filaments sont conçus pour fonctionner à 225 V. Il faut savoir qu'un fonctionnement à 236 V (225 V + 5%) divise par 2 la durée de vie. Or, de plus en plus souvent, le réseau EDF atteint ou dépasse les 230 V, ce qui correspond aux + 5% de variation du réseau. Le montage proposé permet de limiter la tension à 0,98 x Ueff, soit 226 V pour 231 V (220 V + 5%).

En agissant sur les deux causes de « mortalité » prématurée d'une lampe à incandescence (fusion à l'allumage et évaporation accélérée du filament), les lampes atteindront les 1 000 heures indiquées par les constructeurs.

Le second montage proposé est

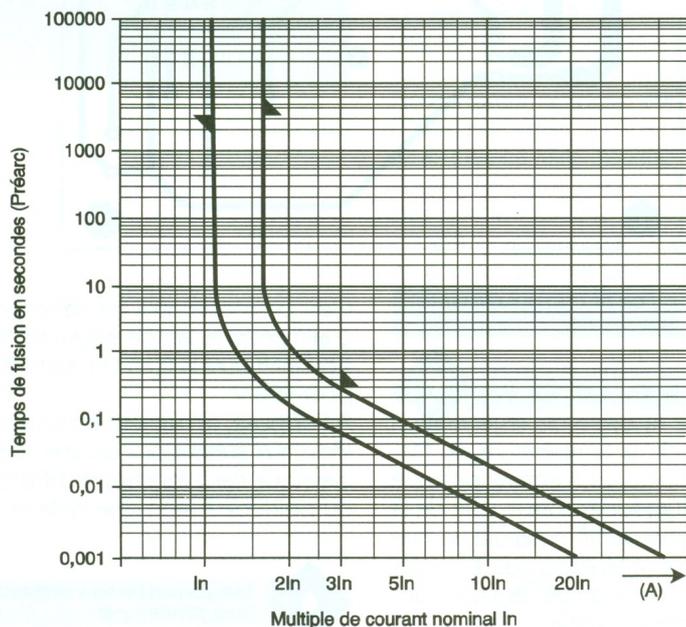


3

**SCHEMA DE L'INTERRUPTEUR SYNCHRONE.**

5

**ZONE DE FONCTIONNEMENT DES FUSIBLES RAPIDES 5A.**

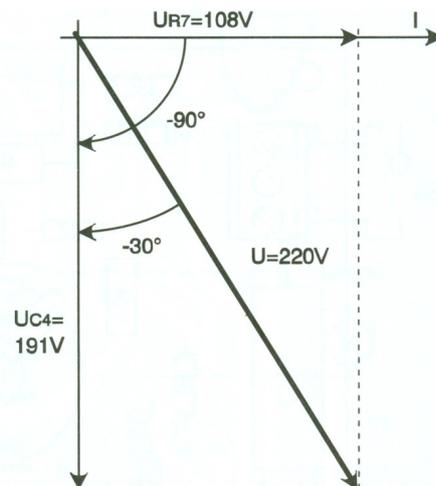


particulièrement adapté aux lampes à halogènes, du fait de la mise sous tension progressive. Il peut convenir aussi aux lampes classiques, mais son coût est plus élevé que le premier. Les particularités des lampes à halogènes méritent d'être connues, elles sont détaillées dans « Les sources de lumière » (voir bibliographie); ici, nous les abordons du point de vue d'un montage électronique.

Dans une lampe à halogènes, le filament de tungstène travaille à une température plus élevée que dans une lampe classique, d'où un premier avantage : un flux lumineux supérieur à puissance égale.

La durée de vie est au moins égale à celle d'une lampe classique bien que la température du filament soit supérieure, et cela grâce à la particularité de cette lampe : la régénération partielle du filament.

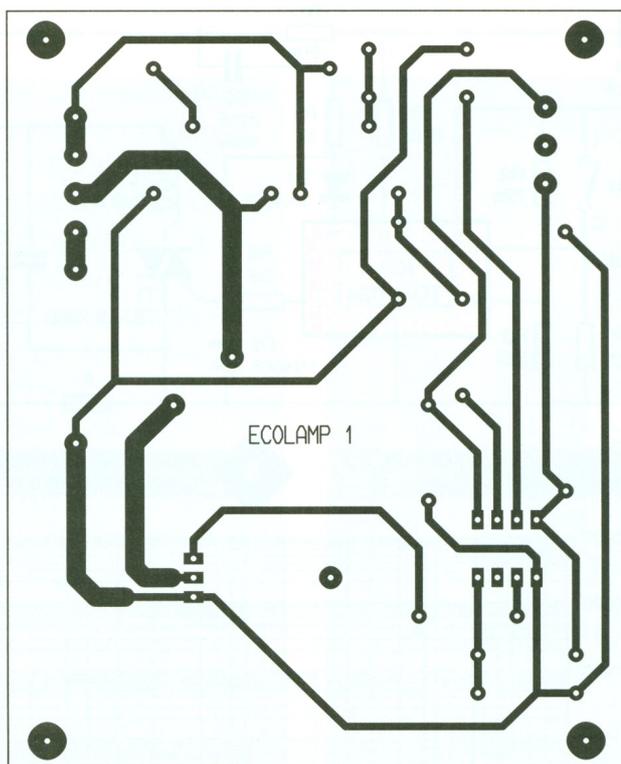
Comme pour les lampes classiques, le filament de tungstène s'évapore sous l'effet de la température, ce qui change, c'est la présence de l'halo-



4

**DIAGRAMME DE FRESNEL POUR UN DEPHASAGE DE 30°.**

gène dans l'ampoule. Ces gaz se combinent avec les atomes de tungstène pour former une molécule qui se dissociera sous l'action de la chaleur du filament. Les atomes de tungstène se redéposeront ainsi partielle-



7

#### CUIVRE DE L'INTERRUPTEUR SYNCHRONÉ.

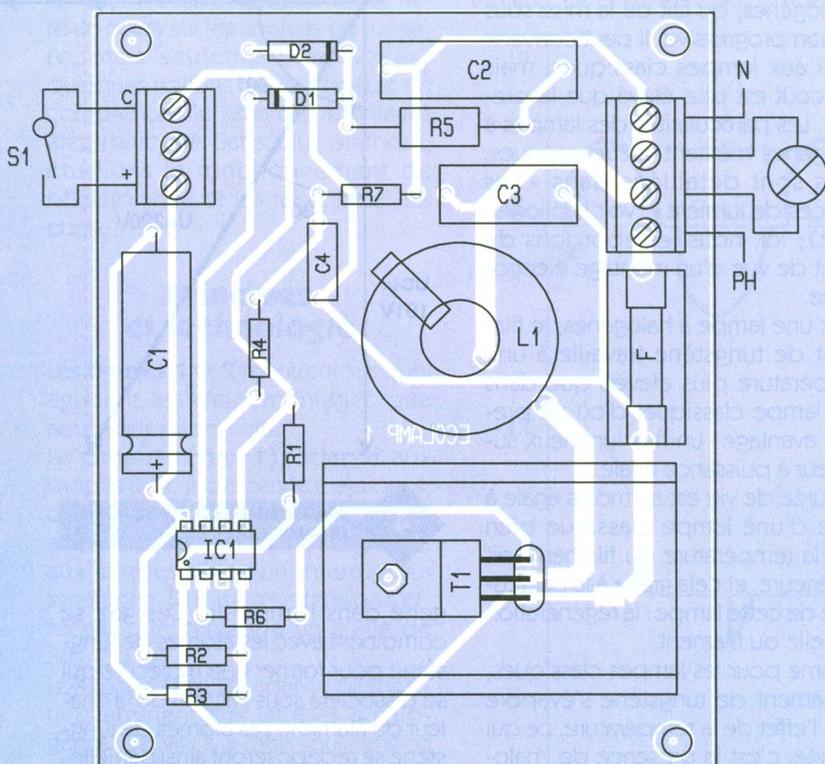
ment sur le filament. On voit tout de suite que le cycle de régénération dépend de la température du filament : si celui-ci n'atteint pas une température supérieure à celle de la dissociation de la molécule, le filament ne se régénérera pas. Et la durée de vie de la lampe sera considérablement raccourcie.

C'est pour cela qu'il est déconseillé d'alimenter la lampe sous une tension inférieure à  $0,85 U_n$ , soit 187 V pour 220 V.

A l'opposé, le filament est plus sensible aux surtensions qu'une lampe classique car il fonctionne plus près du point de fusion que celle-ci. De

6

#### IMPLANTATION DE L'INTERRUPTEUR SYNCHRONÉ.



plus, l'ampoule fonctionnant à température élevée, une augmentation de celle-ci risque de la faire exploser à cause de la différence des coefficients de dilatation entre les entrées de courant et le quartz.

On voit ainsi l'intérêt du gradateur progressif :

- Surintensité réduite au minimum à la mise sous tension : d'où un échauffement progressif du filament et de l'enveloppe en quartz. Les risques d'explosion et de fusion du filament sont réduits au minimum.

- Alimentation sous tension nominale en régime permanent (225 V pour 231 V avec un angle de  $30^\circ$ ). La durée de vie est optimale.

Sans électronique, une dispersion de l'ordre de 25 % sur les durées de vie, du fait des difficultés inhérentes à la production des filaments de tungstène, est en effet normale.

Les deux montages permettent de corriger ces dispersions grâce à la maîtrise de la mise sous tension et d'allonger les durées de vie par le contrôle de la tension d'alimentation.

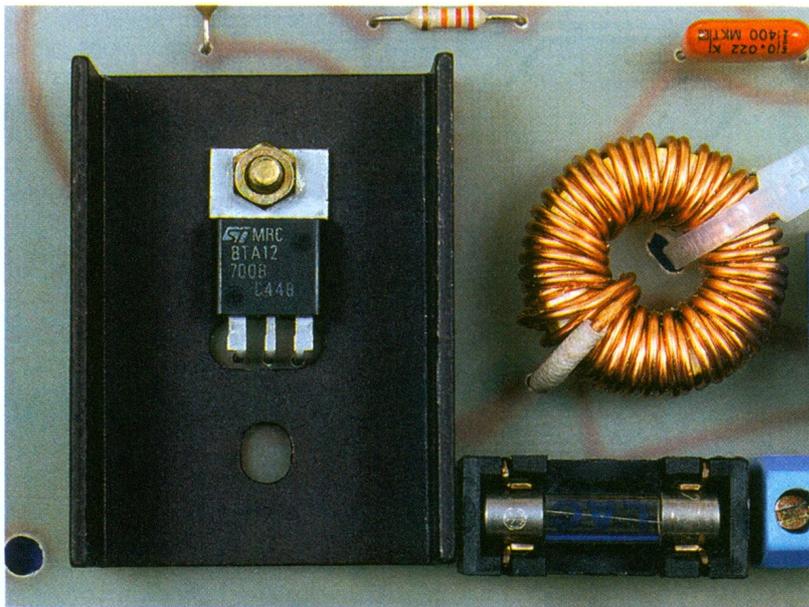
### L'interrupteur synchrone

La **figure 3** donne le schéma de principe de l'interrupteur synchrone. Il est bâti autour d'un circuit intégré, le TDA 1024, spécialement conçu pour la mise sous tension synchrone. Son principal avantage réside dans l'accessibilité de son détecteur de passage par zéro (broche 6). La résistance  $R_4$  détermine la sensibilité de la détection et règle la durée de l'impulsion de commande du triac. Ici,  $R_4 = 820 \text{ k}\Omega$ , ce qui donne une impulsion de  $500 \mu\text{s}$ , la durée minimale de  $50 \mu\text{s}$  peut être obtenue avec une résistance de  $100 \text{ k}\Omega$ . Deux raisons font choisir une résistance de  $820 \text{ k}\Omega$  :

- Une impulsion de longue durée permet de commander une lampe de 40 W ; plus courte, l'allumage est plus aléatoire (surtout dans le quadrant IV).

- Une valeur élevée de  $R_4$  est nécessaire au réseau déphaseur constitué de  $R_7$  et de  $C_4$  pour régler l'angle d'amorçage du triac.

La **figure 4** présente le diagramme de Fresnel des tensions pour un déphasage de  $30^\circ$ , abstraction faite de  $R_4$ . La tension aux bornes de  $C_4$ , quelle que soit sa valeur, sera d'environ 190 V ; il faudra prendre un condensateur 400 V continu pour éviter le claquage. C'est l'avantage du diagramme de Fresnel de donner les valeurs des tensions aux bornes des



### LA SELF DE LISSAGE EN GROS PLAN.

composants sans connaître les valeurs des impédances. Il suffit pour cela de connaître les phases des tensions entre elles et la valeur d'une seule pour déterminer les autres par projection. Ensuite, pour déterminer les valeurs des éléments, on peut utiliser la relation :

$$tg(30^\circ) = R_7 \times C_4 \times \omega = 0,577,$$

$$\text{avec } \omega = 2\pi \times 50 \text{ (Hz)} \cong 314 \text{ rd/s.}$$

Comme le choix des valeurs de condensateurs est plus limité que celui des résistances, on calcule la valeur de la résistance pour une valeur donnée de condensateur :

$$R_7 = 0,577 / (22 \text{ nF} \times 314) = 83,5 \text{ k}\Omega.$$

Pourquoi prendre 120 k $\Omega$  ? A cause de  $R_4$  qui diminue le déphasage,

8

### SCHEMA DU GRADATEUR PROGRESSIF.

d'où l'intérêt de prendre  $R_4 = 820 \text{ k}\Omega$ .

L'alimentation du régulateur interne du TDA1024 est réalisée à travers  $R_5$ ,  $C_2$ , et les diodes  $D_1$  et  $D_2$ . Ce régulateur charge  $C_1$  qui lisse la tension d'alimentation du circuit intégré. Une tension continue est ainsi disponible pour les composants externes. Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  permettent à  $C_2$  de se charger et de se décharger à chaque alternance soit dans  $C_1$ , soit à travers  $D_2$ .

La fermeture de l'interrupteur commande la mise en conduction du triac  $T_1$ . A ce moment, la tension aux bornes des lampes doit être de 226 V pour 231 V réseau mesurée dans les deux cas avec un voltmètre efficace vrai.

Le choix du fusible F est fait en fonction de la contrainte thermique que supporte  $T_1$  et de l'intensité de la charge. Pour une charge de 1 kW :  $I = 1\,000 / 220 = 4,55 \text{ A}$ . La **figure 5** donne la zone de fonctionnement

des fusibles Cehess-Shurter. Un fusible de 5 A semble adapté, il limite la contrainte thermique supportée par le triac à  $I^2t = (15 \times 5)^2 \times 0,01 = 56 \text{ A}^2 \cdot \text{s}$ , ce qui est correct pour le BTA 12-400 ( $66 \text{ A}^2 \cdot \text{s}$ ). Par ailleurs, il met 30 ms à fondre avec une surintensité de  $4,8 \text{ In} = 22 \text{ A}$ , qui est la surintensité à la mise sous tension des lampes qui dure 10 ms.

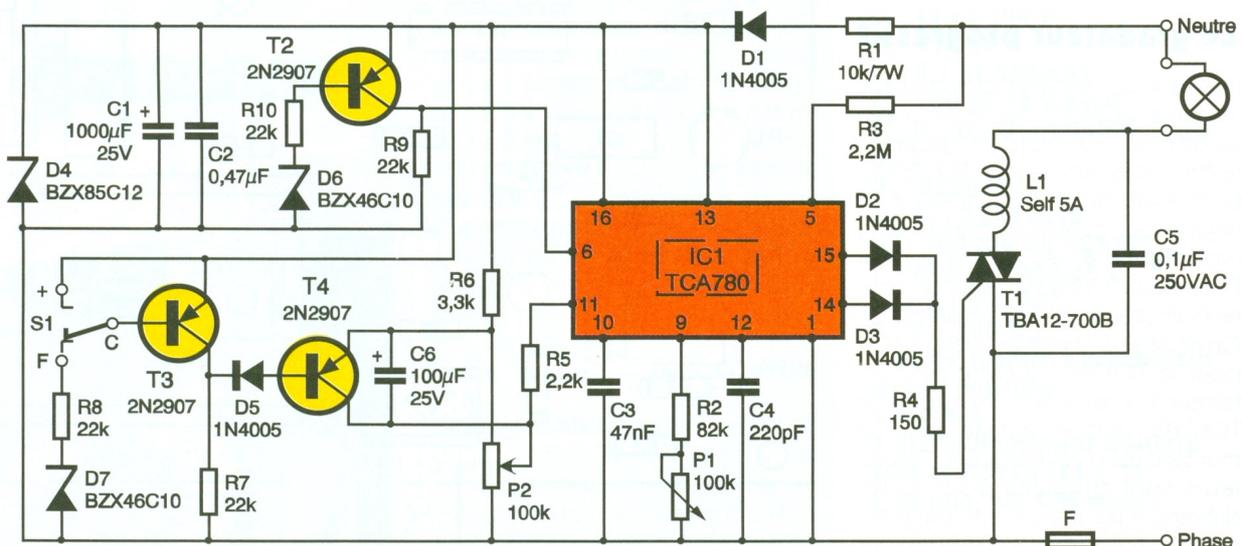
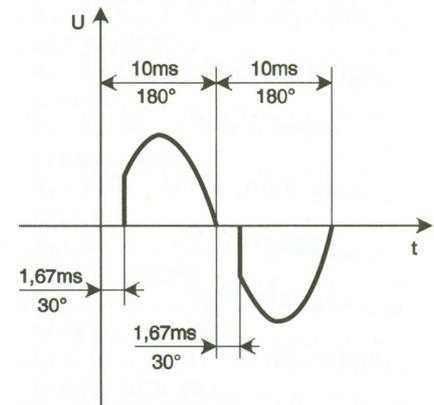
Insistons sur le fait que ce fusible doit être du type rapide et qu'un calibre de 6,3 A ne protège pas le triac.

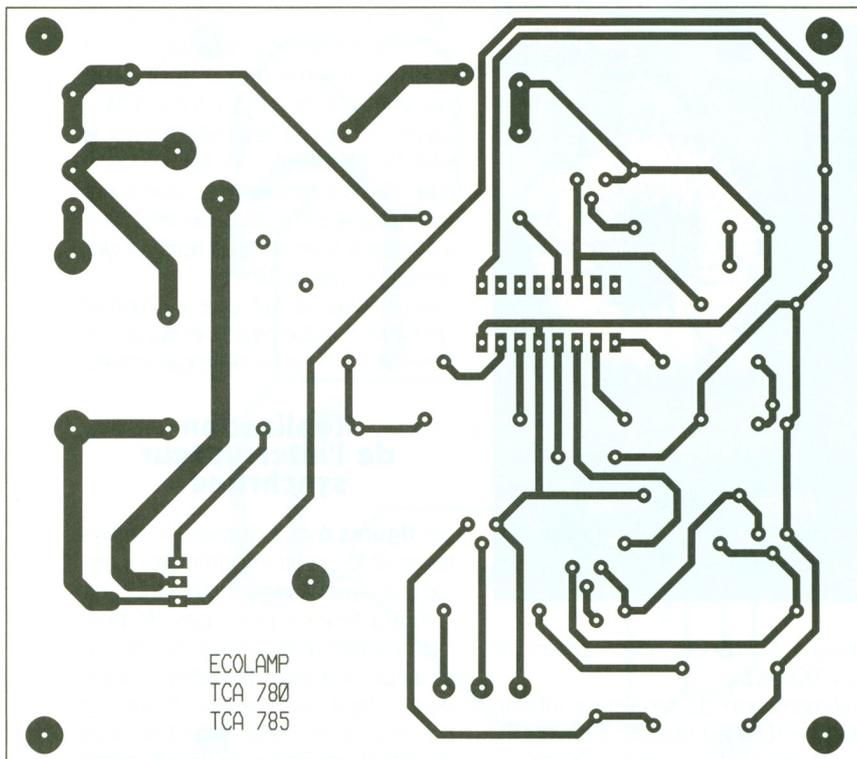
## Réalisation de l'interrupteur synchrone

Les **figures 6** et **7** donnent l'implantation et le circuit imprimé de l'interrupteur synchrone. La réalisation de l'interrupteur ne pose pas de problème particulier, il n'y a pas de mise au point à faire. Toutefois, si vous voulez faire une mesure, n'oubliez pas que le montage n'est pas isolé du 220 V : attention de ne pas entrer en contact avec les parties sous tension.

9

### SIGNAUX OBTENUS AVEC UN RETARD DE 30° A L'AMORÇAGE.





11

... ET SON DESSIN COTE CUIVRE.

Si il est correctement câblé, le montage doit fonctionner spontanément. Pour ce faire, il faut prêter attention aux composants polarisés que sont les diodes et le condensateur  $C_1$ , ainsi qu'à la place de la broche 1 de  $IC_1$ .

Pour assurer un bon contact entre le dissipateur et le triac  $T_1$ , il faut les visser fermement ensemble avant de souder le triac. A propos du dissipateur, celui qui est utilisé permet de faire fonctionner le montage jusqu'à une température ambiante de  $50^\circ\text{C}$ ; dans tous les cas, vous en choisirez un dont la résistance thermique est inférieure à  $10^\circ\text{C/W}$ .

**Le gradateur progressif**

Le cœur du montage est un circuit intégré spécialisé pour le découpage de phase. Ce circuit intégré pourra être indifféremment un TCA780 ou un TCA785. Seule une différence de réglage des potentiomètres  $P_1$  et  $P_2$  (voir **figure 8**) les distingue pour l'utilisateur.  $P_1$  règle la valeur du courant de charge du condensateur  $C_3$ . On règle ainsi la tension crête sur  $C_3$ : pour le TCA780, la crête peut atteindre 6 V au maximum et pour le TCA785, le bon réglage avec ce montage est d'environ 4,6 V. Ces valeurs sont données pour éviter d'éventuelles impulsions parasites sur la gâchette du triac à la mise sous

tension du montage. S'il en apparaissait tout de même, nous vous conseillons de diminuer ces valeurs très progressivement par pas de 0,1 V.

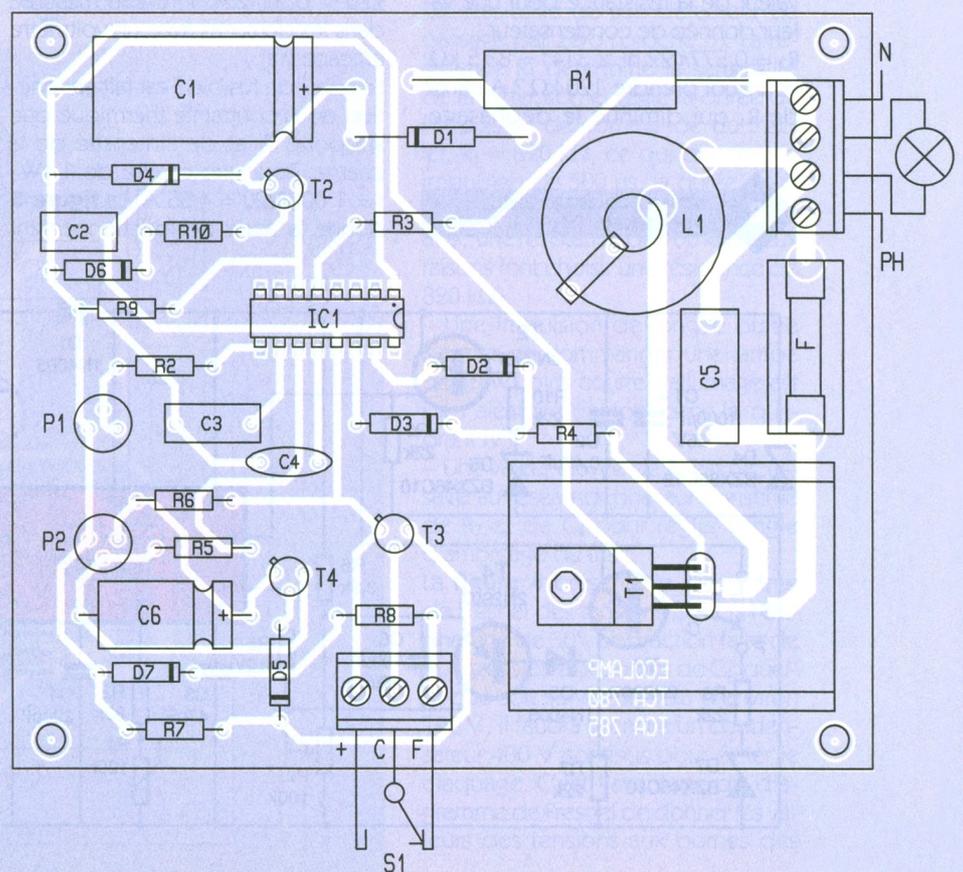
$P_2$ , quant à lui, règle la tension de commande du circuit, il agit directement sur l'angle d'amorçage du triac : on réglera l'angle à  $30^\circ$  en

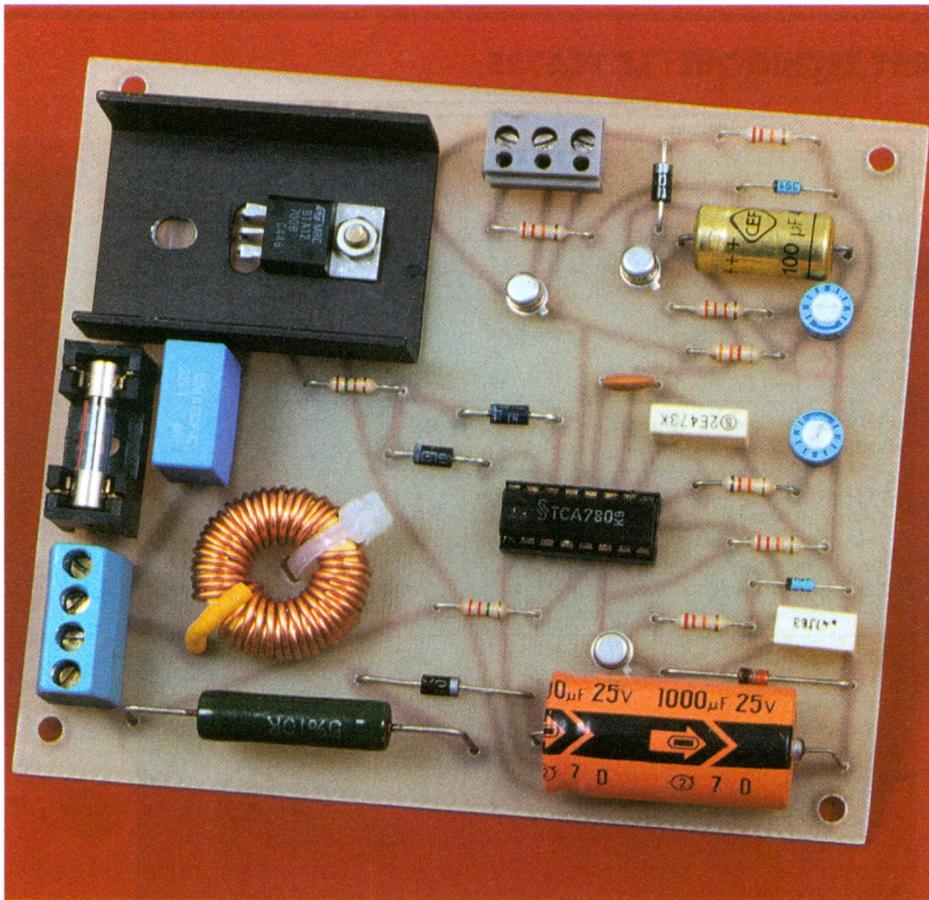
mettant le montage en marche. On agira sur  $P_2$  avec précautions car le condensateur  $C_6$  qui permet la mise sous tension progressive de la charge ralentit aussi fortement l'effet d'une variation sur ce potentiomètre. Il faudra attendre un peu entre deux réglages sur  $P_2$  que la tension de contrôle se stabilise si l'on veut un réglage précis à  $30^\circ$ . Rappelons qu'un angle de  $30^\circ$  correspond à un temps de retard d'amorçage de 1,67 ms après le passage à zéro de la tension, cela étant visualisé à l'oscilloscope **isolé** comme le montre la **figure 9**. La mise sous tension du montage étant assez lente du fait de la charge progressive de  $C_1$  à travers  $R_1$  et  $D_1$ , la production d'impulsions doit être verrouillée pendant cette charge. Ainsi, le seuil de tension constitué par  $D_6$ ,  $T_2$ ,  $R_{11}$  et  $R_{12}$  valide l'entrée 6 lorsque la tension d'alimentation atteint environ 11 V. Les impulsions sont bloquées pour une tension inférieure à 11 V.

La commande du triac est soumise en plus à l'état de l'interrupteur  $S_1$  relié à la base de  $T_3$ . Il bloque  $T_3$  tant que la base n'est pas reliée à  $R_{10}$ . Ce transistor est lui aussi bloqué tant que les 11 V ne sont pas atteints, ce qui a pour conséquence de saturer

10

**IMPLANTATION DU GRADATEUR PROGRESSIF.**





3

### PLATINE GRADATEUR PROGRESSIF.

T<sub>4</sub>. T<sub>4</sub> court-circuite C<sub>6</sub>, ce qui maintient l'entrée 11 à un potentiel supérieur à la broche 10, le circuit ne générant pas d'impulsions dans ces conditions. Il pourra en délivrer quand T<sub>3</sub> sera saturé, C<sub>6</sub>, se chargeant lentement et le potentiel de la broche 11 baissant progressivement vers le potentiel réglé par P<sub>2</sub>. Ce qui fait varier l'angle d'amorçage de 180° à 30°. La mise sous tension progressive de la charge est ainsi réalisée.

### ELEMENTS DE FILTRAGE DE LA PLATINE À TDA1024.



## Réalisation du gradateur progressif

Les recommandations et remarques déjà citées pour la réalisation de l'interrupteur synchrone sont aussi applicables au gradateur progressif. La **figure 10** donne l'implantation nécessaire au câblage du circuit imprimé dont le dessin des pistes est représenté **figure 11**.

Seule la mise au point change et nécessite des précautions. La mesure de l'angle d'amorçage doit se faire sur la charge en fonctionnement. Il est donc nécessaire de s'assurer de l'isolement de l'oscilloscope est reliée au neutre si elle n'est pas isolée de la terre pour éviter un court-circuit par l'intermédiaire de l'oscilloscope. De plus, le neutre doit être relié au bornier comme l'indiquent le schéma **figure 8** et l'implantation **figure 10** afin de minimiser le danger que représente la tension secteur. Enfin, n'oubliez jamais que le montage n'est à aucun endroit isolé du 220 V et que la meilleure protection est votre attention.

Marc COUËDIC

**Bibliographie :** *Les sources de lumière, Association française de l'éclairage (AFE), éditions Lux 52, bd Maiesherbes, 75008 Paris ; tél. : 43.87.21.21.*

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### Interrupteur synchrone

R<sub>1</sub> à R<sub>3</sub> : 22 kΩ 1/4 W (rouge, rouge, orange)  
 R<sub>4</sub> : 820 kΩ 1/4 W (gris, rouge, jaune)  
 R<sub>5</sub> : 1 kΩ 3 W (pas de code des couleurs)  
 R<sub>6</sub> : 33 Ω 1/4 W (orange, orange, noir)  
 R<sub>7</sub> : 120 kΩ 1/4 W (marron, rouge, jaune)  
 C<sub>1</sub> : 470 µF 25 V axial  
 C<sub>2</sub> : 22 nF 400 V  
 C<sub>3</sub> : 0,1 µF 250 VAC classe X2  
 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> : 1N4005 (ou 6 ou 7)  
 IC<sub>1</sub> : TDA1024  
 T<sub>1</sub> : BTA 12-700B ou C  
 1 self d'antiparasitage 5 A  
 1 porte-fusible à souder sur circuit imprimé  
 1 dissipateur pour boîtiers TO3 et TO220 (44 x 32 x 16 mm, 10 °C/W maxi)  
 1 bornier 3 points à visser  
 1 bornier 4 points à visser

### Gradateur progressif

R<sub>1</sub> : 10 kΩ 7 W (pas de code des couleurs)  
 R<sub>2</sub> : 82 kΩ 1/4 W (gris, rouge, orange)  
 R<sub>3</sub> : 2,2 MΩ 1/4 W (rouge, rouge, vert)  
 R<sub>4</sub> : 150 Ω 1/4 W (noir, vert, marron)  
 R<sub>5</sub> : 2,2 kΩ 1/4 W (rouge, rouge, rouge)  
 R<sub>6</sub> : 3,3 kΩ 1/4 W (orange, orange, rouge)  
 R<sub>7</sub> à R<sub>10</sub> : 22 kΩ 1/4 W (rouge, rouge, orange)  
 C<sub>1</sub> : 1 000 µF 25 V axial  
 C<sub>2</sub> : 0,47 µF 63 V  
 C<sub>3</sub> : 47 nF 100 V  
 C<sub>4</sub> : 220 pF  
 C<sub>5</sub> : 0,1 µF 250 VAC  
 C<sub>6</sub> : 100 µF 40 V axial  
 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>5</sub> : 1N4005 (ou 6 ou 7)  
 D<sub>4</sub> : BZX85C12  
 D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub> : BZX46C10  
 IC<sub>1</sub> : TCA780 ou TCA785  
 T<sub>1</sub> : BTA12-700B ou C  
 T<sub>2</sub> à T<sub>4</sub> : 2N2907  
 P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> : 100 kΩ  
 1 porte-fusible à souder sur circuit imprimé  
 1 self 5 A  
 1 dissipateur pour boîtiers TO3 et TO220 (44 x 32 x 16 mm, 10 °C/W maxi)

## ENCART TECHNIQUE : LE TCA785

Ce circuit intégré de découpage de phase est destiné à la commande de thyristors, triacs et transistors. Les impulsions peuvent être déphasées entre 0° et 180°. Les applications possibles de ce circuit sont les convertisseurs, les contrôleurs de courant alternatif monophasé et triphasé. Il remplace les TCA780 et TCA780D.

### Fonctionnement

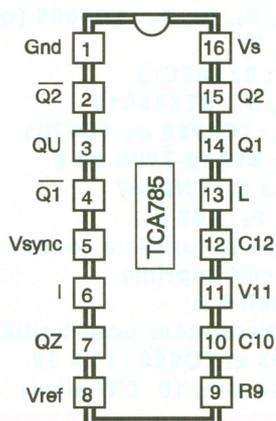
Le signal de synchronisation est obtenu à travers une résistance de forte valeur reliée à la haute tension (broche 5). Un détecteur de tension nulle mesure les passages à 0 V et commande le registre de synchronisation.

Ce registre commande un générateur de rampe dont le condensateur  $C_{10}$  est chargé par un courant constant déterminé par  $R_9$ . Si la tension de rampe  $V_{10}$  dépasse la tension de commande  $V_{11}$  (réglage de l'angle de déclenchement), un signal est transmis à la logique qui génère les impulsions. Dépendant de l'amplitude de la tension de commande  $V_{11}$ , l'angle de déclenchement peut être décalé entre 0° et 180°. Pour chaque demi-alternance, une impulsion positive de 30  $\mu$ s apparaît sur les sorties  $Q_1$  et  $Q_2$ . La durée de l'impulsion peut être prolongée jusqu'à 180° avec un condensateur  $C_{12}$ . Si la broche 12 est reliée à la masse, les impulsions dureront entre l'angle de déclenchement et 180°.

Les sorties  $/Q_1$  et  $/Q_2$  fournissent le complément de  $Q_1$  et  $Q_2$ . Un signal qui dure 180° à partir de l'angle de déclenchement est disponible broche 3 et peut être utilisé pour commander une logique externe. QZ (broche 7) est le NOR logique

A1

### BROCHAGE ET RÔLE DES BROCHES DU TCA785.



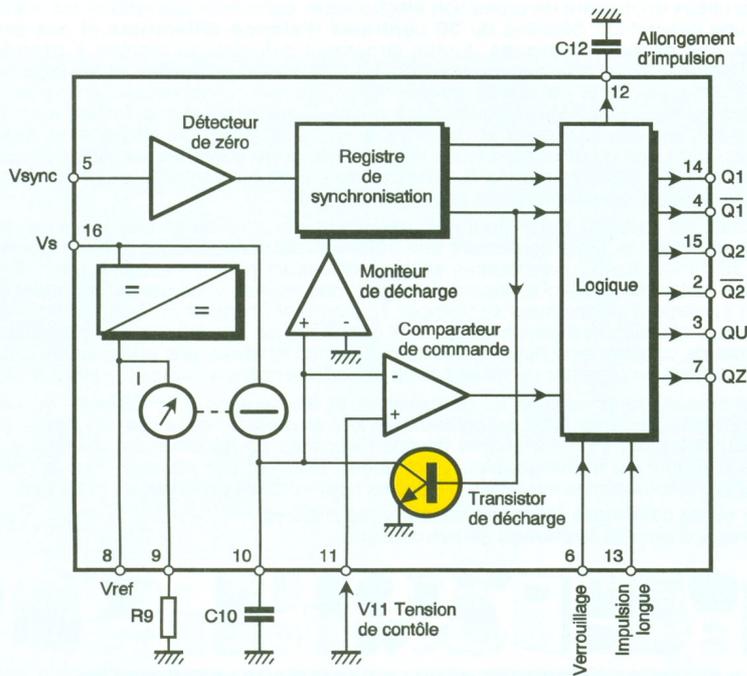
Caractéristiques	Valeurs limites				
	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	$V_s$	8		18	V
Consommation en courant	$I_s$	4,5	6,5	10	mA
Fréquence d'utilisation	F	10		500	Hz
Courant de synchronisation broche 5	$I_{s \text{ rms}}$	30		200	$\mu$ A
Tension de commande broche 11	$V_{11}$	0,2		$V_{10 \text{ crête}}$	V
Résistance d'entrée	$R_{11}$		15		k $\Omega$
Générateur de rampe :					
Courant de charge	$J_{10}$	10		1 000	$\mu$ A
Tension de rampe maxi	$V_{10}$			$V_s - 2$	V
Tension de saturation	$V_{10}$	100	225	300	mV
Résistance de rampe	$R_9$	3		300	k $\Omega$
Temps de descente (dent de scie)	$t_f$		80		$\mu$ s
Courant de sortie (broches 14, 15)	$I_Q$	- 10		400	mA
Tension de verrouillage	$V_6$	- 0,5		$V_s$	V
Tension de commande	$V_{11}$	- 0,5		$V_s$	V
Tension du circuit d'impulsion courte	$V_{13}$	- 0,5		$V_s$	V
Courant de sortie (broche 2, 3, 4, 7)	$I_Q$			10	mA
Sortie broche 14, 15					
Largeur d'impulsion (broche 12 en l'air)	$t_p$	20	30	40	$\mu$ s
Largeur d'impulsion (C12 sur broche 12)	$t_p$	530	620	760	$\mu$ s/nF
Tension de référence	$V_{ref}$	2,8	3,1	3,4	V

Broches	Symbole	Fonction
1	$G_{ND}$	Masse
2	$/Q_2$	Sortie 2 inversée
3	QU	Sortie U
4	$/Q_1$	Sortie 1 inversée
5	$V_{SYNC}$	Tension de synchronisation
6	I	Verrouillage d'impulsion
7	QZ	sortie Z
8	$V_{ref}$	Tension stabilisée
9	$R_9$	Résistance de rampe
10	$C_{10}$	Condensateur de rampe
11	$V_{11}$	Tension de commande
12	$C_{12}$	Allongement d'impulsion
13	L	Impulsion longue
14	$Q_1$	Sortie 1
15	$Q_2$	Sortie 2
16	$V_s$	Tension d'alimentation

entre  $Q_1$  et  $Q_2$ . La broche 6 d'inhibition annule les sorties  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $/Q_1$ ,  $/Q_2$ . La broche 13 à la masse allonge la durée de  $/Q_1$  et  $/Q_2$  entre l'angle de déclenchement et 180°.

Le condensateur de rampe  $C_{10}$  doit avoir une valeur comprise entre 500 pF et 1  $\mu$ F, les limites du courant de charge  $I_{10}$  devant être respectées.

## LA MIRE 920 N SIDER ONDYNE DOTEE DU NICAM

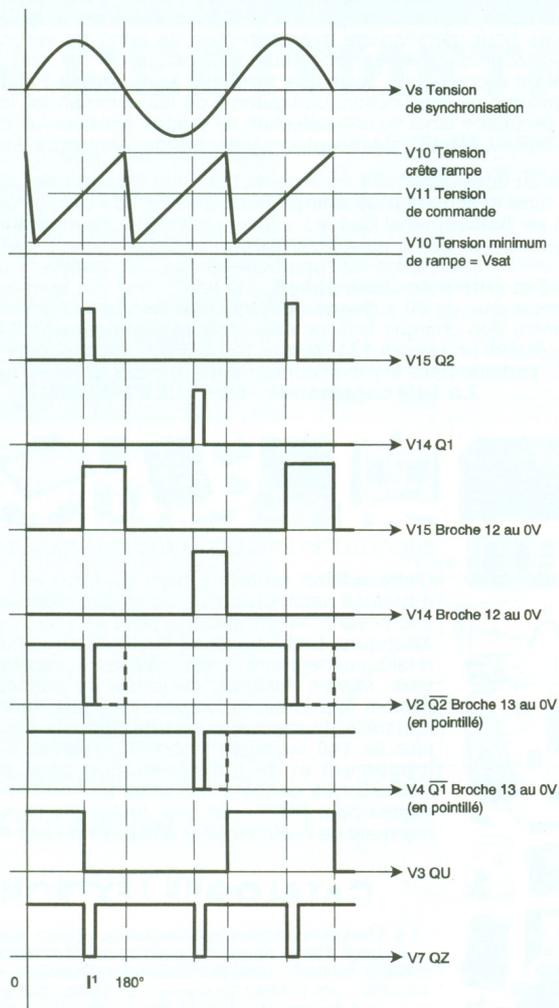


**A2**

**ARCHITECTURE INTERNE DU  
TCA785.**

**A3**

**CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT DU TCA785.**



La valeur de  $I_{10}$  est calculée avec :  
 $I_{10} = (V_{ref} \times K) / R_9$  ( $0,8 < K < 1$ ).  
 Le point de déclenchement suit la  
 formule :

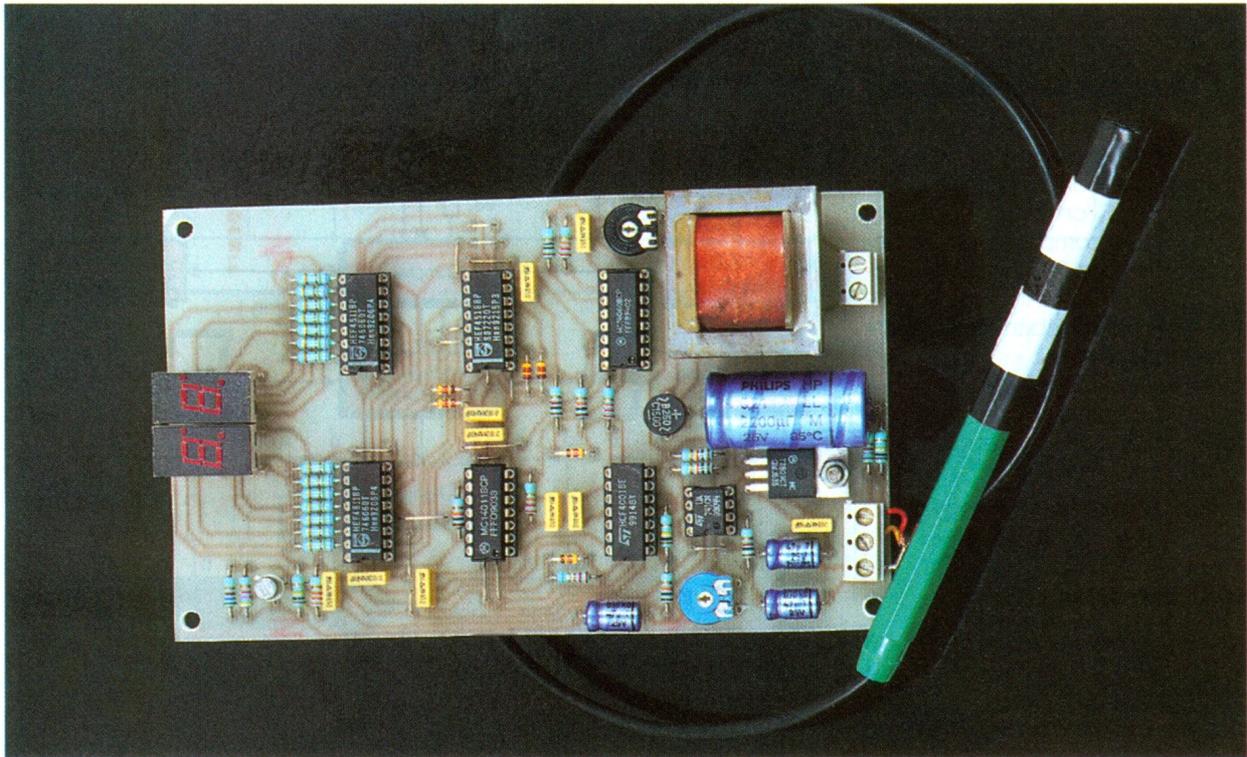
$t = (V_{11} \times R_9 \times C_{10}) / (V_{ref} \times K)$ .  
 La tension de rampe maxi vaut :  
 $V_5 - 2V$  et évolue avec la fonction :  
 $V_{10} = (V_{ref} \times K \times t) / (R_9 \times C_{10})$

Dans le souci constant d'améliorer la qualité de ses produits, et pour satisfaire les nouveaux besoins des techniciens TV, la société Sider Ondyne commercialise depuis quelques semaines son générateur de mires 920 N adapté au son numérique Nicam, et dont voici les principales caractéristiques :

- Standards vidéo : SECAM PAL.
- Images obtenues : pureté (6 couleurs), mires de barres normalisées, géométrie-convergence, découpage avec blanc 100 %.
- Sorties : vidéo composite, RVB, sur connecteur Péritel, Y/C (S-VHS) et HF (VHF-UHF).
- Normes disponibles : L, B/G, K'.
- Canaux synthétisés et mémorisés.
- Affichage du canal 2 digits.
- Commutation format 4/3-16/9 par la prise Péritel.
- Son NICAM aux normes L et B/G.
- Mode de fonctionnement mono-stérééo.
- Fréquences audio 500 Hz et 1 kHz.
- Conforme au marquage CE.

