

ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMÉRO 178 FEVRIER 1994

**NOUVEAUTÉS ISD :
CIRCUITS ISD 1100**

**RETARD
À L'EXTINCTION
DES FEUX
DE CODES**

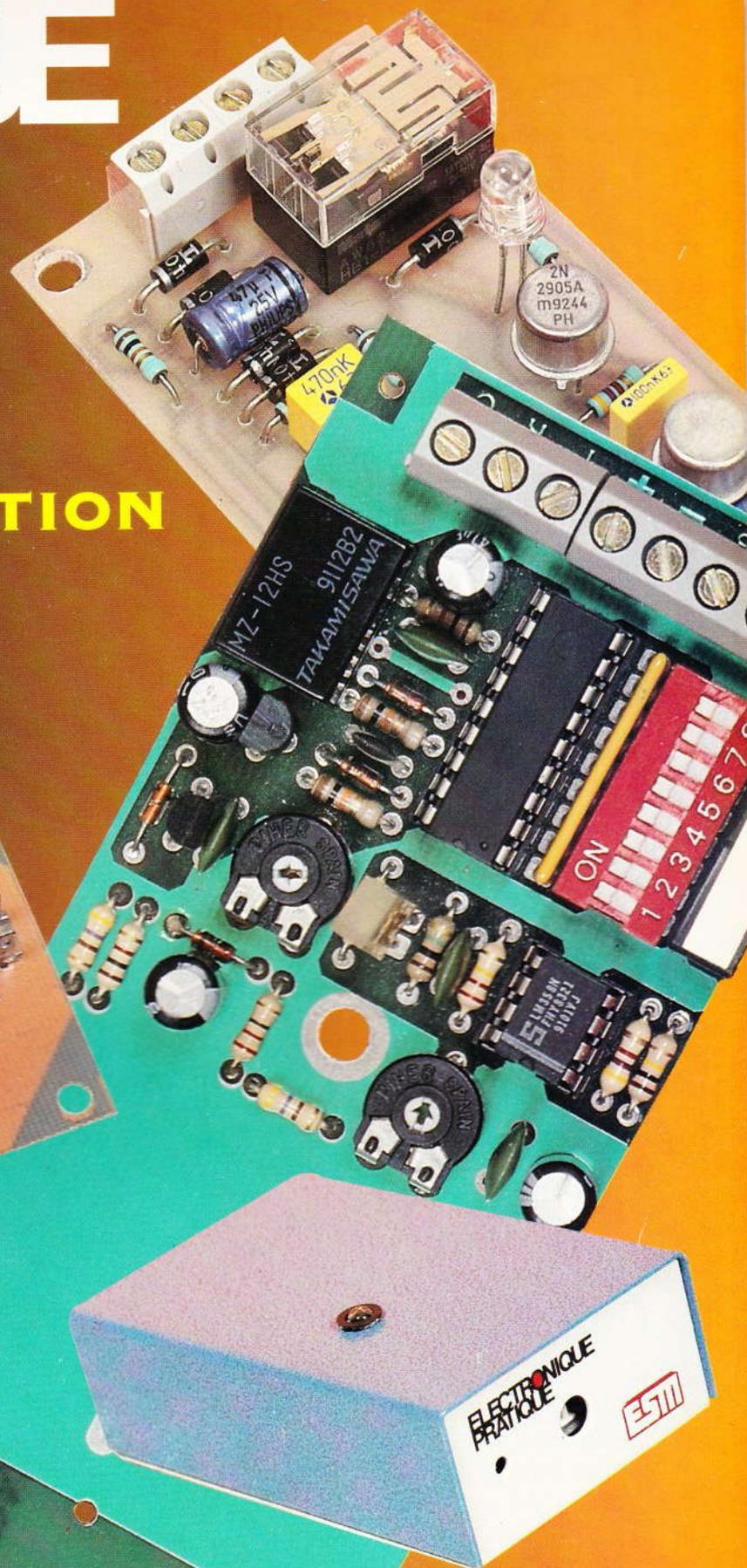


AUTO

**ANIMATION
SONORE**

**MATRICE
D'AFFICHAGE
64 DEL**

**POTENTIOMETRES
ÉLECTRONIQUES**



T2437 - 178 - 24.00 F



ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 178 FEVRIER 1994
I.S.S.N. 0243 4911

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

S.A. au capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 42.00.33.05 - 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**

Rédacteur en chef : **Bernard FIGHIERA**

Secrétaire de rédaction : **Philippe BAJCIK**

Maquette : **Jacqueline BRUCE**

Avec la participation de

**R. Knoerr, P. Oguic, F. Jongbloët, J.-N. Lefèvre,
P. Morin, P. Tissot, Ch. Pannel, A. Dureau,
G. Hemmer, D. Roverch, A. Garrigou.**

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. : 42.00.33.05

Inspection des Ventes :

Société PROMOVENTE, M. Michel IATCA

11, rue de Wattignies, 75012 PARIS

Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14

Publicité : **Société Auxiliaire de Publicité**

70, rue Compans, 75019 PARIS

Tél. : 42.00.33.05 - CCP Paris 3793-60

Fax : 42.41.89.40

Directeur commercial : **Jean-Pierre REITER**

Chef de publicité : **Pascal DECLERCK**

Assisté de : **Karine JEUFFRAULT**

Abonnement : **Marie-Christine TOUSSAINT**

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 26).

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 faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent. • Pour tout changement d'adresse, joindre 2,50 F et la dernière bande.

Aucun règlement en timbre poste.

Forfait 1 à 10 photocopies : 30 F.

Distribué par : **TRANSPORTS PRESSE**



« Ce numéro a été tiré à 67 500 exemplaires »



REALISEZ VOUS-MEME

- 27 Wattmètre secteur
- 33 Télécommande infrarouge contrôlée par un PC
- 44 Animation sonore automatique à ISD 1016
- 49 Retard à l'extinction des feux de code
- 67 Matrice d'affichage à 64 DEL programmée par une EPROM
- 77 Analyseur 1 voie pour logique séquentielle
- 87 Indicateur d'état de la charge d'une batterie automobile
- 91 Régulateur de tension à découpage

PRATIQUE ET INITIATION

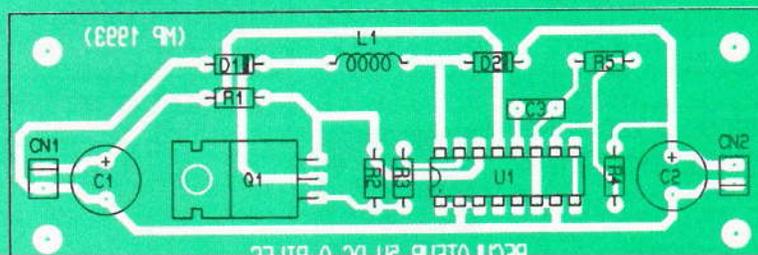
- 39 Les résistances à coefficient de température négatif, CTN
- 53 Les potentiomètres électroniques (2)
- 56 Mettez un microcontrôleur dans vos montages
Le module clavier et l'écran LCD
- 66 Le générateur haute fréquence ALTAI, le TE 20 D
- 83 Les inductances dans le domaine audio-fréquences
- 102 Les nouveautés ISD : l'ISD 1100
- 106 Les techniques de mesures en régime sinusoïdal (2)

EN KIT

- 75 Le radar dissuasif Lextronic RDH 94
- 95 L'amplificateur à tubes « Live Sound » de TSM

DIVERS

- 112 Le courrier des lecteurs



DOMOTIQUE



PC



ROBOT



RADIO



FICHE TECHN



AUTO



JEUX



MODÉLISME



MESURES



AUDIO



GADGETS



INITIATION



COURRIER



FICHE À DÉCOUPER

UN WATTMETRE SECTEUR

Le montage proposé vous permettra de connaître la puissance d'un récepteur alimenté par le secteur 220 V. Cette mesure peut se révéler intéressante si l'on désire avoir une idée de la puissance d'une ampoule dont les inscriptions sont devenues illisibles ou de tout autre appareil électroménager tel que fer à repasser, sèche-cheveux, etc.