Rappelons que Sider Ondyne propose, outre une gamme complète de générateurs de mires, des modulateurs, des préamplis et amplis accoudés pour la distribution collective, et, de façon plus générale, tout le matériel électronique nécessaire aux techniciens et installateurs TV vidéo.

**Sider Ondyne**  
**11, rue Pascal, 75005 Paris**  
**Tél. : (1) 45.87.30.76**  
**Fax : (1) 45.35.30.62**



# UN DEBITMETRE

**Comme son nom l'indique, un compteur d'eau a pour mission de totaliser la quantité d'eau consommée, essentiellement dans un but de facturation. Grâce au présent montage, ce même compteur peut être mis à contribution pour mettre en évidence le débit instantané d'une consommation.**

## Le principe

### a) Prise de l'information (fig. 1)

Les compteurs d'eau indiquent généralement la quantité d'eau consommée par le biais d'un affichage mécanique à chiffres. L'unité retenue est le mètre-cube, avec ses sous-multiples : hectolitre, décalitre, litre et même décilitre. Afin de déceler les éventuelles fuites d'eau ain-

si que les faibles débits, le compteur est généralement muni d'un minidisque dont on peut observer la rotation derrière une fenêtre transparente. Généralement, ce disque réalise un tour par décilitre consommé. Pour bien mettre en évidence la rotation du disque, le constructeur a prévu une succession de bandes radiales blanches et noires. On observe généralement 10 bandes blanches et 10 bandes noires. Il en résulte, dans ce cas, la correspon-

dance suivante : la succession de deux bandes de même couleur équivaut à une consommation d'un centilitre.

Il suffit alors de relever et d'amplifier l'éclairage réfléchi, reçu par un phototransistor, la source d'émission étant une diode infrarouge.

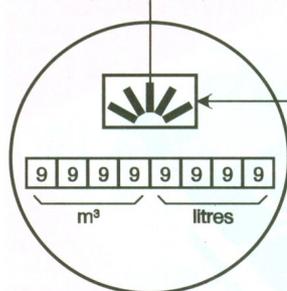
### b) Principe de fonctionnement du débitmètre (fig. 2)

Les signaux reçus par le phototransistor sont amplifiés et mis en forme

1

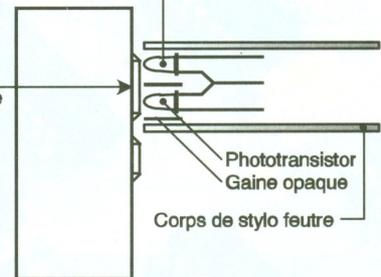
### PRINCIPE DE LA SAISIE D'INFORMATION.

Disque tournant  
(10 secteurs angulaires blanc/noir)  
(1 tour = 1 dl)



Fenêtre transparente

Diode infrarouge

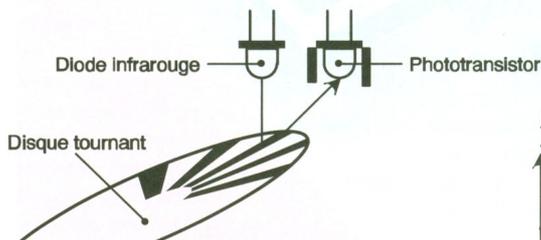


Phototransistor  
Gaine opaque  
Corps de stylo feutre

Diode infrarouge

Phototransistor

Disque tournant



Eclairage réfléchi reçu par le phototransistor



pour aboutir à des créneaux de comptage faisant avancer un double compteur BCD. En aval de ce dernier, on dispose de deux décodeurs alimentant respectivement un afficheur d'unités et un afficheur de dizaines.

Une base de temps gère les opérations de remise à zéro du comptage et la mémorisation périodique du résultat. Enfin, si l'on atteint la capacité maximale de comptage, ce dernier cesse (affichage 99) et un clignotement de l'affichage indique à l'observateur que le débitmètre a atteint sa limite de mesure.

Dans l'exemple présenté, la lecture est à multiplier par 10 pour obtenir le débit exprimé en litre par heure.

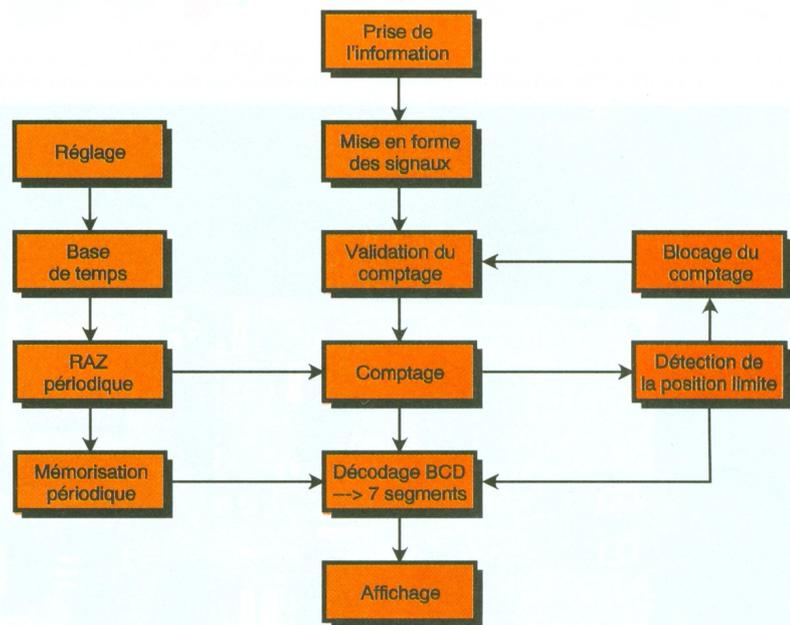
## Le fonctionnement (fig. 3, 4 et 5)

### a) Alimentation

Le débitmètre tire son énergie du secteur 220 V par l'intermédiaire d'un transformateur dont l'enroulement secondaire délivre une tension alternative de 12 V. Un pont de diodes redresse les deux alternances de ce potentiel, tandis que la capacité  $C_2$  effectue un premier filtrage. A la sortie d'un régulateur 7809, on recueille une tension continue stabilisée à 9 V. La capacité  $C_2$  apporte un complément de filtrage, tandis que  $C_5$  découple cette alimentation du restant du montage. Ce dernier consomme une moyenne de 75 à 90 mA, essentiellement à cause de l'affichage numérique à DEL.

### b) Traitement du signal

La diode infrarouge et le phototransistor sont des composants externes au module. Ils sont placés dans un corps cylindrique relié au module



par l'intermédiaire de deux conducteurs noyés dans un blindage constituant le « plus » commun. Nous en reparlerons au chapitre consacré à la réalisation pratique.

La résistance  $R_1$  limite le courant dans la diode infrarouge. Lorsque le disque tourne, l'alternance des fonds blancs et noirs se traduit par des coefficients de réflexion différents que l'on peut observer sur l'émetteur du phototransistor sous la forme de faibles variations de potentiel. Le « 741 » référencé  $IC_1$  réalise l'amplification nécessaire. Son entrée directe est maintenue à la valeur de la demi-tension d'alimentation grâce au pont de résistances  $R_5/R_6$ . C'est d'ailleurs cette valeur que l'on relève sur la sortie de  $IC_1$  en l'absence de signaux. Le gain de cet étage amplifi-

2

## SYNOPTIQUE DE FONCTIONNEMENT.

cateur est réglable grâce au curseur de l'ajustable  $A_1$ .

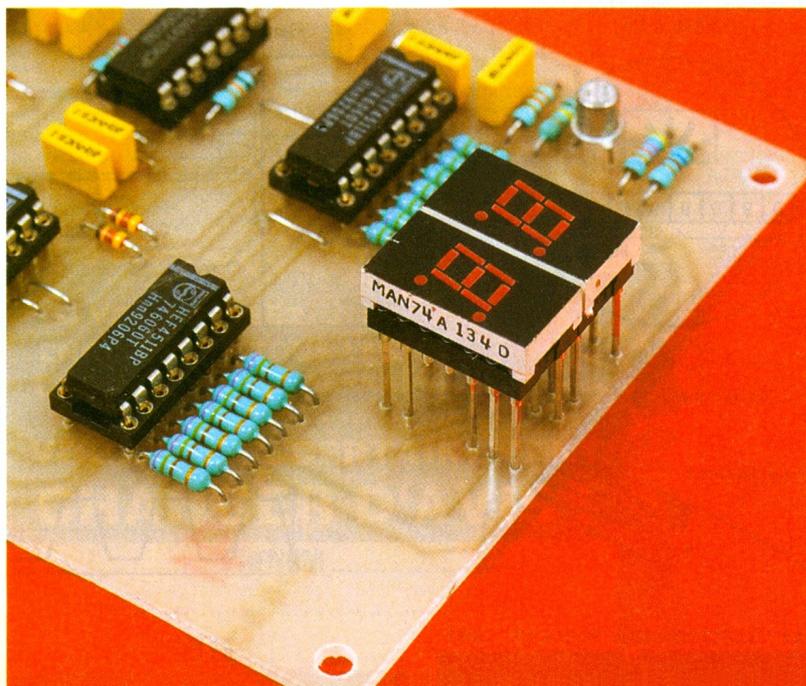
Le transistor PNP T reçoit les signaux délivrés par  $IC_1$  sur sa base via la capacité  $C_4$ . Ce transistor se caractérise par une polarisation telle qu'en l'absence de signaux son potentiel collecteur est nul. En revanche, lorsque le disque tourne, on recueille T une succession d'impulsions positives aussitôt prises en compte par le trigger de Schmitt formé par les portes NOR I et II de  $IC_2$ , accompagnées des résistances périphériques  $R_7$  et  $R_4$ . La porte NAND IV de  $IC_3$  inverse les créneaux délivrés par le trigger avant de les acheminer sur l'entrée de comptage du double compteur  $IC_4$ .

### c) Comptage

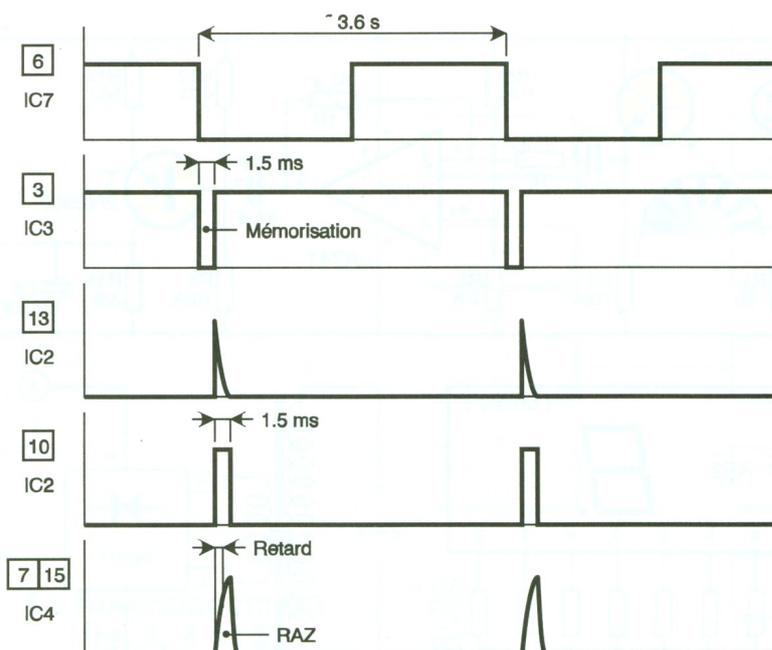
Le circuit intégré  $IC_4$  est un CD 4518. Il s'agit d'un double compteur BCD dont le détail du fonctionnement est rappelé dans notre encart technique inséré en fin d'article. Le premier compteur est affecté au comptage des unités. Ses sorties binaires sont  $Q_{1A}$ ,  $Q_{2A}$ ,  $Q_{3A}$  et  $Q_{4A}$ . Cette dernière est reliée à l'entrée Enable du second compteur affecté aux dizaines et dont les sorties sont  $Q_{1B}$ ,  $Q_{2B}$ ,  $Q_{3B}$  et  $Q_{4B}$ . Toutes ces sorties sont respectivement reliées aux entrées BCD de  $IC_5$  et  $IC_6$  qui sont des décodeurs. Nous y reviendrons.

Avec un tel principe de comptage, la capacité globale des deux compteurs est limitée à la valeur « 99 » qu'il convient de ne pas dépasser au risque de donner naissance à des erreurs d'interprétation. Il s'agit donc

## LE BLOC D'AFFICHAGE.

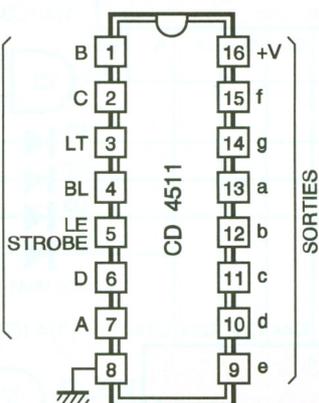
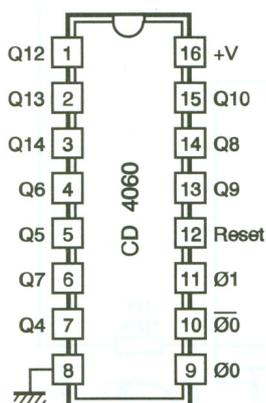






**4 CHRONOGRAMMES.**

**5 BROCHAGES DES CI UTILISES.**



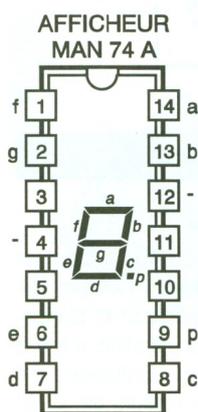
$T = 2^n \times t$

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

Périodes aux diverses sorties

Tableau de fonctionnement

LE	BL	LT	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g	Affichage
X	X	0	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	8
X	0	1	X	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	Eteint
0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1
0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	2
0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	3
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	4
0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	5
0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	6
0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	7
0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	8
0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	9
0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Eteint
0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	Eteint
0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Eteint
0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	Eteint
0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Eteint
0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	Eteint
1	1	1	X	X	X	X	*	*	*	*	*	*	*	*



X : Niveau indifférent.  
 \* : Dépend du niveau des entrées A, B, C, D, au moment de la transition 0 → 1 sur LE.  
 0 : Niveau logique 0 ( état bas ).  
 1 : Niveau logique 1 ( état haut ).

de la position du curseur de l'ajustable  $A_2$ . Si « t » est la période du créneau généré par l'oscillateur, la période  $T_i$  sur une sortie de rang i donné s'exprime par la relation :

$T_i = 2^i \times t$

Pour des raisons qui seront exploitées au paragraphe consacré au réglage, la période du créneau carré délivré au niveau de la sortie  $Q_7$  est de 3,6 secondes. Il en résulte que celle de l'oscillateur, relevée à la sortie Q est de :

$\frac{3,6}{2^7} \approx 0,028$  seconde.

Rappelons également que la période de l'oscillateur astable se détermine par la relation :

$t = 2,2 \times (R_{16} + A_2) \times C_7$

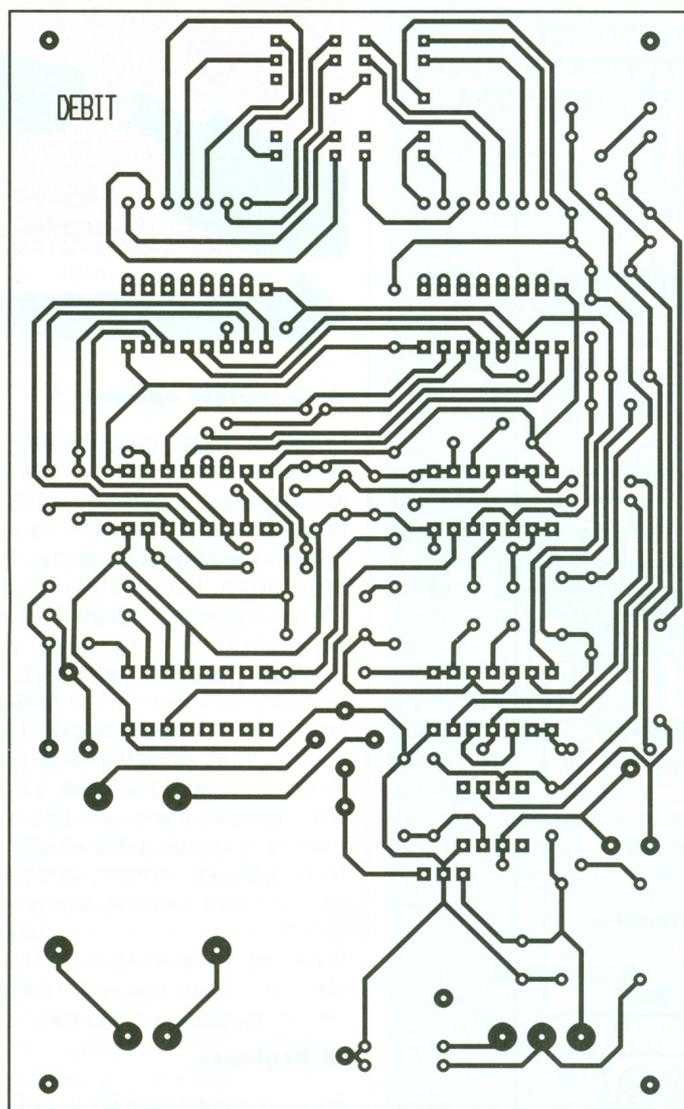
En définitive, on peut noter que toutes les 3,6 secondes on observe un front descendant sur la sortie  $Q_7$  de  $IC_7$ .

**e) Mémorisation périodique**

Ce front descendant est pris en compte par la bascule monostable formée par les portes NAND I et II de  $IC_3$ . Cette dernière délivre sur sa sortie des états bas de durée très brève de 1,5 milliseconde. Lors de ces états bas périodiquement émis, il se produit la mémorisation du contenu des compteurs A et B à l'intérieur des circuits décodeurs. Ce sont alors les valeurs des compteurs A et B qui sont respectivement affichées de manière continue sur les afficheurs  $AF_2$  (unités) et  $AF_1$  (dizaines).

**f) Remise à zéro périodique**

Lorsque l'état bas correspondant à l'ordre de mémorisation cesse, cela se traduit par un front ascendant sur la sortie de la bascule monostable évoquée au paragraphe précédent. Ce front est aussitôt pris en compte par le dispositif dérivateur constitué par  $C_9$ ,  $R_{18}$  et  $C_5$ . En particulier sur l'entrée 13 de la porte NOR IV on observe une très brève impulsion positive dont la mission est de commander la bascule monostable constituée des portes NOR III et IV. Celle-ci présente alors sur sa sortie une impulsion positive de l'ordre de 1,5 milliseconde de durée. Le front montant est très légèrement retardé par la charge de  $C_{11}$  à travers  $R_9$ . Il en résulte la remise à zéro périodique des compteurs A et B. La raison du retardement évoqué ci-dessus réside dans le fait que la remise à zéro doit se réaliser après la mémorisation du comptage. Si les deux opérations se produisaient simultanément, on risquerait d'afficher en permanence la valeur 00.



6

#### LE CIRCUIT IMPRIME.

Dès que la RAZ est achevée, et afin de ne pas retarder davantage le début du comptage, C<sub>11</sub> se décharge très rapidement à travers R<sub>11</sub> de faible valeur et D<sub>6</sub>.

#### g) Affichage

En définitive, le fonctionnement du dispositif est cyclique. D'abord a lieu la mémorisation du comptage

#### ALIMENTATION ET MISE EN FORME DU SIGNAL.



précèdent puis la RAZ des compteurs. Le comptage s'effectue ensuite pendant 3,6 secondes pour aboutir à la répétition des mêmes phénomènes cycliques. Les circuits IC<sub>5</sub> et IC<sub>6</sub> sont des décodeurs BDC → 7 segments. Il s'agit de CD 4511. Un tel décodeur comporte quatre entrées binaires repérées A, B, C et D (A correspondant aux unités binaires). Les sorties a, b, c, d, e et f sont reliées aux segments d'un afficheur à cathodes communes. Des résistances limitent la consommation de l'ensemble. L'entrée LE/Strobe sert à la mémorisation. Si l'on soumet cette entrée à un état haut, les sorties a à f conservent les états logiques qui les caractérisaient au moment du front montant sur cette entrée. L'affichage est alors figé, même si les valeurs binaires présentées sur les entrées A, B, C et D évoluent. Si l'on relie l'entrée de mémorisation à un état bas, les sorties a à f prennent les valeurs correspondantes aux entrées binaires. L'entrée « Blanking » doit normalement être reliée à un état haut pour obtenir l'affichage. Si l'on soumet cette entrée à un état bas, l'affichage disparaît. Ainsi, dans le présent montage, lorsque la capacité maximale de comptage est atteinte, on observera l'affichage de la valeur 99. Si cet affichage est continu, cette valeur est effectivement encore significative. En revanche, dès que l'afficheur s'éteint pendant quelques instants, l'observateur saura que la valeur 99 est d'autant plus dépassée que la durée des extinctions est grande.

### La réalisation

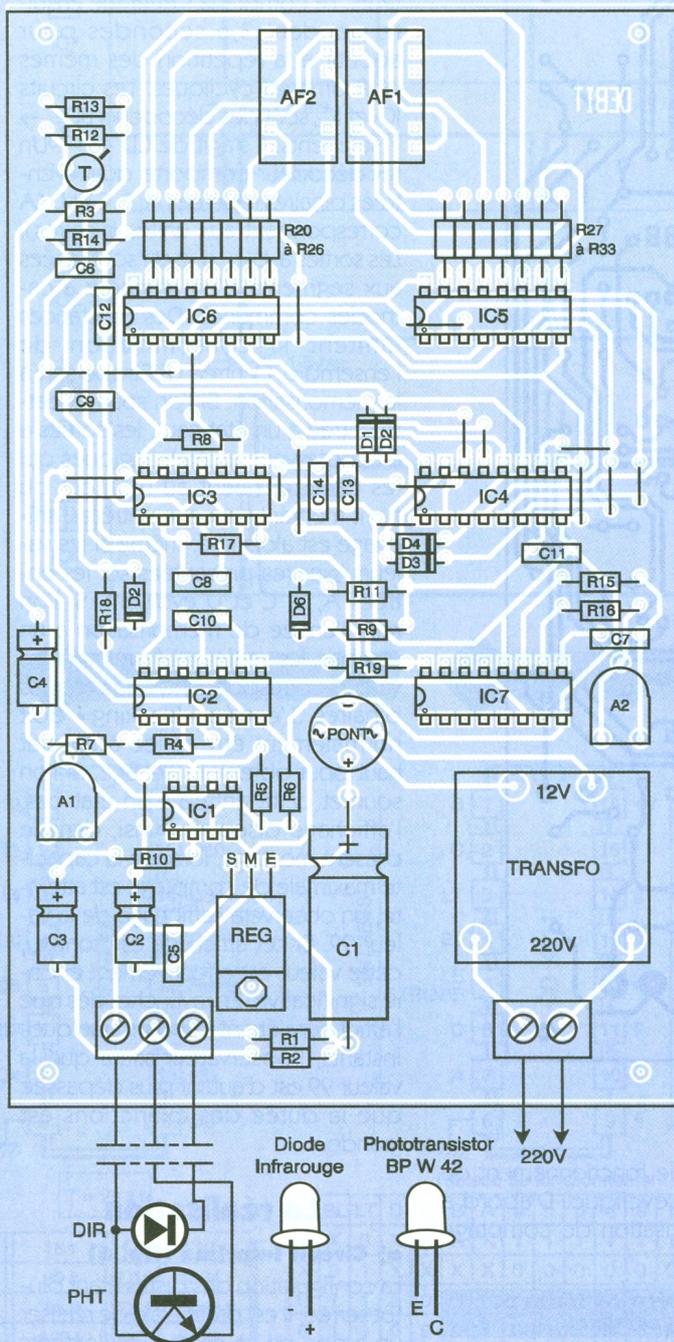
#### a) Circuit imprimé (fig. 6)

La configuration des pistes étant plutôt serrée, il est préférable de réaliser un typon en se servant d'éléments de transfert ou encore de recourir à la méthode photographique directe en prenant le module publié comme référence.

Après gravure dans un bain de perchlore de fer, le module sera soigneusement rincé à l'eau tiède. Par la suite, toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir à 1, voire à 1,3 mm, afin de les adapter aux diamètres des connexions des composants davantage volumineux.

#### b) Implantation des composants (fig. 7)

On débutera par la mise en place des nombreux straps de liaison. Ensuite, on soudera les diodes, les ré-



### ASSEMBLAGE DU CAPTEUR.

#### c) Le capteur optique

La **figure 1** donne un exemple de réalisation possible. La diode infrarouge et le phototransistor ont été introduits côte à côte dans le corps cylindrique d'un stylo feutre de récupération. Pour obtenir un bon fonctionnement, il convient de munir le phototransistor d'une gaine opaque afin de ne pas le perturber par des rayonnements autres que ceux réfléchis par le disque. Diode infrarouge et phototransistor sont à relier au module par deux conducteurs enrobés dans une tresse formant le commun, par exemple. Attention à bien repérer les couleurs des conducteurs pour distinguer les différentes liaisons. Le détecteur optique est à placer face au disque, dans un axe perpendiculaire à ce dernier et le plus près possible.

#### d) Réglages

En provoquant un débit suffisamment faible, il est aisé d'observer le bon fonctionnement du détecteur optique en plaçant la touche « plus » d'un mesureur sur le collecteur du transistor T. Suivant le cas, on peut être conduit à augmenter ou à diminuer le gain de IC<sub>1</sub> en agissant sur le curseur de l'ajustable A<sub>1</sub>. Le gain augmente si l'on tourne le curseur dans le sens horaire.

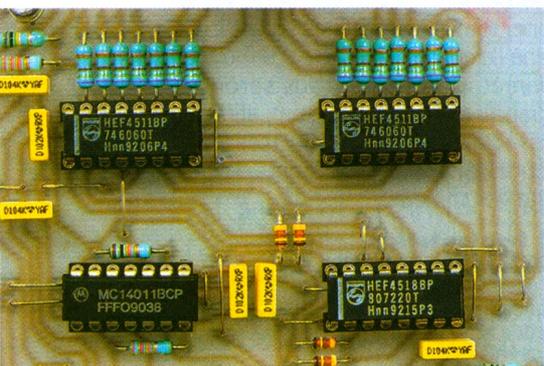
Ensuite, on placera sous un robinet un réceptacle de volume connu (ou calculé). On ne touchera plus, par la suite, à ce robinet maintenu ouvert. Il s'agit dans un premier temps de chronométrer le temps nécessaire au remplissage du récipient. Dans l'exemple évoqué, cette durée était de 83 secondes pour un volume de 15,23 litres. Le débit se calcule alors très simplement :

$$\text{Débit} = \frac{\text{volume}}{\text{temps}} = \frac{15,23 \times 3\,600}{83} = 660 \text{ litres/heure}$$

L'affichage doit être de 66 dans ce cas. En tournant lentement le curseur de A<sub>2</sub> dans un sens ou dans l'autre, le réglage sera correct dès l'obtention de cette valeur de manière stabilisée.

**Robert KNOERR**

### 7 L'IMPLANTATION.



### LA LOGIQUE DE COMPTAGE.

sistances, les supports de circuits intégrés et les ajustables. On poursuivra par l'implantation des capacités, du transistor et de tous les autres composants, généralement plus volumineux. Attention à l'orientation des composants polarisés. Dans un premier temps, les curseurs des ajustables A<sub>1</sub> et A<sub>2</sub> seront placés en position médiane. Les afficheurs 7 segments peuvent être montés sur des réhausseurs constitués de supports à wrapper par exemple.

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

18 straps (8 horizontaux,  
10 verticaux)

R<sub>1</sub>: 180 Ω (marron, gris,  
marron)

R<sub>2</sub> à R<sub>4</sub>: 100 kΩ (marron,  
noir, jaune)

R<sub>5</sub> à R<sub>9</sub>: 10 kΩ (marron, noir,  
orange)

R<sub>10</sub>, R<sub>11</sub>: 1 kΩ (marron, noir,  
rouge)

R<sub>12</sub>: 4,7 kΩ (jaune, violet,  
rouge)

R<sub>13</sub>: 560 Ω (vert, bleu,  
marron)

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

R<sub>15</sub>: 1 MΩ (marron, noir,  
vert)

R<sub>16</sub> à R<sub>19</sub>: 22 kΩ (rouge,  
rouge, orange)

R<sub>20</sub> à R<sub>33</sub>: 750 Ω (violet, vert,  
marron)

A<sub>1</sub>: ajustable 1 MΩ

A<sub>2</sub>: ajustable 220 kΩ

Pont de diodes 1,5 A

REG : régulateur 9 V (7809)

DIR : diode infrarouge Ø 3  
(type TSUS 3400) ; montée  
dans sonde externe au  
module

PHT : phototransistor Ø 3  
(BPW 42) ; monté dans  
sonde externe au module

AF<sub>1</sub>, AF<sub>2</sub> : afficheurs

7 segments à cathodes  
communes (MAN74A)

2 supports à wrapper

14 broches (rehausse  
afficheurs)

D<sub>1</sub> à D<sub>6</sub> : diodes signal  
1N4148

C<sub>1</sub>: 2 200 µF/25 V électro-  
lytique

C<sub>2</sub> à C<sub>4</sub>: 47 µF/10 V électro-  
lytique

C<sub>5</sub> à C<sub>11</sub>: 0,1 µF milfeuillet

C<sub>12</sub> à C<sub>14</sub>: 1 nF milfeuillet

T : transistor PNP 2N2907

IC<sub>1</sub>: µA 741 (ampli-op)

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

IC<sub>3</sub>: CD 4011 (4 portes  
NAND)

IC<sub>4</sub>: CD 4518 (double  
compteur BCD)

IC<sub>5</sub>, IC<sub>6</sub>: CD 4511 (décodeur  
BCD → 7 segments)

IC<sub>7</sub>: CD 4060 (compteur  
binaire 14 étages)

1 support 8 broches

2 supports 14 broches

4 supports 16 broches

Transformateur 220 V/12 V/  
2 VA

Bornier soudable 3 plots

Bornier soudable 2 plots

## ENCART THEORIQUE : DOUBLE COMPTEUR BCD\*/BINAIRE

Le circuit décrit dans cette fiche  
technique est un double compteur  
binaire à quatre sorties chacun.

### Caractéristiques générales

Alimentation : 3 à 18 V.

Courant maximal sur une sortie : 3 à  
5 mA sous un potentiel maintenu à  
10 V.

Fréquence maximale des créneaux  
de commande sous 10 V : 6 MHz.

Deux compteurs séparés équipent  
un boîtier de 16 broches. Chaque  
compteur comporte quatre sorties  
binaires. S'il s'agit du CD 4518, le  
comptage est décimal codé binaire  
(BCD, donc, de 0 à 9). En re-  
vanche, le CD 4520 présente à ses  
quatre sorties un comptage pure-  
ment binaire (donc un comptage  
de 0 à 15).

Les compteurs peuvent avancer au  
choix au rythme d'un front montant  
ou descendant du signal de comp-  
tage.

### Brochage

Le brochage des deux compteurs  
A et B est symétrique par rapport  
au centre du boîtier. Nous nous li-  
miterons donc à la description des  
entrées et des sorties relatives à un  
compteur. Notons également qu'il  
n'existe aucune différence de bro-  
chage entre le CD 4518 et le CD  
4520.

#### Les entrées (input)

– *Clock* (horloge) : qui peut consti-  
tuer l'entrée sur laquelle sont pré-  
sentés les créneaux du signal de  
comptage.

– *Enable* : même remarque que ci-  
dessus ; nous verrons le détail au  
paragraphe suivant.

– *Reset* (RAZ) : c'est l'entrée desti-  
née à la remise à zéro des quatre  
sorties.

#### Les sorties (output)

Il s'agit des quatre sorties binaires  
Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub>, Q<sub>3</sub> et Q<sub>4</sub> bien connues en  
comptage binaire. Ces sorties sont  
directes, c'est-à-dire que le zéro se  
présente sous la forme 0000 et le  
15 sous la forme 1111 (et non l'in-  
verse, auquel cas, ces sorties se-  
raient notées  $\bar{Q}$ ).

Enfin, le + alimentation correspond  
à la broche 16 et le -, à la broche 8.

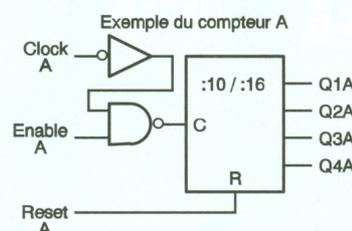
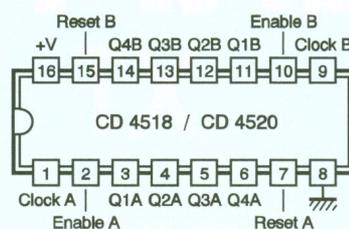


Table de fonctionnement

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

X : Quel que soit le niveau : 0 ou 1

### Fonctionnement

#### Avance sur transition positive du signal de comptage

Le signal doit être présenté dans ce  
cas sur l'entrée Clock du compteur  
et l'entrée Enable doit obligatoirement  
être reliée à un état haut (le +  
alimentation). Si cette entrée est  
soumise à un état bas, le compteur  
se bloque et reste dans la position  
qu'il occupait à ce moment.

#### Avance sur transition négative du signal de comptage

C'est l'entrée Enable qui reçoit  
dans ce cas le signal de comptage,  
tandis que l'entrée Clock reste sou-  
mise à un état bas. Si l'on présente  
un état haut sur cette entrée Clock,  
le compteur n'avance plus.

Toute impulsion positive achemi-  
née sur cette entrée remet le  
compteur à zéro : les quatre sorties  
passent à l'état bas. Si l'on main-  
tient un état haut sur l'entrée Reset,  
le compteur reste bloqué à zéro.  
Pour le CD 4518, lorsque le comp-  
teur occupe la position 1001 (9), la  
position suivante est automatique-  
ment le 0000 (zéro) ; il s'agit dans  
ce cas du comptage BCD.

En revanche, le CD 4520 est pure-  
ment binaire : c'est seulement  
après la position 1111 (15) qu'ap-  
paraît le 0000 (zéro).

(\*) Binary Coded Decimal, qui se  
traduit par décimal codé binaire.



DOMOTIQUE

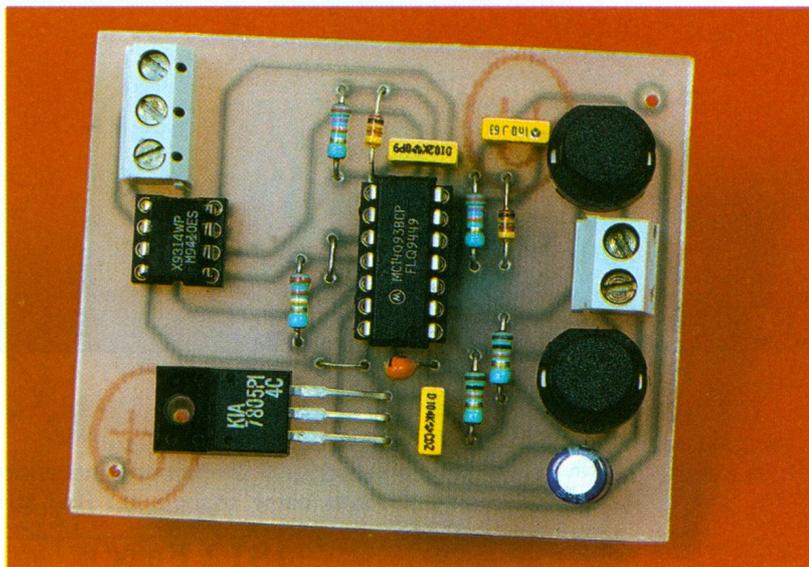
# UN POTENTIOMETRE A COMMANDE DIGITALE

**A l'aide d'un simple petit circuit intégré à 8 broches, il est possible de remplacer le classique potentiomètre, habituellement destiné aux commandes de volume, graves, aigus ou autres, et actionné par la rotation d'un bouton ou le déplacement d'un curseur sur le modèle à déplacement linéaire. Nous nous contenterons ici de deux poussoirs, chargés d'incrémenter ou de décrémenter la valeur globale de la résistance.**

La variation, ici en 32 pas, sera d'allure logarithmique sur le modèle proposé et la position de réglage est même mémorisée à l'extinction dans une mémoire de type EEPROM. Ce composant pourra aisément être associé à une télécommande ou être piloté par un circuit à microprocesseur. Son prix de revient très abordable devrait vous inciter à en entreprendre le montage.

## Le potentiomètre, une résistance variable

Parmi les composants passifs, la résistance est sans doute l'élément le plus connu de tous. L'échelonnement des valeurs normalisées dans une décade comporte 3 valeurs pour la série E3 (tol. 20%) et jusqu'à 96 valeurs pour la série E96 (tol. 1%). Il existe encore des résistances de précision à 0,1%, destinées à des ponts diviseurs ou atténuateurs hyper précis, mais dont le prix de revient unitaire est dissuasif pour les applications courantes. Pour obtenir



facilement une valeur ohmique précise ou, mieux encore, pour procéder au réglage d'un circuit électronique ou à son étalonnage, nous disposons de potentiomètres ajustables, souvent implantés verticalement ou horizontalement directement sur les circuits imprimés. D'autres modèles plus volumineux sont accessibles à l'extérieur des appareils électroniques, pour le contrôle des divers paramètres ou réglages usuels (volume, graves, aigus, balance, etc.). On trouve des modèles à variation linéaire (courbe A) ou logarithmique (courbes L ou F), ou encore des modèles de puissance, bobinés ou multitours pour une précision extrême. La piste de carbone des anciens modèles ou de bas de gamme a cédé la place aux pistes Cermet à usage professionnel.

## Le potentiomètre numérique

Avec un peu d'imagination, une piste de potentiomètre n'est jamais que la mise en série de nombreuses résistances élémentaires sur lesquelles vient frotter le curseur mobile. Avec la quasi-généralisation des boîtiers de télécommande de toute nature, sur les téléviseurs, magnétoscopes, chaînes HiFi ou autres, on trouve confortable et normal de n'avoir plus à manipuler le bouton de volume ou de luminosité, alors qu'il est si facile

de changer de chaîne (ou zapper!) à l'aide d'une simple action sur le chiffre souhaité.

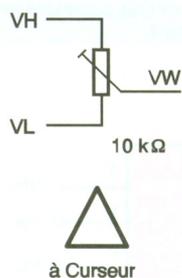
Le potentiomètre numérique est né, et outre le fait qu'il est télécommandable, il présente quelques autres avantages: la suppression de toute pièce mécanique fait disparaître les problèmes de crachement et, de là, l'usure normale des pistes. Il est possible également de mémoriser un réglage particulier ou de mettre hors d'usage momentanément la commande de volume si par exemple on souhaite utiliser un combiné téléphonique à proximité.

Nous vous proposons d'accéder à ce confort, déjà abordé dans une série d'articles parus dans *Electronique Pratique* (voir notamment le EP n° 184), avec des solutions bien différentes et spécifiques à quelques applications particulières.

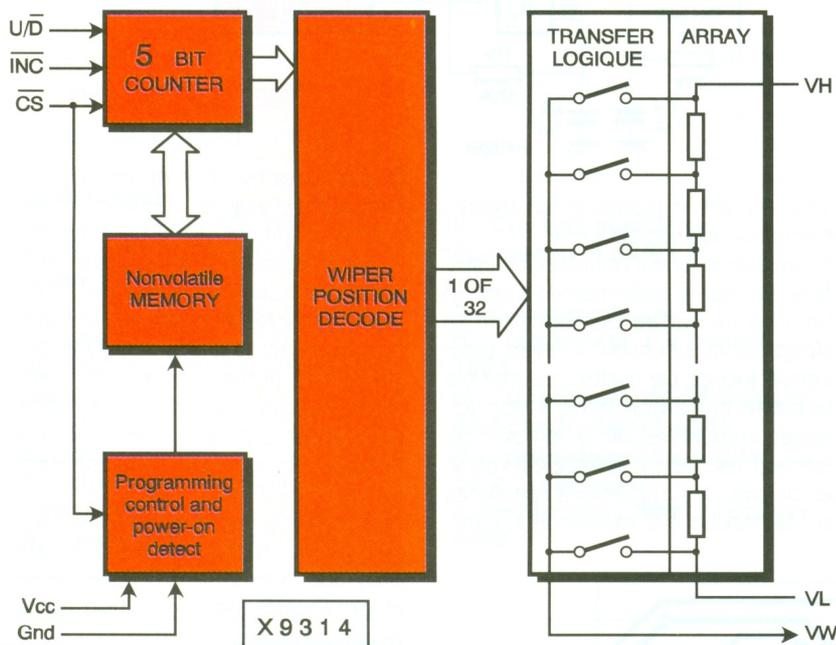
Le principe du réglage potentiométrique est similaire à l'utilisation d'un compteur-décompteur comportant de nombreux pas pour une variation bien progressive. Deux commandes indépendantes UP et DOWN sont prévues et pourront, en association avec d'autres broches du circuit utilisé, commander la variation de la résistance variable interne au composant choisi.

## Le circuit Xicor X9314

On trouve sur la **figure 1** quelques renseignements issus de la notice



$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	$U/\overline{D}$	MODE
L		H	Wiper Up
L		L	Wiper Down
	H	X	Store Wiper Position



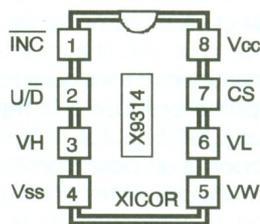
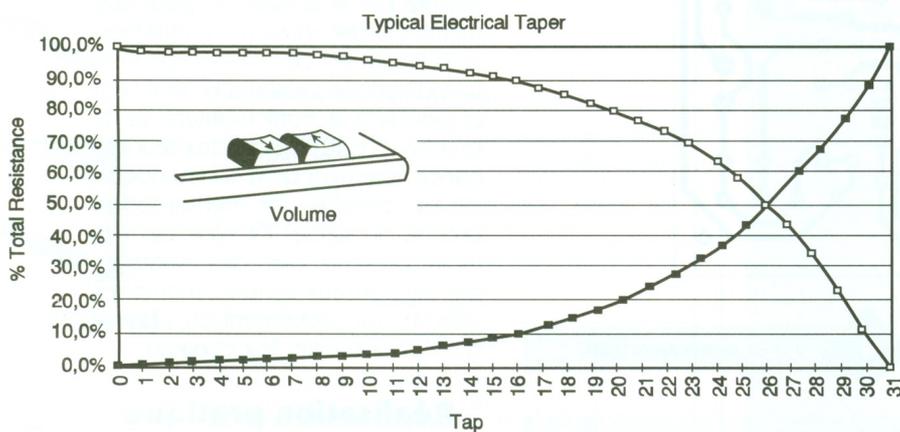
technique de ce composant original. Précisons de suite qu'il s'agit d'un potentiomètre numérique, avec variation logarithmique d'une résistance maximale de 10 kΩ. Pour parvenir du minimum de résistance au maximum de celle-ci, il faudra donner 32 impulsions successives ou rester appuyer suffisamment longtemps sur le poussoir d'incrémentement.

Le diagramme fonctionnel du X9314 laisse découvrir son architecture interne, avec notamment les broches  $U/\overline{D}$  : sens du comptage,  $\overline{INC}$  : entrée de comptage,  $\overline{CS}$  : borne de validation du boîtier. On trouve bien entendu les bornes relatives au potentiomètre simulé, à savoir  $V_h$  (point haut),  $V_l$  (point bas) et surtout  $V_w$  (curseur mobile). En outre, ce composant dispose d'une mémoire EEPROM non volatile, capable de mémoriser au moins 100 ans (!) la position du potentiomètre à la coupure et de la restituer à la mise en service. Pour mémoire, EEPROM signifie mémoire morte effaçable électriquement.

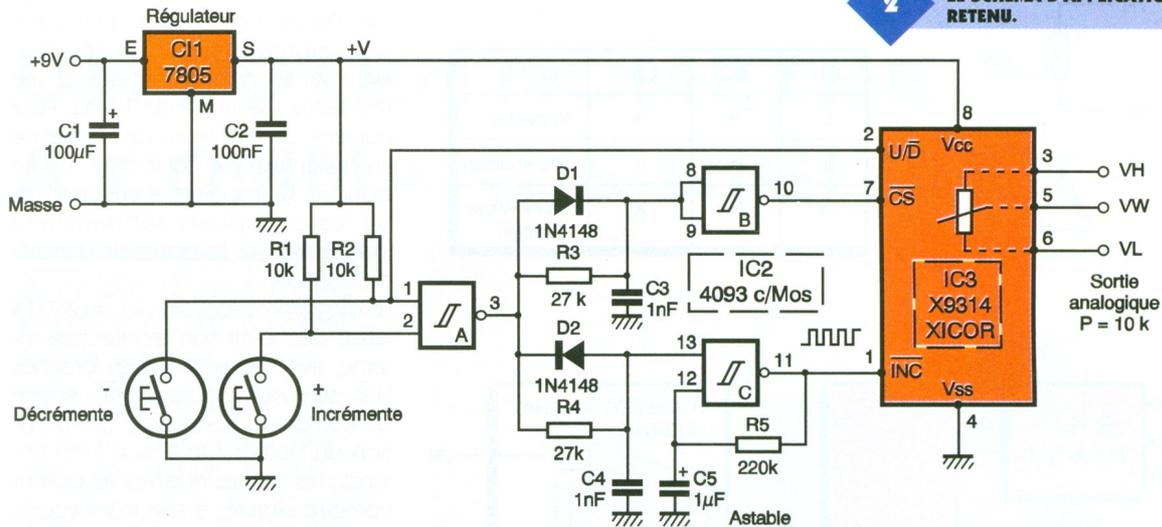
### Analyse du schéma électronique

Il est livré à la **figure 2** et respecte à la lettre un schéma d'application proposé par le fabricant. Le circuit X9314 accepte une tension comprise entre 3 et 5,5 V ; il est donc normal d'exploiter un régulateur intégré 7805, délivrant avec les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  une tension stable et filtrée de 5 V, à partir d'une source supérieure d'au moins 2 V. Le circuit  $IC_3$  est finalement alimenté sous cette tension entre les broches 8 et 4. Les bornes utiles du « potentiomètre digital » sont disponibles sur les broches 3, 6 et 5, cette dernière représentant le curseur ou Wiper (=  $V_w$ ). Nous confirmons ici que la résistance totale du potentiomètre est de 10 kΩ pour ce modèle de circuit, avec une courbe de variation logarithmique, comme on peut le constater sur le graphique de la **figure 1**. On devine que 31 résistances internes exigent bien 32 pas pour évoluer du minimum vers le maximum et inversement.

Les trois autres broches du circuit  $IC_3$  seront utilisées pour mener à bien la commande du « curseur » et déterminer le sens de la variation. La borne 1, notée  $\overline{INC}$ , représente l'entrée de comptage qui recevra les créneaux réguliers d'une bascule astable construite autour de la porte NAND trigger C. Les composants  $R_5$  et  $C_5$  déterminent à eux seuls la fré-



- VH : High Terminal of Pot
- VW : Wiper Terminal of Pot
- VL : Low Terminal of Pot
- Vss : Ground
- Vcc : System Power
- $U/\overline{D}$  : Up/Down Control
- $\overline{INC}$  : Wiper Movement Control
- $\overline{CS}$  : Chip Select for Wiper Movement /Storage



quence exacte du signal émis. Toutefois, ce signal ne sera validé qu'à la condition que la broche 13 de IC<sub>2</sub> soit haute. Les broches 1 et 2 de la porte NAND A sont forcées à l'état haut à travers les résistances R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>; de ce fait, la sortie 3 est basse, lorsque les deux poussoirs + et - sont au repos, c'est-à-dire non activés. La broche 2 du circuit IC<sub>3</sub>, qui détermine le sens du comptage, est elle aussi au niveau haut, préparant un comptage vers le haut par défaut,

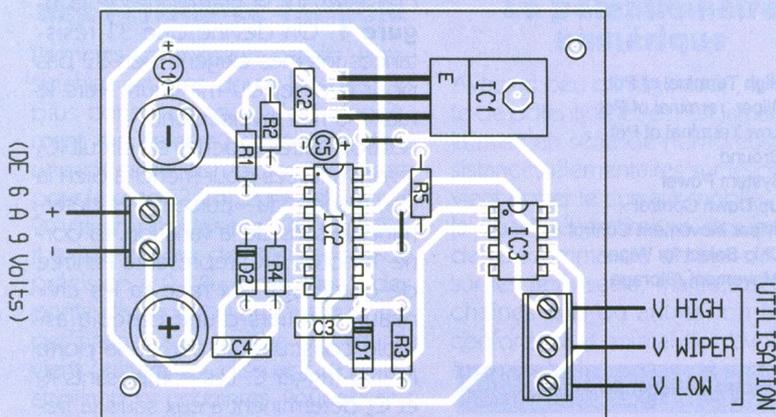
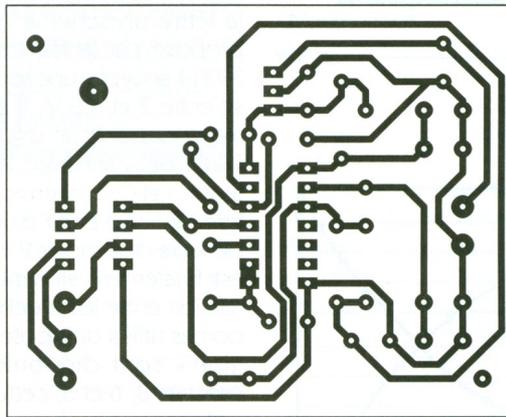
sauf si c'est le poussoir de décrémentement qui est actionné.

Supposons que l'utilisateur désire faire évoluer le potentiomètre vers le haut : il lui suffira de maintenir le doigt sur le poussoir +, avec pour conséquence de mettre la sortie de la porte A à l'état haut, selon les règles immuables de la logique de Boole. L'oscillateur astable est validé et délivre des impulsions régulières sur la broche INC du circuit IC<sub>3</sub>, im-

pulsions dont seuls les fronts négatifs sont actifs d'ailleurs. L'entrée U/D du même circuit est restée haute et détermine donc le sens croissant de la résistance. Quand à la broche CS, elle est restée basse grâce à l'inversion apportée par la porte NAND B. Les diodes et autres composants annexes apportent un léger retard dans l'établissement des divers niveaux logiques, pour un fonctionnement optimal.

Une pression sur le poussoir occasionne les mêmes actions, à cela près que la broche U/D reste basse et provoque une diminution de la valeur ohmique.

L'utilisation de la broche 7 (= CS) est importante pour mémoriser la valeur atteinte par le curseur du potentiomètre. L'ordre d'écriture en mémoire EEPROM est donné lorsque l'entrée d'horloge présente un état haut et pendant le front montant sur la broche 7 de IC<sub>3</sub>. Le constructeur annonce fièrement dans la description de son produit une mémorisation proche du siècle! Ce type de mémoire présente bien des avantages par rapport aux simples mémoires EPROM qui nécessitent un « bain » d'UV pour oublier leur contenu.



## Réalisation pratique

Notre maquette n'a d'autre but que de vous présenter ce nouveau produit et vous permettre de le tester à l'aide d'un circuit à caractère plutôt didactique. C'est pourquoi le circuit imprimé proposé à la **figure 3** est d'une taille plutôt importante par rapport à un potentiomètre normal. Le tracé des pistes n'est guère touffu et la confection de la plaquette sera chose aisée. L'alimentation recevra deux bornes à vis (**fig. 4**), ainsi que les trois bornes du potentiomètre à proprement parler. Les poussoirs de commande pourront

être éloignés du circuit par trois fils seulement. Nous préconisons l'utilisation systématique de supports de bonne qualité pour les circuits intégrés. On respectera la bonne orientation des composants polarisés tels que diodes et condensateurs chimiques. Le régulateur IC<sub>1</sub> pourra être un modèle plus simple en boîtier plastique.

Nous ne doutons pas que vous saurez apprécier la facilité d'emploi de ce produit, qui pourra animer bon nombre de réalisations modernes.

**Guy ISABEL**

## LISTE DES COMPOSANTS

### Résistances

(toutes valeurs 1/4 W)

**R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)**

**R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> : 27 kΩ (rouge, violet, orange)**

**R<sub>5</sub> : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)**

### Condensateurs

**C<sub>1</sub> : chimique vertical  
100 µF/16 V**

**C<sub>2</sub> : plastique 100 nF**

## POUR EN SAVOIR PLUS

Les potentiomètres numériques de Xicor permettent de résoudre bon nombre de problèmes liés à la variation automatique ou non des diverses grandeurs électriques, à l'aide d'un dispositif sophistiqué, programmable ou télécommandable. Un système à microprocesseur 8 bits peut aisément maîtriser trois commandes

différentes d'une chaîne HiFi, en utilisant trois exemplaires du circuit proposé.

Avec un octet, il est possible par exemple de piloter les grandeurs suivantes :

- 1 = potentiomètre de volume
- 2 = potentiomètre des basses
- 3 = potentiomètre des aigus

adresse	A7	A6	A5	A3	A3	A2	A1	A0
commande	nc	INC	CS1	U/D1	CS2	U/D2	CS3	U/D3

Le constructeur Xicor propose d'autres modèles de circuits potentiométriques, avec des valeurs ohmiques différentes, et dont

certains disposent de 100 pas de commande :

- modèle X9104 = 100 kΩ
- modèle X9503 = 50 kΩ

**C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> : 1 nF plastique  
C<sub>5</sub> : tantale 1 µF/25 V**

### Semi-conducteurs

**IC<sub>1</sub> : régulateur 5 V positif  
7805**

**IC<sub>2</sub> : quadruple NAND trigger  
de Schmitt CMOS 4093**

**IC<sub>3</sub> : potentiomètre digital,  
10 kΩ, variation  
logarithmique X9314, boîtier  
DIP8**

**D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> : diodes commutation  
1N4148**

### Divers

**Support à souder 14 broches**

**Support à souder 8 broches  
tulipe**

**2 poussoirs miniature pour  
CI**

**2 blocs de 2 et 3 bornes  
vissé-soudé, pas de 5 mm**



Ringblach 56400 PLUMERGAT  
Tél. 97 56 13 14  
Fax 97 56 13 43

## SU 1



### Programmeur universel autonome

EEPROM 2716-27080  
Microcontrôleur 8748-8752, TTL, CMOS, RAM, PIO, PAL, GAL, PEEL, EPLD, SIM/SIP, SRAM, 93C46, 68705, 87751, 87752, PIC16CXX, 87C451, 87C552. Lecture, vérification, programmation, édition en interne ou sur PC, interface DIP ou PLCC.

## LEAPER 10



### LEAPER 10 Testeur et programmeur universel de composants

Fonctionne avec PC (tout type) grâce à la liaison parallèle. Logiciel de programmation pour EPROM, EEPROM, SPROM, BPPROM etc., MPU (82, 87, 41, Z8) PAL, GAL, PEEL, EPLD, FDL, MACH, MAPL. Test des IC, test des PLD rapides.

Paramètres de programmation & de lecture ajustables (Vpp, Vcc, pulse...)  
Remise à jour gratuite au-delà de la garantie.

## LEAPER 3



### Recopieur d'EPROM portable

2732B à 27080. Vérification de la virginité + programmation + vérification. Très rapide : ex 27080 = 74,8 s pour les 3 opérations.

Sélection des algorithmes de programmation.  
Choix des tensions de programmation.

Nombreux accessoires pour SOIC, QFP, TSOP, SIP/SIMM, PLCC, recopies multiples.

DICOMTECH, c'est aussi des analyseurs de protocoles, des adaptateurs RS232/422/Boucle de courant, des analyseurs logiques, etc.

## ENSEMBLE COMPLET DE TEST D'EMISSIONS EN C.E.M.

Tout ce dont vous avez besoin pour les mesures de  
PRE-QUALIFICATION C.E.M.



Pour connaître :

- les caractéristiques
- le contenu des kits
- les avantages que vous pouvez attendre
- les formations (mensuelles)



Téléphonez vite au (16) 97 56 13 14  
ou faxez au (16) 97 56 13 43

# OSCILLOSCOPIE (HUITIEME PARTIE) : TRACEUR DE CARACTERISTIQUES POUR TRANSISTORS BIPOLAIRES

Cet adaptateur permet de visualiser sur l'écran d'un oscilloscope les trois caractéristiques fondamentales d'un transistor bipolaire, à savoir  $I_c = f(V_{ce})$ ,  $I_c = f(I_b)$  et  $V_{be} = f(I_b)$ . Grâce à celui-ci, les courbes théoriques que l'on trouve dans tous les livres de cours traitant du sujet, mais que l'on n'a jamais

pour le modèle que l'on s'apprête à utiliser, seront enfin disponibles pour chacun de vos transistors. Les courbes visualisées, qui sont très riches en renseignements, vous permettront de travailler en vrai professionnel puisque vous verrez sur l'écran du scope le comportement dynamique du transistor.

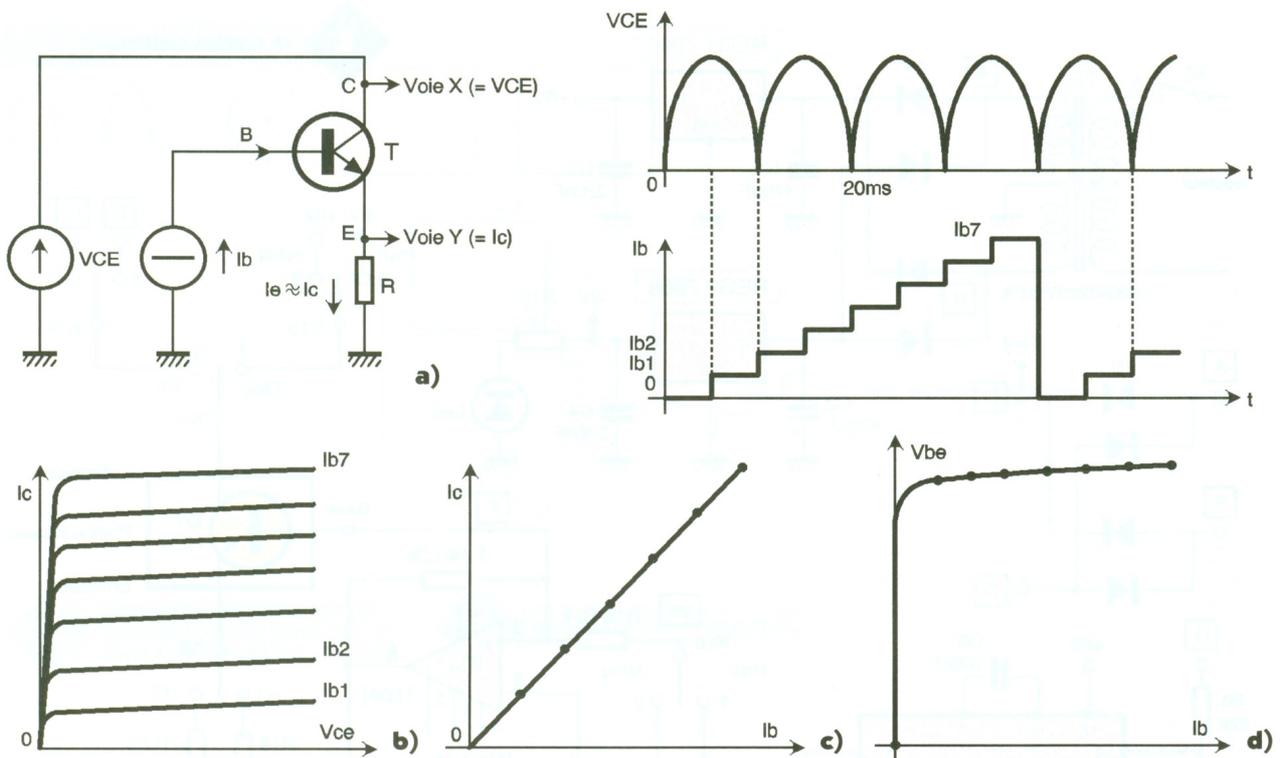
En plus du tri des transistors douteux laissés au fond d'un tiroir que vous hésitez à utiliser, ce montage vous permettra d'apparier au mieux des transistors de types complémentaires.

## Présentation

### Principe de fonctionnement (fig. 1a)

Pour relever les caractéristiques envisagées, un générateur impose un courant base  $I_b$  en forme de marches d'escalier. Pour chaque palier, la tension collecteur-émetteur  $V_{ce}$  varie de façon continue entre 0 et une valeur maximale ne risquant pas de détériorer les transistors étudiés. Pour que les courbes observées soient stables, les générateurs de





1

### EXEMPLES DE CARACTÉRISTIQUES RELEVÉES.

courant  $I_b$  et de tension  $V_{ce}$  travaillent en synchronisme, le passage d'un palier au suivant pouvant indifféremment avoir lieu lorsque  $V_{ce}$  est nulle ou maximale. Pour simplifier la réalisation, le générateur de tension  $V_{ce}$  est tout simplement constitué par le secondaire du transformateur d'alimentation auquel on fait subir un redressement double alternance de signe approprié au type de transistor étudié. Avec cette solution, on dispose d'une source de tension périodique pouvant débiter un courant appréciable.

Les **figures 1b, 1c et 1d** montrent l'allure des caractéristiques que l'on obtient dans le cas d'un transistor NPN.

On constate sur ce schéma de principe que la mesure du courant collecteur  $I_c$  est remplacée par celle du courant d'émetteur le dont la valeur est très voisine de celle de  $I_c$  puisque  $I_e = I_c + I_b$  et que, généralement, le courant base  $I_b$  est négligeable devant  $I_c$ . Une seconde approximation est faite pour le relevé des tensions base-émetteur ( $V_{be}$ ) et collecteur-émetteur ( $V_{ce}$ ) du transistor à cause de la chute de tension qui prend naissance aux bornes de la résistance d'exploration  $R$  qui permet la mesure de  $I_c$ . Tant que le courant d'émetteur reste faible (de quelques milliampères à quelques dizaines de milliampères), cette

chute de tension  $R I_e$  est négligeable et ne perturbe pas les résultats. Ce ne serait pas le cas avec un transistor de puissance car, même avec  $R = 1 \Omega$ , un courant de 100 mA produit une chute de tension de 100 mV qui ne peut plus être négligée par exemple devant  $V_{be}$ . Une solution aurait consisté à utiliser des AOP montés en soustracteurs, mais cela aurait contribué à rendre le montage plus complexe sans apporter d'amélioration substantielle pour les transistors de faible et moyenne puissance qui sont les plus couramment testés.

On constate sur cette même figure que le courant  $I_b$  évoluant par palier, les caractéristiques  $V_{be} = f(I_b)$  et  $I_c = f(I_b)$  sont constituées de huit points (que l'on peut toujours relier par la pensée) alors que  $V_{ce}$  évoluant de façon continue,  $I_c = f(V_{ce})$  est formée de huit courbes correspondant aux huit valeurs de  $I_b$ .

#### Caractéristiques du traceur

Le montage proposé est destiné aux transistors bipolaires de faible et moyenne puissance de type NPN et PNP. Le courant  $I_b$  est formé de huit marches d'escalier dont l'une correspond à un courant nul. L'écart entre chacune des marches est réglable de façon continue d'environ 4 à 70  $\mu A$ . La plus grande valeur du courant base injecté dans un transistor peut donc atteindre  $(8 - 1) \times 70 \mu A = 490 \mu A$ , valeur plus que suffisante pour un transistor de moyenne puissance.

Pour ne pas endommager les transis-

tors à l'essai, la tension collecteur-émetteur maximale est limitée à une quinzaine de volts.

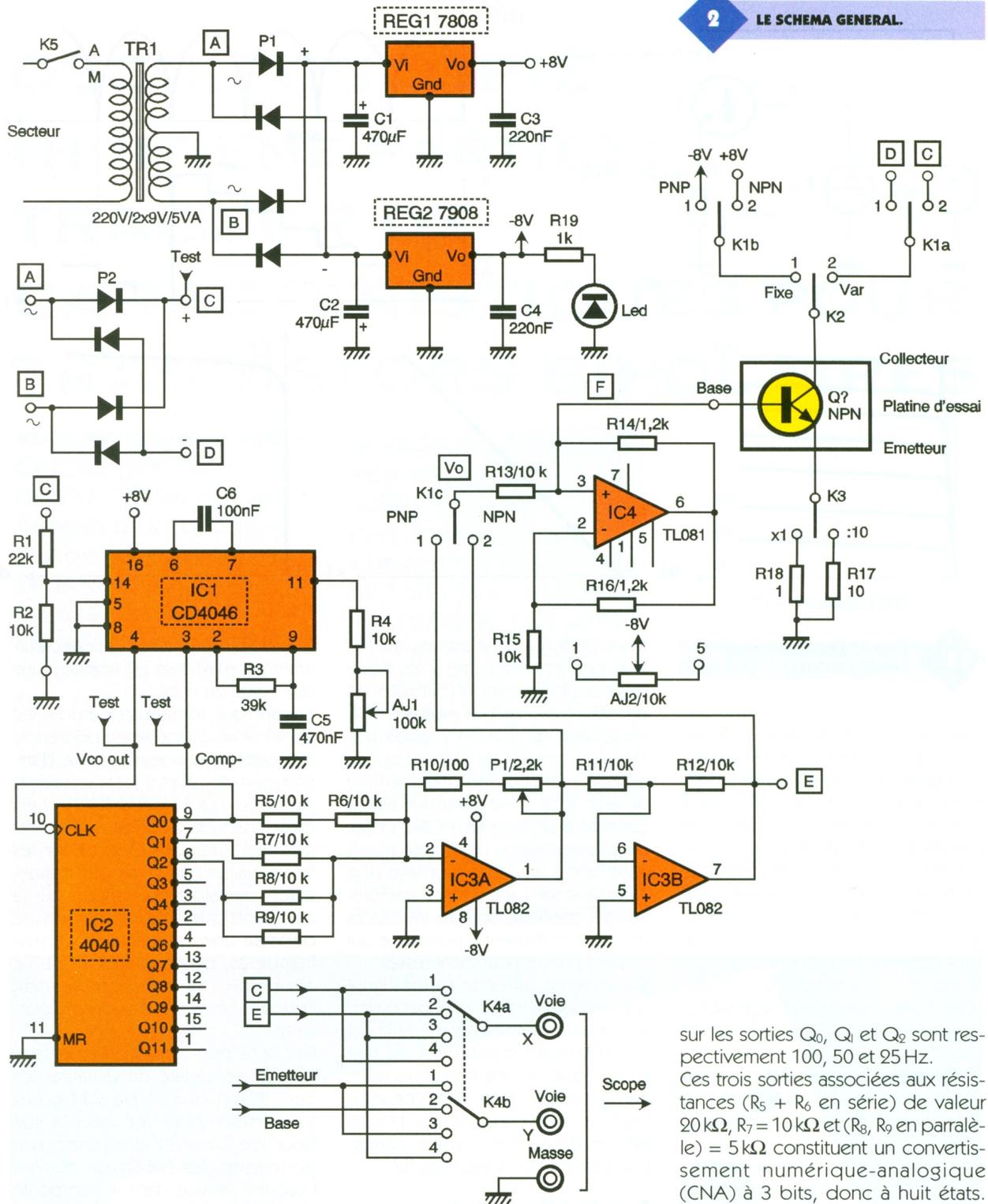
Suivant que le transistor étudié est de faible ou de moyenne puissance, on sélectionne une résistance d'exploration du courant  $I_c$  ( $I_e$  en réalité) de 10 ou 1  $\Omega$ . La valeur  $R = 10 \Omega$  est recommandée pour relever les caractéristiques  $I_c = f(V_{ce})$  pour les faibles valeurs de  $I_b$  et pour les transistors de faible puissance. Pour la caractéristique  $V_{be} = f(I_b)$  ou si  $I_c$  dépasse une cinquantaine de milliampères, on choisira  $R = 1 \Omega$ . Le choix  $R = 1 \Omega$  est recommandé quand  $I_c$  possède une valeur importante.

Précisons pour finir que le montage offre la possibilité de visualiser les caractéristiques  $V_{be} = f(I_b)$  et  $I_c = f(I_b)$  soit pour  $V_{ce}$  variable, soit pour  $V_{ce}$  fixe = 8 V et qu'une phase de réglage des paliers de courant base est prévue dans le protocole de mesurage.

## Le montage

### L'alimentation

Le schéma de ce traceur est proposé à la **figure 2**. Après redressement et filtrage de la tension secondaire du transformateur  $TR_1$  par le pont redresseur  $P_1$ , on récupère deux tensions continues de polarités opposées que les régulateurs  $REG_1$  et  $REG_2$  stabilisent à  $\pm 8 V$ . La masse électrique du montage est prélevée au point milieu du secondaire du transformateur.



Le second pont redresseur P<sub>2</sub> délivre (par rapport à la masse) les tensions redressées double alternance, positive (point C) et négative (point D) que l'on applique à l'espace collecteur-émetteur du transistor à l'essai.

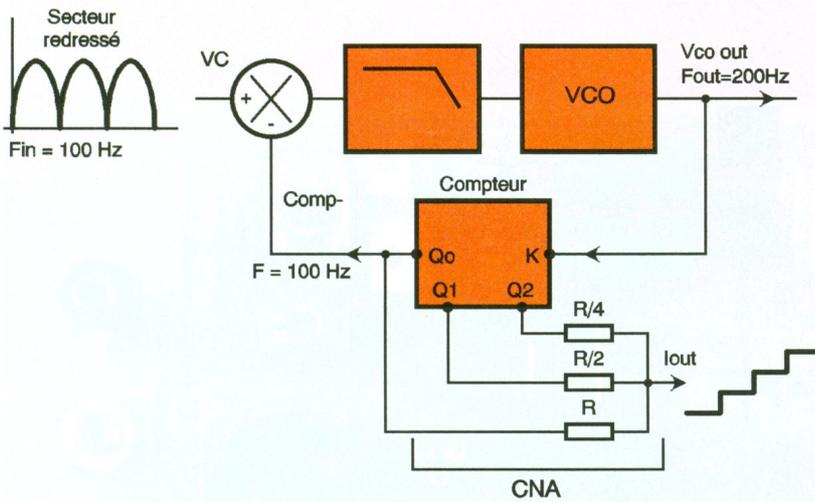
### Le générateur de courant base

Pour que ce générateur travaille en synchronisme avec la tension V<sub>ce</sub>, on utilise une boucle à verrouillage de phase (PLL) bâtie autour de circuits intégrés IC<sub>1</sub> et IC<sub>2</sub> associés à un CNA rudimentaire. IC<sub>1</sub> est un circuit CMOS de type 4046 et IC<sub>2</sub> un comp-

teur (diviseur) binaire de type 4040. Le schéma fonctionnel de cette association est représenté à la **figure 3**.

Lorsque la boucle est verrouillée, les fréquences des signaux appliquées aux deux entrées du comparateur de phase sont égales. Etant donné que le signal de référence est en fait la tension secteur redressée double alternance (de fréquence 100 Hz) et que la boucle de retour comporte un étage diviseur par deux, le VCO contenu dans le 4046 travaille à 200 Hz. Les fréquences des signaux

sur les sorties Q<sub>0</sub>, Q<sub>1</sub> et Q<sub>2</sub> sont respectivement 100, 50 et 25 Hz. Ces trois sorties associées aux résistances (R<sub>5</sub> + R<sub>6</sub> en série) de valeur 20 kΩ, R<sub>7</sub> = 10 kΩ et (R<sub>8</sub>, R<sub>9</sub> en parallèle) = 5 kΩ constituent un convertisseur numérique-analogique (CNA) à 3 bits, donc à huit états. Comme le contenu du compteur évolue sans cesse, la sortie du CNA est formée de huit marches d'escaliers, suivies d'un retour à zéro, comme le montrent les chronogrammes de la **figure 4**. La grandeur de sortie de ce type de CNA est un courant (I<sub>out</sub>) dont on ne peut malheureusement pas inverser le signe. Ce « défaut » impose une conversion intermédiaire « courant-tension », rôle tenu par l'AOP IC<sub>3a</sub>, à la sortie duquel on récupère des marches de tension négatives, et IC<sub>3b</sub>, qui les inverse à nouveau pour leur donner leur sens initial (signal VE).

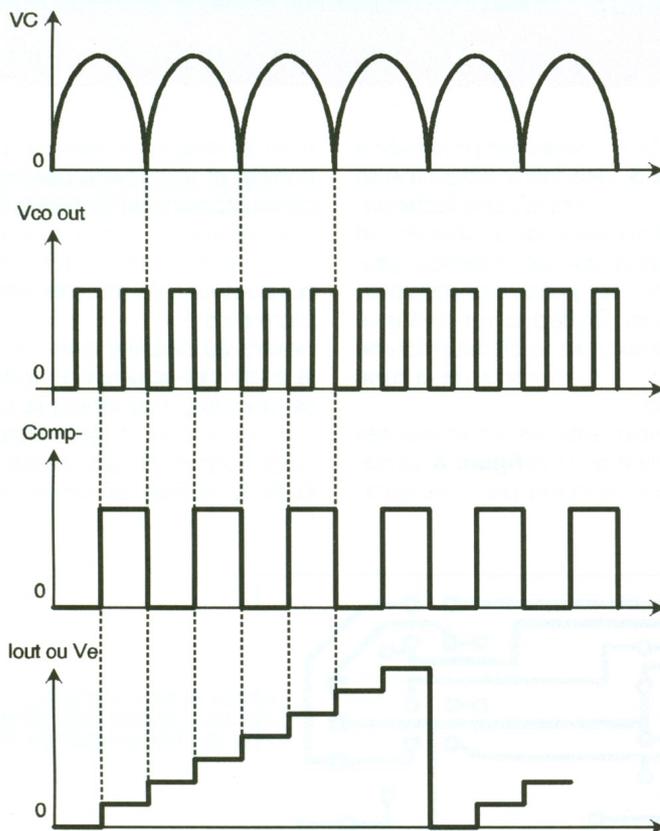


3

**OBTENTION ET SYNCHRONISATION DU COURANT BASE SUR Vce A L'AIDE D'UNE PLL.**

4

**GENERATION DU COURANT Ib.**



Le convertisseur courant-tension bâti autour de IC<sub>3a</sub> est ajustable par P<sub>1</sub> de manière à modifier la hauteur des marches qui a pour expression  $H = V_{cc} (P_1 + R_{10}) / (R_5 + R_6)$ . Cette hauteur H peut donc évoluer de H = 40 mV pour P<sub>1</sub> = 0 à H = 920 mV pour P<sub>1</sub> = 2,2 kΩ. Compte tenu des tensions de déchet des AOP utilisés, cette valeur maximale doit être réduite à 700 ou 800 mV si l'on veut que toutes les marches aient la même hauteur. Cette réduction s'opère tout simplement en évi-

tant de mettre P<sub>1</sub> au maximum. Dans le cas contraire, les marches supérieures sont plus resserrées, mais cela ne nuit en rien au fonctionnement de l'appareil. Pour convertir les tensions en marches d'escalier présentes aux sorties des AOP IC<sub>3a</sub> et IC<sub>3b</sub> en des courants de même allure, on utilise un troisième AOP (IC<sub>4</sub>) qui est un générateur de courant commandé par la tension issue du point commun du commutateur K<sub>1c</sub>. Des calculs simples montrent que le

courant qui sort par le point F (connecté à la base du transistor à l'essai) a pour expression  $I_o = V_o / R_{13}$ . La résistance R<sub>13</sub> valant 10 kΩ, chaque marche de courant est donc ajustable entre 4 et 70 μA, comme nous l'avons indiqué précédemment.

On notera qu'un réglage d'offset est prévu au niveau de cet AOP afin que la première marche de courant base soit bien nulle.

### Les commutations

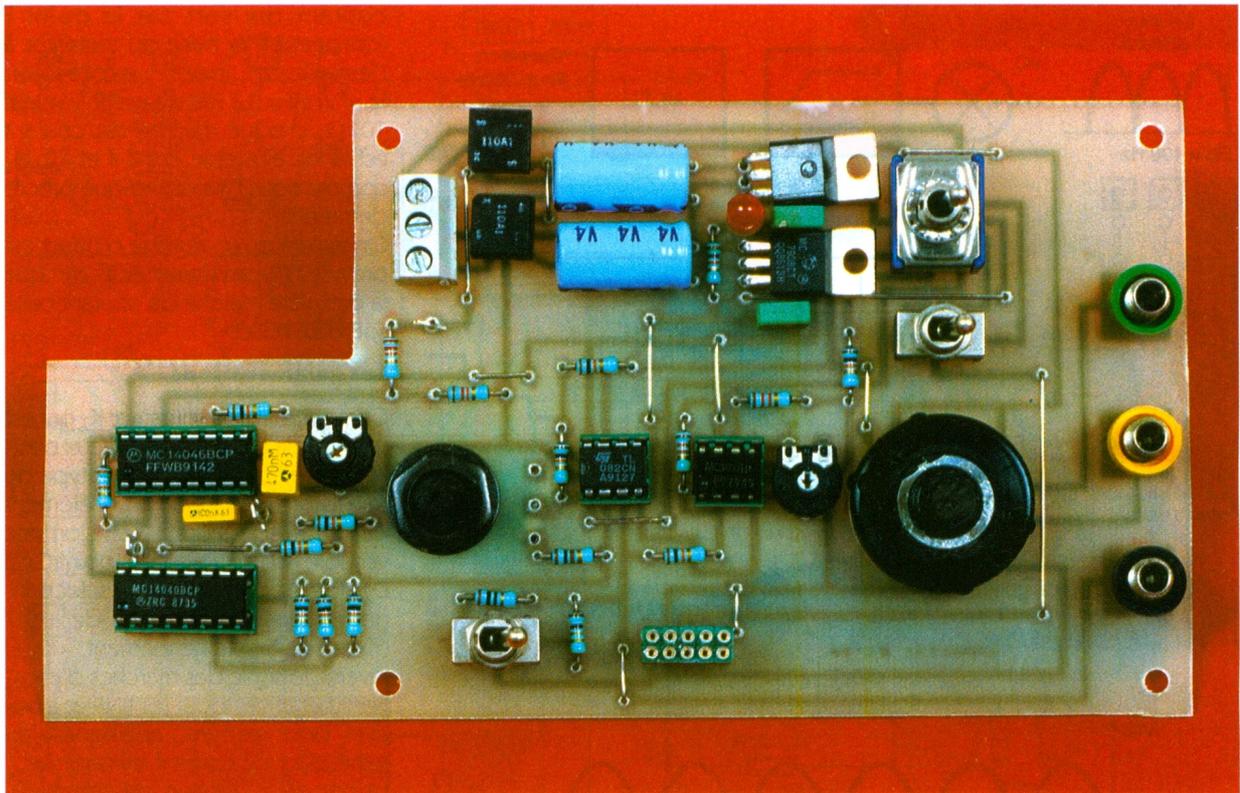
C'est avec le commutateur K<sub>1</sub> qui est un modèle trois circuits à deux positions que l'on sélectionne le type du transistor (NPN ou PNP). L'élément « a » de K<sub>1</sub> sélectionne la tension Vce variable issue du pont P<sub>2</sub> (point C ou D) alors que l'élément K<sub>1b</sub> sélectionne les tensions régulées de ± 8 V (fixes). Le troisième élément, « K<sub>1c</sub> », inverse le signe des marches d'escaliers (négatives pour les PNP et positives pour les NPN) appliquées au générateur de courant commandé. La première position du commutateur K<sub>2</sub> correspond à des tensions Vce fixes, la seconde à des tensions variables.

La résistance d'exploration du courant d'émetteur (R<sub>17</sub> ou R<sub>18</sub>) dépend de la position de K<sub>3</sub>.

Pour éviter de multiples déplacements des entrées de l'oscilloscope, les deux sections a et b du commutateur K<sub>4</sub> appliquent aux voies Y et Y les signaux appropriés à la caractéristique sélectionnée. Les positions 1, 2, 3, 4 correspondent respectivement aux caractéristiques  $I_c = f(V_{ce})$ ,  $V_{be} = f(I_b)$ ,  $I_c = f(I_b)$  et au réglage de I<sub>b</sub>.

L'examen du schéma montre qu'on utilise la tension présente au point E du montage comme image du courant I<sub>b</sub>, et non ce courant lui-même, pour les deux types de transistor à l'essai. Le balayage horizontal est, lui aussi, toujours assuré par une tension positive (VE pour I<sub>b</sub> et VC pour Vce). Cette solution permet de maintenir la référence « 0 » horizontale sur la gauche de l'écran pour les deux types de transistor. D'autres commutations supplémentaires auraient permis de maintenir la référence « 0 » verticale en bas de l'écran, mais cela aurait compliqué assez sensiblement la réalisation pratique.

La solution adoptée, compromis acceptable entre complexité de réalisation et d'utilisation, a comme conséquence que la référence « 0 » verticale doit être fixée en bas de l'écran pour les NPN et en haut de l'écran pour les PNP.



LA PLATINE COMPLETE.

## Réalisation pratique

### Le câblage

L'ensemble des éléments du schéma, à l'exception du transformateur et de l'interrupteur marche-arrêt  $K_5$ , trouve place sur le circuit imprimé

5

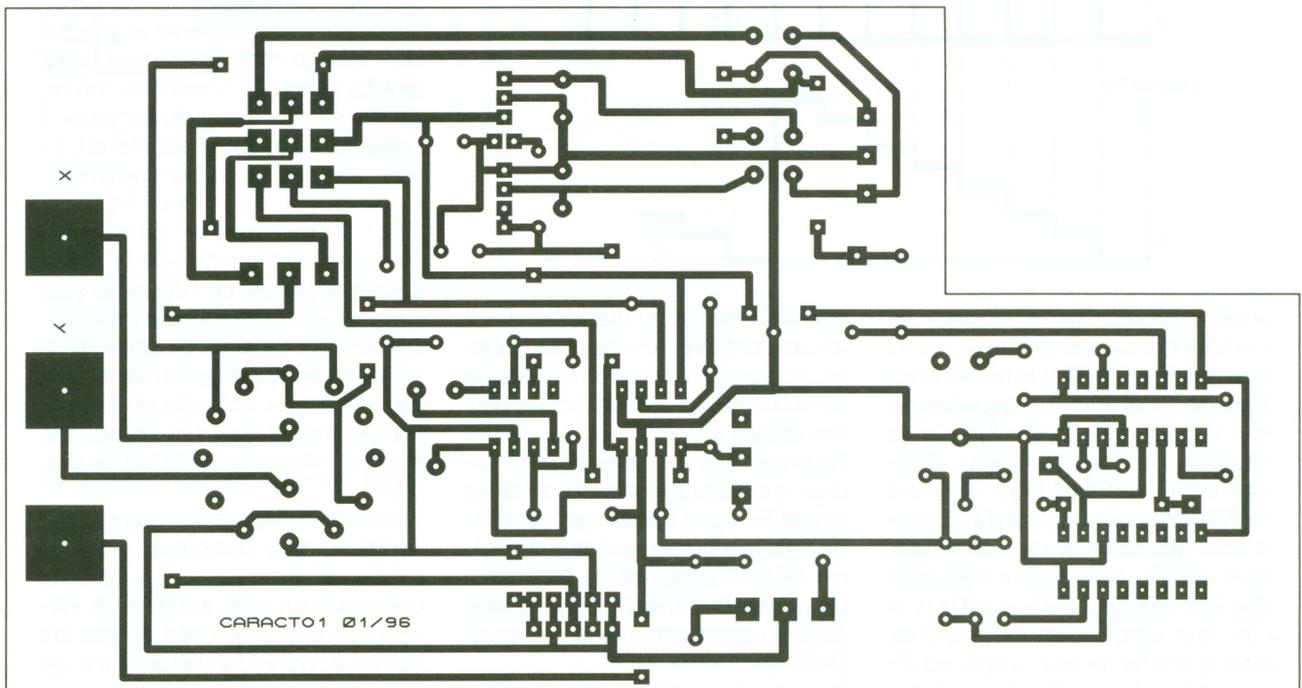
TYPON VU COTE CUIVRE.

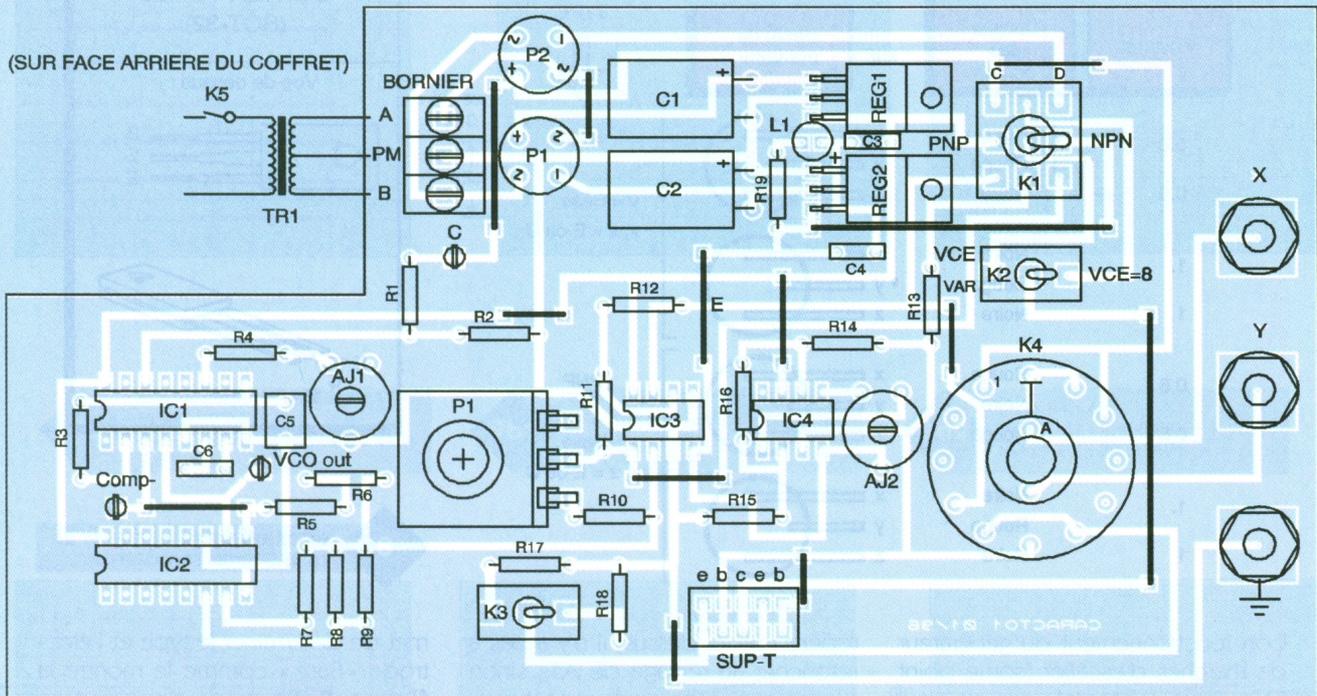
dont la face cuivrée est proposée à la **figure 5**. Une fois le typon réalisé et percé, on ôtera la zone rectangulaire dépourvue de pistes et de composants du coin supérieur gauche. Sans cette précaution, des problèmes de cohabitation entre le transformateur et le circuit imprimé apparaîtront au moment de la mise en coffret.

Les composants seront implantés comme le montre la **figure 6**. Le câblage commencera par l'implanta-

tion des straps puis des composants passifs, et s'achèvera par celle des commutateurs du potentiomètre et des régulateurs. Bien que cela ne soit pas indispensable, des supports pour les circuits intégrés seront les bienvenus.

Notons au passage que si l'on veut faire de cet appareil un instrument de mesure, il faudra que certains composants aient des valeurs précises. C'est le cas des résistances  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  que l'on devra trier pour





6

### IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

qu'elles aient toutes la même valeur, même si celle-ci est légèrement différente de 10 k $\Omega$ . Il vaut mieux, en effet, avoir cinq résistances de 9 985  $\Omega$  que quatre de 10 000  $\Omega$  et une de 9 990  $\Omega$ .

Pour les mêmes raisons de précision, on s'arrangera pour que les couples (R<sub>11</sub>, R<sub>12</sub>), (R<sub>14</sub>, R<sub>16</sub>) et (R<sub>13</sub>, R<sub>15</sub>) soient constitués d'éléments de valeur identique, en essayant en plus que le dernier couple ait une valeur la plus proche possible de 10 k $\Omega$ . Enfin,

pour R<sub>17</sub> et R<sub>18</sub>, on choisira si possible des résistances à 1 %.

Pour réaliser le support destiné aux transistors à l'essai, on peut utiliser deux fois cinq plots de supports à wrapper (tulipe ou lyre) en barrette sécable que l'on assemble avec une goutte de colle.

La longueur des pattes de la DEL L<sub>1</sub>, témoin de mise sous tension du montage, sera adaptée à la hauteur des inverseurs. La partie métallique inférieure des bornes 4 mm pour châssis servant de liaison avec l'oscilloscope sera légèrement limée ou passée à la toile émeri, afin de faciliter le soudage sur le circuit imprimé.

composants polarisés (condensateurs, régulateurs et circuits intégrés), on relie le montage au secondaire du transformateur, opération facilitée par la présence d'un bornier à trois plots dont le point milieu est relié à celui du transformateur. Les deux autres extrémités peuvent être croisées sans que cela ne nuise au bon fonctionnement du montage.

Quand la présence des potentiels d'alimentation  $\pm 8V$  a été dûment constatée, on relie la masse de l'oscilloscope à la douille de masse du traceur, et les deux voies verticales Y<sub>1</sub> et Y<sub>2</sub> respectivement aux picots (points tests) C et COMP-. On agit alors sur AJ<sub>1</sub> pour que ces signaux soient en phase, c'est-à-dire qu'ils présentent l'aspect indiqué à la **figure 4**. On pourra ensuite vérifier le

7

### QUELQUES TYPES DE BOITERS DE TRANSISTORS DE FAIBLE ET MOYENNE PUISSANCE.

#### Mise au point

Après un contrôle visuel des soudures et de la bonne orientation des

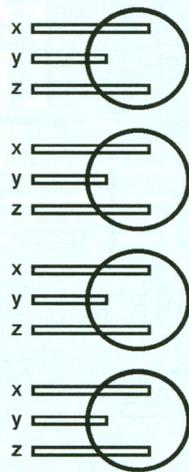
BOITIER TO-92	BOITIER TO-92Z	BOITIER TO-18	BOITIER TO-39
<p>Vue de dessus</p>	<p>Vue de dessus</p>	<p>Vue de dessus</p>	<p>Vue de dessus</p>

MULTIMETRE	
Lecture	Couleur des bornes

0,6	←	Noire
0,6		Rouge
0,6	←	Noire
1.		Noire
1.		Rouge
1.		Noire
0,6		Rouge
0,6		Noire
0,6		Rouge
1.		Noire
1.		Rouge
1.		Noire

sur

patte du transistor



Déduction

TYPE

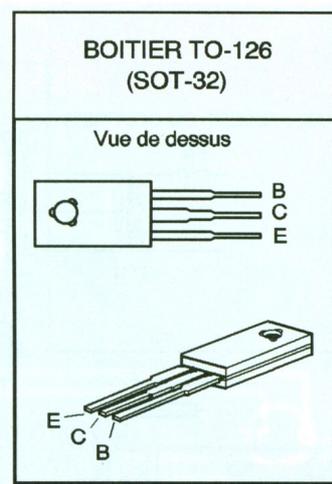


NPN

y = Base  
x, z = E ou C

PNP

y = Base  
x, z = E ou C



8

**DETERMINATION DU TYPE ET DE LA BASE D'UN TRANSISTOR.**

bon fonctionnement du générateur de marches d'escalier (sortie point E) qui est accessible sur la sortie (voie X) lorsque  $K_4$  est en position 2 ou 3. En agissant sur  $P_1$ , la hauteur des marches doit varier d'environ 40 mV à près de 900 mV.