Le principe

a) Le principe de la mesure (fig. 1)

Le courant alimentant le récepteur traverse une résistance chutrice de faible valeur R . S'agissant de courant alternatif, on recueille une borne de cette résistance, les tensions positives et négatives. Seules les alternances positives sont prises en considération.

Afin de limiter la puissance dégagée dans R , dans le cas d'une intensité disproportionnée avec le calibre de l'appareil, 4 diodes montées en série ont été placées en parallèle avec R , et cela pour les deux sens de circulation du courant. Dans ces conditions, la valeur crête de l'alternance ne saurait dépasser $4 \times 0,6 \text{ V} = 2,4 \text{ V}$. Suivant l'intensité I efficace du courant, le potentiel présente donc une valeur comprise entre 0 et 2,4 V. Grâce à un potentiomètre P , il est possible de prélever une fraction plus ou moins grande de ce potentiel de crête. En jouant sur le curseur, le principe consiste alors à rechercher le point précis où la tension crête atteint 0,6 V, c'est-à-dire le seuil de conduction de la jonction base-émetteur d'un transistor NPN au silicium.

En face de la position angulaire du bouton de commande du potentiomètre, il suffit alors de lire directement la valeur en watts de la puissance du récepteur, grâce à une graduation adaptée de la plage active du potentiomètre.

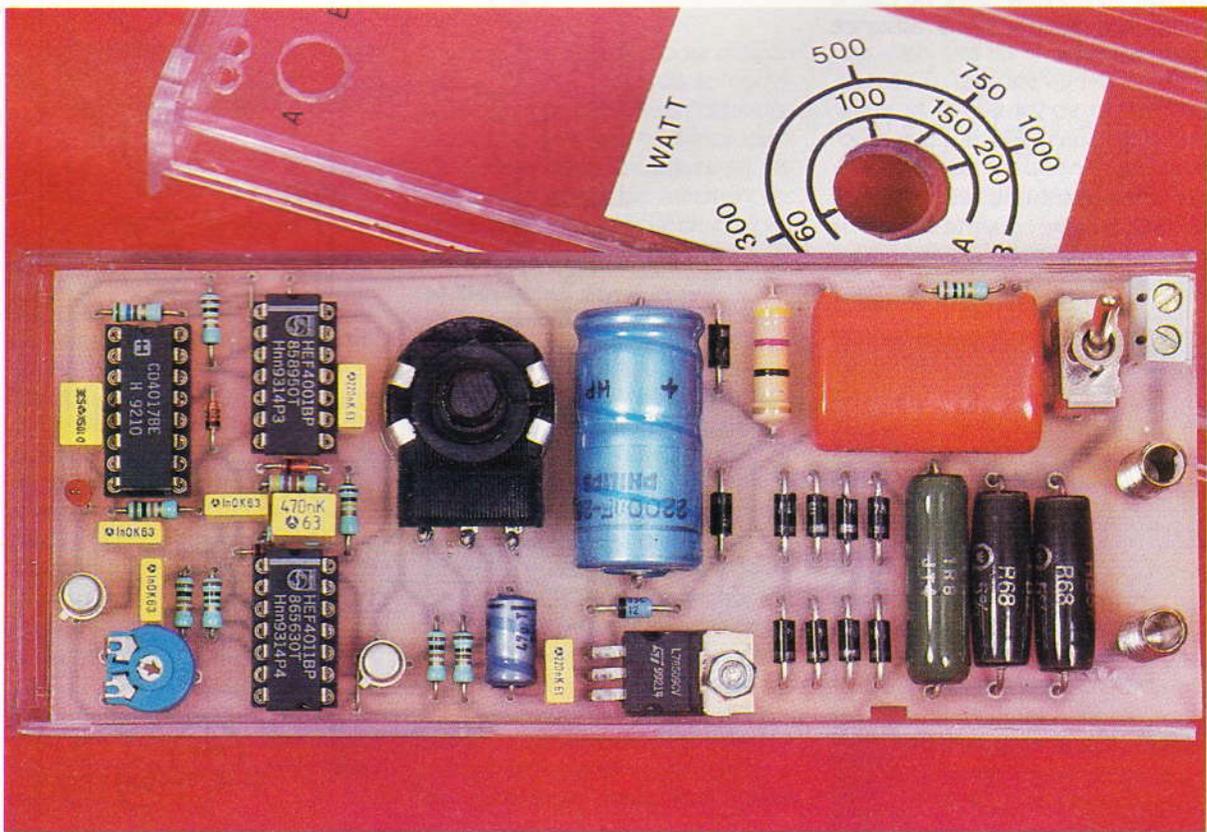
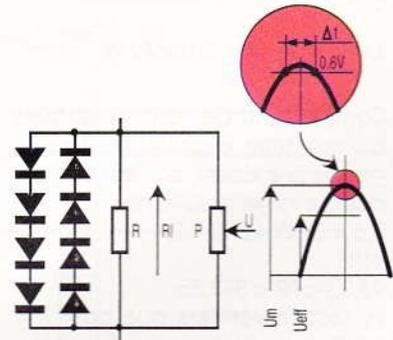
b) Détermination des paramètres

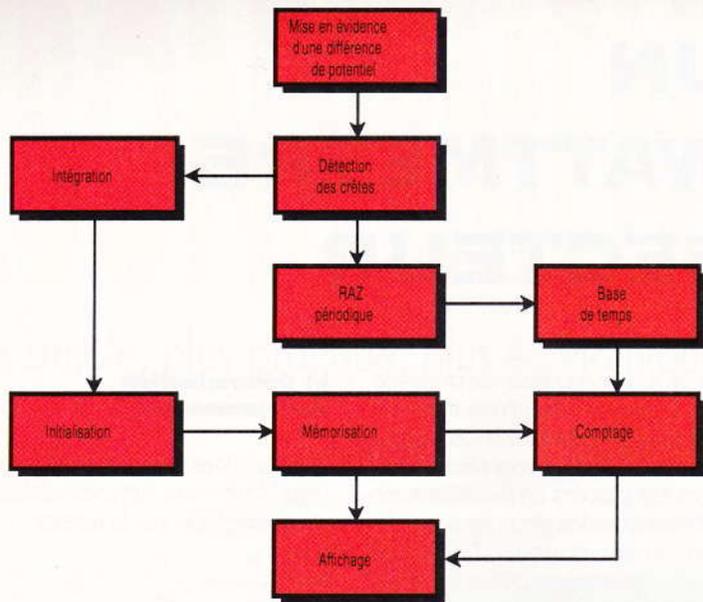
Soit P_w , la puissance du récepteur testé. L'intensité efficace absorbée s'exprime alors par la relation :

$$I = \frac{P}{U} = \frac{P}{220}$$

La valeur du potentiel efficace aux bornes de R est donc de :

1 LE PRINCIPE DE LA MESURE.

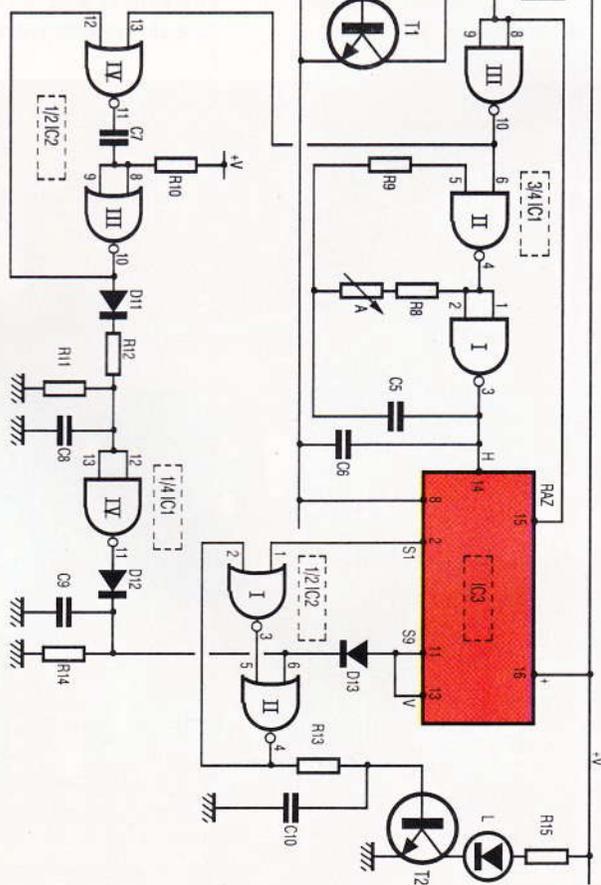




2 LE SYNOPTIQUE DU MONTAGE.

c) Principe de fonctionnement du wattmètre (fig. 2)

En tournant le curseur du potentiomètre, il s'agit de mettre en évidence le point précis du début de la conduction d'un transistor. Le signe visible par l'utilisateur étant l'allumage d'une LED. Le principe retenu consiste alors à mesurer la durée Δt (voir **figure 1**) pendant laquelle la crête atteint et dépasse 0,6 V. Cette



$$U_{\text{eff}} = RI = \frac{PR}{220}$$

Or, nous savons que pour un courant sinusoïdal, la valeur crête U_m est reliée à U_{eff} par la relation :

$$U_m = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2}$$

d'où :

$$U_m = \frac{PR}{220} \sqrt{2} = 0,00642 PR$$

Compte tenu des caractéristiques du montage évoquées au paragraphe précédent, on peut écrire la double inégalité suivante :

$$0,6 < 0,00642 PR < 2,4$$

soit :

$$93,33 < PR < 373,35$$

Le lecteur vérifiera que pour $R = 1,8 \Omega$, le wattmètre couvre une plage de 50 à 210 W. Dans ce cas, la puissance dissipée par la résistance peut atteindre :

$$P = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} = \left(\frac{2,4}{\sqrt{2}}\right)^2 \times \frac{1}{R} = 1,6 W$$

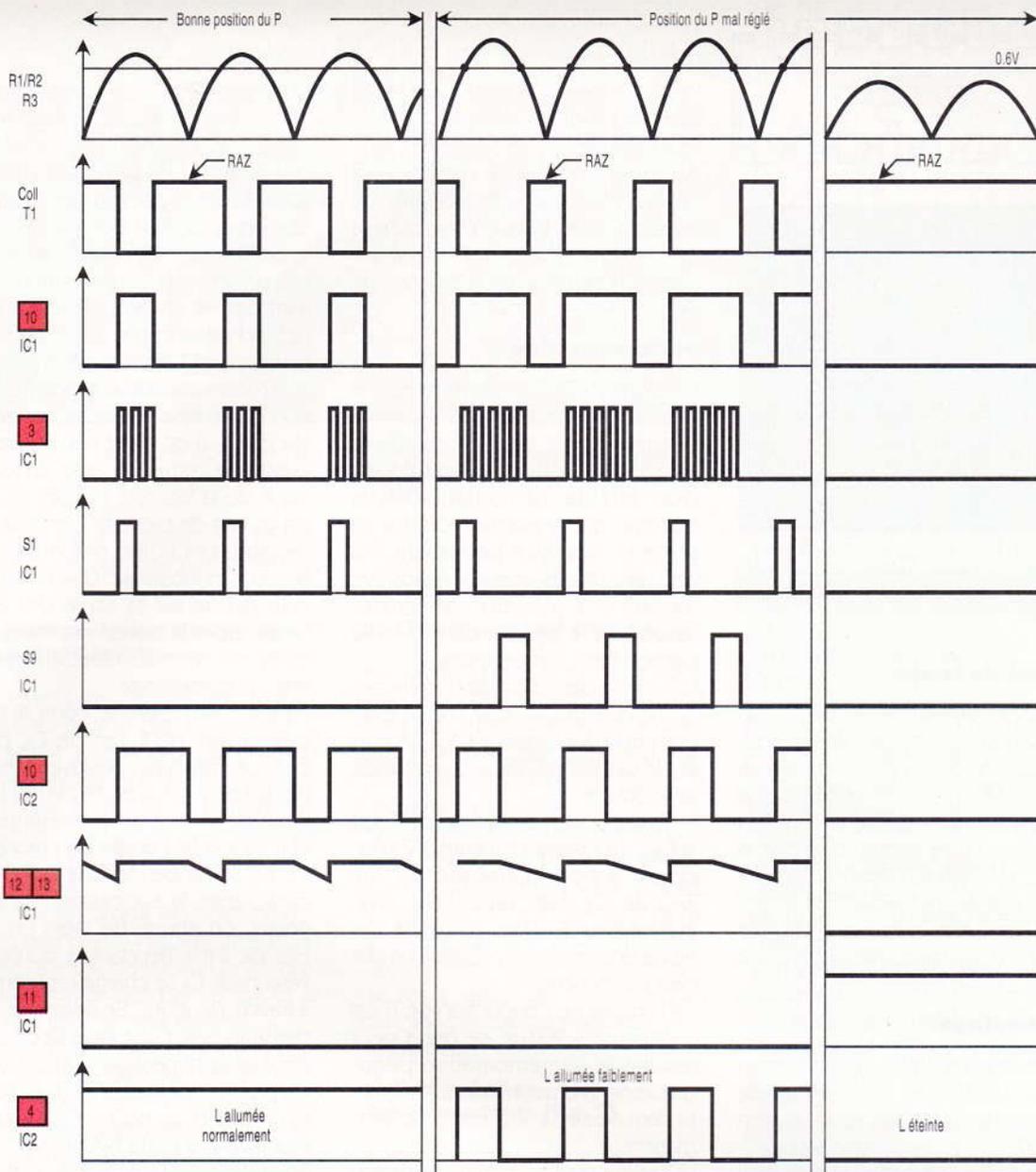
En choisissant une résistance de $0,33 \Omega$, la plage couverte s'étend de 281 à 1 130 W et la puissance dissipée atteint :

$$P = \left(\frac{2,4}{\sqrt{2}}\right)^2 \times \frac{1}{0,33} = 8,7 W$$

En retenant des résistances de 7W, pour former une résistance de l'ordre de $0,33 \Omega$, nous monterons deux résistances de $0,68 \Omega$ en parallèle pour ce second cas de figure. En définitive, notre wattmètre comportera deux calibres. Bien entendu, et suivant les valeurs que désire mesurer le lecteur, il lui sera toujours possible de choisir d'autres valeurs de résistances en effectuant les calculs correspondants comme indiqué ci-dessus.

durée sera réduite au minimum, si bien que l'on définit pratiquement un point de tangence au sommet de la sinusoïde. Grâce à cette disposition, la LED de contrôle s'allumera pour une position bien définie du curseur du potentiomètre.