Pour régler l'ajustable  $AJ_2$  que l'on positionne arbitrairement à mi-course :

1) on insère une résistance d'une dizaine de kilohms entre une connexion de base et d'émetteur du support d'essai ;

2) on positionne l'inverseur  $K_4$  pour relever la caractéristique  $V_{be} = f(I_b)$  et l'inverseur  $K_1$  indifféremment sur NPN ou PNP ;

3) on relie le scope aux bornes « Voie X et Y » avec des calibres respectifs de 50 mV/div et 100 mV/div, après avoir repéré la position « 0 » du spot, lorsque les deux entrées sont à la masse.

Si le premier point de la caractéristique observée est confondu avec le

repère « 0 » ci-dessus, il n'y a pas à retoucher au réglage de  $AJ_2$ , sinon on agit en conséquence sur cet ajustable. Si le premier point de la caractéristique ne reste pas sur le repère « 0 » quand  $K_1$  passe de la position NPN à PNP, il est préférable de remplacer  $IC_3$  par un autre circuit de même type mais qui aura une tension d'offset plus réduite.

Une fois ce travail terminé, le montage est prêt à l'emploi.

## Utilisation

### Travail préliminaire

Pour utiliser au mieux ce traceur, il convient de connaître au préalable le type et le brochage du transistor à l'essai. Comme les fabricants se sont fait plaisir en multipliant les types de brochages, le support d'essai permet tous les types de combinaisons possibles, du moment que l'on peut amener les trois fils en ligne. Le **figure 7** propose quelques-uns des brochages les plus courants. En cas de doute, l'utilisation d'un multimètre en position « test de jonction » per-

met de déterminer le type et l'électrode « Base » comme le montre la **figure 8**. Pour les deux autres connexions, si l'identification avec l'un des boîtiers de la **figure 7** laisse un doute, le traceur lèvera l'incertitude.

### Mode d'emploi

Pour utiliser le calibre approprié aux mesures envisagées, l'utilisateur retiendra les points suivants :

Pour le courant de base «  $I_b$  », chaque microampère correspond à une tension de 10 mV et pour  $I_c$ , chaque milliampère correspond à 1 ou 10 mV suivant que  $K_3$  est sur la position « x1 » ou sur « +10 ». Ces courants étant fortement variables, il y aura lieu de modifier en conséquence les calibres des voies sur lesquelles ils sont visualisés.

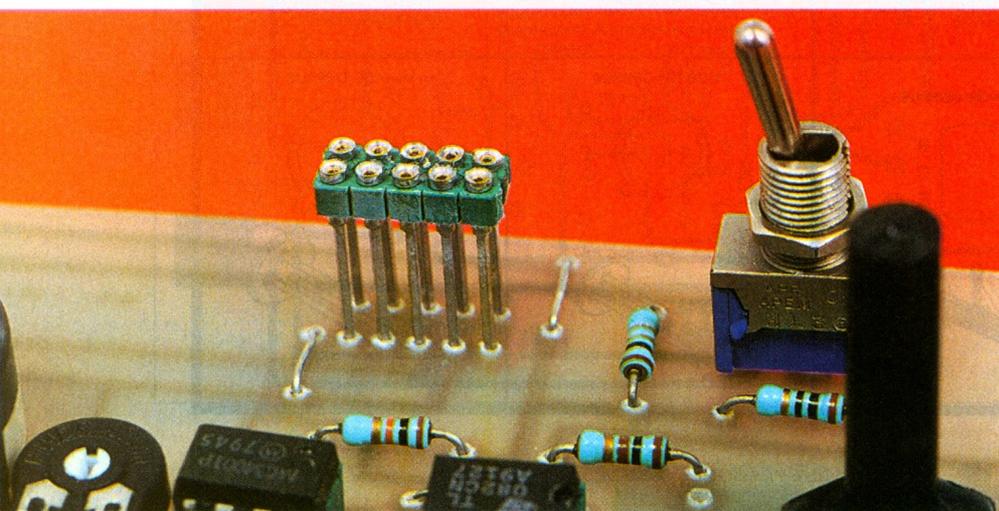
La tension  $V_{be}$  ayant une amplitude strictement inférieure à 1V, on choisira un calibre de 0,1 ou 0,2V/div. Pour la tension  $V_{ce}$  limitée à 15V, un calibre de 2V/div convient parfaitement.

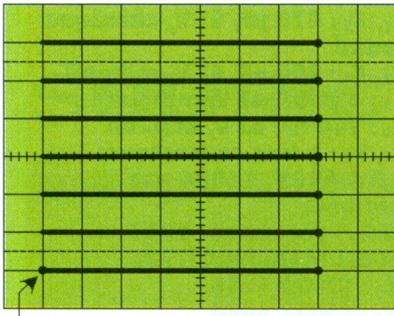
Pour bénéficier d'une grande sensibilité, on aura tout intérêt à fixer le repère « 0 » (position du spot quand les entrées sont à la masse) en bas à gauche de l'écran pour les NPN et en haut à gauche pour les PNP.

### 1) Réglage de $I_b$

Après avoir choisi le type du transistor par  $K_1$ , on bascule  $K_4$  en position ajustable de  $I_b$ . Les sensibilités du scope sont respectivement de 2V/div sur la voie X et de 50 mV à 1V par division suivant que l'on veut un courant  $I_b$  allant de 5 à 70  $\mu A$  par palier. L'oscillogramme observé est constitué de droites horizontales pa-

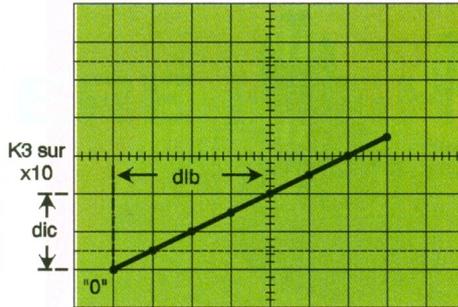
**GROS PLAN SUR L'ENBASE DE TEST.**





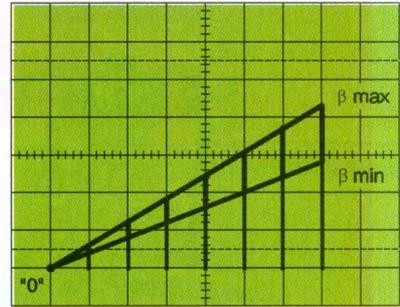
9a

**ECRAN OBSERVÉ PENDANT LE REGLAGE DE IB.**  
Voie X cal : 2 V/div ; voie Y cal : 0,2 V/div.



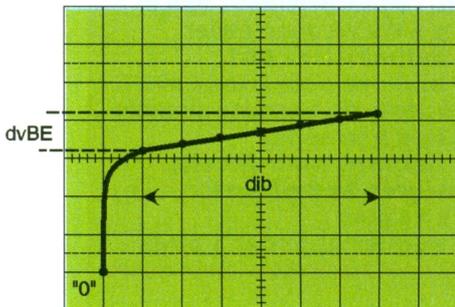
9b1

$V_{ce} = 8 \text{ V}$ , voie X cal : 0,2 V/div.  
 $I_c = f(I_b)$ , voie Y cal : 50 mV/div.  
 $\beta = \frac{dI_c}{dI_b} = \frac{10 \text{ mA}}{80 \mu\text{A}} = 125$



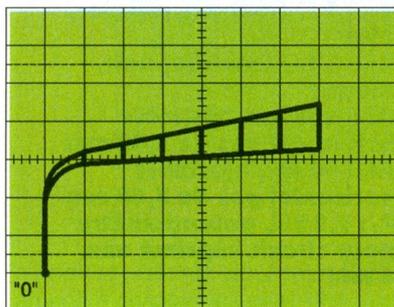
9b2

$V_{ce}$  variable,  
voie X cal : 0,2 V/div ;  
voie Y cal : 50 mV/div.



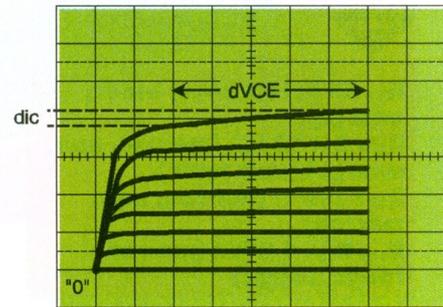
9c1

$V_{ce} = 8 \text{ V}$ , voie X cal : 0,2 V/div.  
 $V_{be} = f(I_b)$ , voie Y cal : 0,2 V/div.  
 $r = \frac{dv_{BE}}{dis} = \frac{0,2}{120 \cdot 10^{-6}} = 1\,660 \Omega$



9c2

$V_{ce}$  variable, voie X cal :  
0,2 V/div.  
 $V_{be} = f(I_b)$ , voie Y cal : 0,2 V/div.



9d

**TRANSISTOR NPN 2N5551**  
 $I_c = f(V_{ce})$ , voie X cal : 2 V/div ;  
voie Y cal : 50 mV/div.  
 $\rho = \frac{dV_{CE}}{dic} = \frac{10}{2 \cdot 10^{-3}} = 5\,000 \Omega$   
POUR  $I_b = 140 \mu\text{A}$

rallèles dont on peut ajuster l'écartement par  $P_1$ . En tenant compte que pour  $I_b$ ,  $1 \mu\text{A}$  correspond à  $10 \text{ mV}$ , si l'on veut des paliers de  $20 \mu\text{A}$ , on agira sur  $P_1$  pour que l'espace entre deux horizontales soit de  $200 \text{ mV}$  ( $20 \times 10 \text{ mV}$ ). Ainsi, pour un NPN et la référence  $I_b = 0$  fixée en bas de l'écran, pour un calibre vertical de  $0,2 \text{ V/div}$ , chaque trace horizontale est confondue avec une ligne de quadrillage de l'écran (fig. 9a).

## 2) Courbe $I_c = f(I_b)$

Avec le réglage précédent, la sensibilité horizontale sera de  $200 \text{ mV/div}$ . Si le transistor essayé possède un  $\beta$  de 125, le courant collecteur augmentera d'environ  $2,5 \text{ mA}$  à chaque palier du courant base, ce qui impose une sensibilité verticale de  $50 \text{ mV/div}$  pour  $K_3$  sur «  $\times 10$  ». Les figures 9b1 et 9b2 correspondent respectivement à un  $V_{ce}$  variable et à un  $V_{ce}$  fixe. La pen-

te de ces courbes donne le  $\beta$  du transistor qui, comme on peut le constater, dépend de la tension  $V_{ce}$ .

## 3) Courbe $V_{be} = f(I_b)$

Avec la même sensibilité horizontale et  $0,2 \text{ V/div}$  sur la voie verticale, on obtient les caractéristiques des figures 9c1 et 9c2 ( $V_{ce}$  variable puis fixe). Là encore, la pente des caractéristiques observées dépend de  $V_{ce}$ . Dans la zone de conduction, cette pente correspond à la résistance d'entrée du transistor. Pour réduire les erreurs de mesure sur  $V_{be}$ , mettre  $K_3$  sur «  $\times 1$  ».

## 4) Courbe $I_c = f(V_{ce})$

Les calibres des voies X et Y sont respectivement de  $2 \text{ V}$  et  $50 \text{ mV/div}$ . La pente des caractéristiques observées figure 9d représente l'inverse de la résistance de sortie du transistor, qui est loin d'être infinie (donc

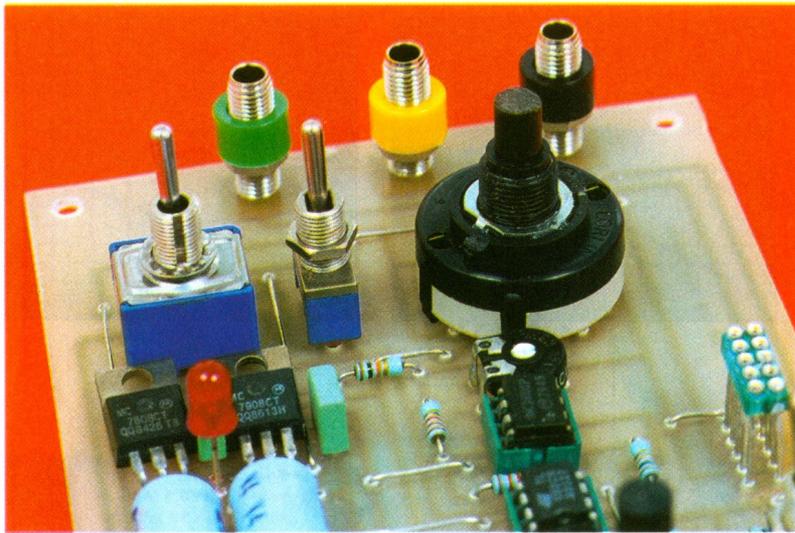
négligeable) comme en le sous-entend assez souvent pour simplifier les calculs.

Nous espérons que ces indications vous permettront de mener à bien cette réalisation et d'exploiter correctement ce traceur de caractéristiques qui vous fera envisager les montages à transistors sous un aspect un peu moins empirique donc plus professionnel.

F. JONGBLOËT

## NOMENCLATURE

**Résistances 1/4 W 5%**  
 $R_1$  : 22 k $\Omega$  (rouge, rouge, orange)  
 $R_2, R_4, R_{11}$  à  $R_{13}, R_{15}$  : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange) (voir texte)



LES DOUILLES DE SORTIE POUR L'OSCILLOSCOPE.

**R<sub>3</sub> : 39 k $\Omega$  (orange, blanc, orange)**  
**R<sub>5</sub> à R<sub>9</sub> : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange) (voir texte)**  
**R<sub>10</sub> : 100  $\Omega$  (marron, noir, marron)**  
**R<sub>14</sub>, R<sub>16</sub> : 1,2 k $\Omega$  (marron, rouge, rouge)**

**R<sub>17</sub> : 10  $\Omega$  (marron, noir, noir, 1%)**  
**R<sub>18</sub> : 1  $\Omega$  (marron, noir, or, 1%)**  
**R<sub>19</sub> : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)**  
**AJ<sub>1</sub> : 100 k $\Omega$ , ajustable horizontal pas de 5,08 mm**  
**AJ<sub>2</sub> : 10 k $\Omega$ , ajustable horizontal pas de 5,08 mm**  
**P<sub>1</sub> : 2,2 k $\Omega$ , potentiomètre pour circuit imprimé axe 6 mm**

**C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> : 470  $\mu$ F, 25 V, chimique radial**  
**C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> : 220 nF, 63 V, milfeuill**  
**C<sub>5</sub> : 470 nF, 63 V, milfeuill**  
**C<sub>6</sub> : 100 nF, 63 V, milfeuill**  
**P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> : ponts redresseurs 1,5 A/600 V, 110B6 par exemple**  
**REG<sub>1</sub> : régulateur 7808**  
**REG<sub>2</sub> : régulateur 7908**  
**IC<sub>1</sub> : CMOS 4046**  
**IC<sub>2</sub> : CMOS 4040**  
**IC<sub>3</sub> : AOP TL082**  
**IC<sub>4</sub> : AOP TL081**  
**DEL<sub>1</sub> : rouge 5 mm**  
**K<sub>1</sub> : inverseur 3 circuits 2 positions axe 6,5 mm**  
**K<sub>2</sub>, K<sub>3</sub>, K<sub>5</sub> : inverseur 1 circuit 2 positions axe 6,5 mm**  
**K<sub>4</sub> : commutateur rotatif 2 circuits 6 positions 3 bornes 4 mm pour châssis 3 picots à souder**  
**TR<sub>1</sub> : transformateur 220 V/ 2 x 5 V/5 VA avec étrier 1 coffret Retex RA1 2 boutons pour axes 6 mm 10 plots de barrette sécable tulipe à wrapper 4 supports pour circuits intégrés 2 x 8 pins et 2 x 16 pins 1 bornier à souder 3 plots**

information technique, autres logiciels et mises à jour :

**Pour l'électronicien créatif.**

3614 code LAYOFRANCE

**395 F LAYO1E**  
 Max. 1 000 vecteurs/pastilles  
 Pour les amateurs  
 Dessin (1/1280<sup>ème</sup> pouce) + autorouteur multi- mais aussi simple face. 100% OPÉRATIONNEL (sorties & sauvegarde) et en français.  
 700 composants dont 100 CMS, 16 couches + manuel. Importation schémas ou NETs et placement des composants automatique.

**750 F DOUBLE**  
 Extension 2 000 vecteurs/pastilles  
 Amateurs exigeants

**1 550 F QUATRO** TTC  
 Extension 4 000 vecteurs/pastilles  
 Sociétés

**LAYO FRANCE SARL**  
 Château Garamache - Sauvebonne  
 83400 HYERES  
 Tél : 94.28.22.59 Fax : 94.48.22.16  
 Téléchargements - mises à jour : 3617 code LAYO

Joignez-vous aux 50 000 utilisateurs français, dont 10% de sociétés et non des moins réputées (\*) qui, comme vous, recherchent, en priorité des priorités, efficacité, rapidité et convivialité !  
 (\*) EDF, TELECOM, IBM, COMPAQ, PHILIPS, TEXAS INSTRUMENTS, MOTOROLA, GRUNDIG, ROCKWELL, RATP, CITROEN, PEUGEOT, RENAULT, NUCLÉAIRE, INST. PASTEUR, THOMSON CSF, CNRS, CERN, CEA, SNCF, LA POSTE, ELF, RHONE POULENC, LES 3 ARMÉES, AÉROSPATIALE, ALCATEL, MATRA, COGEMA, SATEL, ALCATEL, MATRA, 3M, AFPA, TDF, CANAL+, TF1, FR3, RMC, INSA, SEITA, LES AÉROPORTS, DES MINISTÈRES, DES PARLEMENT EUROPÉEN, 80% DES UNIVERSITÉS, LES ÉCOLES SUPÉRIEURES ET LES UITS, SANS OUBLIER 65% DES LYCÉES ET DES COLLÈGES PROFESSIONNELS



# SOURICIÈRE HIGH-TECH

Depuis la nuit des temps, l'homme n'a de cesse de lutter contre un envahisseur impitoyable : les rongeurs. En effet, ces petites bêtes bien sympathiques ont plusieurs défauts rédhibitoires parmi lesquels leur voracité et leur vitesse de reproduction insensée. Aussi une régulation artificielle de leur population s'est-elle rapidement imposée par tous les moyens de destruction imaginables.

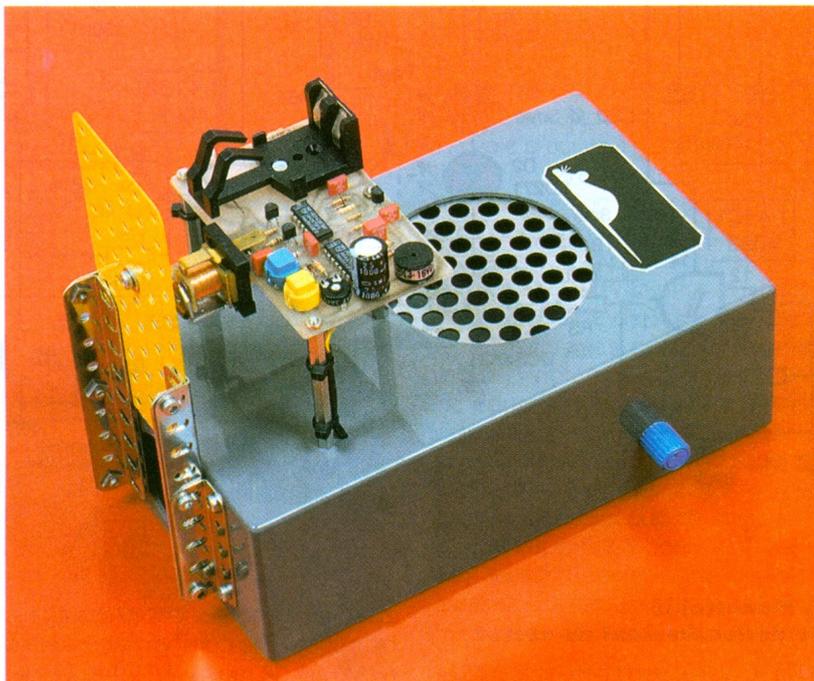
La réalisation que nous allons décrire aujourd'hui est une alternative élégante à la solution de ce problème. Elle est écologique, non polluante et non dangereuse, aussi bien pour nos animaux domestiques que pour les infortunés rongeurs eux-mêmes. Nous avons simplement repris le principe antique de la souricière mécanique remis au goût du jour !

## Fonctionnement

Une boîte de dimensions assez importantes est munie d'une ouverture pouvant être oblitérée par une trappe coulissante, à la façon d'une guillotine. Un appât est disposé au fond de la boîte et notre animal attiré se précipite pour le dévorer. Ce faisant, il coupe un faisceau infrarouge qui libère immédiatement un loquet et fait tomber la trappe sur l'ouverture.

Notre animal est prisonnier et vivant ! (Nous ne risquerons donc rien avec la SPA).

Un buzzer intermittent vous signale la prise. Pour clore ce paragraphe, il fallait bien sûr pour ce piège une alimentation autonome et peu gour-



mande en énergie pour ne pas être amené à changer les piles trop souvent (on ne dispose pas forcément d'une alimentation secteur dans le grenier ou dans la cave !) Ce sera chose faite, avec une consommation au repos de 1 mA qui permettra une autonomie d'environ 4 à 500 heures avec une pile 9 V alcaline.

## Schéma

L'électronique de ce montage n'est pas la partie la plus délicate, elle se résume à peu de sous-ensembles.

### a) La barrière infrarouge

Elle sera destinée à détecter le passage de l'animal. Sa portée n'a pas besoin d'être très importante (16-20 cm), mais, en revanche, sa consommation moyenne devra être minime.

Cela nous impose donc de hacher l'émission infrarouge avec un rapport cyclique très inférieur à l'unité.

Cela est dévolu à la porte (11, 12, 13) de IC1 montée en oscillateur astable non symétrique avec C<sub>1</sub>, R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>.

On obtient donc avec les valeurs préconisées un état haut de 0,3 ms pour un état bas de 9,9 ms.

Ces impulsions amplifiées par T<sub>1</sub> alimentent en série une diode infrarouge D<sub>2</sub> et une DEL rouge chargée de visualiser l'émission IR et le bon fonctionnement de la source d'énergie. Les flashes lumineux ainsi émis frap-

pent un phototransistor (en boîtier identique à celui d'une DEL) polarisé par l'ensemble R<sub>5</sub>, R<sub>6</sub> et le font conduire périodiquement.

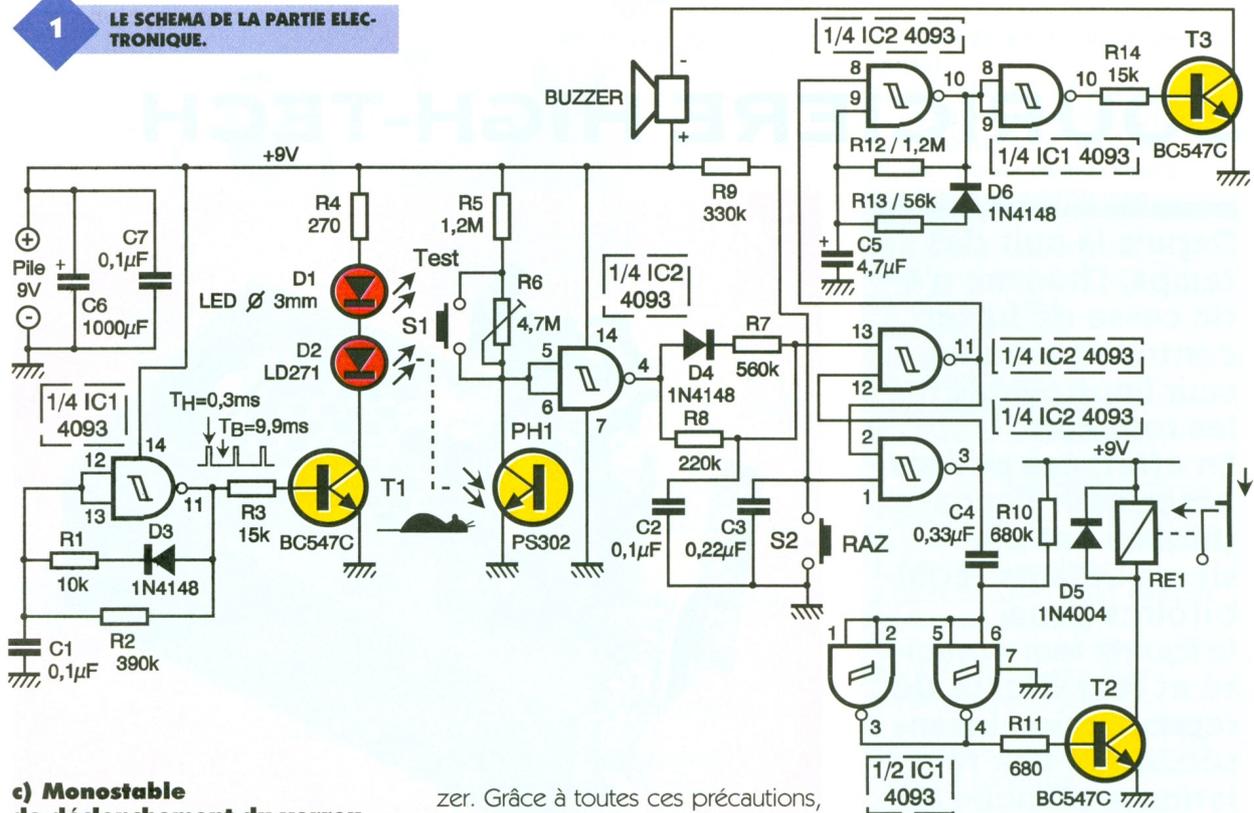
R<sub>6</sub> permet de régler le courant collecteur-émetteur et donc la sensibilité, S<sub>1</sub>, en court-circuitant ce même ajustable, simule un déclenchement et permet de contrôler le bon fonctionnement de la trappe coulissante. On obtient donc sur le collecteur de PH<sub>1</sub>, des pics négatifs brefs qui, inversés par (4, 5, 6) IC<sub>2</sub>, vont charger rapidement le condensateur C<sub>2</sub> à travers R<sub>7</sub> et D<sub>4</sub>.

La décharge, elle, s'effectuera beaucoup plus lentement à travers R<sub>8</sub>.

En conclusion, tant que rien ne fait obstacle à la transmission optique, on obtient un état haut permanent sur la broche 13 de IC<sub>2</sub> car C<sub>2</sub> n'a pas le temps de se décharger suffisamment pour faire basculer la porte (11, 12, 13) IC<sub>2</sub> entre deux états bas consécutifs.

### b) Mémoire d'armement

Les deux portes de IC<sub>2</sub> (11, 12, 13) et (1, 2, 3) sont câblées en bascule RS classique, la sortie 3 étant toujours à l'état haut lors de la mise en fonction grâce à C<sub>3</sub> (ou à la suite de l'appui sur la touche RAZ). Lorsque quelques impulsions viennent à manquer, à la suite du passage de l'animal, la sortie 3 passe à l'état bas et la sortie 11 à l'état haut. Cela aura deux conséquences immédiates.



### c) Monostable de déclenchement du verrou

A l'aide du réseau différenciateur  $R_{10}$ ,  $C_4$  et des deux portes (1, 2, 3) (4, 5, 6) de  $IC_1$ , on produit une impulsion haute d'environ 1 à 2 secondes. Cet état haut amplifié par  $T_2$  commande le relais modifié chargé de déverrouiller la trappe.

### d) Oscillateur très basse fréquence

Il est articulé autour de (8, 9, 10)  $IC_2$  et  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ ,  $C_5$ ,  $D_6$  qui fournit lui aussi un rapport cyclique différent de l'unité.

Ces oscillations amplifiées par  $T_3$  commandent de brèves émissions sonores par l'intermédiaire d'un buzzer.

zer. Grâce à toutes ces précautions, on obtient une consommation totale moyenne de moins de 1 mA, ce qui permet plus de vingt jours d'autonomie avec une pile 9 V alcaline.

## Réalisation pratique

Nous débuterons par la partie électronique qui devrait nous prendre peu de temps. Nous fabriquerons le circuit imprimé par toutes les méthodes disponibles.

On soudera tous les composants

passifs, les deux straps, les supports de circuits intégrés et, pour terminer, le support de pile 9 V.

Le verrou électromagnétique de la trappe est constitué par un relais 12 V automobile débarrassé de son capot plastique et soudé par ses deux cosses, directement sous le CI, au niveau des deux plages cuivrées prévues à cet effet (voir photo). Son armature mobile devra être coudée à 90°, afin de constituer une sorte de loquet sur lequel viendra s'appuyer la trappe.

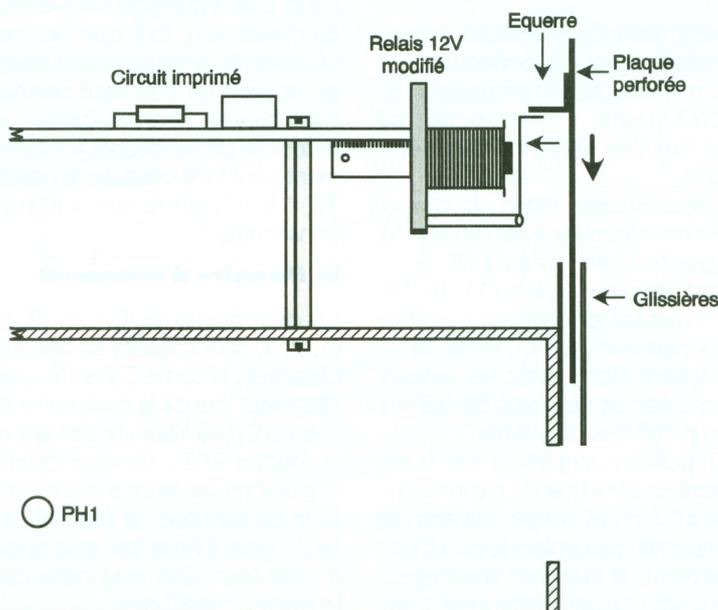
La platine électronique devra être fixée à la bonne hauteur sur le dessus du boîtier par de longues entretoises ou des tiges filetées (nous verrons cela au moment de la réalisation mécanique).

Un essai en montage volant de la diode  $D_2$  et du phototransistor  $PH_1$  peut déjà être réalisé.

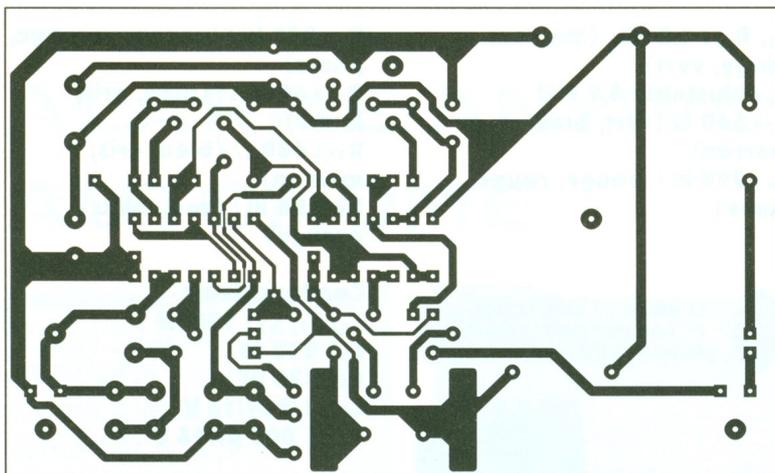
On mesurera la consommation totale au repos qui doit rester dans la fourchette permise. En interrompant le faisceau infrarouge, on doit noter le collage du relais pendant 1 à 2 secondes accompagné du déclenchement intermittent du buzzer. Le réarmement se fera à l'aide de la touche  $S_2$ .

## Réalisation mécanique

Il s'agit en fait d'un exemple pratique de réalisation, de nombreuses variantes tant au point de vue formes



○ PH1



que dimensions pourront être élaborées suivant vos disponibilités. On réalisera d'abord à la scie cloche deux ouvertures circulaires dans le boîtier.

La première, et la plus grande, obturée par une grille métallique collée à l'araldite permettra de visualiser la capture.

La seconde, plus petite et percée presque au ras du bord, représentera la voie d'accès à notre piège (son diamètre sera fonction du type d'animal que l'on veut capturer).

En ce qui concerne la trappe, là encore les pièces d'un jeu universel feront l'affaire. On réalisera les deux glissières à l'aide de 2 x 2 cornières dans lesquelles coulissera une plaque perforée par son seul poids. Une équerre fixée sur la face postérieure de la plaque servira de butée qui viendra reposer sur l'équipage mobile du relais modifié.

A ce niveau, beaucoup de soin s'impose, la trappe doit coulisser facilement sans frottement entre les deux glissières et le taquet doit juste venir s'engrener sur l'extrémité de la palette afin qu'un déplacement minime suffise à faire tomber la car.

Cela est très important car la bobine du relais est sous-alimentée en 9 V et ne dispose donc pas de toute l'énergie disponible.

La hauteur de fixation de la platine doit être appréciée avec soin pour que la fermeture complète soit possible.

Il restera maintenant à fixer la DEL émettrice D<sub>2</sub> et le phototransistor PH<sub>1</sub>, l'un face à l'autre, à environ 2 cm du fond du boîtier, avec le plus de précision possible car l'angle optique d'émission et de réception est assez étroit.

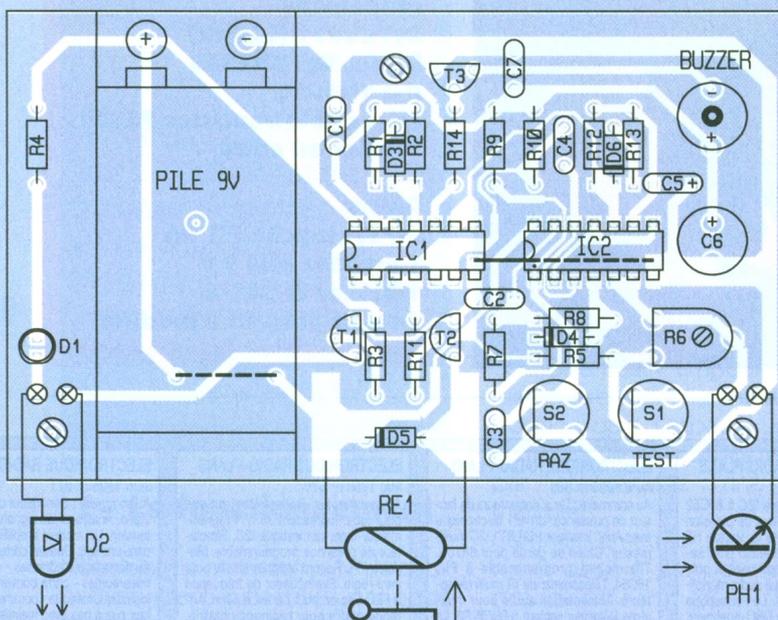
On fera passer les connexions électriques par l'intermédiaire du boîtier par souci esthétique et on cachera avec des capots quelconques (boutons) l'émergence des deux composants opto sur les faces extérieures du boîtier. Avant de fixer le couvercle du boîtier (qui est situé sur le dessous dans ce cas particulier), on vérifiera le bon fonctionnement de la barrière optique et la chute brutale de la trappe.

Un dernier problème reste à résoudre, c'est celui de l'emplacement du piège et de la nature de l'appât à employer.

Quelques essais seront nécessaires à ce niveau pour obtenir un rendement de captures intéressant.

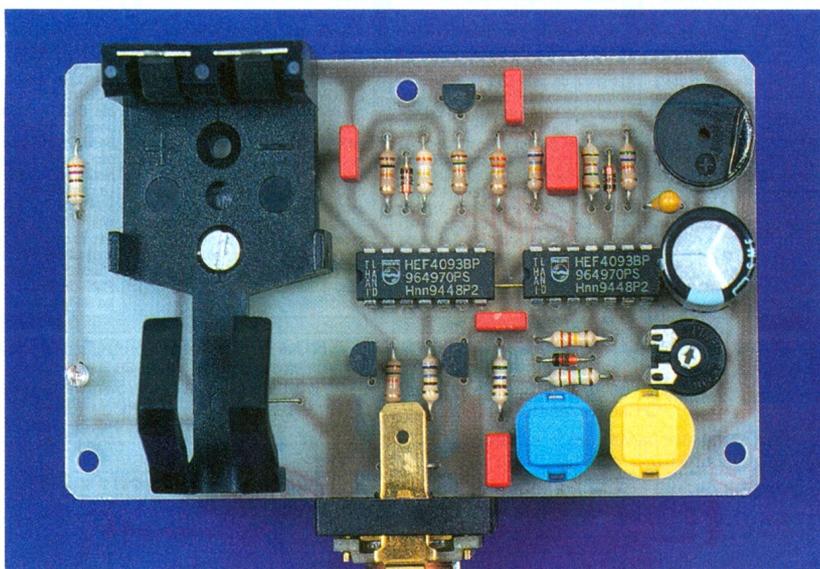
Au fait, qu'advient-il des animaux vivants attrapés avec cette souricière ? Bonne chasse.

**Eric CHAMPEBOUX**



**3/4** LE CIRCUIT ET SON IMPLANTATION.

**LA CARTE ASSEMBLEE.**



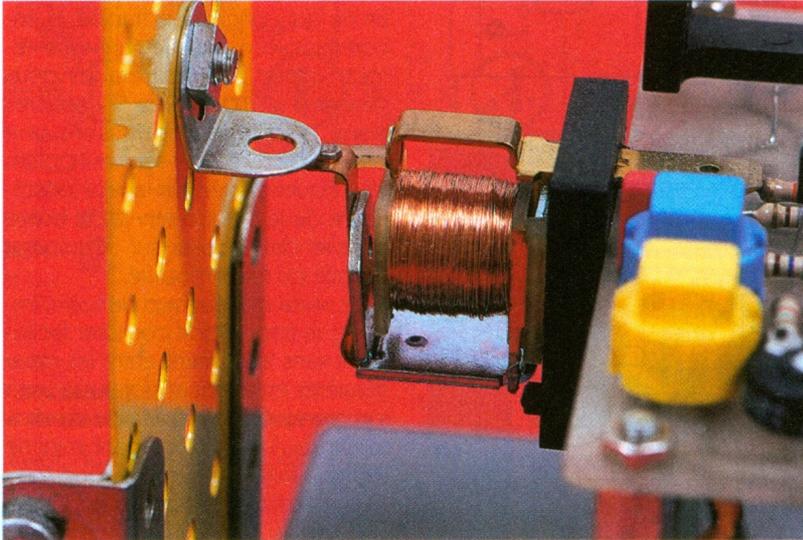
## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

**R<sub>1</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)**  
**R<sub>2</sub> : 390 kΩ (orange, blanc, jaune)**  
**R<sub>3</sub>, R<sub>14</sub> : 15 kΩ (marron, vert, orange)**  
**R<sub>4</sub> : 270 Ω (rouge, violet, marron)**

**R<sub>5</sub>, R<sub>12</sub> : 1,2 MΩ (marron, rouge, vert)**  
**R<sub>6</sub> : ajustable 4,7 MΩ**  
**R<sub>7</sub> : 560 Ω (vert, bleu, marron)**  
**R<sub>8</sub> : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)**

**R<sub>9</sub> : 330 kΩ (orange, orange, jaune)**  
**R<sub>10</sub> : 680 kΩ (bleu, gris, jaune)**  
**R<sub>11</sub> : 680 Ω (bleu, gris, marron)**  
**R<sub>13</sub> : 56 kΩ (vert, bleu orange)**

LE DETAIL DE REALISATION DU LOCQUET AVEC LE RELAIS AUTO MODIFIE.



## Condensateurs

**C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>7</sub> : 100 nF**  
**C<sub>3</sub> : 220 nF**  
**C<sub>4</sub> : 330 nF**  
**C<sub>5</sub> : 4,7 μF/16 V**  
**C<sub>6</sub> : 1 000 μF/16 V**

## Semi-conducteurs

**T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub> : BC547C**  
**D<sub>1</sub> : DEL Ø 3 mm haut rendement**  
**D<sub>2</sub> : LD271 (LED IR)**  
**D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>, D<sub>6</sub> : 1N4148**  
**D<sub>5</sub> : 1N4004**  
**PH<sub>1</sub> : phototransistor PS302 Stanley ou autre**

## Divers

**S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub> : touche ITT D6**  
**1 embase pile 9 V**  
**1 buzzer EI-242-B**  
**1 relais auto 12 V modifié**

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Janvier 1995 n° 566  
 Au sommaire : Emulateur d'EPROM 27C64 à 27C256. Traceur de caractéristiques de semi-conducteurs. Vidéo grabber : carte d'acquisition vidéo multipasse pour PC. Générateur de fonctions subminiature 0 à 20 MHz. Tostmètre 20-220 MHz. Lab-sonde : analyseur-timer pour labo photo. Retour sur le programmeur de 68HC705C8. Le facteur de puissance : solutions actives et instrumentation. Le générateur de mires vidéo Fluke PM5418. Les «simple switchers» national semiconductor. La carte de développement I2C OM5027. Synthèse du logarithme sur microcontrôleur. VGA sur TV : améliorations et extensions. Le salon «cartes» 94.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Février 1995 n° 567  
 Au sommaire : Générateur HF AM-FM : les cartes de contrôle. Commutateur 4 voies RS232. Codeur PAL simple pour enregistrement VGA. Emetteur-récepteur ondes longues de détente. Labtimer : timer pour labo photo. Carte d'entrées-sorties pour port parallèle. Chargeur de batteries Ni.MH 12 V. Programmeur de PIC 16C84. L'analyseur logique HP 54620A. Les bus série : le CAN. Les ISPLSI Lattice. EZ-ABEL : TV numérique et écrans 16/9. IGBT «UFS» ultra-rapides Harris nouvelle orientation chez CK Electronique. Les multimètres graphiques Fluke série 860. Le multimètre 6 décades 1/2 Keithley 2000. Inverseurs subminiatures Knitter. Le RSE Carlo Gavazzi : module de démarrage progressif pour moteurs.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Mars 1995 n° 568  
 Au sommaire : Centrale I2C à 80C52 Basic. Adaptateur capteur de pression pour ADC10. Dipmètre et source HF 2-200 MHz. Mini-régie audio pour karaoké. Kit de développement et programmation 8051. Ampli audio monolithique 2 x 40 W / 8 W. Le Palmscope Escort 320 : combiné DSO-analyseur multimètre. Les antennes. Le 82C200 et la carte CAN-PC SECCOM. Développement pour PIC16C5X : réflexion et Clearview 5 X. Gravure mécanique et circuits imprimés : les machines LPKF. Conversion analogique-numérique sur contrôleur.

Publi-dossier : les générateurs de fonction.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Avril 1995 n° 569  
 Au sommaire : Deux correcteurs de facteur de puissance. Un 421 électronique avec Abel. Interface PC/LPT - I2C multi-master. Chien de garde pour 68705. Thermostat programmable à PIC 16C54. Télécommande IR multi-récepteurs. Alimentation audio pour mini-régie. Délesteur secteur à 68705 P3. Le traceur de caractéristiques HM 8042. Programmation Daisy Chain des ISPLSI Lattice. Un curvimeter pour PC avec les codeurs HPRG Hewlett-Packard. Tina : didacticiel de simulation format Spice. Gestion d'afficheur LCD par microcontrôleur.

Publi-dossier : les cartes d'acquisition pour PC.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Mai 1995 n° 570  
 Au sommaire : Ballast électronique pour tube fluorescent 36 W. Programmeur-timer domestique I2C. Simulateur de présence programmable. Modules PFL/Record et lignes stéréo pour mini-régie. Synthétiseur de fréquence à PLL. Espion pour cartes à puce. Antenne cadre pour radiogoniométrie. Manumètre fête ses trente ans. Di-comtech et la compatibilité électromagnétique. Chargeur rapide pour batterie au plomb avec le BD 2003. Les Mosfet en régime d'av alanche. Le calcul des condensateurs de filtrage. Simulat V 1.0. Gestion des LCD par microcontrôleur sur 4 bits.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Juin 1995 n° 571  
 Au sommaire : Générateur de lignes test vidéo. Analyseur de signature courant-tension. Un module amplificateur 60 W ultra-protégé. Dossier cartes PC : carte de décodage d'adresses - carte 32 entrées/sorties - carte convertisseur analogique/numérique - commande de moteur pas à pas avec maintien - carte de contrôle pour 4 moteurs pas à pas - commande de moteur pas à pas par microcontrôleur - carte de contrôle de moteur C.C. La station de mesure Altai MS-9150. Bus Can : le SLIO 82C150. Gros plan sur les mémoires. Compteur de passages à GAL avec Abel. Le radio-téléphone numérique GSM. Publi-dossier : microcontrôleurs 8/16 bits.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Juillet 1995 n° 572  
 Au sommaire : Deux adaptateurs secteur à découpage 12 V/6 W. Générateur de fonctions 12 MHz à la carte. VCO, oscillateur contrôlé par tension, 88-108 MHz. Carte à puce à PIC 16C71/B4. Distribution de sorties audio pour mini-régie. Alarme extensible à PIC 16C55. Carte d'application CAN à 82C150. Extensions pour programmeur-timer. Arbitre de bus à GAL 22 V 10. L'ensemble de développement RKIT-51 de raisonnement. Le NAB 95 à Las Vegas. Calcul de dérivée sur microcontrôleur.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Août 1995 n° 573  
 Au sommaire : Enregistreur de données pour PC. Commutateur péritel avec incrustation OSD. Système d'ouverture automatique sécurisée. Programmeur domestique : programmation et exploitation. Interfaces, imprimante et extension RAM I2C. Deux amplis «intégrés» : modules à TDA 1514 et 7294. Le bootstrap en électronique. Les modules hybrides HF MIPO. Le routeur Winboard par Inex. Mini-simulateur de carte à puce asynchrone. Calcul d'intégrale sur microcontrôleur.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Septembre 1995 n° 574  
 Au sommaire : Interface souris pour bus I2C. Deux montages pour téléphonie. Liaison vidéo par fibre optique. Serrure codée à 68705P3. Système de surveillance périmétrique. Elips, satellite d'horloge radio. Les Tekscopes THS 710 et 720 Tektronix. Le mini-analyseur logique SLA-16 Pico Technology. Test des télécommandes et modules IR. Transmissions numériques et modems. Montreux 95 : la TV numérique. Tracés de droites sur microcontrôleurs.