3 LE SCHEMA ELECTRONIQUE.



4 LA FORME DES SIGNAUX OBTENUE LORS DU FONCTIONNEMENT.

Le fonctionnement (fig. 3, 4 et 5)

a) Alimentation

L'énergie est prélevée du secteur par le biais d'un couplage capacitif réalisé par C₁. Au cours des alternances positives, la capacité C₂ se charge à travers C₁, R₄ et D₁. Lors des alternances négatives, C₁ peut se décharger, voire se charger en sens inverse, grâce au shuntage opéré par D₂. La diode Zener D_z limite le potentiel à une valeur de l'ordre de 12V, sur l'armature positive de C₂. Sur la sortie d'un régulateur 7809, on relève enfin une tension stabilisée de 9V, dont C₃ assure un complément de filtrage. Quant à C₄, son rôle consiste à découpler la partie aval du montage de l'alimentation elle-même.

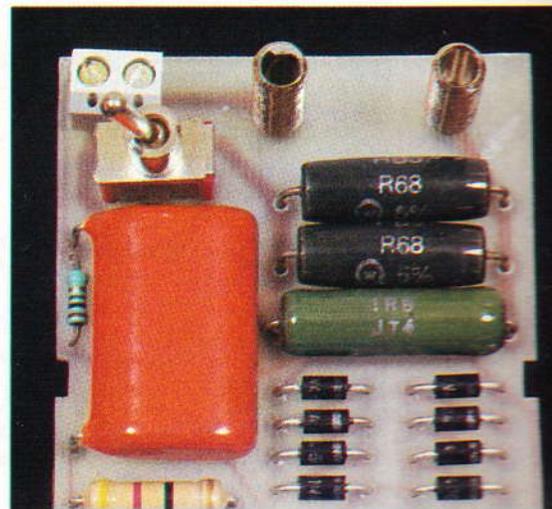
Enfin, la résistance R₅ a pour mission de décharger C₁ une fois le montage débranché du secteur; cette disposition évite à l'amateur imprudent de désagréables secousses s'il venait à toucher accidentellement les armatures de la capacité de couplage.

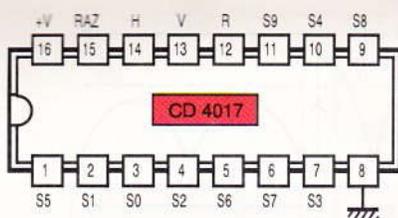
b) Détection des crêtes d'alternance

Les alternances disponibles aux bornes de R₃ ou du groupement R₁/R₂, suivant le calibre sélectionné, sont prélevées par le biais du potentiomètre P et de R₆. A noter que R₆ a une valeur très faible par rapport à celle de P; elle fait office de résistance-talon. Au niveau du curseur de P, on relève ainsi une fraction de l'amplitude des alternances positives. Dès que la valeur des crêtes atteint ou dépasse la valeur seuil de 0,6V au niveau du curseur, le transistor T₁ conduit périodiquement, à la fréquence de 50 Hz, et cela pendant une faible durée. Il en résulte

des états bas au niveau du collecteur de T₁. La porte NAND III les inverse et présente, de ce fait, de brefs états hauts à chaque fois que la valeur crête critique est atteinte et légèrement dépassée.

2 LES RESISTANCES ET L'INTER-RUPTEUR DES GAMMES.





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

5

LE BROCHAGE DU CD 4017.

c) Base de temps

Les portes NAND I et II forment un multivibrateur astable commandé. Tant que l'entrée 6 est soumise à un état bas, le multivibrateur est bloqué et présente sur sa sortie un état bas de repos. En revanche, dès que la sortie de la porte NAND III passe à l'état haut, le multivibrateur génère sur sa sortie des créneaux de l'ordre de 10 kHz, ce qui correspond à une période de 100 µs.

d) Comptage

Le circuit intégré référencé IC₃ est un compteur décimal bien familier de nos colonnes; il s'agit en effet d'un CD 4017.

Tant que T₁ est bloqué, le potentiel de 9V disponible sur son collecteur bloque IC₃ sur la position S₀, par l'intermédiaire de l'entrée RAZ du compteur.

Lors des brèves durées de conduction de T₁, le multivibrateur fait avancer IC₃ au rythme des fronts positifs des créneaux. L'entrée RAZ est alors soumise à un état bas.

On relève alors une très brève impulsion positive sur S₁, puis au bout

de $9 \times 100 \mu s = 900 \mu s$, c'est-à-dire environ 1 milliseconde plus tard, un état haut sur S₉. A ce moment, si T₁ est toujours saturé, le compteur se bloque étant donné que l'entrée de validation V se trouve alors soumise à un état haut. Le compteur est ensuite remis à zéro, dès le blocage de T₁.

e) Mémorisation

Les portes NOR I et II constituent une bascule R/S (Reset-Set) dont le fonctionnement est très simple. Toute impulsion positive sur l'entrée 1 a pour effet la mémorisation de la bascule qui présente alors sur sa sortie un état haut permanent. Au contraire, toute impulsion positive sur l'entrée 6 assure la «démémorisation» de la bascule dont la sortie passe à l'état bas de repos.

Lors de la détection de la crête par T₁, nous avons vu que l'on relevait une impulsion positive sur S₁. A partir de cet instant, deux cas peuvent se produire :

- la durée de conduction de T₁ est faible, en restant inférieure à 900 µs, ce qui a pour conséquence une RAZ de IC₃ avant l'apparition d'un état haut sur S₉. Dans ce cas, la sortie de la bascule R/S présente un état haut permanent;

- la durée de conduction de T₁ est supérieure à 900 µs, ce qui a pour résultat la mémorisation périodique de la bascule R/S qui présente dans ce cas un état bas quasi permanent.

Le lecteur aura compris à ce niveau que l'utilisateur du wattmètre aura donc à positionner le curseur du potentiomètre de manière à obtenir un état haut permanent sur la sortie de la bascule R/S.

f) Intégration

Le principe explicité au paragraphe précédent peut présenter une lacune si aucune précaution supplémentaire n'est prise. En imaginant

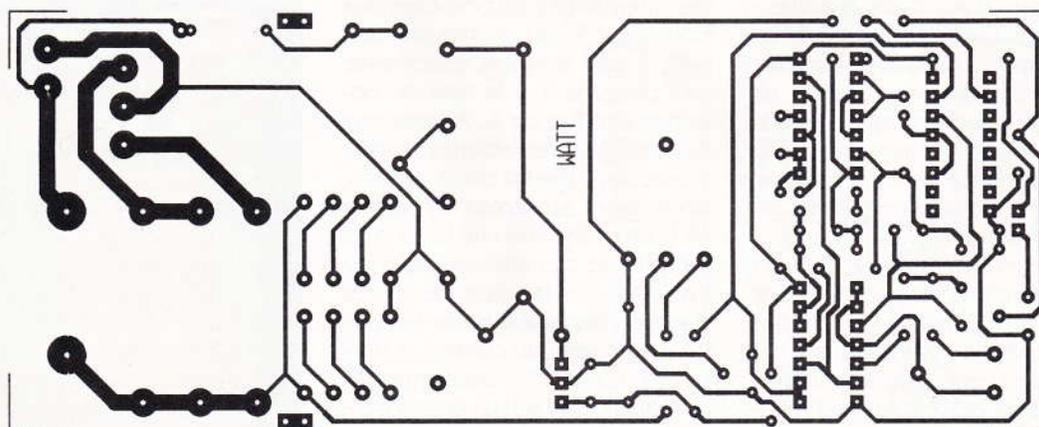
que pour une raison quelconque l'alimentation du récepteur testé cesse à un moment où le hasard fait que l'état haut n'a pas pu atteindre la sortie S₉ de IC₃, ce dernier se replace alors sur S₀ et la bascule R/S n'aura pas été mémorisée. De ce fait, elle présenterait sur sa sortie un état haut permanent alors qu'aucun récepteur ne se trouve alimenté. Cette situation peut également se produire si l'on tourne le curseur de P de façon à faire cesser la détection assurée par T₁. Il est donc nécessaire de créer une remise à zéro systématique de la bascule R/S dès que T₁ est en état de blocage permanent. Les portes NOR III et IV forment une bascule monostable. Une telle bascule délivre sur sa sortie des états hauts, dont la durée est indépendante de celle qui caractérise le signal de commande.

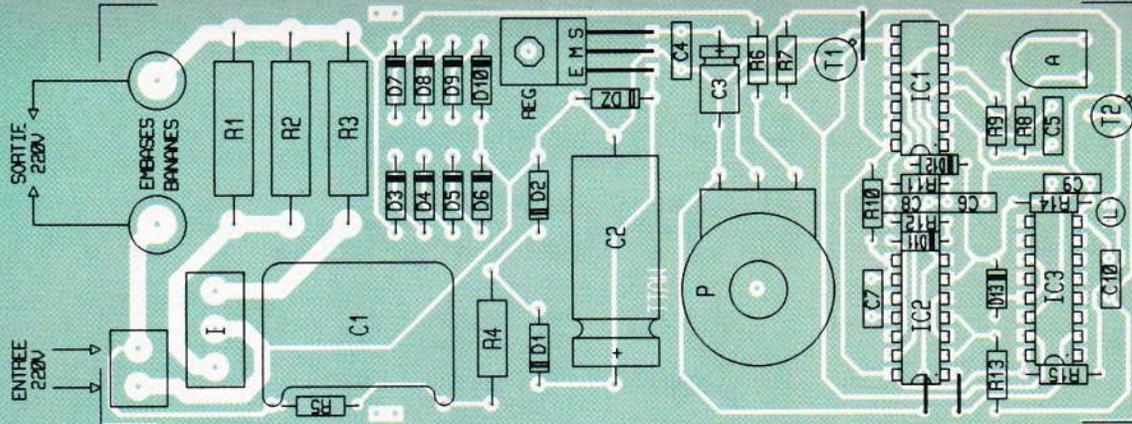
Dans le cas présent, et compte tenu des valeurs de R₁₀ et de C₇, pour chaque impulsion positive délivrée par la sortie de la porte NAND III, la bascule monostable présente un état haut d'une durée de l'ordre de 15 ms. Sur la période de 20 ms qui caractérise la succession des signaux, on enregistre alors un état bas de 5 ms. Pendant la durée de l'état haut, C₈ se charge rapidement à travers D₁₁ et R₁₂. En revanche, lors des états bas, C₈ ne peut se décharger que lentement dans la résistance de plus grande valeur R₁₁. Il en résulte un état quasi haut sur les entrées réunies de la porte NAND IV.

En définitive, tant que T₁ détecte périodiquement des valeurs crête, la sortie de la porte NAND IV présente un état bas permanent, ce qui permet à la bascule R/S de fonctionner normalement étant donné que son entrée 6 est généralement soumise à un état bas grâce à R₁₄.

6

LE CIRCUIT IMPRIME.





Dès que T₁ cesse de détecter des crêtes, la sortie de la porte NAND IV passe à l'état haut.

Il en résulte le blocage de la bascule R/S à un état bas permanent de repos.

g) Interprétation du réglage du potentiomètre

Lorsque la bascule R/S présente un état haut permanent, le transistor T₂ est saturé. Il comporte dans son circuit collecteur une LED de signalisation qui s'allume franchement. Lorsque cette situation est atteinte, le curseur du potentiomètre est bien positionné.

Lorsque le curseur occupe une position telle que T₁ ne détecte aucune crête, la sortie de la bascule R/S présente un état bas permanent et la LED est franchement éteinte.

Cette situation indique à l'utilisateur du wattmètre qu'il convient de tourner le curseur dans un sens tel que la fraction de l'alternance prélevée sur les résistances chutrices soit plus importante.

Si, au contraire, la position idéale du curseur de P est dépassée, la sortie de la bascule présente un état haut pendant environ 1 ms sur les 20 qui caractérisent la période. Il en résulte une faible lueur dégagée par la LED. Cette situation indique alors à l'opérateur qu'il lui faut tourner le curseur dans le sens inverse de celui du cas précédent.

En agissant sur l'ajustable A, on peut régler la finesse de la détection. En effet, en tournant le curseur de A dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, on augmente la fréquence de la base de temps, c'est-à-dire que l'intervalle Δt de détection de la valeur crête s'en trouve réduit d'autant.

Dans la pratique, il est inutile de pousser cette réduction au minimum. En effet, à la limite, il devient très délicat de trouver le point d'allumage de la LED et la position d'équilibre devient trop instable. Généralement, la position médiane du curseur de l'ajustable A convient.

7 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

III — Réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 6)

Peu de remarques sont à faire sur la réalisation du circuit imprimé, qui n'est pas très compliqué. A noter cependant une épaisseur plus large des pistes destinées à véhiculer le courant de puissance.

Après gravure du circuit dans le bain de perchlorure de fer, le module sera très soigneusement rincé. Ensuite, les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir afin de les adapter au diamètre des connexions de composants plus volumineux.

b) Implantation des composants (fig. 7)

Après la mise en place des straps, on plantera les résistances, les diodes et les supports des circuits intégrés. Ensuite, ce sera le tour des autres composants tels que les capacités, les transistors et l'ajustable. Le potentiomètre sera collé sur le module à l'aide d'une colle époxy. Les embases « banane » pourront être directement soudées sur le module. Il en est de même pour l'inverseur-sélecteur de calibre.

Il va sans dire qu'il convient d'apporter un soin tout à fait particulier quant au respect de l'orientation des composants polarisés.

c) Graduation

Un moyen simple consiste à graduer la plage du bouton-fléchette du potentiomètre en utilisant des récepteurs de puissance connus tels que les ampoules à incandescence.