Publi-dossier : systèmes de développement pour microcontrôleurs.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Octobre 1995 n° 575  
 Au sommaire : Interface clavier PC pour bus I2C. Commande de moteur à courant continu. Lecteur-programmeur de carte T2G. Trois modules pour sono et studio. Volubateur vidéo 15 MHz. Emetteur AM vidéo + audio. Carte d'acquisition vidéo. Synchronisateur vidéo à comptage lignes. Distributeur audio-vidéo trois voies. Génération de signaux arbitraires HP : HP33120A + BEN-CHLINK.ARB. Applications du SLIO CAN 82C150. Transmissions numériques et modems (2). Tracé de cercles sur microcontrôleurs.

Publi-dossier : les oscilloscopes

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Novembre 1995 n° 576  
 Au sommaire : Emetteur et récepteur vidéo FM 400 MHz. Carte automate programmable pour PC. COME-PR0M : roues codeuses par EPROM. Platine d'expérimentation pour FPGA Xilinx. Module de commutation pour liaisons série et mini-tele. Renifleur électromagnétique large bande. L'instrument virtuel Handyprobe. Les shunts électroniques MAX 471/472 Maxim. Les composants pour télécommandes à «Rolling Code». Abel et les tables de vérité. Connaître Internet. Nano noyau multitâche pour 8051.

Publi-dossier : la distribution par catalogue.

### ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Décembre 1995 n° 577  
 Au sommaire : Alimentation de laboratoire à redressement contrôlé. Cartes d'entrées-sorties analogiques pour le test. Carillon avec le ST 6225. Interface I2C de commande de moteurs pas à pas. Détecteur horaire Radiotop. Temporisateur multi-usages avec le PIC Basic. Synchronisateur numérique pour oscilloscope. Liaison HF RS232 unidirectionnelle. L'alimentation ELC AL 936. Le démodulateur sur stéréo satellite TDA8745. Le simulateur Logique Works. Le CD ROM Data SGS-Thomson. Le salon «Cartes 95». Internet : les applications électroniques. Microcontrôleurs : problèmes et solutions. Publi-dossier : les starters kits.



Sommaire des anciens numéros disponibles  
**25<sup>F</sup>**  
 + 5<sup>F</sup> de frais de port

### BON DE COMMANDE DES ANCIENS NUMEROS D'ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

à retourner accompagné de votre règlement libellé à l'ordre de :  
 Publications Georges Ventillard, service abonnement, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19

Chèque bancaire  CCP  Mandat  CB (à partir de 100 F)

Veuillez me faire parvenir les n° suivants ..... x 30 F = ..... F

Nom ..... Prénom .....

Adresse .....

Ville .....

Signature : .....

date d'expiration



RADIO

# ALARME ANTIVOL AUTONOME

Il est parfois des situations où l'on souhaite s'assurer de la présence permanente d'un objet auprès de soi, valise dans une gare ou un aéroport, objet précieux dans une exposition, etc. Ce montage répond à cette attente en signalant, par une alarme sonore, soit l'éloignement de l'objet en question, soit son déplacement à partir de sa position d'origine.

## I - Le fonctionnement

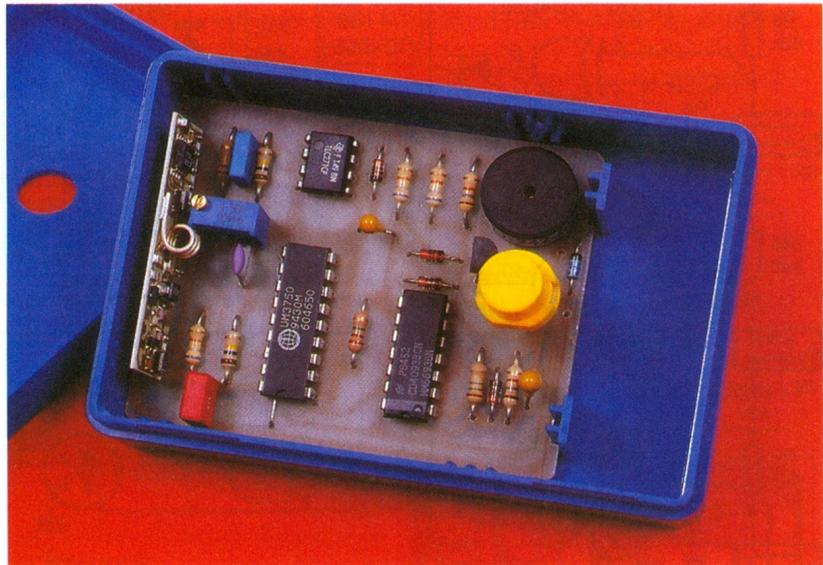
Notre alarme est composée de deux boîtiers identiques reliés par onde hertzienne. L'un, émetteur, est situé dans l'objet à protéger, et l'autre, récepteur, détenu par l'utilisateur, est chargé de signaler par un signal sonore tout déplacement anormal.

Des capteurs à ampoule de mercure situés dans différentes directions détectent tout changement d'assiette (et donc tout mouvement indésirable!). Un circuit simple mesurant l'amplitude de réception détecte, quant à lui, tout éloignement des deux modules l'un par rapport à l'autre, et ce de façon réglable par l'utilisateur.

Ces deux boîtiers sont alimentés par pile, aussi pour assurer une autonomie importante en veille, l'émission HF est, elle, découpée avec un rapport cyclique optimisé, afin de diminuer au maximum la consommation tout en assurant une réponse suffisamment rapide après détection.

### 1) Emetteur (fig. 1)

Ce module est chargé de détecter tout mouvement anormal de l'objet à protéger, quelle que soit sa posi-



tion initiale. Cette détection est confiée à quatre ampoules de verre miniature qui établissent, suivant leur position dans l'espace, un contact entre leur deux broches respectives par l'intermédiaire d'une goutte de mercure.

Comme l'émetteur n'est pas forcément posé à plat, certaines ampoules peuvent être « fermées », d'autres « ouvertes », il s'agit donc de mémoriser la position initiale et de détecter toute modification ultérieure.

Cette fonction est dévolue à quatre portes « OU » exclusif. En effet, si on examine la table de vérité d'un de ces opérateurs, on s'aperçoit que sa sortie est à « 1 » lorsque les deux entrées sont à des niveaux différents et à « 0 » lorsqu'elles sont identiques.

Examinons le cas de la première ampoule de mercure  $S_1$  et imaginons qu'elle soit ouverte au repos. La résistance  $R_1$  porte la broche 6 de  $IC_1$  à l'état haut et, à l'aide du réseau retardateur  $R_2-C_1$ , la broche 5 aussi au même état après 1 à 2 secondes. Mettons en fonction l'alarme à ce moment : si l'inclinaison de l'objet vient à fermer  $S_1$ , l'entrée 6 ( $IC_1$ ) se retrouve immédiatement à 0, mais l'entrée 5 ( $IC_1$ ), retardée par  $R_2-C_1$ , met quelque temps à atteindre cet état. La sortie 4 de  $IC_1$  présente alors un état haut pendant 1 à 2 secondes.

Il suffit d'extrapoler pour  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$  avec tous leurs composants asso-

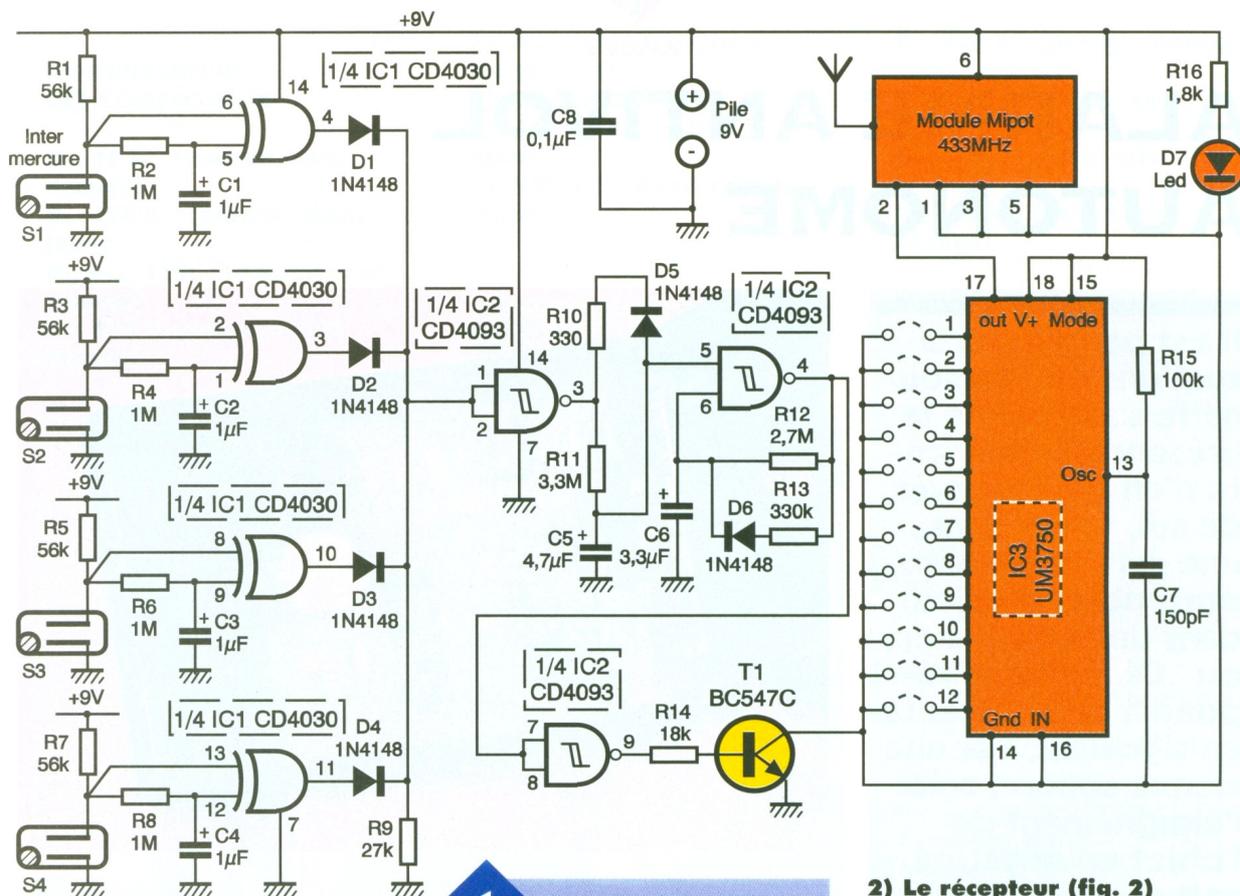
ciés. Les diodes  $D_1$  à  $D_4$  avec la résistance  $R_9$  forment une porte « OU » câblée.

L'état haut furtif disponible en cas d'alarme est inversé par (1, 2, 3)  $IC_2$  et décharge très rapidement par  $D_5-R_{10}$  le condensateur  $C_5$ . Celui-ci, après le retour à l'état haut, ne se recharge que lentement à travers  $R_{11}$ , ce qui a pour conséquence de stopper l'oscillateur constitué autour de (4, 5, 6)  $IC_2$  pendant environ 10 secondes. Il est à noter que cet oscillateur associé à  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ ,  $D_6$ ,  $C_6$  ne présente pas un rapport cyclique de 50%.

Avec les valeurs indiquées, il présente un état haut pendant 2,5 s et bas pendant 0,3 s. (voir **figure 3**). Ces mêmes créneaux inversés par (7, 8, 9)  $IC_1$  cadencent à l'aide de  $T_1$  l'alimentation de la partie émission + codage.

La consommation totale de cette partie étant d'environ 10 mA sous 9 V, on obtient avec un rapport cyclique de 12% une consommation moyenne d'environ 1,2 mA. Cela nous laisse augurer d'une confortable durée de vie pour la pile 9 V ! L'émission est assurée par un désormais classique module Mipot émetteur AM modulé par un encore plus classique UM3750 configuré en codeur avec une fréquence déterminée par  $R_{15}$ ,  $C_7$ .

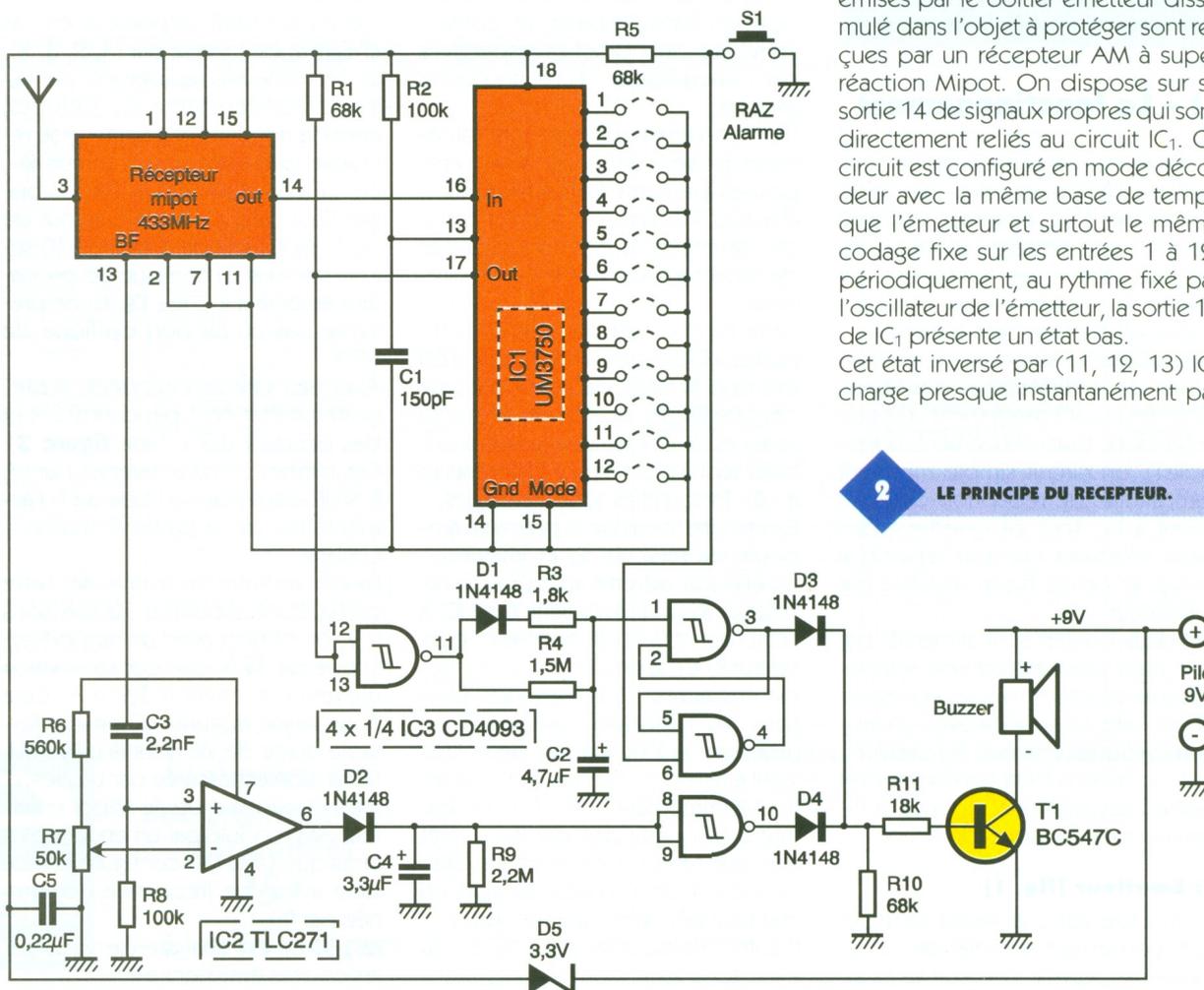
La LED  $D_7$  est chargée de visualiser les courtes émissions HF.



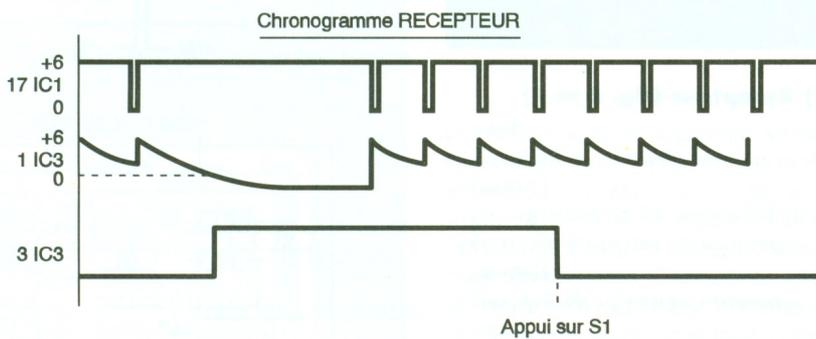
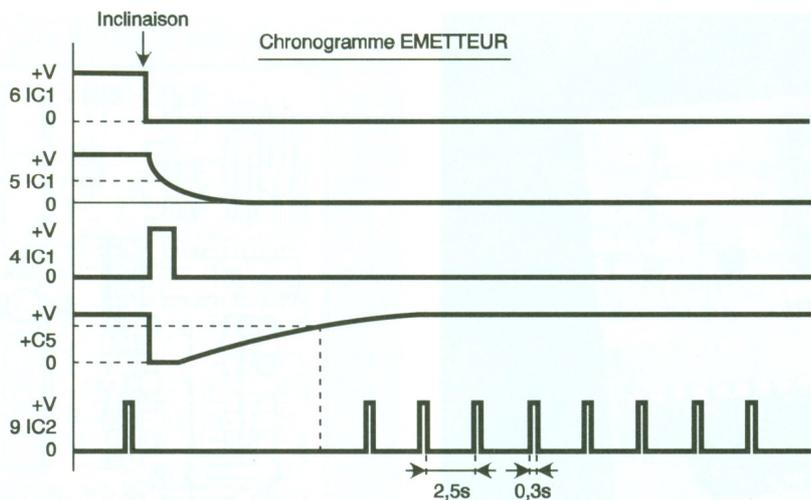
**1** LE SCHEMA DE L'EMETTEUR.

**2) Le récepteur (fig. 2)**

Les séquences de modulation émises par le boîtier émetteur dissimulé dans l'objet à protéger sont reçues par un récepteur AM à super réaction Mipot. On dispose sur sa sortie 14 de signaux propres qui sont directement reliés au circuit IC<sub>1</sub>. Ce circuit est configuré en mode décodeur avec la même base de temps que l'émetteur et surtout le même codage fixe sur les entrées 1 à 12, périodiquement, au rythme fixé par l'oscillateur de l'émetteur, la sortie 17 de IC<sub>1</sub> présente un état bas. Cet état inversé par (11, 12, 13) IC<sub>3</sub> charge presque instantanément par



**2** LE PRINCIPE DU RECEPTEUR.



3

**LA FORME DES SIGNAUX EN DIFFERENTS POINTS DU MONTAGE.**

$D_1$ - $R_3$  le condensateur  $C_2$ . Pendant les pauses, il se décharge lentement par  $R_4$  sans pour cela atteindre le seuil inférieur de basculement de la porte (1, 2, 3)  $IC_3$ .

Tant que l'oscillateur fonctionne, on maintient un état haut sur l'entrée 1 de  $IC_3$ . Si pour une raison quelconque l'émetteur est déplacé, l'oscillateur de celui-ci stoppe pendant 10 secondes le condensateur.  $C_2$  poursuit sa décharge et positionne alors la bascule  $R_5$ , constituée de façon classique par deux portes res-

**LE REGLAGE DE PORTEE AVEC  $R_7$ .**

tantes de  $IC_3$ , dans un autre état. La sortie 3 passe à l'état haut et à travers  $D_3$  force le transistor  $T_1$  à conduire, faisant retentir le buzzer. Seule une impulsion négative réalisée par l'appui sur  $S_1$  peut repositionner la bascule dans sa position initiale et stopper l'émission sonore. Et ce à condition bien sûr que l'émetteur ait pendant ce temps repris ses courtes émissions. Intéressons-nous maintenant à la partie du schéma axée sur  $IC_2$ .

Celle-ci assure la détection d'éloignement par la mesure de l'amplitude en sortie du module récepteur. En effet, sur la broche 13 du module Mipot, on recueille des impulsions identiques à celles fournies par l'émetteur mais dont l'amplitude est variable et proportionnelle à l'éloignement.

Ce signal prélevé par  $C_3$  pénètre sur l'entrée non-inverseuse d'un ampli opérationnel CMOS câblé en comparateur.

La tension de consigne fournie à l'entrée inverseuse est donnée par le réseau diviseur  $R_6, R_7$ .

$R_7$  est un potentiomètre ajustable multitours permettant de régler la distance à laquelle on obtient brutalement plus d'impulsions en sortie de  $IC_2$ .

Tant que l'amplitude de réception est suffisante, on obtient donc des impulsions positives, qui, à travers

$D_2$ , chargent le condensateur  $C_4$ . Celui-ci ne peut se décharger qu'à travers  $R_9$ . Lorsqu'il atteint le seuil de basculement de (8, 9, 10)  $IC_3$ , il se produit un état haut qui, à travers  $D_4$ , fait retentir lui aussi le buzzer.

Il faut noter que cette détection d'éloignement n'est pas mémorisée par la bascule.

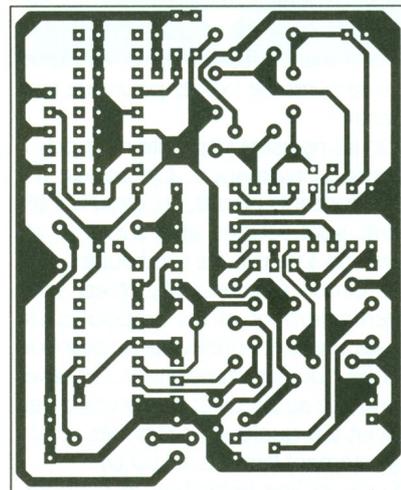
Pour finir, on notera que la diode  $D_5$ , polarisée en inverse, fait chuter la tension de 9 V à une valeur de 6,5 V compatible avec le module récepteur et décodeur.

La consommation totale avoisine 3 mA en veille sans émission sonore.

**II - Réalisation**

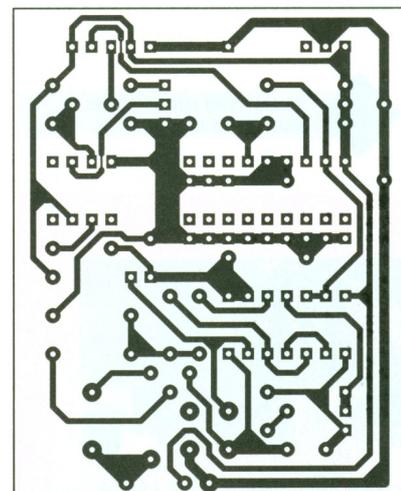
**1) L'émetteur (fig. 4 et 6)**

Les deux circuits sont logés dans le même type de boîtier très compact qui présente l'avantage de comporter un logement prévu pour une pile



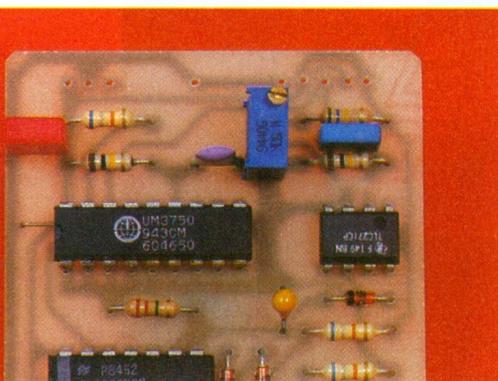
4

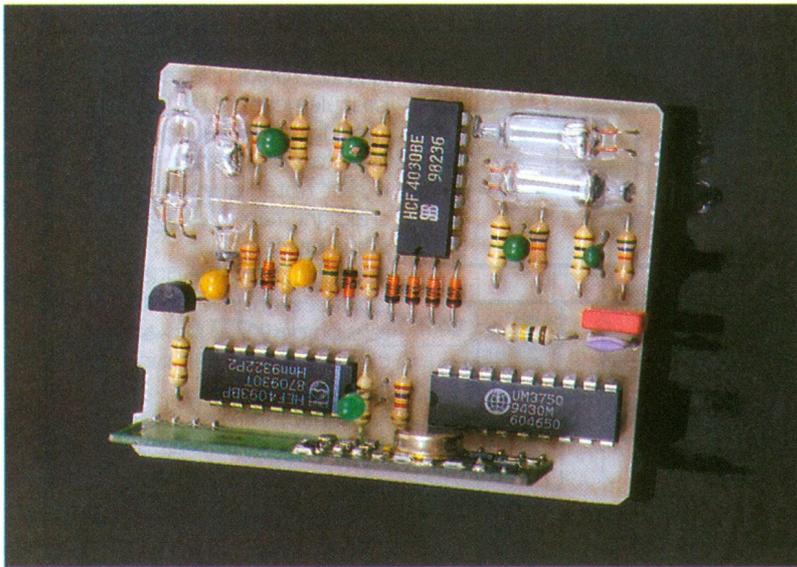
**LE CIRCUIT DE L'EMETTEUR.**



6

**LE CIRCUIT DU RECEPTEUR.**





### LE MODULE D'EMISSION.

9 V standard. Les deux circuits imprimés sont identiques en dimensions mais il faudra retirer au cutter les rainures de boîtier pour que tout rentre!

On les réalisera par toute méthode à votre convenance. On soude les composants passifs, les circuits intégrés sont soudés sans support, attention à ne pas les surchauffer.

Le circuit émetteur Mipot est situé verticalement et les ampoules de mercure sont collées par un point de colle pour les immobiliser. On relie la pile au circuit et on constatera au bout de quelques secondes le clignotement bref de la LED D7.

Si on incline le boîtier, le clignotement doit cesser pendant une dizaine de secondes et reprendre par la suite. On vérifiera la bonne transmission HF avec le récepteur en fonction.

### L'EMETTEUR MIPOT ET LES CONTACTS AU MERCURE.



### 2) Récepteur (fig. 5 et 7)

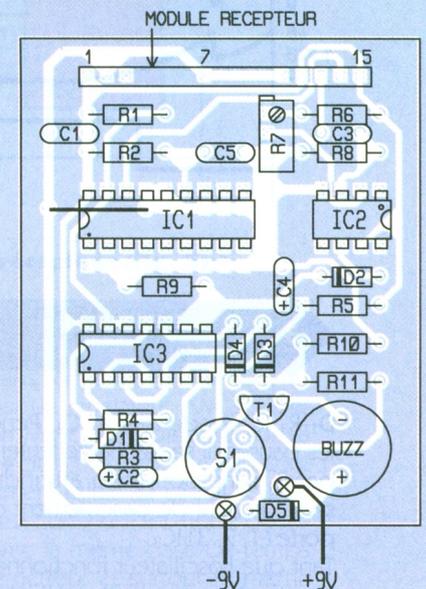
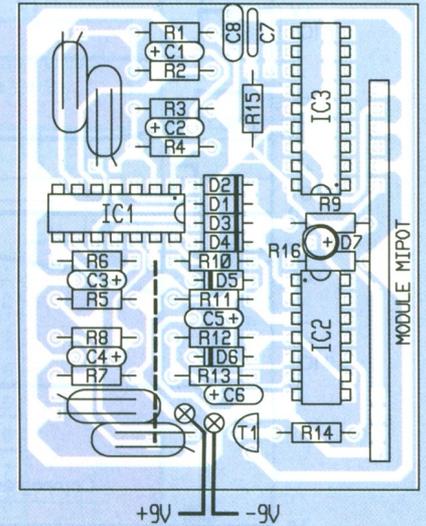
Même remarque pour le boîtier du récepteur sauf que l'on réalisera un trou de Ø 9 mm dans le couvercle pour laisser passer S1. Pose des composants passifs, diodes, circuits intégrés. La touche S1 est surélevée avec quatre broches tulipes à wrapper de façon à effleurer juste le niveau du couvercle sans dépasser de celui-ci. Le récepteur Mipot est soudé verticalement et un fil souple de 17 cm est soudé sur sa broche ANT n° 3.

On s'assurera aussi de la bonne concordance des codes couleur, décodeur à l'aide de ponts de soudure côté cuivre.

On branche la pile et on vérifie la présence d'une tension de 6,5 V aux bornes des circuits intégrés.

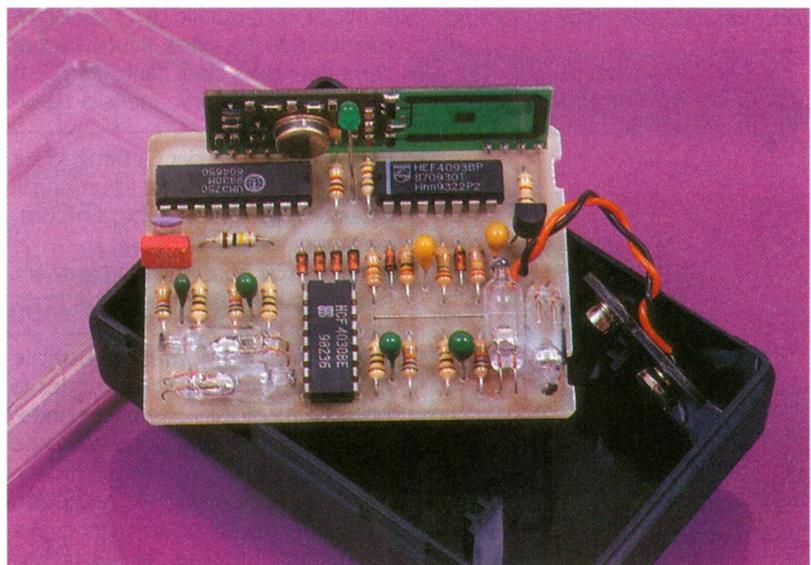
Emetteur déjà en fonction, on attendra quelques secondes avant l'appui sur S1, le buzzer doit cesser.

### L'EMETTEUR PRÊT À L'EMPLOI.



### 5/7

### LES IMPLANTATIONS DES COMPOSANTS.



On réglera R<sub>7</sub> pour un éloignement moyen de plusieurs mètres. Le réglage est assez pointu et dépend des conditions de propagation des ondes. Si l'on considère que cette option est inutile, on peut omettre IC<sub>2</sub> et ses composants annexes ou placer R<sub>7</sub> en butée à la masse.

On vérifiera le fonctionnement du buzzer quelques secondes après l'inclinaison de l'émetteur.

Un compromis a été fait au point de vue consommation et temps de réaction (environ 4 à 5 s).

Si l'on considère que ce délai est trop important, on peut augmenter le rapport cyclique de l'oscillateur en diminuant R<sub>12</sub> et en augmentant R<sub>13</sub>, la réponse devient alors plus rapide, au détriment de la consommation de l'émetteur.

N'oubliez pas, dans le cas d'une modification, de changer aussi la valeur de R<sub>4</sub> dans le récepteur. Voilà un montage simple et compact qui assurera de façon discrète et invisible la protection de vos objets chers.

Bonne réalisation !

**Eric CHAMBLEBOUX**

## LISTE DES COMPOSANTS

### 1) EMETTEUR

#### Résistances 1/4 W

R<sub>1</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>5</sub>, R<sub>7</sub> : 56 kΩ (vert, bleu, orange)

R<sub>2</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>6</sub>, R<sub>8</sub> : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R<sub>9</sub> : 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R<sub>10</sub> : 330 Ω (orange, orange, marron)

R<sub>11</sub> : 3,3 MΩ (orange, orange, vert)

R<sub>12</sub> : 2,7 MΩ (rouge, violet, vert)

R<sub>13</sub> : 330 Ω (orange, orange, jaune)

R<sub>14</sub> : 18 kΩ (marron, gris, orange)

R<sub>15</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R<sub>16</sub> : 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)

#### Condensateurs

C<sub>1</sub> à C<sub>4</sub> : 1 µF tantale

C<sub>5</sub> : 4,7 µF tantale

C<sub>6</sub> : 3,3 µF tantale

C<sub>7</sub> : 150 pF céramique

C<sub>8</sub> : 0,1 µF MKT

#### Semi-conducteurs

D<sub>1</sub> à D<sub>6</sub> : 1N4148

D<sub>7</sub> : LED Ø 3 mm

IC<sub>1</sub> : CD4030

IC<sub>2</sub> : CD4093

IC<sub>3</sub> : UM3750

T<sub>1</sub> : BC547C

1 module émetteur AM Mipot 433 MHz

1 boîtier Diptal 960

S<sub>1</sub> à S<sub>4</sub> : ampoules contacts mercure (Saint-Quentin)

1 coupleur de pile 9 V

### 2) RECEPTEUR

#### Résistances

R<sub>1</sub>, R<sub>5</sub>, R<sub>10</sub> : 68 kΩ (bleu, gris, orange)

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

R<sub>3</sub> : 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)

R<sub>4</sub> : 1,5 MΩ (marron, vert, vert)

R<sub>6</sub> : 560 kΩ (vert, bleu, jaune)

R<sub>7</sub> : ajustable 10 tours 50 kΩ

R<sub>8</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R<sub>9</sub> : 2,2 MΩ (rouge, rouge, vert)

R<sub>11</sub> : 18 kΩ (marron, gris, orange)

#### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 150 pF céramique

C<sub>2</sub> : 4,7 µF tantale

C<sub>3</sub> : 2,2 nF MKT

C<sub>4</sub> : 3,3 µF tantale

C<sub>5</sub> : 0,22 µF MKT

#### Semi-conducteurs

D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub> : 1N4148

D<sub>5</sub> : Zener 3,3 V 1/4 W

IC<sub>1</sub> : UM3750

IC<sub>2</sub> : TLC271

IC<sub>3</sub> : CD4093

T<sub>1</sub> : BC547C

1 module récepteur super réaction Mipot 433 MHz

1 boîtier Diptal 960

S<sub>1</sub> : touche D6

1 coupleur pile 9 V

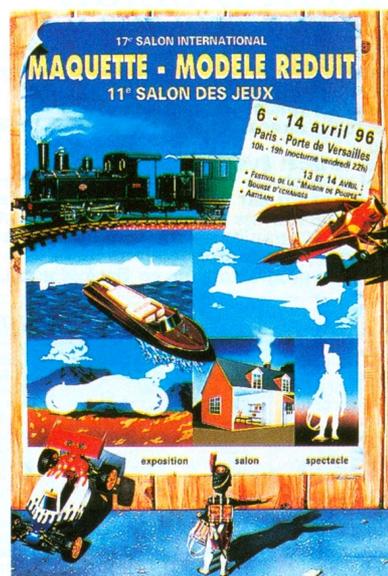
1 buzzer (3-12 V) Euroind

**MINITEL E.P.**

**3615**

**CODE EPRAT**

## 17<sup>e</sup> SALON INTERNATIONAL DU MODELE REDUIT 11<sup>e</sup> SALON DES JEUX



Le salon international maquette et modèle réduit, couplé au salon des jeux, ouvrira ses portes, du 6 au 14 avril prochain, dans le Hall 1 du Parc des Expositions de la Porte de Versailles à Paris.

Regroupant 300 exposants sur 35 000 m<sup>2</sup> de surface d'exposition, 1 500 marques, 2 000 modélistes amateurs, ..., ce salon est l'occasion annuelle pour plus de 200 000 visiteurs d'apprécier les nouveautés et d'exercer leurs talents.

Cette manifestation est à la fois un spectacle, un musée et une exposition.

Spectacle, grâce aux espaces aménagés pour l'évolution des maquettes : plan d'eau de 600 m<sup>2</sup> pour les bateaux ; espace aérien protégé de 80 000 m<sup>3</sup> pour avions, hélicoptères, montgolfières et fusées ; circuit automobile pour les courses de Formule 1, buggies et tout-terrains ; réseaux de trains, etc.

Musée, avec des pièces uniques présentées par les collectionneurs, et un championnat de maquettisme.

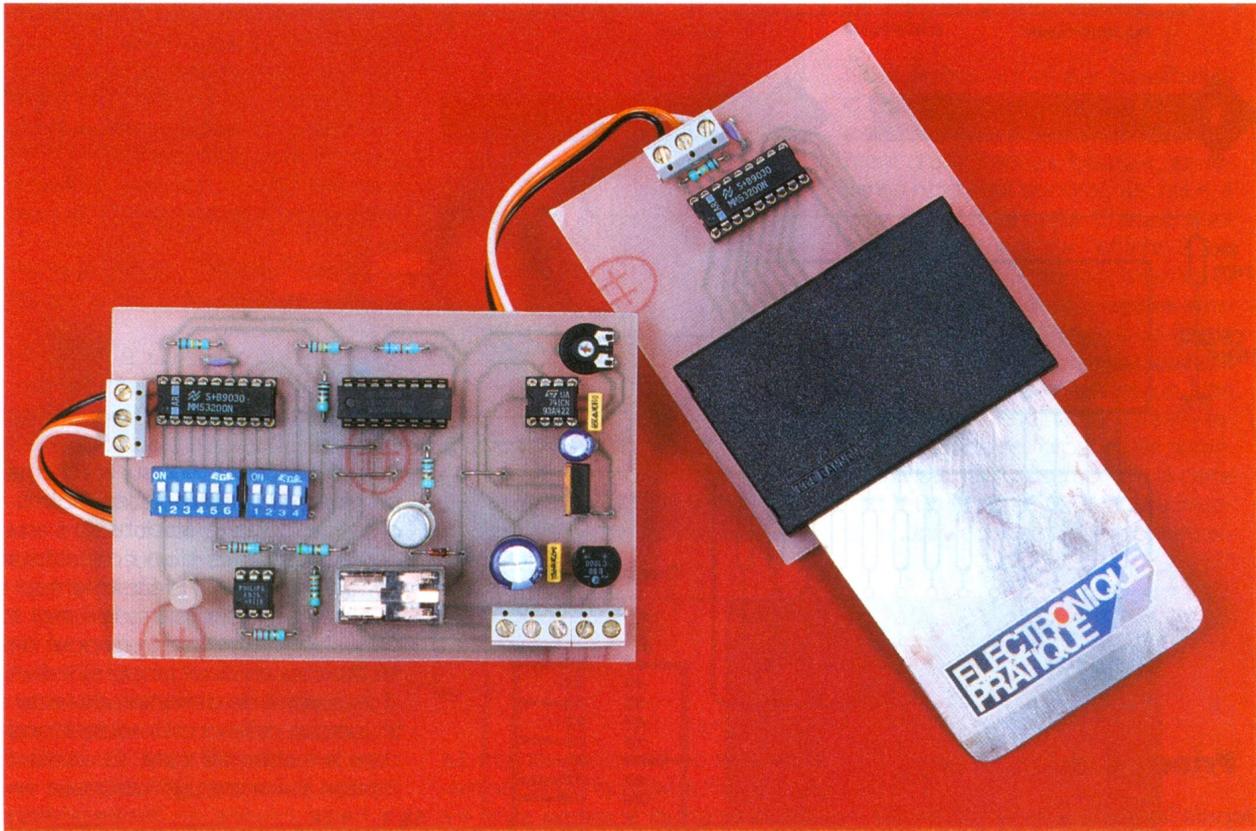
Pour de plus amples renseignements sur les modalités d'accès et le calendrier des différentes manifestations, contacter l'organisation :

**Comité des Expositions de Paris**  
55, quai Alphonse-Le-Gallo  
BP 317, 92107 Boulogne Cedex  
Tél. : (1) 49.09.60.82  
Fax : (1) 49.09.61.06



DOMOTIQUE

# UNE SERRURE A CARTE (SANS PUCE)



**La carte à puce, qu'elle soit bancaire ou téléphonique, représente vraiment un sésame électronique moderne, à l'instar de la clé d'autrefois. Plus modestement, pourquoi ne pas réaliser, dans une plaquette de cuivre, une fausse carte à puce, ne conservant que son format, de manière à pouvoir lui faire jouer le rôle de la clé, qui, par définition, est unique, et n'ouvre donc que la porte pour laquelle elle a été construite ?**

Nous exploiterons une paire de circuits codeurs-décodeurs très courants, présentant 4 096 combinaisons différentes, de quoi occuper un moment déjà un indelicat visiteur ou un curieux.

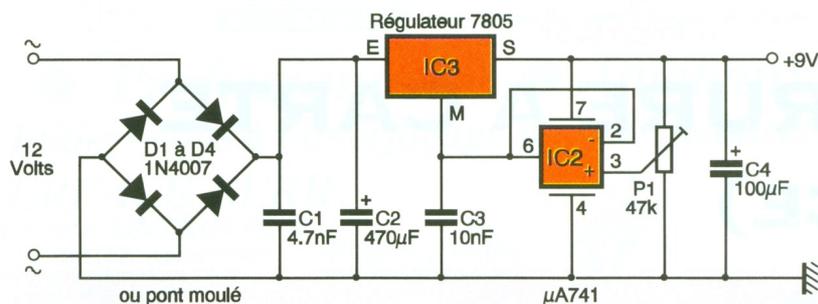
## La carte à puce

Après la carte magnétique, stockant sur une partie de bande les informations électroniques, voici le temps de la carte à puce, intégrant un véritable composant électronique actif, ultra-miniaturisé, selon l'idée du Français Roland Moreno. Chacun a déjà utilisé une carte téléphonique jetable après utilisation, puisque « vide » des unités qu'elle contenait. La carte bancaire, ou CB, est quasi généralisée à présent, pour les distributeurs de monnaie, les paiements dans le commerce ou même le plein de carburant le soir dans une station déserte ! C'est dire que la technique est au point, surtout si l'on songe aux cartes haut de gamme qui intègrent un véritable microprocesseur. L'inviolabilité relative de cette monnaie électronique moderne repose

sur le code secret que l'utilisateur doit décliner avant chaque usage. On pouvait dès lors envisager de faire usage de cette minuscule plaquette pour remplacer la clé traditionnelle qui, après tout, par son empreinte particulière, ne pouvait être reconnue que par une seule et unique serrure.

Mieux encore, l'électronique moderne permet de valider un accès à plusieurs personnes disposant éventuellement de cartes semblables ou différentes sur quelques détails : on peut comprendre qu'une telle carte est également capable de relever la date et l'heure de son utilisation, et même le lieu, puisqu'elle comporte une zone de mémoire parfaitement accessible pour le détenteur du code correct.

Nous serons bien plus modeste pour notre réalisation qui ne reprend que l'idée d'une carte à insérer dans un module spécialement conçu à cet effet pour des cartes de divers formats. Seul le code d'accès est gravé sur la pseudo-carte qui sera lue et validée par notre dispositif décodeur.

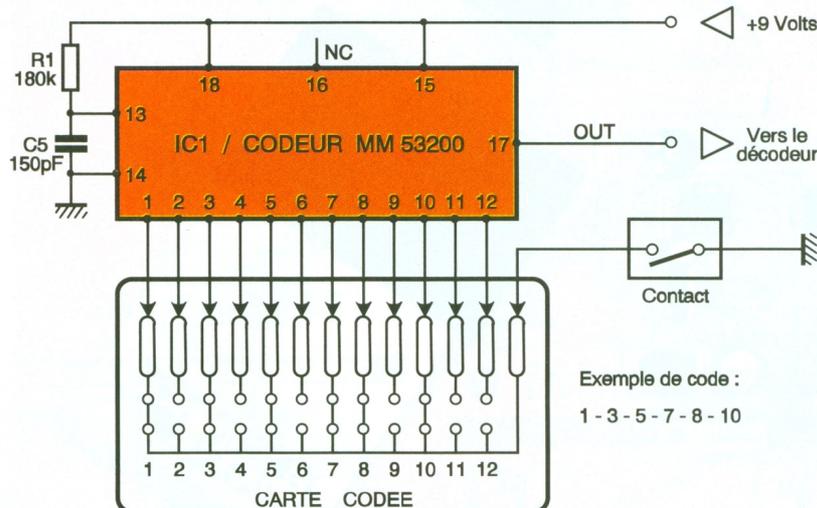


1

LE SCHEMA DE L'ALIMENTATION.

2

LE MODULE « CODAGE ».



## Principe du montage

Depuis longtemps déjà, on trouve sur le marché des circuits intégrés spécialisés dans le codage ou le décodage de signaux de télécommande, soit par ondes radio, rayons IR ou encore par une liaison filaire. Le circuit le plus célèbre, et toujours disponible à un prix de revient très intéressant, est le modèle portant la référence MM53200. Il s'agit là d'un circuit unique, encodeur ou décodeur, de la famille MOS (LSI). Il sera configuré à la demande en émetteur ou récepteur par un niveau logique précis sur l'une de ses broches. Il comporte exactement 4 096 possibilités de codage différentes et sa consommation est quasiment négligeable.

L'idée du montage proposé consiste à utiliser une paire de ces circuits pour commander un petit relais en sortie, de manière à pouvoir par exemple activer l'ouverture ou la fermeture d'une gâche électrique sur une porte quelconque. L'un des deux circuits, celui auquel nous attribuons le rôle de codeur, devra « lire » le nombre binaire sur 12 bits à partir d'une petite carte cuivrée, sur laquelle les pistes forment un signal reconnaissable et caractéristique

d'une taille de 12 bits également. Le second circuit sera configuré de manière à appliquer le même code sur 12 broches réservées à cet usage. Si le signal de la carte est reconnu comme valide, on engagera une procédure de commande d'un petit relais assortie d'une signalisation bicolore. Le codage du module receveur devra être facilement modifiable, dans le cas où l'on souhaite réaliser une autre clé ou carte de commande.

## Analyse du schéma

### L'alimentation

On trouvera son schéma à la figure 1 ; à partir d'une source alternative de quelque 12V, on procède au redressement en double alternance grâce à un pont moulé, qui peut éventuellement être remplacé par quatre diodes 1N4001. Pour obtenir une tension régulée supérieure à la valeur nominale d'un classique régulateur intégré, il suffit de « rehausser » la tension de la broche de masse de quelques volts, à l'aide d'un simple pont diviseur, d'un élément ajustable ou, mieux encore, en intercalant un étage à ampli-OP, monté ici en suiveur de tension. On parviendra aisément de cette manière à obtenir une tension de sortie égale à

9 V, valeur acceptable par tous les circuits montés en aval.

### Le module de codage

Il est construit autour du circuit IC<sub>1</sub> ; les composants R<sub>1</sub> et C<sub>5</sub> définissent la période de la base de temps interne, de l'ordre d'une dizaine de micro-secondes. Le circuit doit être configuré en encodeur, et, de ce fait, sa broche 15 sera reliée à un état haut, en l'occurrence ici l'alimentation positive. Les broches 1 à 12 sont réservées à la validation du mot binaire selon la règle suivante :

- un état bas est réalisé si la broche correspondante est reliée à la masse ;
- un état haut est obtenu simplement si l'entrée correspondante est laissée « en l'air ».

On dispose donc de  $2^{12} = 4\,096$  combinaisons binaires différentes. L'entrée 16 est laissée libre sur ce module.

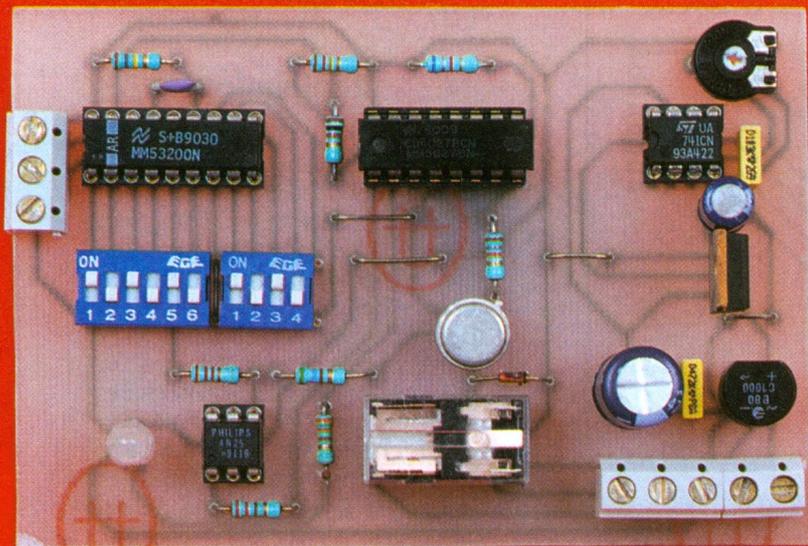
Comme on peut le voir sur le schéma proposé à la figure 2, les 12 broches de codage aboutissent aux contacts souples d'un connecteur spécial utilisé ici, et précisément apte à lire tous les formats de cartes à puce. Notre connecteur dispose de 16 broches en deux rangées de 8 et d'un contact de détection de la carte, lorsque celle-ci est insérée à fond dans le lecteur de carte. Ce contact est relié à la masse, qu'il distribue sur la carte codée au moyen d'un contact spécifique.

On comprendra aisément qu'il suffit de matérialiser une piste en face des chiffres que l'on souhaite valider et que l'ensemble des pistes de codage sera gravé sur la soi-disant « carte codée ». Il sera judicieux d'utiliser au moins un chiffre pour le code, sinon n'importe quel objet inséré dans le connecteur pourra actionner le contact et abuser le codeur IC<sub>1</sub> en l'absence de code. Nous vous proposons en figure 3 un modèle de carte ayant pour code les chiffres 1-3-5-7-8-10, valeur que l'on peut retrouver en suivant attentivement les pistes de cuivre. La masse aboutit à la broche 16 du connecteur avant de servir aux divers codages.

Sur la sortie 17 du circuit IC<sub>1</sub>, on recueille une succession d'états logiques 1 et 0, qu'il convient de présenter au module de décodage placé en aval du circuit.

### Le décodage (voir fig. 3)

On retrouve ici le circuit IC<sub>4</sub>, un autre composant MM53200, mais configuré cette fois-ci en récepteur ou décodeur d'un mot de 12 bits. Les composants R<sub>2</sub> et C<sub>6</sub> formant sa base



La sortie OUT (broche 17) présente un état bas pendant une durée de 1 seconde environ si le code est valable et, mieux encore, s'il est appliqué pendant quatre cycles consécutifs corrects. Cette précaution élimine le risque d'une reconnaissance simplement due au hasard.

### Activation d'une bascule bistable

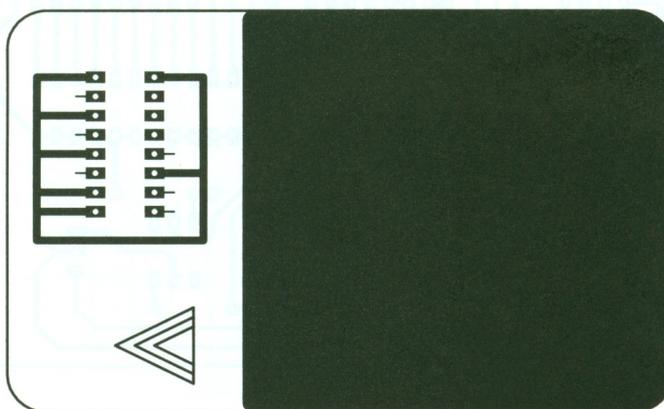
Nous ferons appel aux possibilités d'une bascule JK (circuit IC<sub>5</sub>), capable de reproduire le fonctionnement d'une bascule bistable, en reliant à l'état haut ses broches J et K, à travers la résistance R<sub>5</sub>. Chaque front positif parvenant sur l'entrée 3, ou Clock, inversera l'état des broches Q et Q̄ de la bascule bistable ainsi constituée. Les broches S et R non utilisées ici sont simplement reliées à la masse. A chaque fois qu'un bon code est reconnu, la bascule IC<sub>5</sub> inverse l'état de ses broches de sortie. Si une première insertion de la carte met à **un** la sortie Q, il faudra introduire une seconde fois la bonne car-

de temps sont rigoureusement identiques à ceux du circuit IC<sub>1</sub>, formant une sécurité supplémentaire. A noter que la broche 15 de validation doit être reliée à la masse pour valider le fonctionnement en décodeur. A l'aide de quelques inters mini-DIL ou plus simplement encore par des straps soudés ou non (strap soudé = 0), on veillera à former le même code que celui figurant sur la carte imprimée.

### LA CARTE « CLE » ET LE CODEUR.

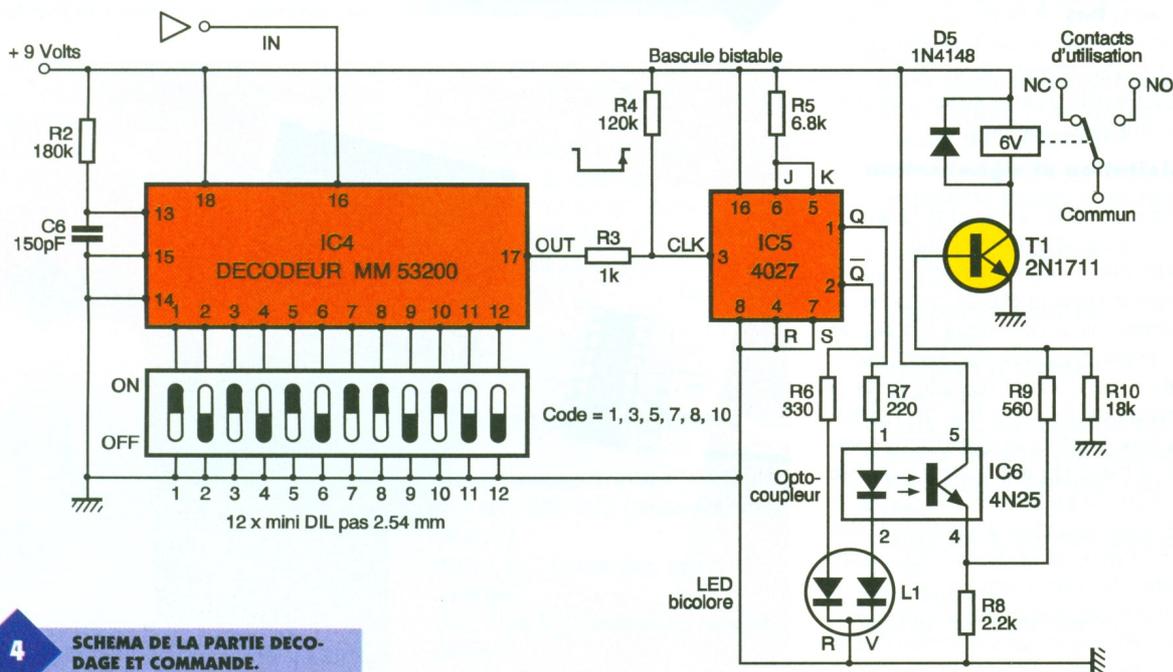
3

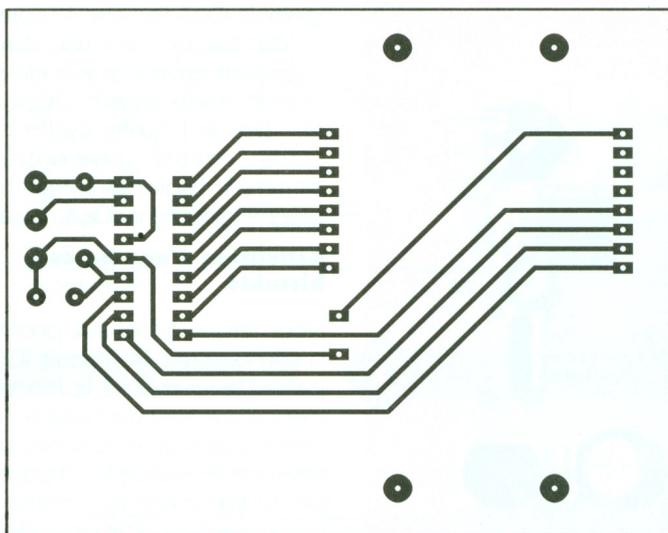
REALISATION DE LA CARTE COTE CUIVRE ; LES CONNEXIONS DEPENDENT DE VOS CHOIX.



4

SCHEMA DE LA PARTIE DECODAGE ET COMMANDE.



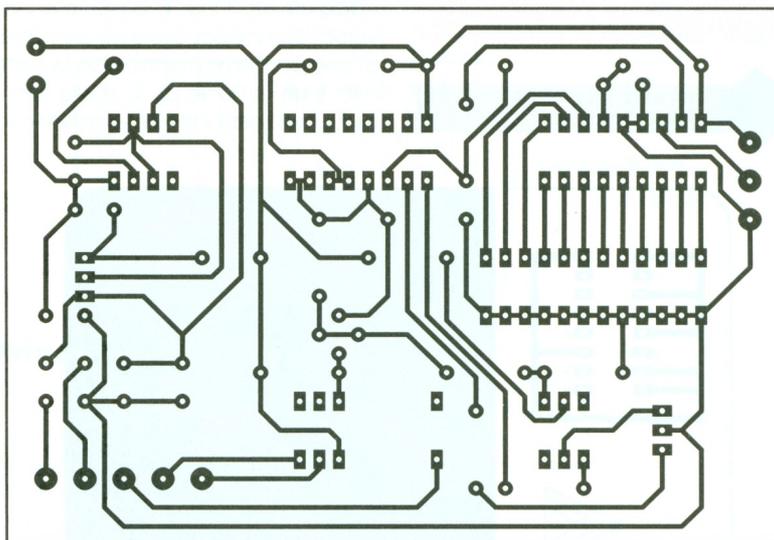


5

LE CIRCUIT IMPRIME CODEUR.

6

... ET CELUI DE DÉCODAGE.



LA PLATINE DE DÉCODAGE.

te pour faire basculer la même sortie au niveau **bas**. A noter que le changement d'état ne se fera effectivement qu'au retrait de la carte, qui joue ici le rôle d'un poussoir marche, puis d'un poussoir arrêt.

#### Exploitation et signalisation

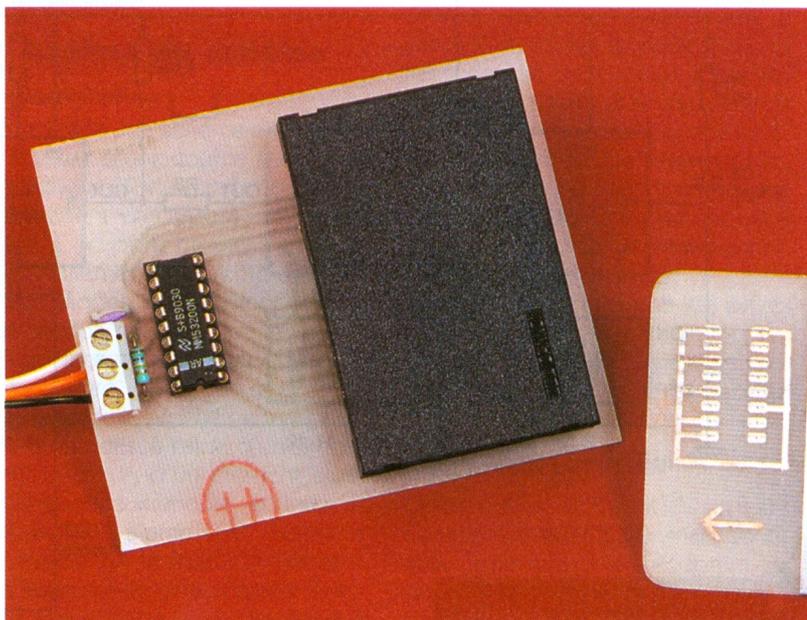
Lorsque la sortie Q (broche 1) du circuit bistable se trouve à l'état haut, la diode électroluminescente verte contenue dans la diode bicolore L<sub>1</sub> s'illumine ainsi que celle contenue dans l'optocoupleur IC<sub>6</sub>, avec une limitation de courant réalisée grâce à la résistance R<sub>7</sub>. La sortie de l'optocoupleur contribue également à valider la base du transistor T<sub>1</sub> chargé de piloter le petit relais de sortie. A cet instant, la sortie Q/ (broche 2) de IC<sub>5</sub> est basse et la diode DEL rouge éteinte. Au basculement suivant, la broche 2 passe au niveau haut et allume la DEL rouge, sans commander le relais de sortie. La diode D<sub>5</sub> assure

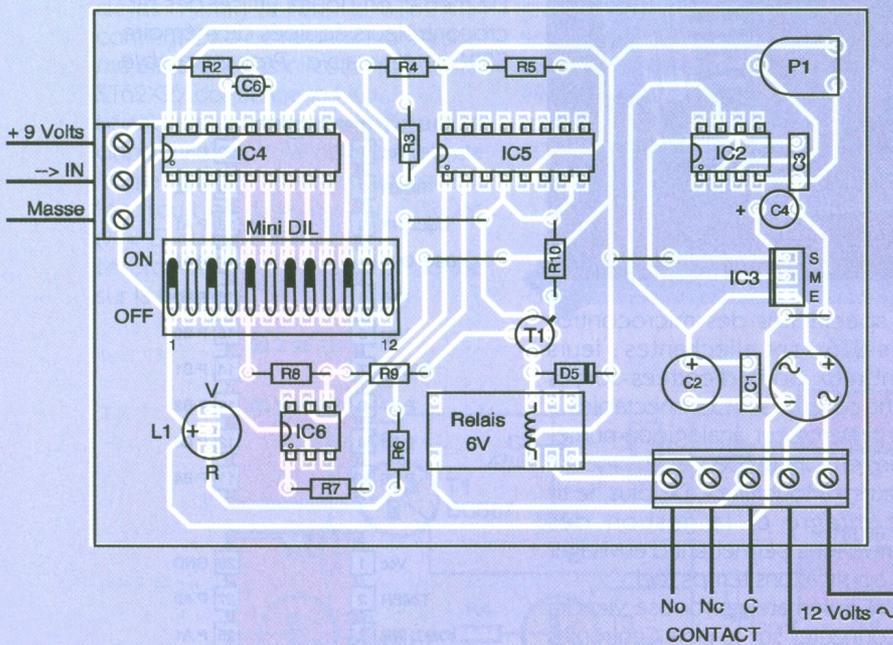
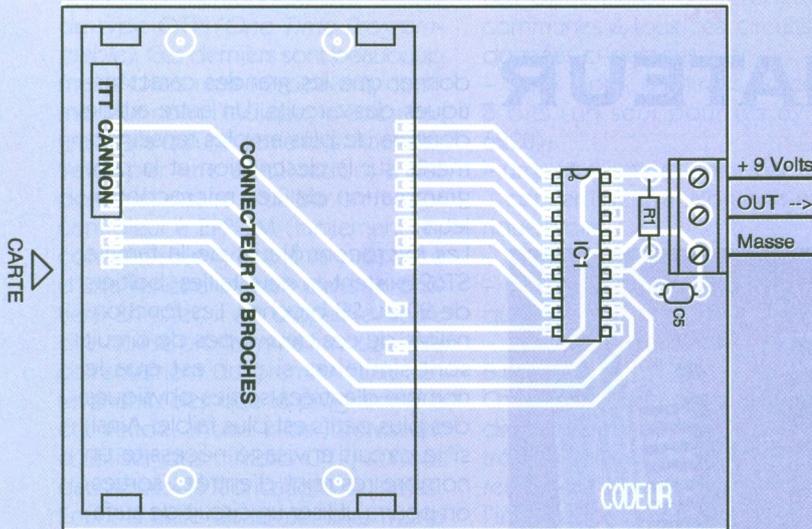
l'élimination de la surtension due à la coupure selfique de la bobine du relais, et protège de ce fait le transistor T<sub>1</sub>.

### Réalisation

Nous avons scindé notre serrure en deux parties bien distinctes : la première regroupe le lecteur de carte et le circuit codeur. Le tracé des pistes est donné à la **figure 5** et exige d'utiliser le modèle de connecteur préconisé dans la nomenclature. Ce premier circuit sera relié par trois fils seulement au module principal, regroupant le reste des composants. On réalisera le circuit imprimé donné à l'échelle 1 sur la **figure 6**; la reproduction photographique est conseillée en raison de la densité des pistes.

La mise en place des circuits intégrés, notamment IC<sub>1</sub> et IC<sub>4</sub>, se fera sur un support de bonne qualité. On débutera le travail par la réalisation des quatre straps en fil nu bien tendu. Les douze interrupteurs miniatures sont certes pratiques, mais il est également possible d'opter pour la mise en place de quelques straps aux emplacements choisis pour le code. Une solution raisonnable consiste à mélanger les deux techniques pour disposer, par exemple, de six valeurs fixes et six autres modifiables. Il est important de faire correspondre le code de la carte à celui de la maquette. A ce sujet, la réalisation d'une carte imprimée comportant quelques liaisons en cuivre sera obligatoirement menée à bien en utilisant de l'époxy d'une épaisseur très réduite, de l'ordre de 0,8mm seulement. On trouve dans le commerce du cuivre double face





de cette épaisseur ; toutefois, s'il n'est pas présensibilisé, il faudra procéder manuellement avec une encre spéciale ou à l'aide de pastilles transfert, pour y graver le code de la serrure.

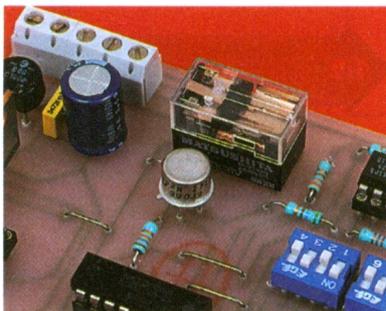
On devra régler l'ajustable P<sub>1</sub> pour obtenir en sortie de l'alimentation

une tension de 9V. La mise en place de la diode électroluminescente bicolore peut se faire après avoir vérifié la couleur : diode verte avec le relais collé.

Ce n'est que le retrait de la carte qui provoque le changement d'état de la bascule bistable, donc du relais. A vous d'installer cette serrure new-look à l'endroit choisi.

Guy ISABEL

#### LA PARTIE COMMANDE.



#### LISTE DES COMPOSANTS

##### Résistances 1/4 W

R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> : 180 kΩ (marron, gris, jaune)  
 R<sub>3</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
 R<sub>4</sub> : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)

R<sub>5</sub> : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)  
 R<sub>6</sub> : 330 Ω (orange, orange, marron)  
 R<sub>7</sub> : 220 Ω (rouge, rouge, marron)  
 R<sub>8</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)  
 R<sub>9</sub> : 560 Ω (vert, bleu, marron)  
 R<sub>10</sub> : 18 kΩ (marron, gris, orange)  
 P<sub>1</sub> : ajustable horizontal 47 kΩ

##### Condensateurs

C<sub>1</sub> : plastique 4,7 nF  
 C<sub>2</sub> : chimique vertical 470 μF/25 V  
 C<sub>3</sub> : plastique 10 nF  
 C<sub>4</sub> : chimique vertical 100 μF/16 V  
 C<sub>5</sub>, C<sub>6</sub> : céramique 150 pF

##### Semi-conducteurs

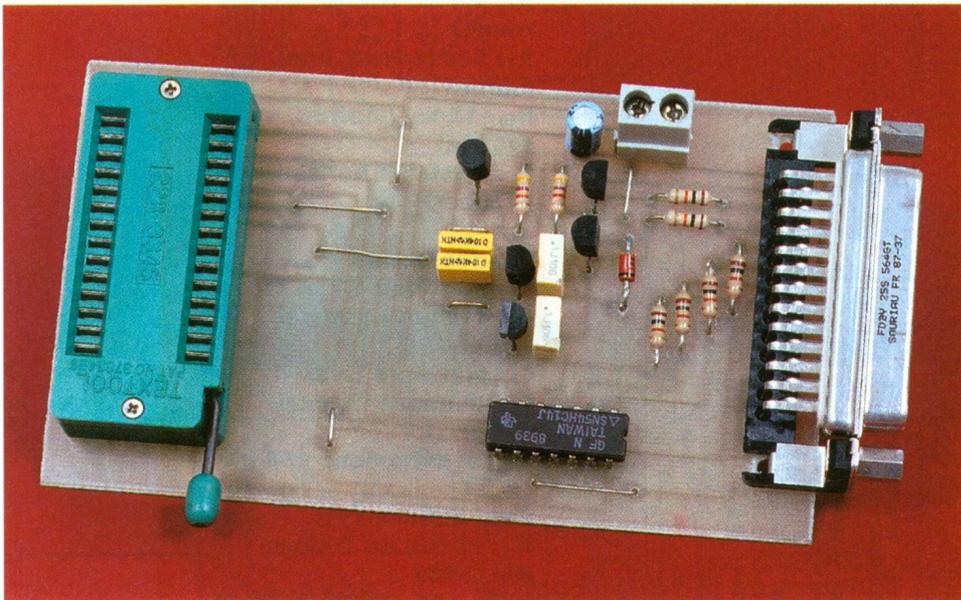
IC<sub>1</sub> : circuit de codage MM 53200  
 IC<sub>2</sub> : ampli-OP DIL 8, μA 741  
 IC<sub>3</sub> : régulateur intégré 5 V positif, 7805  
 IC<sub>4</sub> : circuit de décodage MM 53200  
 IC<sub>5</sub> : double bascule JK CMOS 4027  
 IC<sub>6</sub> : optocoupleur 4N25  
 T<sub>1</sub> : transistor 2N1711  
 D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub> : diodes redressement 1N4001 ou pont moulé  
 D<sub>5</sub> : diode commutation 1N4148  
 L<sub>1</sub> : diode électroluminescente bicolore

##### Divers

Connecteur universel pour carte à puce (16 contacts et contact de détection), modèle CCM 01  
 2 supports tulipe à souder 18 broches  
 1 support à souder 16 broches  
 1 support à souder 8 broches  
 1 support à souder 6 broches  
 Relais DIL 16, bobine 6 V  
 2 blocs de 6 inters mini-DIL  
 3 blocs de 3 bornes, pas de 5 mm  
 1 bloc de 2 bornes, pas de 5 mm  
 Film souple  
 Epoxy fin (voir texte)



# PROGRAMMATEUR DE ST62XX



**Electronique Pratique** vous a familiarisé depuis déjà un certain temps à l'utilisation des microcontrôleurs. Ainsi, les montages à base de 8052AH Basic ont fleuri dans nos colonnes. Plus récemment, on a vu apparaître une présentation du Basic Stamp. Nous vous proposons aujourd'hui la réalisation d'un programmeur des circuits de la famille ST6 de SGS-Thomson, de façon à vous permettre de pouvoir mettre en œuvre les réalisations qui suivront avec cette famille de microcontrôleurs.

Les spécificités des microcontrôleurs ST6 sont alléchantes : leurs nombreux ports d'entrées-sorties (dont certains sont connectables à un convertisseur analogique-numérique) en font un peu les microcontrôleurs « à tout faire ». De plus, le timer intégré et la gestion des interruptions permettent d'envisager des applications temps réel. Le programmeur proposé viendra se connecter sur le port Centronics (port imprimante) d'un ordinateur PC ou compatible. Les logiciels de compilation et de programmation physique des circuits seront accessibles sur notre serveur Minitel ou sur notre tout nouveau serveur Internet. En effet, SGS-Thomson nous a généreusement donné l'autorisation de vous les fournir gratuitement.

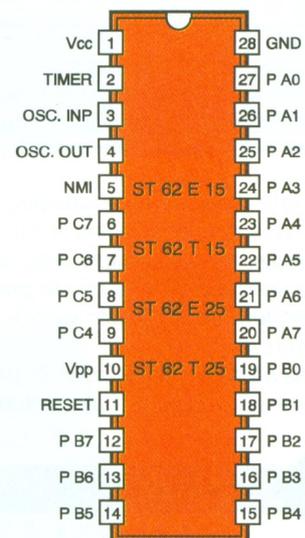
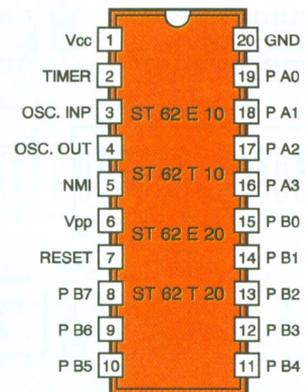
## Présentation de la famille ST62

Le but de cet article étant la description du programmeur et non pas la présentation exhaustive des spécificités du composant, nous n'allons

donner que les grandes caractéristiques des circuits. Un autre article donnera de plus amples renseignements sur la description et la programmation de ces microcontrôleurs.

Les microcontrôleurs de la famille ST62 existent en deux tailles : boîtiers de 20 ou 28 broches. Les fonctionnalités de ces deux types de circuit sont similaires si ce n'est que le nombre d'entrées-sorties physiques des plus petits est plus faible. Ainsi, si le circuit envisagé nécessite un nombre restreint d'entrées-sorties, on pourra utiliser un circuit de surface nettement plus faible.

De même, on pourra utiliser des microcontrôleurs équipés de mémoire EPROM (*Erasable Programmable*



1/2

**BROCHAGES ET CARACTERISTIQUES DES DIFFERENTES VERSIONS.**

	ROM	RAM	Nbr de broches	Entrées-Sorties
ST 62X10	2 ko	64 octets	20	12
ST 62X15	2 ko	64 octets	28	20
ST 62X20	4 ko	64 octets	20	12
ST 62X25	4 ko	64 octets	28	20

Read Only Memory) ou des circuits de type OTP (*One Time Programmable*). Ces derniers sont beaucoup moins chers mais ne peuvent, comme leur nom l'indique, n'être programmés qu'une seule fois. Pour développer une application, il est donc nécessaire d'utiliser un microcontrôleur à EPROM (facilement reconnaissable grâce à la présence d'une fenêtre incluse dans le boîtier). En effet, il est utopique de se dire que le programme fonctionnera correctement du premier coup. En revanche, dès que le programme a été validé, il sera plus intéressant d'utiliser des circuits OTP, surtout dans le cas de fabrications multiples. Enfin, la taille de la mémoire morte (ROM) est variable selon les modèles. Ainsi, la famille ST62X1Y contient 2 Ko de mémoire programme alors que les circuits référencés ST62X2Y contiennent 4 Ko.

Le tableau donné sur la **figure 1** donne le récapitulatif des circuits de la famille ST62. La lettre X indique si le circuit est une version EPROM (X = E) ou OTP (X = T).

Le brochage des circuits est donné sur la **figure 2**.

Les principales caractéristiques communes à tous ces circuits sont données ci-dessous :

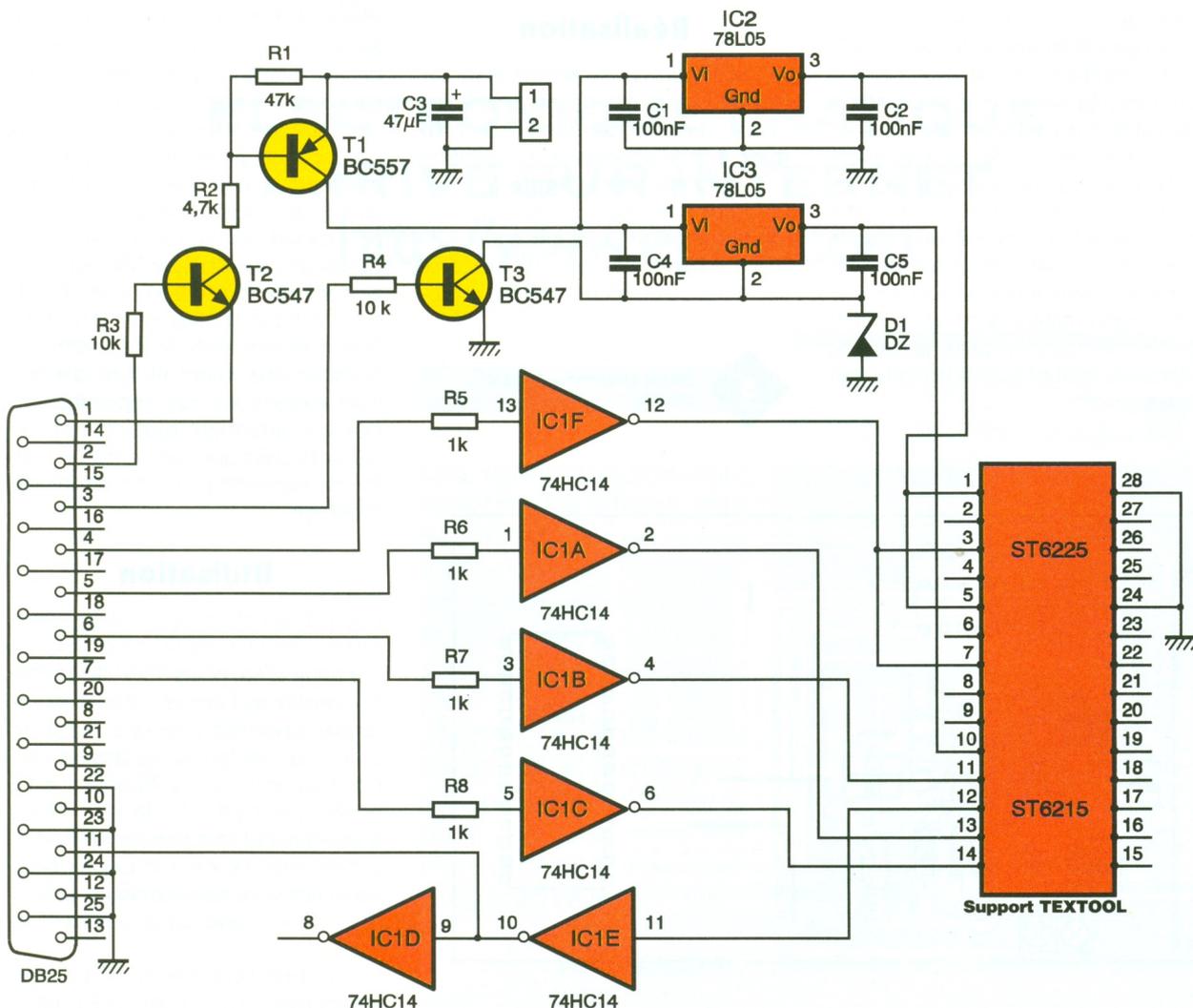
- deux ports d'entrées-sorties de 8 bits (un seul pour les 6210 et 6220);
- un port d'entrées-sorties de 4 bits;
- convertisseur analogique-numérique 8 bits;
- timer;
- broche d'interruption non masquable;
- unité arithmétique et logique 8 bits.

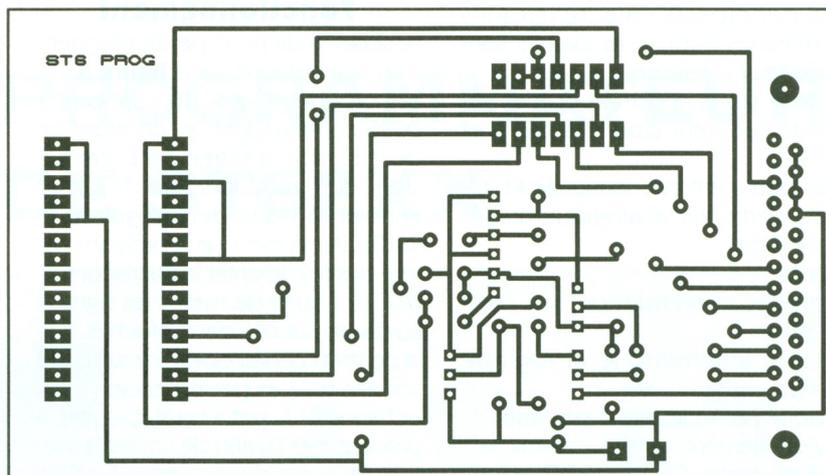
Chaque patte des ports peut être individuellement utilisée comme entrée ou sortie. Cela se configure directement dans le logiciel grâce à l'initialisation de registres dédiés. On peut noter que des versions intégrant de nouvelles fonctionnalités sont apparues : elles intègrent par exemple une mémoire de type EEPROM (Electrical Erasable Programmable Read Only Memory), une ROM paginée de 8 Ko ou encore une interface série synchrone.

## Fonctionnement

Le schéma de principe du programmeur est donné sur la **figure 3**. Les broches 1 et 2 du connecteur DB25 commandent la commutation de la tension d'entrée par l'intermédiaire des transistors T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> sur les entrées Vin des deux régulateurs 78L05. Ainsi, dès que le programmeur désire alimenter le microcontrôleur, il lui suffit de mettre les signaux adéquats sur ces deux broches. Cela permet d'éviter que le circuit cible soit alimenté en permanence. Le transistor T<sub>3</sub> sert à court-circuiter la diode zener D<sub>1</sub> afin de limiter la tension de sortie du régulateur IC<sub>3</sub>. Cela peut paraître assez étonnant pour le néophyte qui pense que la tension de sortie d'un 7805 est toujours de 5 V. Néanmoins, on peut facilement comprendre le fonctionnement de ce genre de circuit en considérant que c'est la différence de potentiel entre la sortie du régulateur et la tension présente sur la broche 2 du circuit qui est égale à 5 V. Cette dernière broche est, dans la majorité des montages, connectée à la masse, si bien que la sortie du circuit est effectivement de 5 V. En revanche, si

### 3 LE SCHEMA DE PRINCIPE.





#### 4 LE CIRCUIT IMPRIME COTE CUIVRE.

l'on impose une tension de 2 V sur cette broche, la tension de sortie sera de  $5 + 2 = 7$  V. Bien sûr, il faudra dans ce cas que la tension  $V_{in}$  soit au moins de  $7 + 2 = 9$  V.

Sur notre montage, la broche 2 du régulateur IC3 est connectée à une diode zener de 7,5 V. Si le transistor T3 n'était pas présent, la tension de sortie de ce circuit serait donc toujours de  $7,5 + 5 = 12,5$  V. Comme on l'a vu précédemment, le transistor T3 sert à court-circuiter la diode zener. Cela est réalisé lorsque la broche 3 de la DB25 est à 5 V, ce qui sature le transistor. Dans cette configuration, la broche 2 du régulateur est au potentiel 0 V, donc sa tension de sortie est égale à 5 V. On voit ainsi que le transistor T3 sert de commutateur entre les deux tensions 5 et 12,5 V. Le programmeur nécessite en effet cette commutation pour passer du mode de lecture au mode écriture et inversement.

Le circuit IC1 contient des inverseurs à trigger de Schmitt et sert de buffer entre les sorties de l'interface parallèle et les entrées du ST6. Pour permettre une vérification du contenu d'un microcontrôleur ou tout simplement pour vérifier sa virginité, la broche 12 du ST6 est connectée au PC par une entrée du port Centronics. Le logiciel de téléchargement vérifiera ainsi le contenu du microcontrôleur après sa programmation.

### Réalisation

La réalisation du programmeur ne devrait pas poser de problème. Le circuit imprimé est donné sur la **figure 4** et le schéma d'implantation correspondant sur la **figure 5**.

Le circuit imprimé sera reproduit selon la méthode de votre choix. On pourra par exemple utiliser des transferts ou un feutre spécial, direc-

#### 5 L'IMPLANTATION, AVEC 8 STRAPS.

tement sur un morceau de plaque cuivrée, préalablement nettoyée à l'aide de solvant ou d'une gomme abrasive. En ce qui concerne la reproduction des pastilles, il est quand même nécessaire d'utiliser des transferts plutôt qu'un feutre pour obtenir un tracé suffisamment propre. Une fois le dessin reproduit, il faudra plonger la plaque dans un bain de perchlorure de fer afin de la graver. Après nettoyage de la plaque à l'eau tiède, il faudra retirer la reproduction du dessin. Pour cela, on pourra utiliser une éponge métallique ou une gomme abrasive. Il est à noter que la distance entre les pastilles de la DB25 n'est pas normalisée à 2,54 mm. Il faudra donc faire attention si vous utilisez la méthode « manuelle » décrite ci-dessus. Si vous ne souhaitez pas investir dans une insouleuse et désirez néanmoins obtenir un tracé de bonne qualité, notez qu'il est souvent possible de faire réaliser votre plaque chez un spécialiste (utilisez par exemple les pages annonceurs de votre revue préférée).

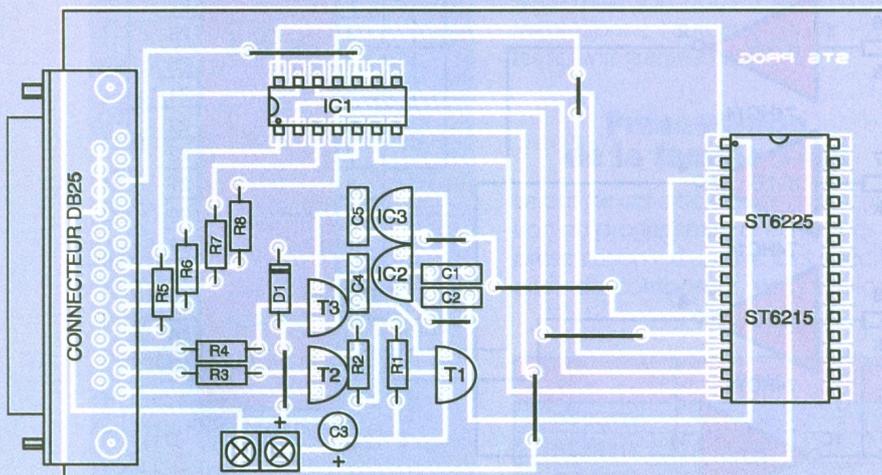
Le perçage des trous se fera avec des forets de diamètre 0,8 mm. Néanmoins, certains trous devront être élargis à 1 ou 1,2 mm (bornier par exemple). Les composants seront ensuite implantés par ordre croissant de hauteur (straps, résistances, diode, capacités). On fera attention aux composants polarisés (capacité C3) et à introduire les transistors et régulateurs dans le bon sens.

Le support du microcontrôleur sera de préférence de type Textool (support à force d'insertion nulle). En effet, ce type de support présente l'énorme avantage de permettre un nombre quasiment illimité d'insertions-extractions du composant. Son prix est nettement plus cher qu'un support classique mais c'est un bon investissement pour ce genre de montage.

### Utilisation

L'utilisation du programmeur est relativement simple. Une tension continue d'au moins 15 V devra être connectée au bornier. Celle-ci pourra par exemple prendre la forme d'un bloc secteur si ce dernier dispose d'une tension suffisante. Il est à noter que certains de ces blocs sous-évaluent leur tension de sortie, si bien que 12 V sur le papier peuvent parfois se transformer en 15 voire 17 V sous une faible consommation.

Le montage sera relié au PC par l'intermédiaire d'un câble DB25 mâle-



**UN SUPPORT À FORCE D'INSERTION NULLE EST RECOMMANDÉ.**

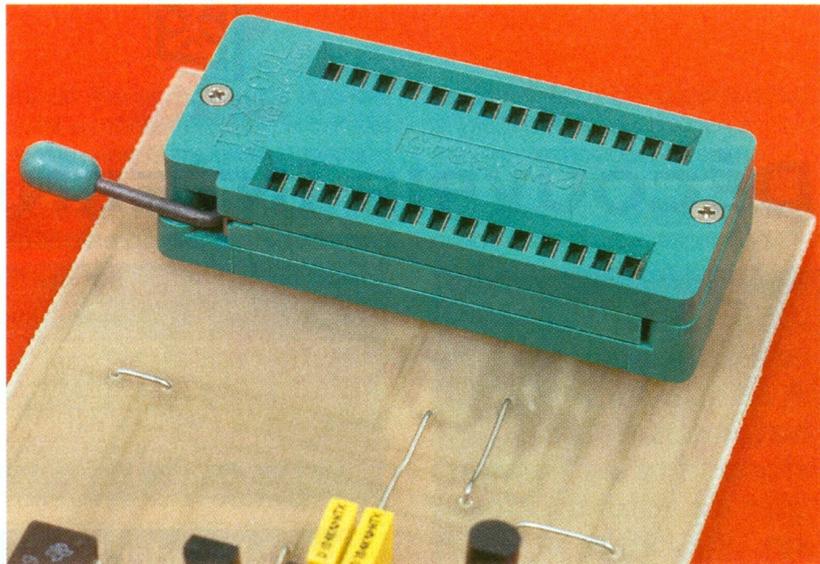
DB25 mâle. Il suffira alors de lancer le logiciel de programmation pour commencer le téléchargement dans le microcontrôleur. Nous rappelons que ce dernier est fourni sur les serveurs Minitel et Internet. Le programme lancé, il faudra indiquer le type de microcontrôleur et vérifier sa virginité. On pourra alors télécharger le programme. Si tout s'est bien passé, on pourra protéger les données contenues dans le circuit en se servant du menu Lock.

Les microcontrôleurs à 20 broches seront positionnés de façon que leur broche numéro 10 soit la plus basse possible.

Si le programmeur ne « trouve » pas le circuit, on vérifiera la présence des alimentations. S'il refuse l'écriture, il faudra s'assurer que le transistor  $T_3$  n'est pas grillé. C'est en effet ce dernier transistor qui commute les tensions de lecture et d'écriture.

Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter bon courage pour vos prochaines réalisations à base de ST6.

Laurent LELLU



### NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

**$R_1$  : 47 k $\Omega$  (jaune, violet, orange)**  
 **$R_2$  : 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet, rouge)**  
 **$R_3, R_4$  : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)**  
 **$R_5$  à  $R_8$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge)**  
 **$C_1, C_2, C_4, C_5$  : 100 nF**

**$C_3$  : 47  $\mu$ F**  
 **$D_1$  : diode zener 7,5 V**  
 **$T_1$  : BC557**  
 **$T_2, T_3$  : BC547**  
**IC $_1$  : 74HC14**  
**IC $_2, IC_3$  : 78L05**

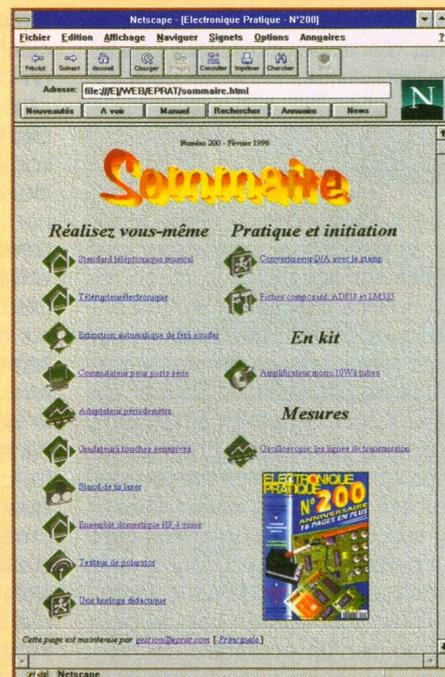
**1 bornier, 2 entrées**  
**1 support Textool**  
**28 broches (voir texte)**  
**1 DB25 femelle soudé à souder**  
**1 câble DB25 mâle-mâle**

## ELECTRONIQUE PRATIQUE ARRIVE SUR INTERNET <http://www.eprat.com>

Toute la rédaction d'*Electronique Pratique* est fière de vous annoncer prochainement l'arrivée du journal sur Internet. Se voulant à la fois support et complément de l'information disponible sur papier, le serveur vous propose de nombreux services, comme le téléchargement, une présentation mensuelle des articles, des liens sur les différents sites électroniques, des fiches techniques, etc. Dans un futur proche, d'autres possibilités, comme la commande d'anciens articles au format Acrobat, la liste complète des montages publiés intégrant la recherche par mots-clés, ou des petites annonces, seront mises en place.

Vous pouvez maintenant joindre la rédaction à l'adresse [redac@eprat.com](mailto:redac@eprat.com) et adresser vos remarques et suggestions quant au serveur à [gestion@eprat.com](mailto:gestion@eprat.com). Nous vous souhaitons nombreux à explorer notre site et nous ne pouvons qu'espérer que vous y trouverez des renseignements utiles sur les sujets électroniques vous intéressant.

La rédaction.