A noter qu'il convient de réaliser la graduation des deux calibres. L'échelle obtenue est théoriquement proportionnelle aux valeurs étant donné que le potentiomètre P sera à variation linéaire.

Robert KNOERR

LISTE DES COMPOSANTS

3 straps

R₁, R₂: 0,68 Ω/7 W (vitrifiées)

R₃: 1,8 Ω/7 W (vitrifiée)

R₄: 47 Ω/2 W (jaune, violet, noir)

R₅: 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₆: 100 Ω (marron, noir, marron)

R₇, R₈, R₁₃, R₁₄: 10 kΩ (marron, noir, orange)

R₉: 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₁₀, R₁₁: 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₂: 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R₁₅: 560 Ω (vert, bleu, marron)

A: ajustable 100 kΩ, horizontal

P: potentiomètre 100 kΩ, linéaire

Bouton à fléchette pour potentiomètre

D₁ à D₁₀: diodes 1N4004, 1N4007

D₂: diode zener 12 V/1,3 W

D₁₁ à D₁₃: diodes-signal 1N4148, 1N914

L: LED rouge ø 3

REG: régulateur 9 V, 7809

C₁: 1 μF/400 V, époxy

C₂: 2 200 μF/16 V, électrolytique

C₃: 47 μF/10 V, électrolytique

C₄, C₇: 0,22 μF, milfeuill

C₅, C₆, C₉: 1 nF, milfeuill

C₈: 0,47 μF, milfeuill

C₁₀: 1 μF, milfeuill

T₁, T₂: transistors NPN

BC108, 109, 2N2222

IC₁: CD4011 (4 portes NAND)

IC₂: CD4001 (4 portes NOR)

IC₃: CD4017 (compteur-décimal)

2 supports 14 broches

1 support 16 broches

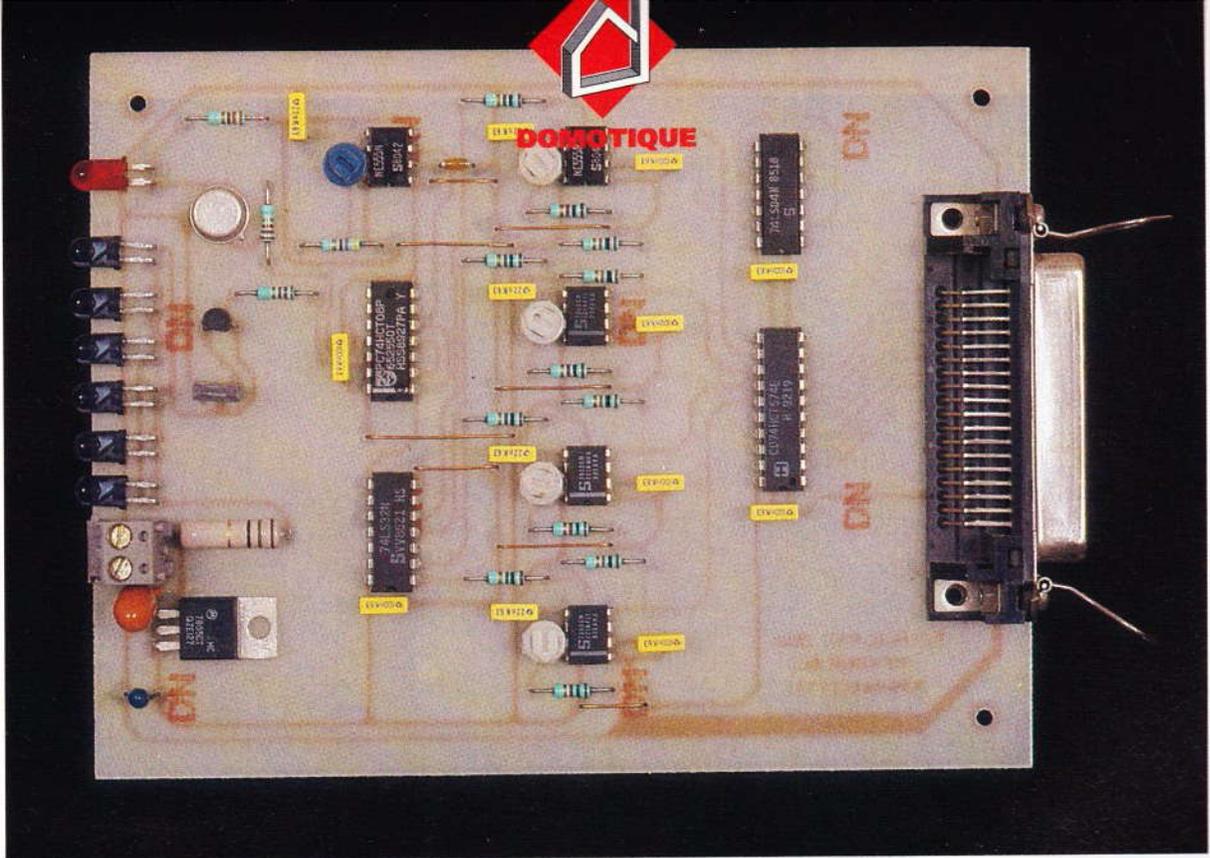
2 embases banane

1 bornier soudable 2 plots

I: inverseur monopolaire

5 A (pour circuit imprimé)

Coffret Heiland transparent



UNE TELECOMMANDE PAR INFRAROUGES PILOTEE PAR PC...

La commande de relais, de moteurs ou d'ampoules électriques est une chose relativement aisée à réaliser par micro-ordinateur. Seulement, cette commande n'est réalisable que si un câble à plusieurs conducteurs relie le PC aux appareils à commander.

Le montage que nous vous proposons vous permettra de vous affranchir de ce câble.

Le fonctionnement de l'émetteur

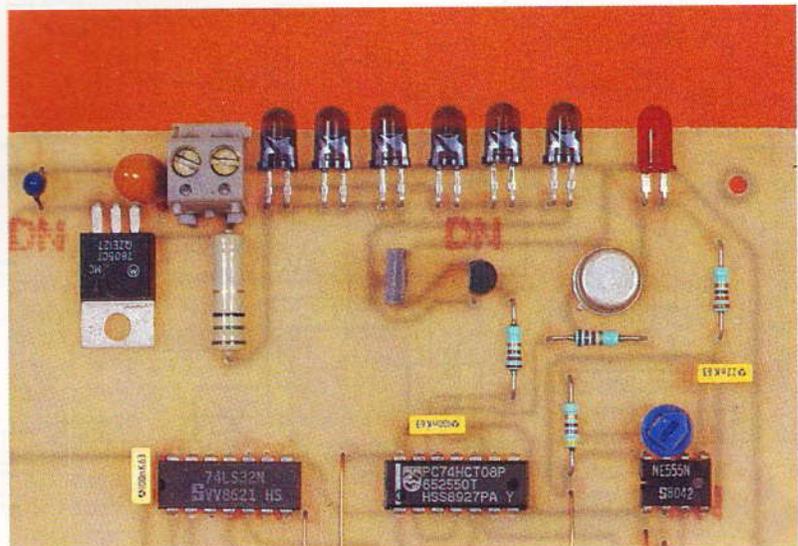
Le schéma de principe est représenté à la **figure 1**. L'entrée de la

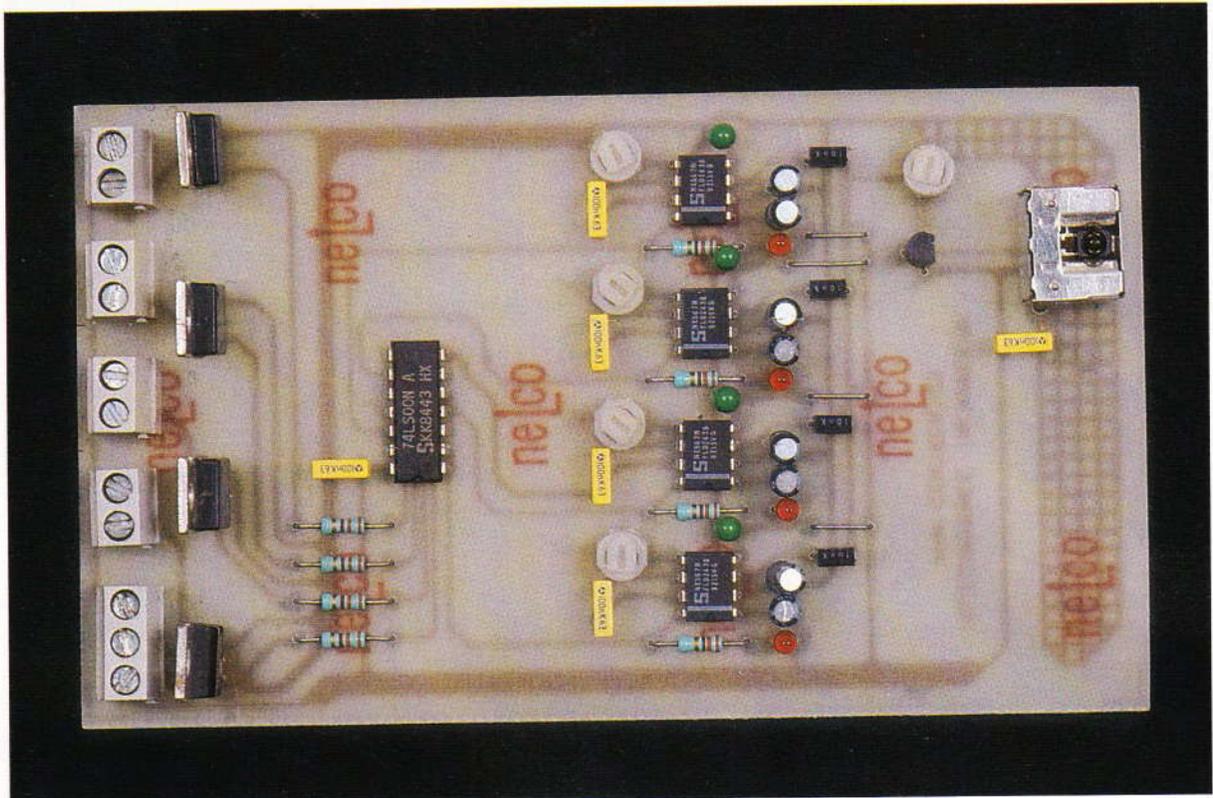
platine de l'émetteur est reliée au PC par sa prise parallèle (ou Centronics à IC₈, octuple bascule à verrous, est validé par le signal Strobe, d'abord inversé par l'une des portes de IC₉. Seules quatre des lignes de données (D₀ à D₃) seront utilisées. Elles commandent chacune l'entrée RESET des circuits IC₁ à IC₄, des LM ou NE555 montés en multivibrateurs et

réglés chacun sur une fréquence différente, comprise entre 100 Hz et 1 000 Hz.

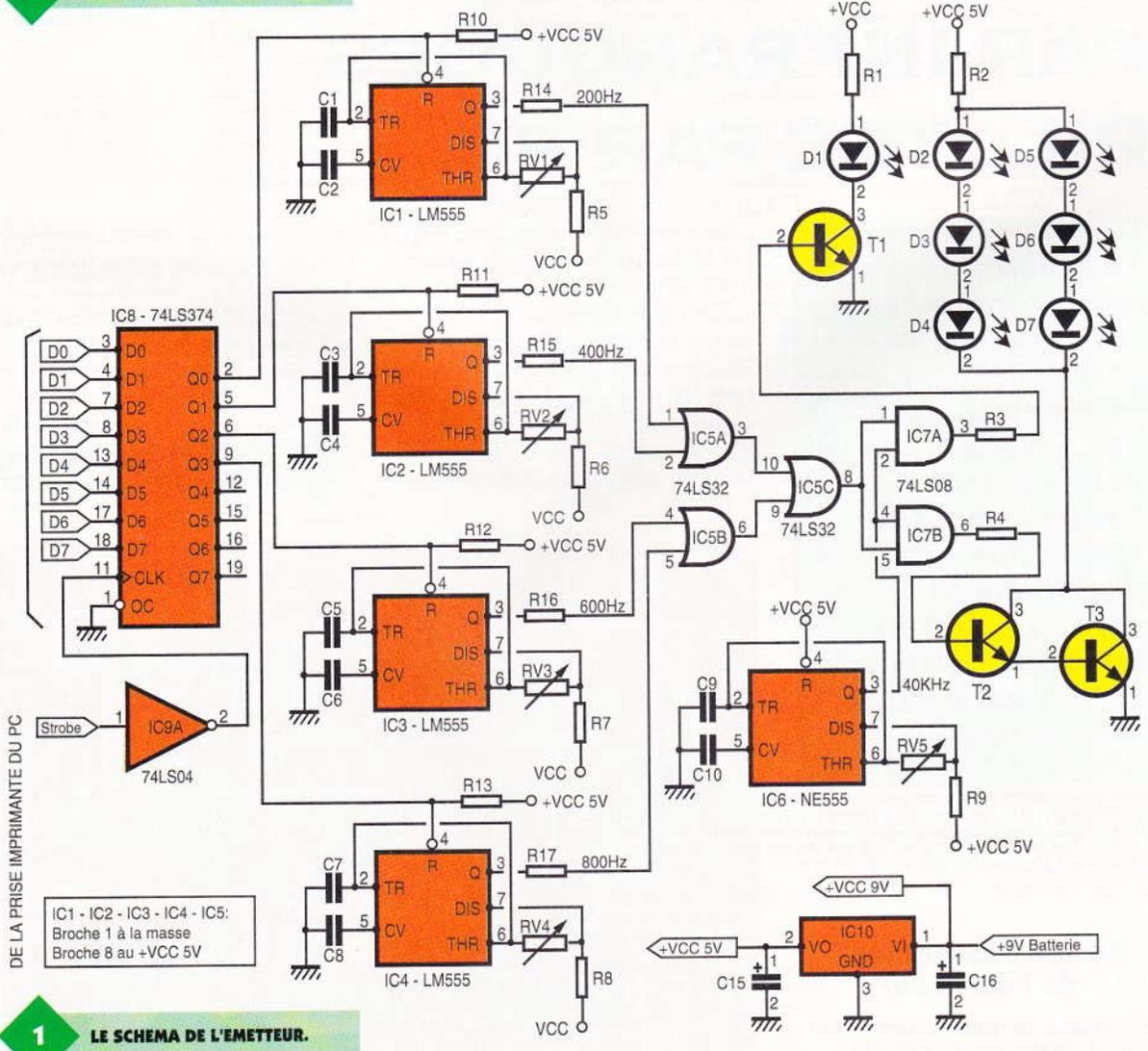
Les sorties Q des 555 resteront à 0 tant que leurs entrées de RESET seront au niveau bas. Elles sont

LES DIODES INFRAROUGES D'EMISSIONS.