INITIATION

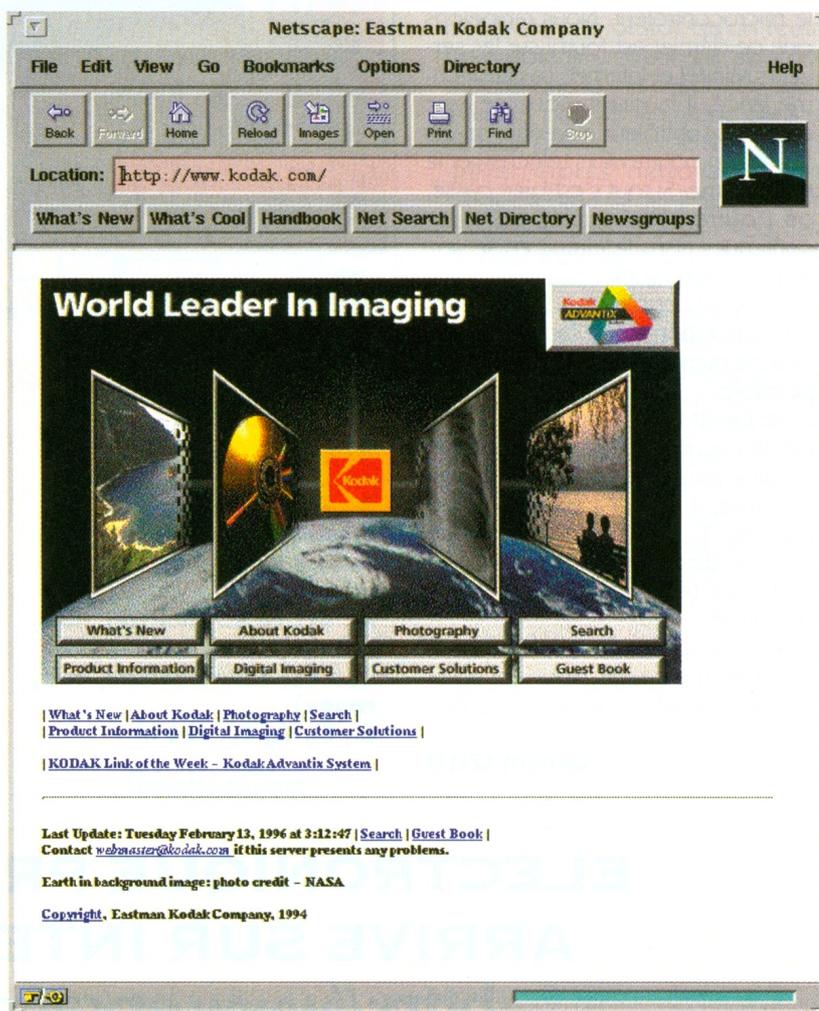
# DÉCOUVRIR INTERNET

**A l'occasion de l'arrivée d'Electronique Pratique sur Internet, nous ne pouvions faire autrement que de vous proposer une brève présentation de ce réseau. Mettons donc de côté, pour quelques pages, résistances et autres capacités afin de mieux nous plonger dans les méandres du Net, vaste réseau mondial d'interconnexions.**

Cet article vous présente un bref historique d'Internet ainsi que l'éventail des services qu'il offre. Loin d'avoir la prétention de se vouloir un texte de référence, les quelques pages qui suivent ont plus pour vocation d'expliquer sommairement quelques concepts et méthodes ayant rapport avec les différentes facettes du Net. Etant bien conscients du fait qu'un long discours ne remplacera jamais un peu de « netsurfing », un carnet d'adresses contenant prestataires de services et cyber-café est inclus.

## L'histoire d'Internet

A la fin des années 60 et au début des années 70, le gouvernement américain a décidé de créer un réseau national permettant l'interconnexion de sites informatiques sur tout le pays. Celui-ci, nommé Arpanet, était le précurseur d'Internet. Ce réseau a servi à l'armée américaine pour faire des recherches sur la construction de réseaux presque insensibles à une destruction locale. Le grand progrès de ce réseau était de répartir les ressources sur tout le territoire plutôt que de les concentrer en un seul lieu. En cas de destruction de l'un ou l'autre des serveurs, les autres devaient être capables de prendre la relève. Pour



cela, il ne fallait pas que les lignes de transmission des informations soient figées par construction. Ainsi, les données allant d'un ordinateur A à un ordinateur B pouvaient prendre plusieurs chemins différents. Si l'une des lignes était coupée pour une raison ou pour une autre, le bloc de données trouverait lui-même un nouveau trajet, et cela sans l'aide de l'émetteur.

Un autre avantage d'Arpanet est qu'il permettait à des ordinateurs de toutes marques de communiquer ensemble. En effet, il suffit de respecter quelques règles pour configurer le paquet d'informations à émettre (l'Internet protocol, IP) pour que celui-ci arrive à bonne destination, quel que soit le type de machine émettrice et réceptrice. Cela a d'ailleurs fait le bonheur des universités américaines et du gouvernement qui n'avait pas à spécifier à ces institutions quelles machines acheter.

Dans les années 80, de nombreux ré-

seaux utilisant la norme IP ont commencé à prospérer. Le plus connu d'entre eux est certainement le NSF-NET, créé par la National Science Foundation. Il était composé de plusieurs centres équipés de puissants ordinateurs et reliés aux universités par des lignes téléphoniques ayant une bande passante de 56 000 bits par seconde. Néanmoins, pour des raisons de coût, toutes les universités n'étaient pas directement reliées aux serveurs centraux mais seulement aux universités voisines. Pour atteindre les ordinateurs surpuissants de la NSF, il fallait donc faire passer le message à l'université voisine qui elle-même le transmettait à une autre université, et ainsi de suite, avant d'arriver à l'ordinateur cible.

Bien sûr, les lignes utilisées sont vite arrivées à saturation et il a fallu multiplier le débit par 20 en 1987. Depuis ce temps, le nombre de lignes et le débit de celles-ci ne cessent de s'accroître pour répondre à la demande.

Aujourd'hui, Internet regroupe plus de 90 000 réseaux interconnectés dans plus de 100 pays. Le nombre de personnes qui y sont reliées est assez difficile à estimer mais le chiffre de 30 millions a déjà été dépassé (ce chiffre double tous les ans). En France, il y aurait entre 300 000 et 500 000 personnes connectées (avec une progression de 80 % par an). Quant aux nombres de sites Web (voir plus loin), il y en aurait 1 870 000 dans le monde actuellement (progression de 200 % par an!).

Il est clair, à la vue de ces chiffres, que ce réseau est littéralement en train d'exploser... S'il ne touchait au début que les personnes ayant plus ou moins trait à l'informatique, la démocratisation des ordinateurs personnels fait que pratiquement tous les domaines sont concernés, amenant de plus en plus de monde à vouloir s'y connecter.

## Comment est géré Internet

Ce qui fait la force, mais aussi la faiblesse d'Internet, c'est qu'il n'a pas de directeurs ou de chefs qui contrôlent les informations disponibles.

En ce qui concerne l'attribution des adresses et la création de nouveaux standards, un groupe de volontaires, appelés IAB (*Architecture Internet Board*), se réunit régulièrement et donne les indications nécessaires pour un fonctionnement correct du réseau.

Les utilisateurs d'Internet ont aussi un groupe dans lequel ils peuvent discuter des problèmes et réfléchir aux solutions possibles. Ce groupe est nommé IETF (*Internet Engineering Task Force*). Lorsqu'un problème paraît important et qu'un nombre suffisant d'utilisateurs s'y intéressent, un groupe de travail (*working group*) se forme. Ce groupe est ouvert à tous ceux qui veulent bien apporter leur contribution. Le résultat des recherches est publié sur Internet et peut déboucher sur la création d'un nouveau standard par l'IAB.

Cette absence de contrôle des données transitant sur le globe et le fait qu'elles peuvent être accessibles par tous a donné naissance à un gigantesque débat (sans fin ?) dénommé : faut-il censurer Internet ? Vous en avez peut-être eu des échos lors de la période d'attentats à Paris où quelques journalistes ont dénoncé l'existence sur Internet de manuels de fabrication d'explosifs. Plus récemment encore, suite à des plain-

tes du gouvernement allemand quant au contenu sexuel de certains newsgroups, Compuserve (un grand fournisseur d'accès Internet) a décidé de censurer tous les articles plus ou moins pornographiques des news, au grand dam de ses abonnés. Les newsgroups incriminés ont en effet été supprimés pour tous les utilisateurs de Compuserve, qu'ils soient allemands ou non (pour la raison bien simple qu'il n'existe pas de frontière logicielle d'un pays à un autre ; c'était donc tout ou rien). Cela s'est passé en décembre 1995, date historique marquant la première véritable censure appliquée à Internet. Les réactions de protestations, comme de satisfactions, ont été très nombreuses, prouvant la sensibilité du sujet.

## Les services offerts par Internet

On peut distinguer cinq services indépendants.

### Le courrier électronique (e-mail)

C'est sûrement le service le plus utilisé sur Internet. C'est l'équivalent électronique de la poste. Ici, pas besoin de se soucier de l'enveloppe ou du timbre, pas besoin non plus de faire la queue trois heures pour peser votre lettre... Vous écrivez votre texte, y joignez si vous le désirez documents multimédias (images, sons, ...) et n'avez plus qu'à l'envoyer à votre destinataire repéré par une adresse e-mail unique (généralement nom@domaine.pays).

La différence par rapport au courrier physique est que votre lettre mettra en général moins d'une dizaine de minutes pour aller d'un bout à l'autre du globe, et surtout qu'aucune grève ne viendra vous mettre des bâtons dans les roues.

### Les newsgroup (USENET)

Au début des années 80, quelques jeunes « hackers » (personnes passionnées par l'informatique) ont décidé qu'écrire à quelqu'un par e-mail c'était bien, mais que partager les informations au moyen d'une sorte de journal serait beaucoup mieux. Ainsi est né Usenet, l'aire de discussion d'Internet.

A ce jour, plus de 10 000 rubriques existent, dans lesquelles vous pouvez apporter votre propre contribution... Il est très difficile de se rendre vraiment compte de la masse d'informations que cela peut représenter. Les sujets sont extrêmement variés et couvrent pratiquement tous

les domaines de discussion existant. La plupart des aires sont en anglais, mais que les anglophobes ne désespèrent pas, il existe tout de même une hiérarchie française très dynamique et toujours en expansion. Parmi tous les domaines couverts, on trouve bien entendu un très grand nombre de rubriques informatiques et électroniques, dont les contributions varient de quelques-unes à quelques milliers par jour. On peut citer le cas de comp.sys.intel qui fut pris d'assaut lors de la découverte du bug du Pentium il y a quelque temps (et c'est d'ailleurs par ce biais qu'il a été annoncé à la communauté d'utilisateurs PC). D'un point de vue général, on peut dire que le rapport « signal sur bruit » des articles postés est dans l'ensemble assez faible : on trouve notamment dans certains newsgroups informatiques des milliers de contributions plus ou moins stériles et sans fin du genre « Windows 95 est-il mieux que OS/2 Warp ? » ou « Faut-il éradiquer Bill Gates ? »...

Malgré cela, Usenet reste la meilleure place pour rentrer en contact avec les gourous des domaines qui vous intéressent. Si vous posez une question intéressante, vous ne resterez jamais sans réponse.

### Le dialogue (chat, IRC)

Si Usenet était déjà un progrès certain, il lui manquait une interaction temps réel. Ainsi fut créé les *Internet*

**Une surveillance de chambre d'enfant**

Ce montage fait essentiellement appel à la technique des courants porteurs qui consiste à utiliser, en guise de liaison entre un émetteur et un récepteur, les fils de distribution du secteur 220V, d'un même appartement ou habitation. Dans l'application décrite, le détecteur-émetteur est branché sur une prise de courant de la chambre que l'on désire surveiller (enfant en bas-âge, personne malade alitée). Le récepteur peut être branché sur n'importe quelle autre prise située en aval du compteur d'énergie.

Auteur: [Robert KNOERR](#)

[Retour à la page principale](#)

*Relay Chat* (IRC), qui peuvent facilement être comparés à la CB ou aux messageries (roses ou non...) du Minitel. Comme Usenet, des canaux bien spécifiques ont été créés, couvrant chacun un sujet bien particulier. Les utilisateurs y sont désignés par des pseudos (*nickname*) et on y dialogue en groupe ou en privé en toute liberté.

Comme les canaux sont distribués généralement en fonction des sujets de discussion, vous trouverez pratiquement toujours quelqu'un avec qui parler du domaine qui vous intéresse. Par ailleurs, rien ne vous empêche de créer un canal privé pour discuter avec un ami se trouvant de l'autre côté du globe (ou en face de chez vous...).

### **Contrôle à distance (telnet)**

Si votre ordinateur est connecté à Internet et possède une adresse IP, vous pouvez vous loger dessus à distance à partir d'une autre machine connectée elle aussi à Internet. C'est ce qu'on appelle effectuer un « telnet », du nom du programme effectuant cette opération. Vous pouvez ainsi prendre contrôle de votre ordinateur favori (dans certaines limites bien sûr) même si vous en êtes éloigné de plusieurs milliers de kilomètres.

Une autre application possible est le télétravail, où vous utilisez chez vous les ressources informatiques de votre entreprise. Le seul point noir est le grand débit nécessaire dans le cas d'une redirection d'affichage ; la ligne téléphonique s'avère trop lente pour un travail confortable.

### **Recherche d'informations (FTP, Gopher, WWW)**

Une des choses les plus impressionnantes à propos d'Internet est la quantité incroyable d'informations que l'on peut y trouver. C'est généralement la motivation principale qui fait que les gens s'y abonnent. Gratuite et incommensurable, voilà les deux mots-clés définissant l'information brute accessible.

L'explosion médiatique d'Internet est due en majeure partie à la création du *World Wide Web*, accompagné au départ de son outil de navigation *Mosaic*, ensuite remplacé par le célèbre *Netscape*. Il s'agit là d'une interface hypertexte et multimédia facilitant énormément la recherche et la consultation de données. Fini les écrans « style DOS » du FTP (*File Transfer Protocol*), fini même l'hypertexte simple de Gopher... Place aujourd'hui à la débauche de graphismes et de sons. Très simple à utiliser,

pratiquement accessible à tous, l'interface de *Netscape* est résolument l'un des grands standards de demain. Inventé dans les laboratoires du Cern à Genève, le *World Wide Web* (WWW) a révolutionné l'utilisation d'Internet. Son impact est tellement énorme que l'on confond ce concept de diffusion d'information avec le Net lui-même.

A partir d'une adresse appelée URL (pour *Uniform Ressource Locator*; ressemblant en général à <http://www.domaine.pays>), on obtient une « page hypertexte » qui présente l'information. L'intérêt de cette interface est que vous n'avez absolument pas à vous préoccuper de la couche Internet. En fait, vous ne savez jamais implicitement où se trouve l'information recherchée. D'un simple clic, vous pouvez passer d'un site français à un site australien. La seule différence visible sera le temps de chargement de la page. Mais les clics ne s'arrêtent pas qu'à la simple navigation : vous pouvez télécharger une image ou un fichier rien qu'en cliquant sur son nom. De plus, des systèmes de boîtes de dialogue vous permettent de rentrer des informations telles que votre nom ou votre numéro de carte bancaire pour un achat. La sécurité faisant partie intégrante de *Netscape 2.0*, la confidentialité de l'échange de données sensibles (telle le numéro de CB) est aujourd'hui garantie (enfin, espérons-le!).

Comme indiqué précédemment, la masse d'informations virtuellement disponible est incommensurable et impossible à apprécier. Il est bien connu qu'une overdose de données ralentit fortement la recherche efficace, et l'on peut se demander comment faire pour se sortir d'un tel *maelström*... Imaginons le cas où vous cherchez une information sur un sujet précis, Internet et la censure par exemple. Il est clair que ce n'est pas au hasard des clics sur différents liens hypertextes que vous tomberez sur un document relatif au sujet recherché. Heureusement pour nous autres, pauvres navigateurs déboussolés, il existe de puissants outils de recherche fonctionnant sur la base de mots clés. Ainsi, dans le cas qui nous intéresse, vous pouvez faire appel à la « *search engine* » Lycos (<http://www.lycos.com>) et lui demander d'effectuer une requête sur les mots « internet » et « censure ». Une fois la recherche aboutie (quelques secondes généralement), vous obtenez l'adresse de tous les sites contenant (à sa connaissance) les mots-clés passés en paramètres. Sur

un sujet aussi polémique que celui donné en exemple, vous risquez d'obtenir un nombre assez conséquent d'URL à visiter, même en français.

Enfin, *last but not least*, il vous faudra *understand l'english* dans une certaine mesure si vous ne voulez pas être limité qu'à un *verypetit* pourcentage de l'ensemble des URL existantes. (Bien moins de 1% des données présentes sur Internet sont en français... Mais il ne tient qu'à vous de renverser la vapeur si vous le désirez!)

## **Le fonctionnement d'Internet**

Techniquement parlant, nous nous contenterons de dire que la base d'Internet est un outil informatique appelé TCP/IP (*Transmission Control Protocol/Internet Protocol*). Tout comme nous parlons français pour nous comprendre, les ordinateurs utilisent le « langage » TCP/IP pour échanger leurs informations.

Les machines sont reliées entre elles par des liaisons spécialisées haut débit. Celles-ci sont en général extrêmement coûteuses, interdisant à tout particulier de relier son ordinateur directement sur Internet. Heureusement pour nous, des sociétés bien intentionnées ont eu la bonne idée de former des passerelles de la ligne téléphonique vers ces liaisons spécialisées. Ainsi, tout le monde peut aujourd'hui faire appel à un prestataire de service (dénommé aussi *provider*) pour accéder au réseau des réseaux. Vous aurez plus de détails sur ce sujet dans le chapitre suivant.

D'un point de vue plus « utilisation », Internet est basé sur ce qu'on appelle la « Netétiquette », groupe de directives régissant implicitement le comportement des utilisateurs. Toute personne débutant sur le Net se doit de les lire et de les appliquer. Il ne s'agit en aucune manière de contraintes ou commandements moraux mais tout simplement d'une sorte d'art de vivre assurant la pérennité et le bon fonctionnement des différents services d'Internet, les newsgroups en particulier.

Internet étant libre, personne ne viendra vous imposer ces règles élémentaires de conduite, mais si vous vous amusez comme un gosse avec un nouveau jouet, vous risquez de vous attirer la foudre des autres utilisateurs. Un « *newbie* » (débutant sur Internet) se doit *a priori* de rester passif un certain temps et d'observer le fonctionnement des divers ser-

VICES PUBLICS d'Internet avant d'y participer lui-même.

Ainsi, une règle élémentaire d'Usenet est de toujours se référer à des documents appelés FAQ (*Frequently Asked Questions*) contenant les réponses aux questions les plus fréquemment posées avant d'effectuer une demande de renseignement. Cela est légitime du fait que le débit des lignes est limité et que beaucoup payent le téléchargement des news chez eux. Ainsi tout gaspillage de bande passante est fortement réprimé par les utilisateurs réguliers d'Internet.

Pour citer une anecdote, un couple américain avait « spamé » (saturé) l'ensemble des newsgroups avec une annonce à caractère commercial. Si aucune loi n'interdit ce fait, il n'en est pas moins fortement contraire à la Netétiquette... Ainsi, ce couple reçut un nombre absolument énorme (plusieurs centaines de milliers) d'e-mail moralisateurs leur rappelant que ce genre de comportement nuit gravement à la communauté Internet. Avec des gigas de données dans leur boîte aux lettres et un prestataire de service débordé (et sûrement très énervé...) par cet énorme trafic impromptu, la pérennité de leur compte Internet fut rapidement remis en question !

## Internet et l'électronique

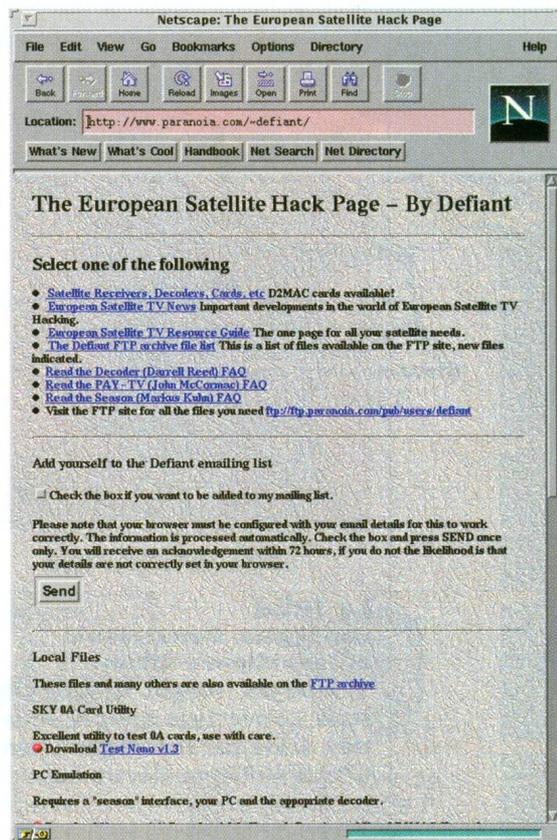
Internet provenant à la base d'une communauté universitaire et scientifique, on peut y trouver une quantité assez impressionnante d'informations concernant l'électronique. Il est ainsi possible de récupérer des schémas divers et variés, des brochages de composants, des notices d'application, etc. Si vous rencontrez un problème lors de la mise au point d'un montage, vous trouverez une aide fort appréciable dans les newsgroups dédiés à l'électronique. Plutôt que de donner une liste brute de liens intéressants, nous vous proposons de visiter notre site (<http://www.eprat.com>) où vous trouverez une page complète d'informations sur le sujet.

## Comment se connecter à Internet ?

Maintenant que vous êtes convaincu de l'utilité d'un tel outil, vous vous demandez sûrement comment connecter votre PC ou votre Mac à ce réseau si gigantesque... Le seul matériel nécessaire en plus de l'unité centrale est un modem puissant (14 400 bits/s minimum, 28 800 bits/s recommandé). La liaison à Internet se fait en effet via le réseau téléphonique par un prestataire de services. Vous pouvez bien sûr faire amener chez vous une ligne 256 Kbits/s, mais cela risque de vous poser quelques problèmes d'ordre financier (le coût mensuel de location d'une telle ligne est d'environ 20 000 F hors taxes, sans compter 10 000 F de mise en service...).

En tant que particulier, la meilleure solution est de faire appel à une société se chargeant de vous fournir un accès par l'intermédiaire de la ligne téléphonique. Celle-ci vous fournit une identité, un mot de passe, les logiciels ainsi que, bien sûr, un numéro de téléphone pour établir la passerelle vers Internet. Vu l'engouement des utilisateurs de micro-ordinateurs pour Internet, le nombre de prestataires n'a cessé de croître, impliquant une concurrence assez féroce. Ce phénomène de société a ainsi permis une chute des tarifs assez impressionnante, mettant Internet à la portée de pratiquement toutes les bourses. Afin de vous guider dans vos choix, le tableau ci-dessous propose une liste de prestataires avec prix et adresses.

Si vous ne possédez pas d'ordinateur ou que vous n'êtes pas encore convaincu par l'intérêt d'Internet, vous pouvez toujours aller passer quelque temps dans un cyber-café. Ce genre d'établissement vous propose en effet un accès au Net un verre à la main, dans un décor plus ou moins réussi. Cette initiative fortement intelligente permet à tous de découvrir Internet sans avoir à souscrire un abonnement (ou à acheter un ordinateur...). Afin de faire vos premiers pas ou d'emmener des amis découvrir le cyberspace, voici quelques adresses :



Café Orbital, 13, rue Médecis, 75006 Paris; tél. : (1)43.25.76.77. 55 F/h. Carte 5 h : 250 F.

Web Bar, 32, rue de Picardie, 75003 Paris; tél. : (1) 42.72.66.55. 50 F/h, 30 F/1/2 h. Carte 10 h : 300 F.

## Conclusion

Internet est à coup sûr ancré dans notre culture future. Il est difficile de prévoir l'expansion d'un tel réseau, si ce n'est une pénétration des foyers aussi importante que pour la télévision d'ici à une dizaine d'années. La démocratisation totale du Net ne pourra que modifier profondément notre manière de communiquer et d'évoluer. Si d'aucuns s'inquiètent de l'omniprésence de la télévision dans nos maisons, affaiblissant la communication familiale, qu'en sera-t-il d'un monde interconnecté au point qu'il en deviendra inutile de se déplacer? La question reste ouverte...

**Eric Larchevêque**

### TARIFS ET DEBITS DE QUELQUES PRESTATAIRES DONT TROIS EN REGION PARISIENNE.

Société	Téléphone	Bande passante	Mise en service	Coût mensuel	Heures/mois
France Pratique	05.06.79.27	768 Kbits/s	0 F	99 F	illimité
France-Teaser	(1) 47.50.62.48	384 Kbits/s	50 F	60 F	60
Grolier Interactive	(1) 47.45.94.45	512 Kbits/s	0 F	77 F	illimité
World-Net	(1) 40.37.90.90	256 Kbits/s	0 F	99 F	illimité



**Le radiomodéliste a parfois besoin d'attribuer à une voie de sa radiocommande, non pas un déplacement mécanique, mais la fermeture ou l'ouverture d'un contact. La solution souvent adoptée repose sur l'adaptation d'un contact sur un servomoteur. Cette solution, bien qu'efficace, est onéreuse, représente un poids non négligeable et est peu élégante. Un brin d'électronique va nous permettre de réaliser un petit dispositif tout aussi efficace qu'astucieux.**

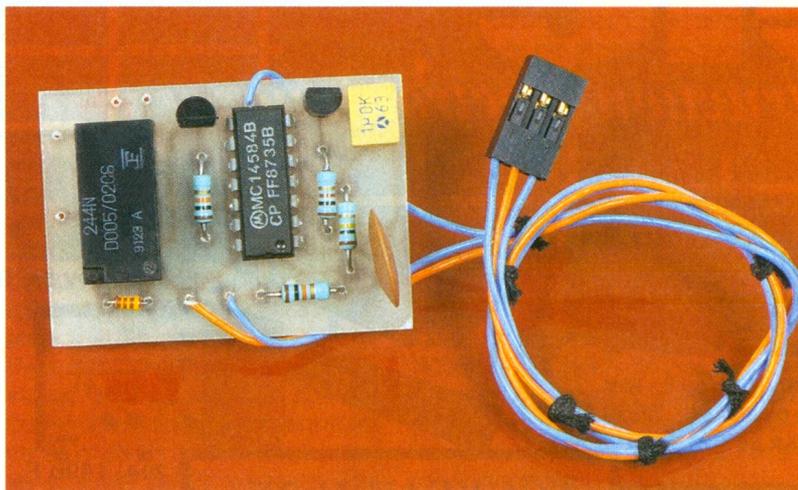
Pour rendre leurs maquettes encore plus réalistes, certains radiomodélistes les équipent d'accessoires tels que des cornes de brume, des sirènes de pompiers, des feux de position ou encore des lances à incendie. Evidemment, il ne saurait être question que ces appendices ne fonctionnent pas « comme les vrais » !

Le problème est que la quasi-totalité des installations « radio » actuelles fait appel, côté réception, à des servomoteurs, parfois très puissants vue leur faible taille, mais qui sont seulement capables d'actionner, par leur rotation, une came ou un disque.

Lorsqu'il s'agit de fermer un simple contact électrique, la seule solution consiste à adapter mécaniquement un inverseur sur l'axe de rotation du moteur.

Ce « bricolage » ne présente à vrai dire que des inconvénients, à commencer par son coût, son encombrement et son poids.

Pendant longtemps, il a fallu recourir au même type de montage pour faire varier la vitesse de rotation des moteurs de propulsion. Le servomoteur entraînait, dans ce cas, l'axe d'un



## SERVO-RELAIS

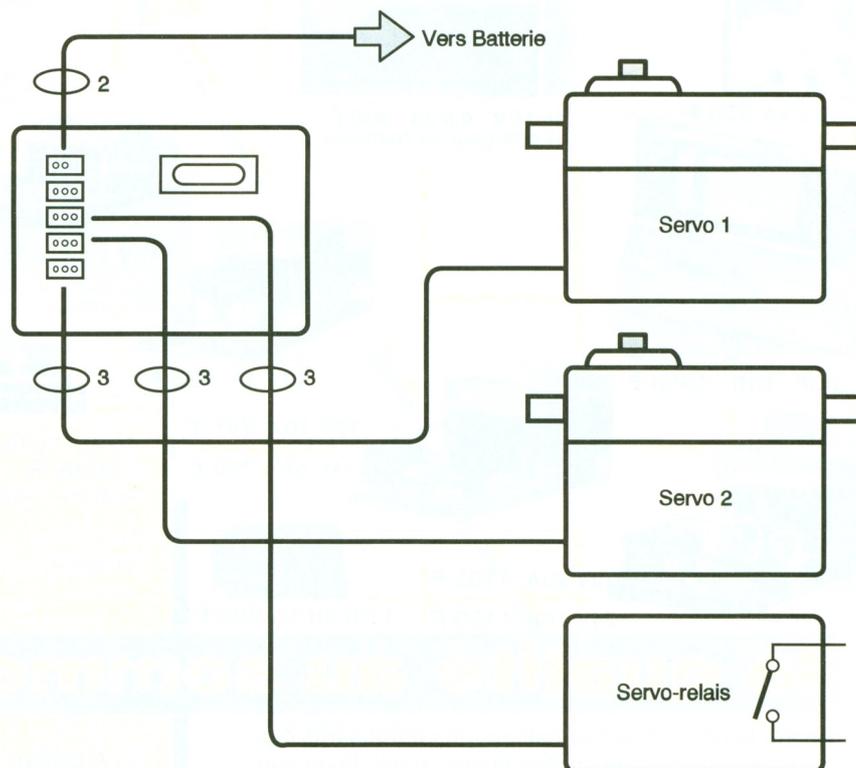
potentiomètre et assurait également l'inversion du sens de rotation. Aujourd'hui, cette fonction est réalisée par le biais d'un variateur électronique qui s'intercale directement entre le récepteur et le moteur et qui assure, de surcroît, un maintien constant du couple de rotation, quelle que soit la vitesse d'évolution de la maquette.

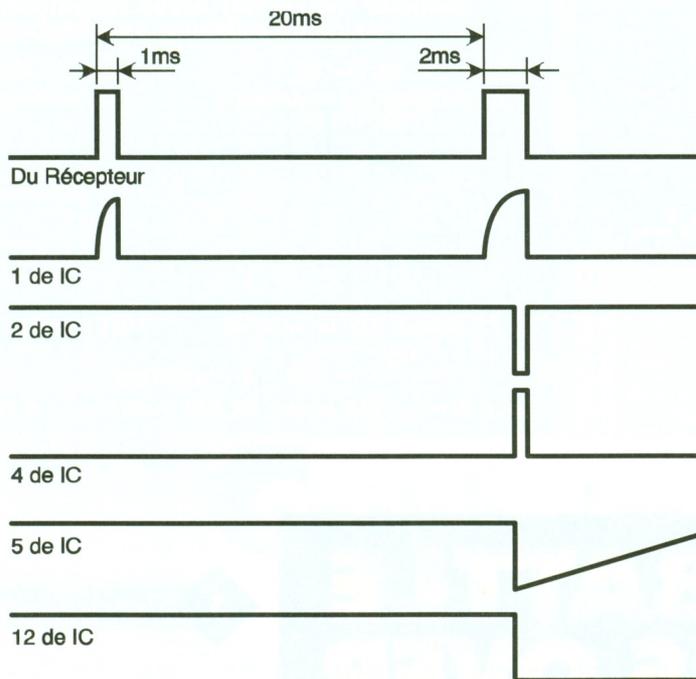
Un système identique qui permettrait d'actionner un simple contact sans intermédiaire mécanique serait tout à fait adapté à la commande des accessoires dont nous venons de parler.

C'est exactement ce que va nous offrir ce « servo-relais ».

Nous retrouvons, en **figure 1**, les différents raccordements possibles sur une maquette avec ce nouvel accessoire. Le récepteur pilote toujours le ou les servomoteurs nécessaires à l'évolution du modèle, tandis qu'une ou plusieurs voies peuvent

### 1 UNE INSTALLATION TYPIQUE.



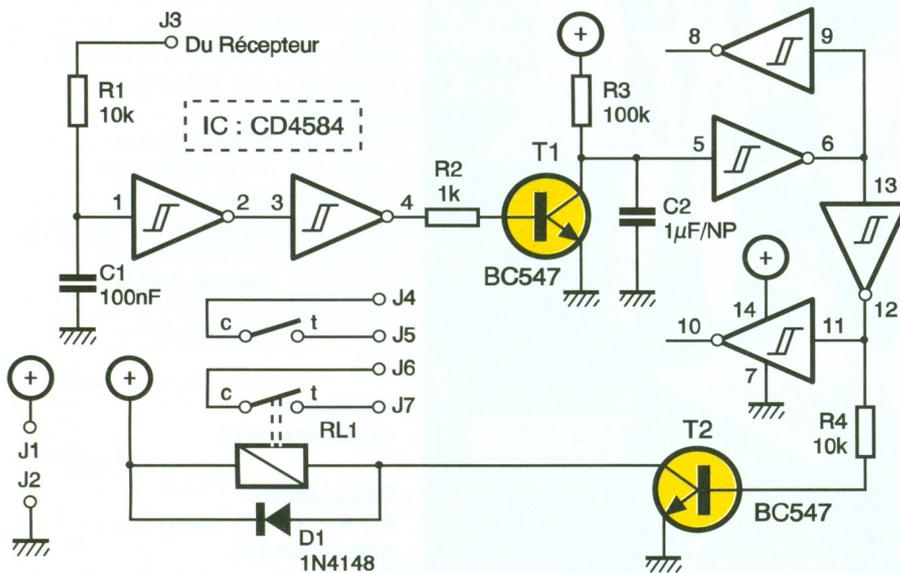


2

CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT.

3

LE SCHEMA TRES SIMPLE RETENU.



désormais être directement consacrées à la commande d'un contact électrique, et ce avec une consommation virtuellement nulle en position de repos du contact.

### Schéma

Le schéma complet est représenté en **figure 3**. Un circuit intégré, deux transistors, un relais et une poignée de composants suffisent à réaliser notre servo-relais. Pour mieux comprendre le fonctionnement, nous allons nous aider de la **figure 2**. Les signaux issus du récepteur, nor-

malement destinés au servomoteur, sont constitués d'impulsions toujours espacées de 20 ms, mais dont la largeur varie de 1 à 2 ms, selon la position du manche de commande de l'émetteur. Ces signaux sont fort heureusement standardisés, ce qui permet de raccorder n'importe quel servomoteur du commerce à un récepteur d'une autre marque. Le réglage de trim, qui sert entre autres à « caler » le neutre, assure quant à lui une variation de la largeur de l'impulsion de l'ordre de 0,2 ms. Il s'agit en fait d'un réglage fin. Ces impulsions transitent par le réseau RC

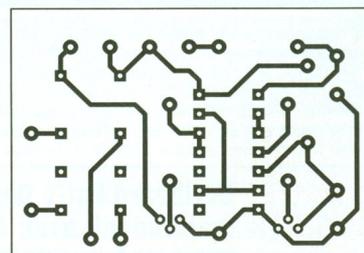
constitué par  $R_1$  et  $C_1$ , avant d'attaquer la première entrée du CD4584. Ce circuit est un sextuple inverseur de type « trigger », ce qui signifie qu'il bascule très franchement d'un état à l'autre autour d'un potentiel voisin de la moitié de sa tension d'alimentation. Seules les impulsions suffisamment longues laissent le temps à  $C_1$  de se charger jusqu'à ce point de basculement. A la sortie du premier inverseur, une impulsion négative apparaîtra seulement lorsque le manche de commande sera dans une position supérieure aux trois quarts de sa course totale. Le passage par un second inverseur redonne à cette impulsion une polarité positive, pour attaquer le monostable constitué par  $T_1$ ,  $R_3$  et  $C_2$ . Chaque front montant qui sature  $T_1$  court-circuite  $C_2$ , qui se rechargera lentement à travers  $R_3$  au passage à zéro de l'impulsion.

Un dernier traitement de cette tension « brute » à travers deux autres inverseurs délivre à  $T_2$  un signal qui ne changera d'état qu'au relâchement du manche de commande de l'émetteur. Le relais  $RL_1$  n'a plus alors qu'à commander les deux contacts inverseurs qu'il comporte, au rythme imposé par  $T_2$ .

Il est tout à fait possible de se passer des services du relais si la charge à commander n'est pas trop gourmande en courant et à la portée des caractéristiques de  $T_2$ . Dans ce cas, la consommation totale du montage est tout simplement insignifiante.

On peut également remplacer  $R_1$  par un potentiomètre qui permettra de régler le seuil de basculement du relais pour différentes largeurs d'impulsions. De là à pouvoir actionner deux contacts sur la même voie mais à des positions différentes, il n'y a qu'un pas très facile à franchir!

L'alimentation du montage est directement prélevée sur celle du récepteur et n'appelle pas de commentaires particuliers.



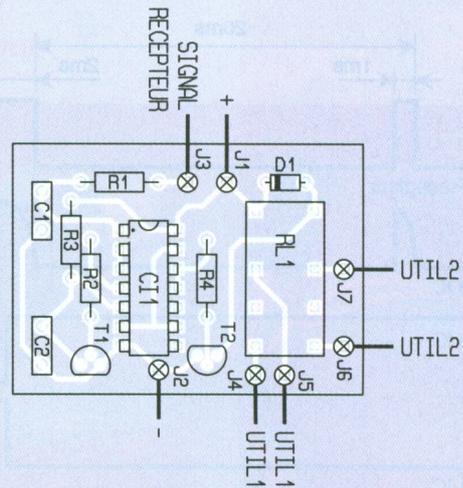
4

UN CIRCUIT IMPRIME SIMPLE ET REDUIT.

## Réalisation

Les figures 4 et 5 représentent respectivement le circuit imprimé et l'implantation de cette réalisation très simple.

Le relais dispose de deux contacts inverseurs totalement indépendants électriquement. Seuls sont ressortis sur l'implantation les contacts « travail ». Il est bien sûr possible d'utiliser l'autre moitié de ces contacts, ou les deux à la fois. Le branchement à trois fils vers le récepteur s'effectuera à l'aide d'un cordon « tout prêt » normalement destiné au raccordement d'un servomoteur.



5

### L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

Le choix du coffret se fera en fonction de la place disponible et de la version que vous choisirez (avec ou sans relais) parmi les nombreux modèles commercialisés.

La mise en route est immédiate. Il suffit de pousser le manche de commande (ou de le tirer) pour entendre le relais coller.

Il ne vous reste plus qu'à raccorder vos accessoires préférés et à passer des moments inoubliables aux commandes de votre engin!

Claude GALLES

### LISTE DES COMPOSANTS

#### Résistances

**R<sub>1</sub>, R<sub>4</sub> :** 10 kΩ (marron, noir, orange)  
**R<sub>2</sub> :** 1 kΩ (marron, noir, rouge)  
**R<sub>3</sub> :** 100 kΩ (marron, noir, jaune)

#### Condensateurs

**C<sub>1</sub> :** 100 nF  
**C<sub>2</sub> :** 1µF/NP

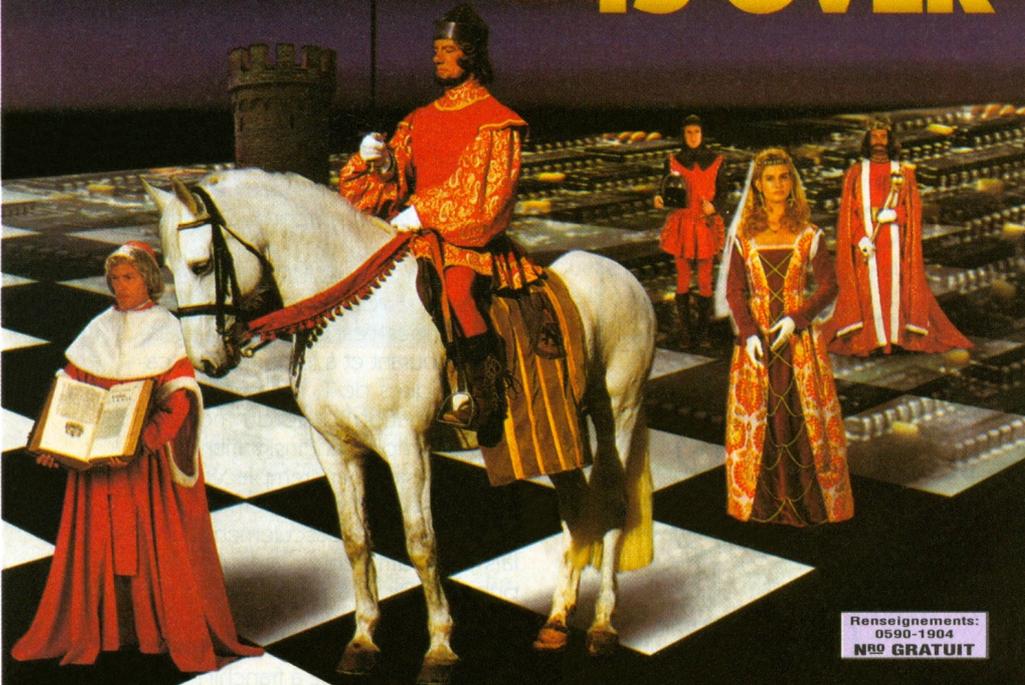
#### Semi-conducteurs

**T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> :** BC547  
**IC :** CD4584/40106  
**D<sub>1</sub> :** 1N4148

#### Divers

**RL<sub>1</sub> :** DIL 5 V/2RT  
**Coffret :** au choix

# NOW, THE BATTLE IS OVER



Renseignements:  
05 90 19 04  
N°9 GRATUIT

# ULTIBOARD

## BUNDLED WITH SPECCTRA

SHAPE BASED AUTOROUTER

Les qualités d'interactivité d'ULTIboard ont été déterminantes pour sa popularité dans le monde des concepteurs de circuits imprimés professionnels. Vu que maintenant chaque système ULTIboard Designer sera doté en standard du fameux autorouteur SPECCTRA SP4, les utilisateurs d'ULTIboard disposeront du *best of both worlds*. Tous les utilisateurs d'ULTIboard Designer en possession d'un abonnement de mise à jour en cours de validité ont reçu une mise à jour de maintenance (MAINTENANCE UPGRADE) gratuite comportant l'autorouteur SPECCTRA SP4 (4 couches de signal + couches pour le plus et la masse de l'alimentation), autorouteur basé sur les formes (shape based) et travaillant donc hors-grille. Ceci prouve une fois de plus combien ULTIboard, la source de logiciels CAO, tient ses utilisateurs existants à coeur!

**THE ULTIMATE SPECIAL OFFER** ULTIboard Entry Designer\* 9.895 F/65.950 BF (HT) fourni maintenant avec SPECCTRA Shape Based Autorouter

\*Upgrade gratuite avec EMC-EXPERT au milieu de 1996 (Prix normal à la sortie 14 975 F/99.750 BF)

ULTIMATE TECHNOLOGY

ULTimate Technology Bureaux centraux  
Energistraat 36 • NL 1411 AT Naarden  
Pays-Bas • tél.: 19.31.35.694444 • fax: 19.31.35.6943345

ULTimate Technology Belgique  
1, Place du Cardinal Mercier  
2800 Malines • tél.: 015-401895 • fax.: 015-401897

Sté. MDS Electronique  
FR 89430 MELISEY  
tél.: 86 75 83 63 • fax: 86 75 83 64

\* Capacité de tracé 1 400 broches. Upgrade gratuit à EMC-Expert en 1996. Version d'Evaluation (cap. 200 broches, manuel d'introduction et course de prise en main inclus 230 F TTC 296 F)



MESURES

Le fabricant américain de matériel de mesure électronique Wavetek a racheté Beckman Industrial, fabricant de matériel de mesure électronique. Wavetek a racheté Beckman Industrial, fabricant de matériel de mesure électronique.

# LE COMBINÉ OHMMETRE-CAPACIMETRE CR50 WAVETEK

Depuis le rachat de Beckman Industrial, les appareils de poing Wavetek ont d'abord porté la marque BI-Wavetek pour maintenant afficher uniquement le sigle Wavetek, ce qui signifie que la transition est totalement opérée. Avec cet apport en entrée de gamme, Wavetek ambitionne, en terme de chiffre d'affaires, une place parmi les cinq premiers constructeurs mondiaux d'appareils de mesure.



Le CR50, un des tout derniers appareils de poing de la firme américaine, est un combiné ohmmètre-capacimètre 2000 points, frappé du marquage de conformité CEM CE.

Le CR50 dispose de neuf gammes de mesure de condensateurs, sept de résistances, du test des jonctions semiconductrices et de la continuité – buzzer si  $R < 75 \Omega$  – et de deux jeux d'entrée. Son afficheur LCD confortable rappelle les unités, le dépassement de gamme, la polarité et la validité de la source d'énergie : une pile 9 V alcaline qui lui confère environ 200 heures d'autonomie. Les fonctions et les gammes sont commutées par un unique rotacteur à dix-huit positions, y compris la mise hors tension. En mode capacimètre, une seconde entrée par jeu de contacts à lamelles permet de s'affranchir au mieux des capacités parasites de connexion. On utilisera cette entrée de préférence sur la

première gamme de 200 pF pleine échelle.

## Exploitation

Quels avantages à disposer d'un ohmmètre-capacimètre alors que fréquemment ces deux fonctions de mesures sont disponibles sur un grand nombre de multimètres de poing actuel ?

Eh bien, il y en a deux principaux : D'une part, il est souvent préférable d'avoir deux appareils distincts car cela facilite les manipulations. Lorsque l'on mesure ou surveille l'évolution d'une tension, on ne peut pas vérifier ou apparier des résistances ou des condensateurs en même temps.

D'autre part, les appareils dédiés proposent des gammes supplémen-

taires et présentent généralement, et c'est logique, une précision de base meilleure que les multimètres courants dotés de fonctionnalités supplémentaires.

Ainsi le CR50 dispose d'une gamme  $20 \Omega$ , ce qui avec 2000 points de mesure amène à une résolution de  $0,01 \Omega$  ( $10 \text{ m}\Omega$ ). Etant donné qu'après ajustement – compensation des résistances parasites (zéro) – on peut prétendre sur cette gamme à une précision de  $\pm 1,2\%$ , il est possible d'apprécier la valeur des résistances faibles, voire des shunts (en dessous de  $1 \Omega$ ), très correctement à environ  $10 \text{ m}\Omega$  près.

Ces mêmes remarques s'appliquent à la fonction capacimètre où le CR50 exhibe neuf gammes de mesure de 200 pF (résolution  $0,1 \text{ pF}$ ) à  $20\,000 \mu\text{F}$  avec une précision de  $\pm 0,5\%$  plus

un chiffre sur les sept premières gammes ! C'est largement meilleur que ce à quoi on peut prétendre avec un multimètre 2 000 points disposant d'une fonction capacimètre. Les gammes 2 000  $\mu\text{F}$  et 20 000  $\mu\text{F}$  sont moins précises, respectivement  $\pm 1\%$  et  $1,5\%$  de la lecture, mais ce n'est pas bien gênant quand on sait que les condensateurs, exclusivement électrochimiques, rencontrés dans ces plages de capacité présentent une précision qui peut atteindre  $\pm 50\%$  !

La protection sur un appareil dédié est aussi mieux appropriée, elle n'est pas partagée avec d'autres calibres d'autres fonctions. Les entrées du CR50, tant en ohmmètre qu'en capacimètre, sont protégées à 500 V<sub>DC</sub> ou AC<sub>RMS</sub> et par fusible rapide de 0,1 A/250 V.

Hormis les ajustages de zéro à effectuer obligatoirement sur les gammes basses, tant d'ohmmètre que de capacimètre, pour inhiber l'effet des connexions, l'utilisateur prendra garde à décharger les condensateurs chimiques avant leur mesure pour éviter de fausser la mesure. Ce sont là les seules précautions à prendre pour utiliser correctement cet appareil.

Avec un courant d'essai de 1 mA, le test de jonction-continuité permet de lire directement en volt la tension directe d'une jonction, ce qui est pratique pour les diodes signal : silicium, schottky, germanium ou encore à pointe. Pour les autres – redressement, etc. –, il s'agit plus d'un contrôle de validité.

Le CR 50 rendra donc, vu sa précision, de nombreux services partout où, dans les faibles valeurs de capacité – accord HF ou sélection et tri pour filtrage – il est nécessaire de



**UNE REALISATION TRES SOIGNEE ESSENTIELLEMENT EN COMPOSANTS DE SURFACE.**

**LE JEU DE CORDONS DE SECURITE PROPOSE AVEC PINCES CROCO ISOLEES.**

réaliser une adaptation. Il en va de même concernant les résistances, soit pour ajuster des shunts, soit pour appairer des résistances courantes dans des atténuateurs.

Enfin les gammes hautes autoriseront surtout une reconnaissance de validité du composant sous test.

Les cordons de sécurité livrés avec l'appareil sont très ergonomiques grâce à leurs pointes de touche étudiées, doublées éventuellement de pinces crocodiles isolées venant se visser, pour un meilleur contact, sur l'âme des sondes.

Enfin, signalons que l'utilisateur peut lui-même effectuer de temps à autre la calibration de l'appareil en capacimètre en suivant les instructions du petit manuel d'utilisation (en anglais) livré avec le CR50.

## Conclusion

Wavetek nous propose un excellent petit appareil, robuste, de construction soignée et de performances très



honnêtes, qui comblera autant l'amateur dans son petit labo que les techniciens de maintenance ou de SAV. Un appareil à mettre entre toutes les mains pour un prix de 816 F TTC.

Distribution : **MB Electronique** et son réseau de détaillants.

**MB Electronique**  
606 rue Fourny  
Z.I. Centre, B.P. 31  
78533 Buc Cedex  
Tél : (1) 39.56.81.31

### RESUME DES PERFORMANCES.

CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES	
Affichage	3,5 digits à LCD, 1 999 points avec indication d'unités, de polarité (-), de dépassement et pile usagée.
Ajustement du zéro	automatique, manuel dans les gammes basses R et C avec potentiomètre
Précision ohmmètre	20 $\Omega$ : $\pm 1,2\%$ lecture (avec ajustement 0) 200 $\Omega$ : $\pm 0,5\%$ lecture + 3 chiffres 2 k $\Omega$ à 2 M $\Omega$ : $\pm 0,5\%$ lecture + 1 chiffre 20 M $\Omega$ : $\pm 3\%$ lecture + 1 chiffre
Résolution ohmmètre	0,01 $\Omega$ sur la gamme 20 $\Omega$
Précision capacimètre	200 pF à 200 $\mu\text{F}$ : $\pm 0,5\%$ lecture + 1 chiffre 2 mF : $\pm 1\%$ lecture + 1 chiffre 20 mF : $\pm 1,5\%$ lecture + 1 chiffre
Protection	500 V <sub>DC</sub> ou AC <sub>RMS</sub> et fusible rapide 0,1 A/250 V
Alimentation	pile 9 V alcaline, autonomie 200 heures

**LE JEU DE CONTACTS À LAMELLES SERA UTILISÉ POUR LES CONDENSATEURS DE FAIBLE VALEUR.**





# LE TEA 2124 SGS-THOMSON COMMUTATEUR VIDEO

**Le TEA 2124 appartient à une gamme de commutateurs vidéo de SGS-Thomson. Comme d'autres circuits intégrés de cette famille, il est particulièrement destiné à la commutation de signaux vidéo au niveau de la prise Péritel d'un équipement vidéo.**

## Description

Ce circuit intégré s'apparente aux TEA 2014 et TEA 2114 mais présente de meilleures performances. Il contient, en effet, trois amplificateurs de 6 dB et il est capable de commander des charges de 150 Ω. Il convient donc à des signaux d'en-

trée et de sortie, dont l'adaptation d'impédance est de 75 Ω. Par rapport au TEA 2014, sa bande passante est améliorée en étant supérieure à 12 MHz (18 MHz typique).

La **figure 1** donne le brochage de ce circuit. La compatibilité avec les deux autres circuits TEA 2014 et TEA 2114 est totale et sa structure interne présentée par la **figure 2** est voisine.

La plage d'alimentation du TEA 2124 est importante : 6,5 V à 13,2 V, et sa consommation est d'environ 25 mA avec les sorties chargées à 150 Ω, mais sans signal en entrée. Et comme la réjection entre les deux voies est d'au moins 50 dB, les applications de ce circuit sont diverses dans des domaines comme le télétexte ou le D2-MAC.

## Fonctionnement

Puisque ce circuit intégré est généralement utilisé pour commuter un signal vidéo interne à un équipement donné et un signal vidéo externe

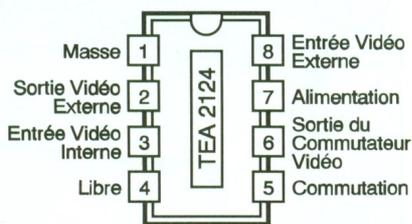
provenant d'un appareil auxiliaire, les entrées sont désignées par : vidéo ext. et vidéo int. Ces signaux sont appliqués aux entrées respectives broches 8 et 3 par un condensateur de couplage.

Les deux signaux vidéo sont ensuite amplifiés de 6 dB avant d'attaquer le commutateur vidéo. Le signal vidéo int. attaque également l'entrée d'un autre amplificateur de gain 6 dB. Ainsi, un signal vidéo int. d'amplitude double est disponible sur la sortie broche 2 du TEA 2124, pour être dirigé vers l'entrée de l'appareil auxiliaire (par exemple, en reliant par une résistance de 75 Ω la broche 2 du TEA 2124 à la broche 19 de l'embase Péritel de l'appareil).

En sortie du commutateur, la sélection entre les deux signaux vidéo dépend du niveau de tension continue appliquée à la broche 5. Pour un état bas sur cette broche, le signal vidéo est présent en sortie du commutateur sur la broche 6. Pour un état haut, c'est le signal vidéo ext. que l'on retrouve sur cette sortie.

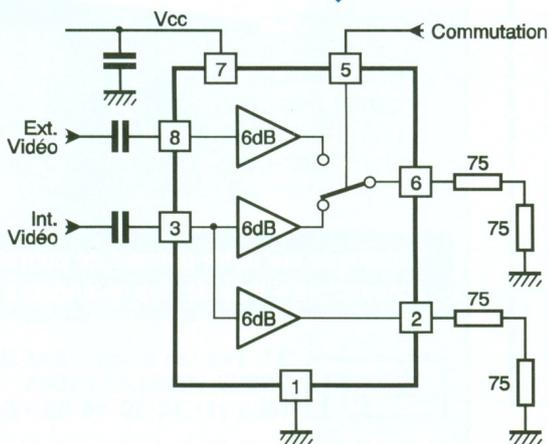
La sortie du commutateur broche 6 a été conçue pour accepter une charge de 150 Ω. L'impédance de sortie du commutateur est de 1 Ω typique et sera généralement élevée à 75 Ω par une résistance en série.

Pour chaque sortie, le signal vidéo est aligné sur une composante continue d'environ 1 V et l'amplitude du signal peut atteindre 4 V crête à crête.



1 LE BROCHAGE DU CIRCUIT.

2 LE SCHEMA SYNOPTIQUE INTERNE.



## Caractéristiques maximales

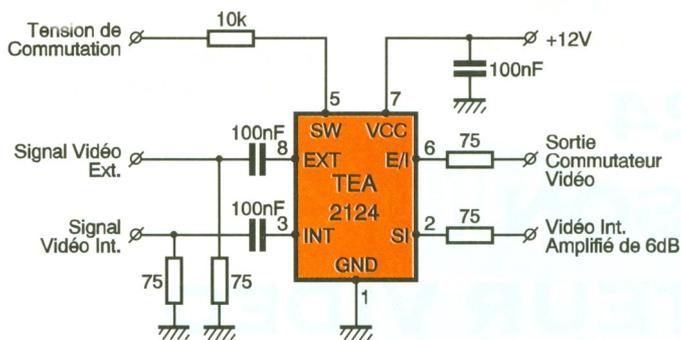
Le TEA 2124 peut supporter une tension d'alimentation jusqu'à 14 V. Par ailleurs, la tension de commutation ne doit pas dépasser la tension d'alimentation du circuit intégré.

La température de jonction et celle de stockage doivent rester comprises entre -40 °C et +150 °C.

## Mise en œuvre

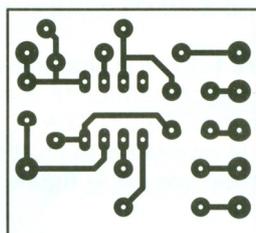
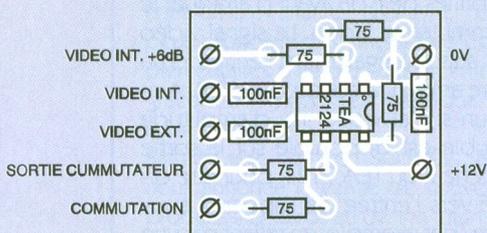
### Les condensateurs

L'impédance des entrées vidéo broche 3 et 8 est importante, le cou-



**3** LE SCHEMA D'APPLICATION.

**4/5** LE CIRCUIT IMPRIME ET SON IMPLANTATION.



rant de polarisation d'une entrée étant d'ailleurs faible : 1  $\mu$ A typique. Des condensateurs de liaison de 100 nF à 470 nF conviendront généralement.

Au niveau de la broche 7 d'alimentation du circuit intégré, un condensateur de découplage de 100 nF est appréciable.

**La commutation**

Le seuil de commutation est compris entre 2,5 V et 5 V. Le niveau de la tension de commutation sera prévu en conséquence. Toutefois, si la tension de commutation risquait de dépasser la tension d'alimentation du TEA 2124, alors une résistance en série avec la broche 5 apportera une protection. Des valeurs de 10 k $\Omega$  à 100 k $\Omega$  sont envisageables, compte tenu d'un courant sur la broche 5 d'environ 10  $\mu$ A.

**Application type**

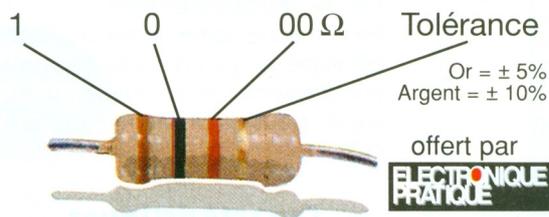
La figure 3 présente le schéma de l'application type du TEA 2124. Il appelle peu de commentaires si ce n'est que la résistance de 10 k $\Omega$  sur l'entrée de commutation est facultative. Par ailleurs, sa valeur peut être augmentée.

La figure 4 reproduit le tracé des pistes de ce schéma et la figure 5 en donne l'implantation.

**Hervé CADINOT**

# CODE des COULEURS des RESISTANCES

(pour 1/8° W, 1/4 W, 1/2 W, et 1 W) couche carbone ou métal.



1<sup>re</sup> bague  
1<sup>er</sup> chiffre

2<sup>e</sup> bague  
2<sup>e</sup> chiffre

3<sup>e</sup> bague  
multiplicateur

	0	x 1
1	1	x 10
2	2	x 100
3	3	x 1 000
4	4	x 1 0 000
5	5	x 1 00 000
6	6	x 1 000 000
7	7	
8	8	
9	9	

**ESM** Des coffrets métalliques à la mesure de vos idées !

Nouvelle série «EB»



ESM réalise également selon vos plans et votre cahier des charges tous types de coffrets, racks ou pupitres en tôle d'acier ou aluminium sur mesure. Consultez-nous. Devis sans engagement. (Professionnels uniquement et par quantité)

Catalogue sur notre gamme de coffrets, racks, pupitres et accessoires + liste de nos revendeurs sur simple demande



31, rue Lavoisier - ZAE de la Patte-d'Oie  
95228 HERBLAY CEDEX  
Tél. : (1) 34 50 44 00 - Fax : (1) 34 50 44 01



# LM393-LM339 NATIONAL SEMICONDUCTOR : DOUBLE ET QUADRUPLE COMPARATEURS

**Le LM393 et le LM339 sont des comparateurs de précision présentant une très faible tension d'offset et une faible consommation en courant indépendante de la tension d'alimentation. La structure de ces comparateurs est semblable et leurs caractéristiques sont très voisines.**

## Description

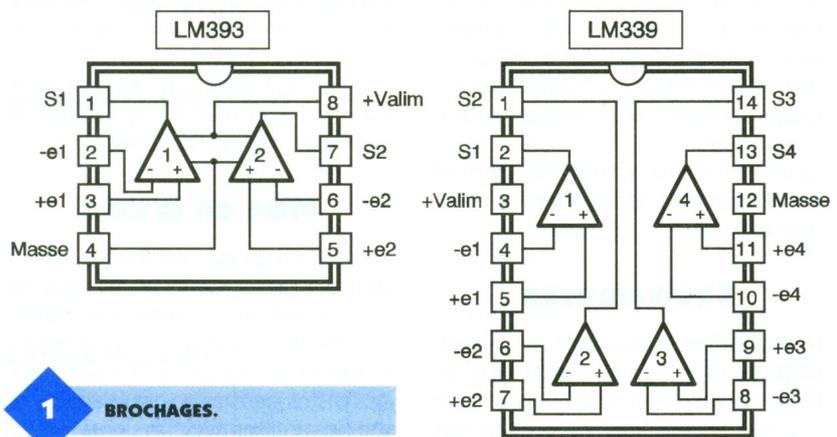
Les deux comparateurs de précision d'un LM393 et les quatre comparateurs d'un LM339 sont indépendants. Leur brochage est donné par la figure 1.

La tension d'offset de ces comparateurs est au maximum de 5 mV, la valeur typique pour un LM393 étant de 1 mV et de 2 mV pour un LM339.

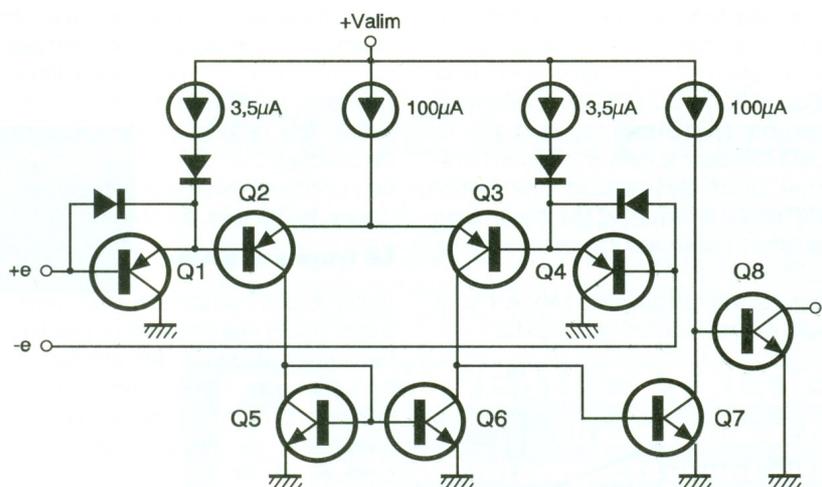
Par ailleurs, leur courant de polarisation d'entrée est seulement de 25 nA typique (250 nA max.).

Le LM393 et le LM339 ont été spécialement conçus pour fonctionner avec une alimentation unique dans une plage de tension importante (2 V à 36 V). Une alimentation symétrique de ces boîtiers est néanmoins possible entre  $\pm 1$  V et  $\pm 18$  V.

Le courant d'alimentation est très faible (1 mA max. pour deux comparateurs) et indépendant de l'amplitude de sa tension d'alimentation. Une autre particularité remarquable est la limite de la tension d'entrée en mode commun. En effet, même en cas d'alimentation non symétrique, elle peut atteindre le niveau le plus faible de l'alimentation, soit 0 V.



1 BROCHAGES.



2 STRUCTURE INTERNE.

CARACTERISTIQUES DU LM393 ET DU LM339 À 25 °C ET Valim = 5 V.

Caractéristiques	LM393/LM339		
	Min.	Typ.	Max.
Temps de réponse		1,3 µs	
Temps de réponse TTL		300 ns	
Gain en tension	50 000	200 000	
Courant de fuite pendant le blocage		0,1 nA	
Courant de polarisation d'entrée		25 nA	250 nA
Tension d'entrée en mode commun	0		Valim - 1,5 V
Courant d'alimentation pour 2 comp.		0,4 mA	1 mA
Courant dans le transistor de sortie	6 mA	16 mA	

Ces comparateurs sont compatibles TTL et CMOS.

De plus, comme la sortie du comparateur LM393 (voir **figure 2**) est à collecteur ouvert, plusieurs sorties de différents comparateurs (ou porte logique à c.o.) peuvent être réunies pour former une fonction OU (généralement appelée *OU câblée*).

Le tableau de la **figure 3** regroupe quelques caractéristiques du LM393 et du LM339, relevées à 25 °C et avec une alimentation de 5 V.

Parmi les nombreuses applications de ces comparateurs, on peut citer : les convertisseurs type CAN ; générateurs d'impulsions, de signaux ; VCO à plage de tension de commande importante ; multivibrateurs ; portes logiques multi-entrées à tension élevée.

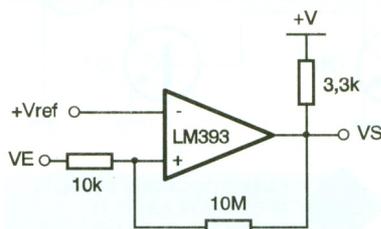
La très faible consommation permet d'envisager des applications alimentées par piles.

## Equivalences

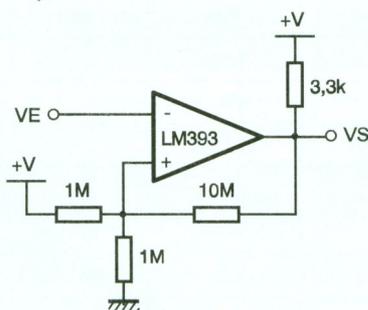
Le LM2903 est équivalent du LM393. Légèrement moins performant, sa tension d'offset typique est de  $\pm 2$  mV et son gain en tension est deux fois moindre (25 V/mV min.), mais sa plage de fonctionnement est plus importante : -40 °C à 85 °C.

Le LM2901 et le LM3302 sont deux équivalents du LM339, également moins performants, surtout le LM3302 dont le gain en tension minimal peut descendre à 2 mV/V (30 mV/V typique) et dont la tension d'offset maximale est donnée pour  $\pm 20$  mV.

Les caractéristiques du LM2901 sont identiques à celles du LM2903.



**4a** HYSTERESIS AVEC ENTREE SUR « e + »



**4b** HYSTERESIS AVEC ENTREE SUR « e - »

## Caractéristiques maximales

La tension d'alimentation maximale est de 36 V, sauf pour le LM3302 (28 V). Pour la tension d'entrée, reportez-vous au paragraphe « Protection des entrées ».

La température de jonction maximale est de 125 °C/W pour les versions LM393, LM393A, LM2903, LM339, LM339A, LM2901 et LM3302. Elle passe à 150 °C pour les versions LM193, LM293, LM139 et LM239.

Pour le boîtier DIL8, la dissipation de puissance est de 780 mW et sa résistance thermique  $R_{th\ j-a}$  est de 127 °C/W.

Pour le boîtier DIL14, la dissipation est de 1 050 mW et sa résistance thermique est de 95 °C/W.

## Mise en œuvre

Le LM393 a un gain élevé et une bande passante importante, et peut de ce fait entrer facilement en oscillation, comme la plupart des comparateurs. En particulier, lorsqu'un mauvais tracé des pistes permet un couplage parasite des entrées avec un signal fort, tel que le changement d'état de la sortie du comparateur. Un découplage de la tension d'alimentation ne suffit pas pour résoudre ce type de problème. D'ailleurs, le LM393 ne nécessite généralement pas de condensateur de découplage.

Des précautions devront être prises, contre les risques d'instabilité.

### Le tracé des pistes

La sortie des comparateurs est reliée à des pistes qui ne devront pas longer celles reliées à des entrées de comparateurs, afin d'éviter tout couplage capacitif entre les pistes, créant une réaction parasite, perturbatrice.

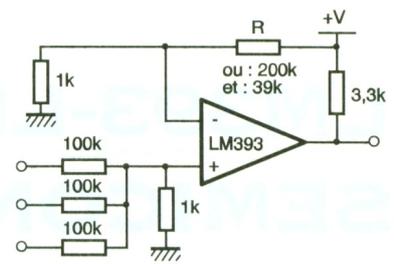
Toutes les broches d'un LM393 non utilisées doivent être reliées à la masse.

### Hystérésis

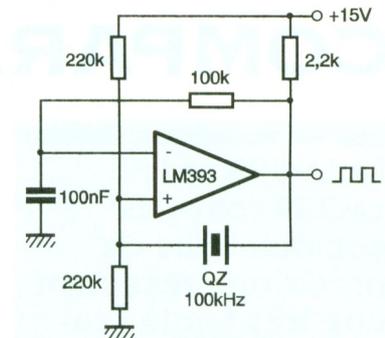
Une réduction des résistances d'entrée des comparateurs en dessous de 10 k $\Omega$  réduit le niveau de réaction parasite.

Et si une réaction positive de l'ordre de 1 à 10 mV (hystérésis) est introduite, la transition lors d'un changement d'état d'une sortie devient rapide, de sorte que des oscillations parasites sont évitées. La **figure 4** montre l'obtention d'une hystérésis dans deux cas particuliers de comparaison.

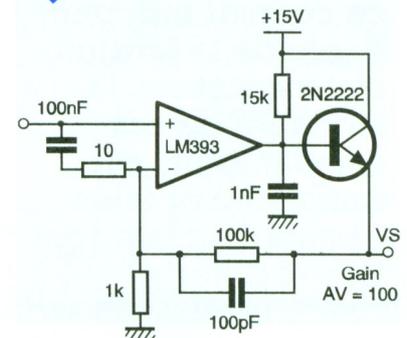
En revanche, avec un signal d'entrée impulsionnel, dont les temps de



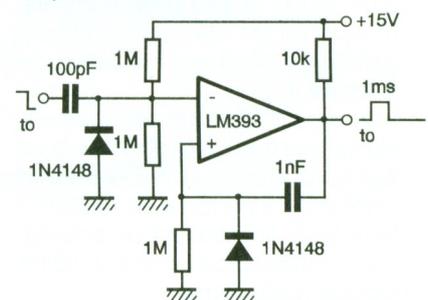
**5a** PORTE LOGIQUE OU/ET SELON R.



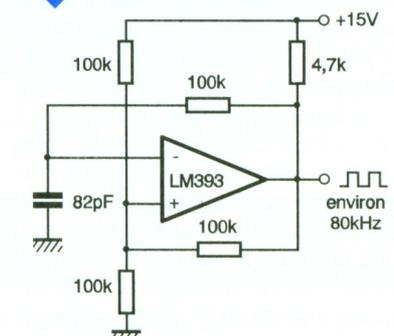
**5b** OSCILLATEUR À QUARTZ.



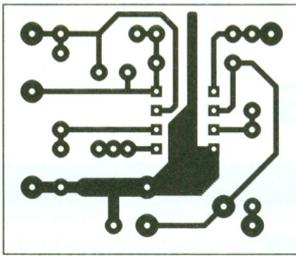
**5c** AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL OPTIMISÉ.



**5d** MONOSTABLE.

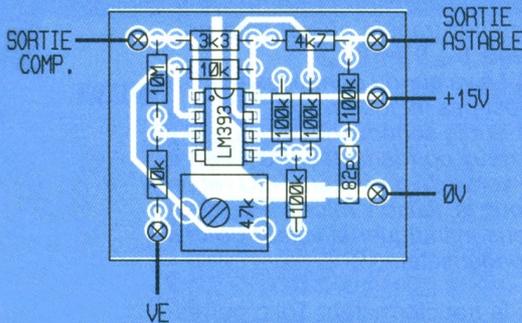


**5e** ASTABLE.



6

CI DE MISE EN ŒUVRE



7

IMPLANTATION DE LA CARTE D'EVALUATION.

montée et de descente sont relativement rapides, une hystérésis n'est pas nécessaire.

**Protection des entrées**

La tension d'entrée différentielle peut être plus importante que la tension d'alimentation, sans risque de détérioration.

En revanche, la tension d'une entrée ne doit pas descendre au-delà de 0,3 V en dessous de l'alimentation négative ou de la masse (selon le type d'alimentation). Une protection doit donc être prévue et sera obtenue avec une diode, le plus souvent en parallèle sur l'entrée, comme le montre la figure 5.

**La résistance de rappel**

Une résistance de rappel peut être connectée indépendamment de la tension d'alimentation du LM393, entre sa sortie et une source quelconque tant que sa tension reste comprise dans la plage permise, soit entre 2 V et 36 V.

**L'étage de sortie**

Le courant dans cet étage est limité par le gain en courant du transistor de sortie du comparateur. Quand le

courant maximal est atteint (approximativement 16 mA), le blocage du transistor, suite à un changement d'état de la sortie du comparateur, est plus rapide.

La résistance équivalente à l'état de saturation du transistor est environ de 60 Ω.

**Applications types**

Les schémas des figures 4a et 5e ont été retenus pour réaliser une plaquette d'essai du LM393.

Le comparateur occupant les broches 1, 2 et 3 est utilisé en comparateur à hystérésis dont le seuil de référence  $V_{ref}$  est obtenu par un pont diviseur de tension, formé de la résistance de 10 kΩ en rappel au + 15 V en série avec d'une résistance ajustable de 47 kΩ.

Le comparateur occupant les broches 5, 6 et 7 est utilisé en astable, dont la fréquence dépend entre autres de la charge de la capacité sur son entrée non-inverseuse.

La figure 6 reproduit le tracé des pistes des deux schémas et l'implantation des composants de cette plaquette d'essai est donnée par la figure 7.

Hervé CADINOT

**HB COMPOSANTS**

De l'agréable à l'utile, ça existe encore. Allez jeter un œil chez HB, vous verrez bien ...

**Démo logiciels :**

CIAO2 de CIF : dessin circuits imprimés  
FINDER : data book électronique

**Pour faire une alim de Pro :**

10.000 µ/100V FELSIC - ø 50, H 87, leff à 100 Hz 8,7A - 250 F . 225 F  
22.000µ/100V FELSIC - ø65, H 110, leff à 100 Hz 13,9A - 350 F 315 F  
Colliers .....10 F

**Jusqu'à épuisement du stock**

47.000µ/16V PHILIPS - ø 40, H 105, cosses à souder .....50 F

**Autres produits à votre disposition :**

Composants actifs et passifs, outillage, mesure, accessoires, librairie, haut-parleurs, coffrets, racks 19", câbles, transfos ...

**Kits :** TSM, Collège, Euro-kit, Velleman ...

Le coin des affaires, coin-coin !



**HB COMPOSANTS**

7 bis rue du Dr Morère      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

**ROCHE électronique**

à votre service depuis 1959

200 Av. d'Argenteuil, 92600 - ASNIERES  
Tél. 16(1) 47.99.35.25 Fax. 16(1) 47.99.04.78  
Magasin ouvert du mardi au samedi de 9h.30 à 12h.30  
& de 14h. à 19 h. le lundi de 14h. à 18h.30



**NOUVEAU CATALOGUE**

80 pages grand format

+ de 400 nouveaux produits en stock  
+ de 1200 dessins techniques & schémas

*des milliers d'articles sélectionnés :*

**la CONNECTIQUE :** 583 modèles de prises, adaptateurs & cordons, 78 types de câbles. **Les ACCESSOIRES :** leds, voyants, interrupteurs, relais, buzzers, coffrets, alarme, piles, accus, transformateurs, fusibles, antennes, courroies, prises et cordons d'alimentation, micros, boutons, dissipateurs ... etc. **L'OUTILLAGE :** circuits imprimés & produits, plaques d'essais - wrapping - fers à souder & soudure - mini-perceuses & accessoires - pinces et outillage à main de précision - atomiseurs JELT. **Les MACHINES & la MESURE :** contrôleurs, oscilloscopes, fréquencemètres, générateurs, alimentations, convertisseurs, capacimètres, vu-mètres, machines pour les circuits imprimés ... etc. **La LIBRAIRIE :** plus de 100 titres disponibles. **Les COMPOSANTS :** actifs & passifs + les renseignements techniques & des brochages, **Les KITS :** un choix considérable, **les HAUT-PARLEURS, ... etc**

Tarifs joints, prix unitaires TTC et prix par quantités.

**Catalogue n°12 : 10 f en magasin, franco chez vous contre 22 f en timbres, chèque ou mandat.**



COURRIER

# LE COURRIER DES LECTEURS

**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. JEAN-CLAUDE BABEL.**

*Je suis intéressé par la réalisation du récepteur 150-170 MHz du n° 194. Mais je me suis aperçu qu'il y avait divergence entre le schéma de principe et le circuit imprimé – liste des composants où l'on ne trouve pas l'inductance L2...*

L'inductance L2 n'a pas été mentionnée dans la nomenclature des composants ni représentée sur le circuit imprimé car elle doit être directement réalisée sur celui-ci lors de la gravure du cuivre. Elle a effectivement été réalisée par la méthode de la self imprimée : c'est la piste reliant le condensateur C<sub>5</sub> à la résistance R<sub>9</sub>.

La self de choc MPK, L6, est d'une valeur de 10 µH. Elle peut être réalisée, comme indiqué, en bobinant une quinzaine de spires de fil émaillé 2/10<sup>e</sup> de millimètre sur un bâtonnet en ferrite de 1,3 mm de diamètre.

**M. JEAN-LOUIS PERUZZO.**

*En ce qui concerne le stand de tir laser décrit dans le n° 200, il a été omis, dans la nomenclature des composants, le type des deux relais.*

1) Les relais sont de type Matsushita JS1-5V et sont des modèles très courants.

2) Le phototransistor doit être du type indiqué dans la nomenclature des composants.

3) L'afficheur doit également être du même type, à moins que l'on puisse trouver un équivalent possédant le même brochage, ce que l'on pourra déterminer à l'aide du circuit imprimé.

**M. J.-M. ROSWAG.**

*A eu la gentillesse et la courtoisie de nous signaler une erreur dans un montage dont la description est parue dans nos colonnes. Nous l'en remercions.*

*Réalisant le montage testeur de composants sur oscilloscope paru dans le n° 190 de mars 1995, page 92, je vous signale une erreur dans la composition du circuit imprimé : la cathode de la diode D2 est connectée au point milieu du transformateur ; l'extrémité d'un des secondaires du transfo va à une piste de masse.*

Pour rétablir la conformité au schéma et produire le - 15 V :

- 1) couper la liaison entre la cathode de D<sub>2</sub> et le point milieu du transfo ;
- 2) couper la liaison entre la piste de masse et l'extrémité de l'enroulement ;
- 3) relier la cathode à l'extrémité de l'enroulement ;
- 4) relier la piste de masse au point milieu du transfo.

**M. MICHEL TROPET.**

*Nous signale des rectifications qu'il a apportées au commutateur audio du n° 199 afin d'obtenir un fonctionnement parfait du montage. Nous l'en remercions vivement.*

*Je vous joins article et schéma avec modifications du circuit, à savoir :*

- 1) mise de IC<sub>3</sub> dans le bon sens ;
- 2) ajout d'une résistance de 47 kΩ et condensateur de 100 nF sur l'entrée Clock de IC<sub>1</sub>.

Vu la modification mineure à apporter au circuit imprimé, nous pensons que nos lecteurs pourront procéder facilement à l'implantation des composants sans que nous publions le tracé d'un circuit imprimé rectifié. Le couple RC faisant office d'anti-rebonds.

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser pour les désagréments causés par cette erreur.

**M. CLAUDE PAGNY.**

*En réalisant le montage de l'interphone secteur paru dans le n° 197 d'Electronique Pratique, je rencontre plusieurs difficultés.*

*1) Avec le transfo Toko. Celui que j'ai commandé se présente comme le schéma ci-joint. Pourriez-vous me dire les modifications qu'il faut apporter pour adapter transfo au schéma présenté ?*

*2) La valeur du condensateur C<sub>11</sub> n'est pas indiquée.*

*3) Sur le schéma de principe, il y a deux condensateurs C<sub>21</sub> : un à la sortie du régulateur REG<sub>2</sub> et un pour la liaison micro. Pourriez-vous m'indiquer la valeur de ces condensateurs ?*

Si le transformateur Toko correspond effectivement à la référence préconisée dans la nomenclature des composants, le brochage doit également correspondre à l'implantation prévue sur le circuit imprimé ; c'est d'ailleurs ce qui apparaît sur le schéma que vous avez joint à votre courrier. La valeur des trois condensateurs qui n'apparaît pas dans la nomenclature des composants est de 10 µF.

**M. JEAN-JACQUES KELLER.**

*J'aurais aimé avoir confirmation de la valeur des résistances de polarisation des MAR6. D'après les caractéristiques décrites dans le n° 193 page 91, le MAR6 consomme 16 mA sous 3,5 V. Or, en appliquant la formule préconisée par l'encart au verso, je trouve R<sub>1</sub> = 343,5 Ω.*

Vous avez effectivement raison en ce qui concerne la consommation du circuit intégré MAR6 : il consomme 16 mA sous 3,5 V. Nous étant basé sur une documentation erronée qui annonçait 16 mA sous 6 V, la valeur de la résistance de polarisation annoncée dans le n° 194 est donc fautive et la valeur que vous avez calculée est exacte. Le calcul des caractéristiques des selfs est effectué à l'aide de la formule de Nagaoka qui stipule :

$$L(nH) = (100 d^2 n^2) / (4d + 11 l)$$

où d est le diamètre de la bobine en cm ; n est le nombre de spires ; l est la longueur de la bobine en cm. Si l'on ne tombe pas exactement sur la valeur d'inductance souhaitée, il suffira d'allonger ou de rétrécir la longueur de la bobine.

Visitez le serveur  
WEB de TERAL sur internet :  
<http://www.teral.com>  
Ecrivez-nous sur internet à :  
[teral@teral.com](mailto:teral@teral.com)

# L'ESPACE LABORATOIRE

# TERAL

précurseur depuis 1954

## OSCILLOSCOPES MULTIMETRES FREQUENCIMETRES GENERATEURS

### SEFRAM (Banc d'essai E.P. n° 199)

Oscillo SEFRAM 5702 : des performances exceptionnelles pour le meilleur rapport qualité/prix du marché !

2 x 20 MHz. Balayages alterné et commuté. Base de temps 0,5 µs à 0,5 sec en 19 positions. Synchro TV lignes et trames. Signaux de calibration. Encombrement : 290 x 150 x 380. L'appareil de l'amateur éclairé et des techniciens de service.

**2 890 F TTC**



### METRIX

#### OSCILLOSCOPES

OX 800 - 2 x 20 MHz **3 990 F TTC**  
OX 8020 - 10 Hz à 20 MHz (mémoire numérique) **10 990 F TTC**  
OX 8027 - idem + interface Bus IEEE **13 990 F TTC**

#### MULTIMETRES

MX 53 **1 796 F TTC** MX 56 **2 882 F TTC**  
MX 54 **2 399 F TTC** X 2093 **799 F TTC**  
MX 55 **2 499 F TTC**

### MONACOR

#### Générateur AG-1000

Générateur BF sinus et carré de 10 Hz à 1 MHz. Faible distorsion. Large plage de fréquences, tension de sortie élevée. **1 650 F TTC**

#### Générateur SG-1000

Générateur de signaux RF. Large bande de fréquences. Modulation interne (1 kHz) et externe (50 Hz-20 kHz). A partir de 70 MHz, les harmoniques sont utilisées. **1 550 F TTC**

### FLUKE

Les multimètres qui font référence dans l'industrie.

Fluke 10 **550 F TTC** Fluke 75 **1 390 F TTC**  
Fluke 11 **630 F TTC** Fluke 77 **1 690 F TTC**  
Fluke 12 **730 F TTC** Fluke 87 **3 490 F TTC**  
Fluke 73 **990 F TTC**

**Tous les oscilloscopes sont livrés avec deux sondes x1 ou 1/10**

### HAMEG

#### TOUTE LA GAMME

HM 303 - 2 x 20 MHz **3 990 F TTC**  
HM 305 (mémoire numérique) bande analogique 30 MHz **6 980 F TTC**

### BI-WAVETEK

DM 23 XT **590 F TTC**  
DM 25 XT **660 F TTC**  
DM 27 XT **789 F TTC**  
DM 28 XT **889 F TTC**

**CR 50**  
capacimètre  
ohmmètre  
**784 F TTC**

#### LES ANCIENS MODELES

9012E - 2 x 20 MHz **3 390 F TTC**  
9020E - 2 x 20 MHz **3 500 F TTC**  
9016E - 2 x 60 MHz **7 389 F TTC**

#### LES NOUVEAUX MODELES

9020P - 2 x 20 MHz **3 557 F TTC**  
9100P - 2 x 100 MHz **8 381 F TTC**

### ESCORT

Escort 163 S **690 F TTC**  
Escort FI 505/506 **1 530 F TTC**  
Escort 168A **590 F TTC**

**OFFRE EXCEPTIONNELLE**  
**MULTIMETRES NUMERIQUES**  
DT 830 B **85 F**  
DT 3800 G **170 F**

## LABORATOIRE ELC

### ALIMENTATIONS

**AL 936** - Digitalisation des modes de fonctionnement. Affichage digital simultané de la tension et du courant avec mode attente et fonction court-circuit sur les voies maître et esclave. Affichage digital de la tension de la voie auxiliaire fixe ou réglable. Douilles de sécurité. **3 500 F**



**AL 942** - Affichage digital simultané de la tension et du courant. Tension réglable de moins de 1 V à 30 V. Intensité réglable de 0 à 2 A. Caractéristique rectangulaire. Chargeur de batterie au Pb - 12 ou 24 V à courant constant. **890 F**

**AL 941** - Affichage digital simultané de la tension et du courant. Tension réglable de moins de 1 V à 15 V. Intensité réglable de 0 à 3 V. Caractéristique rectangulaire. Chargeur de batterie au Pb - 6 ou 12 V à courant constant. **850 F**

### GENERATEUR 961 **3 990 F**

**1 Hz à 200 kHz** - Boutons de réglage de la fréquence rapide et fin. Sortie principale : Z = 50 Ω. Amplitude : réglable de 30 mV à 30 V crête à crête à vide. Offset : calibré ou variable ±10 V. Rapport cycl./carré : réglable de 0 à 100%. Entrée vobulation : 1/100 ou 100/1. Sortie TTL : 100 ns. Supporte 10 TTL.

### FREQUENCIMETRE 346

**1 Hz à 600 MHz - 8 digits de 13 mm** - Une seule entrée commutable. Trois gammes : 1 Hz-10 MHz ; 1 Hz-100 MHz ; 10 MHz-600 MHz. Résolution : 0,1-1-10 Hz. Cadence : 0,1-1-10 s. Accessoires en option : bloc accu réf. 336, cordon à boucle réf. CC 346. **1 890 F**

## LES COMPOSANTS DE L'ANNEE

#### Programmeur de MACH 130

Connecté au port parallèle de votre PC, il vous permet la programmation des MACH 130 AMD à partir d'un fichier JDEC **1 500,00 F**  
68 HC11 F1 **210,00 F**  
MACH 130-15 **240,00 F**  
TDA 8708 A } **120,00 F**  
TDA 8702 }  
RAM statique 128 Ko x 8  
621000 70 nS **110,00 F**  
RAM statique 32 Ko x 8  
High Speed 15 nS **60,00 F**  
EPROM 27C64 **25,00 F**  
LM 1881 **45,00 F**  
TL 7705 **14,00 F**  
L 4902 A TEL **13,00 F**  
Support PLCC 68

#### Support PLCC 84

NE 567 **15,00 F**  
4060 **5,00 F**  
4053 **2,50 F**  
4069 **4,50 F**  
MAR 2 **3,50 F**  
MAR 3 **28,00 F**  
MAR 6 **30,00 F**  
MAR 7 **29,00 F**  
MAR 8 **35,00 F**  
NE 602 **42,00 F**  
NE 605 **18,00 F**  
ZN 414 **55,00 F**  
**19,00 F**

#### 87C51

87C32 **180,00 F**  
GAL 16V8 **N.C.**  
GAL 22V10 **13,00 F**  
**N.C.**

#### QUARTZ

Quartz 3,2768 MHz **3,90 F**  
Quartz 12 et 15 MHz **9,00 F**  
4,000 MHz **3,90 F**  
8,000 MHz **9,00 F**  
10,24 MHz **9,00 F**  
10,245 MHz **9,00 F**  
SFE 10,7 MHz **3,00 F**  
CFU 455 kHz **12,00 F**

#### GENERATEURS

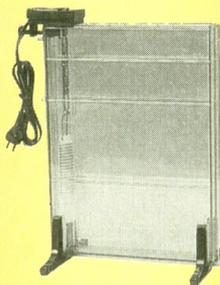
MAX 038 **150,00 F**  
Générateur de signaux 0 à 20 MHz.

#### MICROCONTROLEURS

PIC 16C57 **58,00 F**  
PIC 16C55 **N.C.**  
PIC 16C84 **90,00 F**

### LABO 1 **580 F**

**1 insoleuse + 1 graveuse**  
+ 1 sachet de granulés de perchlore de fer  
+ 1 sachet de révalateur  
+ 1 plaque présensibilisée 100 x 160.



### LABO 2 **690 F**

**Tous les éléments du LABO 1**  
+ 1 pince coudée demi-ronde  
+ 1 pince plate  
+ 1 pince pince plieuse de composants  
+ 1 pince plate rase  
+ 1 pince coupante diagonale  
+ 1 pince demi-ronde droite  
+ 7 tournevis  
+ 1 testeur de phases  
+ 1 kit fer à souder + support

### LABO 3 **730 F**

**Tous les éléments du LABO 1**  
+ 1 multimètre DT830B (Krystal)  
+ 1 troisième main (Monacor)

### PLAQUE D'ESSAI

SD-5, 8 bus de 25 pts **15,00 F**  
SD-10, 640 pts **33,00 F**  
SD-11, 740 pts **39,00 F**  
SD-5 + SD-10, 840 pts **43,50 F**  
SD-35, 2 420 pts **159,00 F**  
SD-47, 3 260 pts **199,00 F**

### MAXICRAFT

Coffret perceuse

**189 F**



### TELECOMMANDE UNIVERSELLE **ALTAI 290 F**

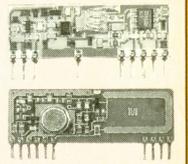
Transformez votre PC en oscilloscope 2 x 10 MHz à mémoire grâce au kit **VELLEMAN K7103 1390 F**



**MOIS DU COFFRET jusqu'à -50%**

### TERAL distribue également toute la gamme des modules AUREL et MIPOT

MIPOT, émetteur AM **140 F** Codeurs/décodeurs  
MIPOT, récepteur AM **60 F** Circuit codeur variable **52 F**  
Antenne 433, 92 Mhz Module décodeur **143 F**  
Flexible gainée **76 F** Circuit encodeur/décodeur  
Rigide **145 F** programmable  
AUREL TX 433 SAW **89 F** MM 53200 **32,50 F**  
AUREL STD 433 **189 F**



Consultez notre catalogue sur 3615 TERAL 2,23 F la minute

Expéditions province assurées par PTT ou transporteur à domicile (montant minimum de la commande : 50 F). Frais de port : nous consulter. Nos prix s'entendent sur du matériel rigoureusement neuf, emballage et garantie d'origine. Promotions valables dans la limite des stocks disponibles. Crédit CETELEM, règlement échelonné possible, CB et AJURE.

# TERAL

Au 26 : Sono, composants, antennes paraboliques, librairie électronique, pièces détachées.

Au 53 : HiFi, Home Theater, TV-vidéo, portables, haut-parleurs et kits.

Au 34 : Assistance technique, service après vente.

Rue Traversière, 75012 Paris - Tél. : 43 07 87 74 + - Fax : 43 07 60 32 - Métro : Gare de Lyon

Tous nos magasins sont ouverts du lundi au samedi de 9 h 30 à 19 h en non-stop. Nocturne le mercredi jusqu'à 21 h