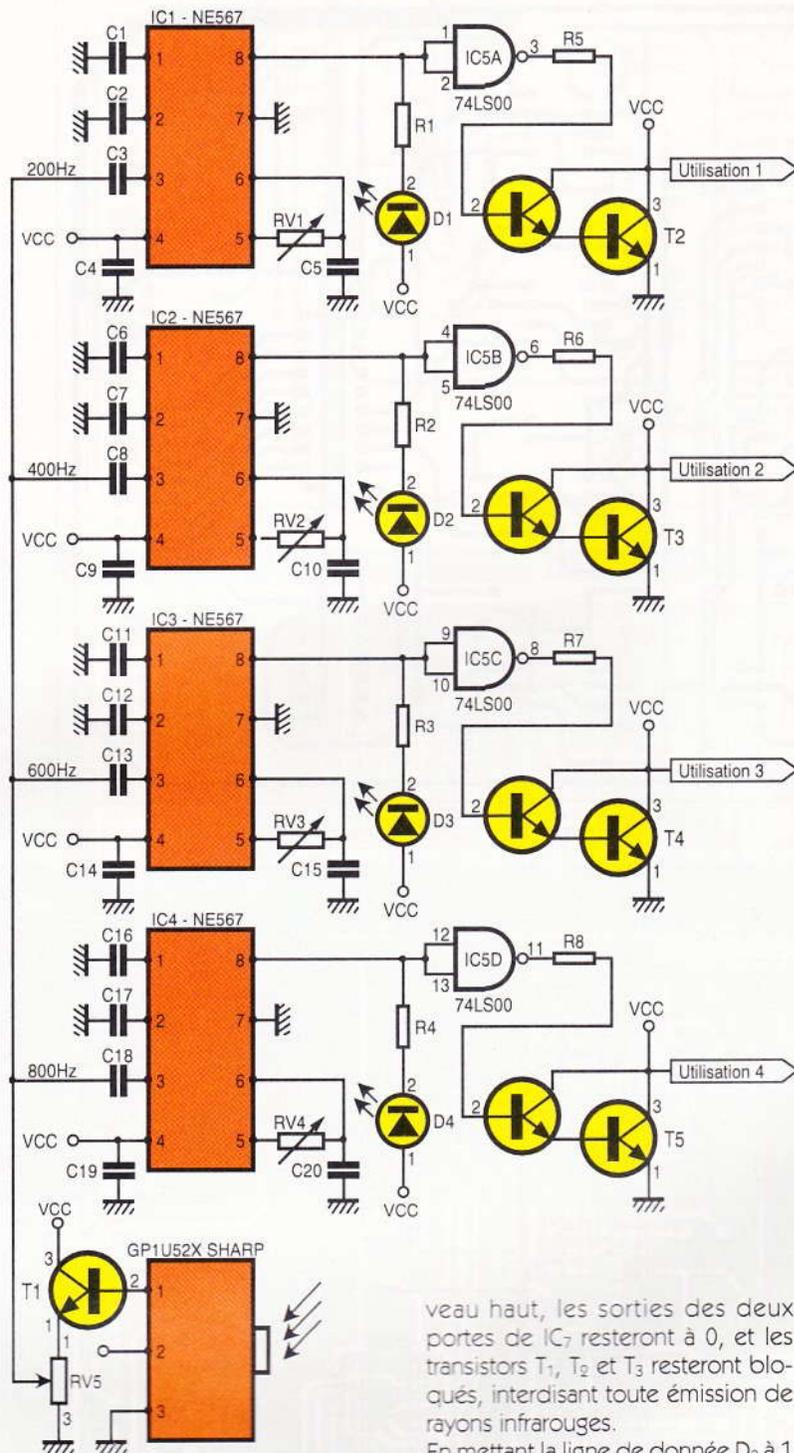




LA CARTE DE RECEPTION.



1 LE SCHEMA DE L'EMETTEUR.



2

LE SCHEMA DU RECEPTEUR.

connectées aux quatre entrées de deux portes OU, contenues dans IC₅. Les sorties de ces portes commandent une troisième, qui, à son tour, alimente deux des entrées de deux ET contenues dans IC₇. Les deux entrées restantes sont reliées à la sortie d'un dernier 555, IC₆, dont la fréquence d'oscillation est fixée à 40 kHz. Donc, tant qu'aucun des circuits IC₁ à IC₄ n'aura son entrée RESET au ni-

veau haut, les sorties des deux portes de IC₇ resteront à 0, et les transistors T₁, T₂ et T₃ resteront bloqués, interdisant toute émission de rayons infrarouges.

En mettant la ligne de donnée D₀ à 1 par envoi d'un octet sur la prise imprimante du PC, l'entrée RESET de IC₁ passe à l'état haut, et sa sortie 3 présente un signal rectangulaire basse fréquence d'environ 150 Hz. Aussitôt, sur les sorties 3 et 6 de IC₇, nous obtenons un signal rectangulaire de 40 kHz, mais haché par le signal basse fréquence de 150 Hz.

Les transistors T₂ et T₃ conduisent alors, et les infrarouges sont rayonnés à la fréquence que l'on trouve aux sorties de IC₇.

Le transistor T₁ conduit également, et la DEL D₁ qui charge son collecteur indique le bon fonctionnement des opérations.

La puissance d'émission des DEL in-

frarouges étant relativement importante, le montage devra être alimenté par des petits accus de type bâton et d'une capacité de 500 mAh à 600 mAh.

Toute la partie logique sera alimentée sous 5 V, obtenus à l'aide du régulateur IC₁₀. Les DEL seront alimentées directement sous les 9 V produits par les accus.

Le fonctionnement du récepteur

Le schéma en est donné à la figure 2.

Si nous avons pu le concevoir d'une telle simplicité, c'est que nous avons employé, pour la détection des rayons infrarouges, un composant intégrant toute la partie réception, amplification et démodulation de ces rayons. Tout signal non modulé à 40 kHz est ignoré, ce qui garantit une fiabilité à toute épreuve. Trois pattes sont disponibles : l'alimentation, la masse et la sortie des signaux au niveau TTL. Seul un transistor est nécessaire, et la résistance RV₅ placée dans son émetteur permettra de régler le niveau de sortie, afin d'éviter toute saturation des filtres basse fréquence.

Nous trouvons ensuite IC₁ à IC₄, chargés de réagir chacun à une fréquence donnée : si cette fréquence présente à leur entrée 3 est égale à leur fréquence d'accord, alors leur sortie 8 présente un niveau bas (et est capable de débiter 100 mA).

Cette fréquence sera ajustable pour chacun des CI par les résistances RV₁ à RV₄. Les sorties alimentent des DEL qui indiquent s'ils répondent ou non, ce qui facilite le réglage de l'accord.

Ces niveaux sont ensuite inversés par des portes NON ET contenues dans IC₅, et commandant les bases des transistors T₂ et T₅.

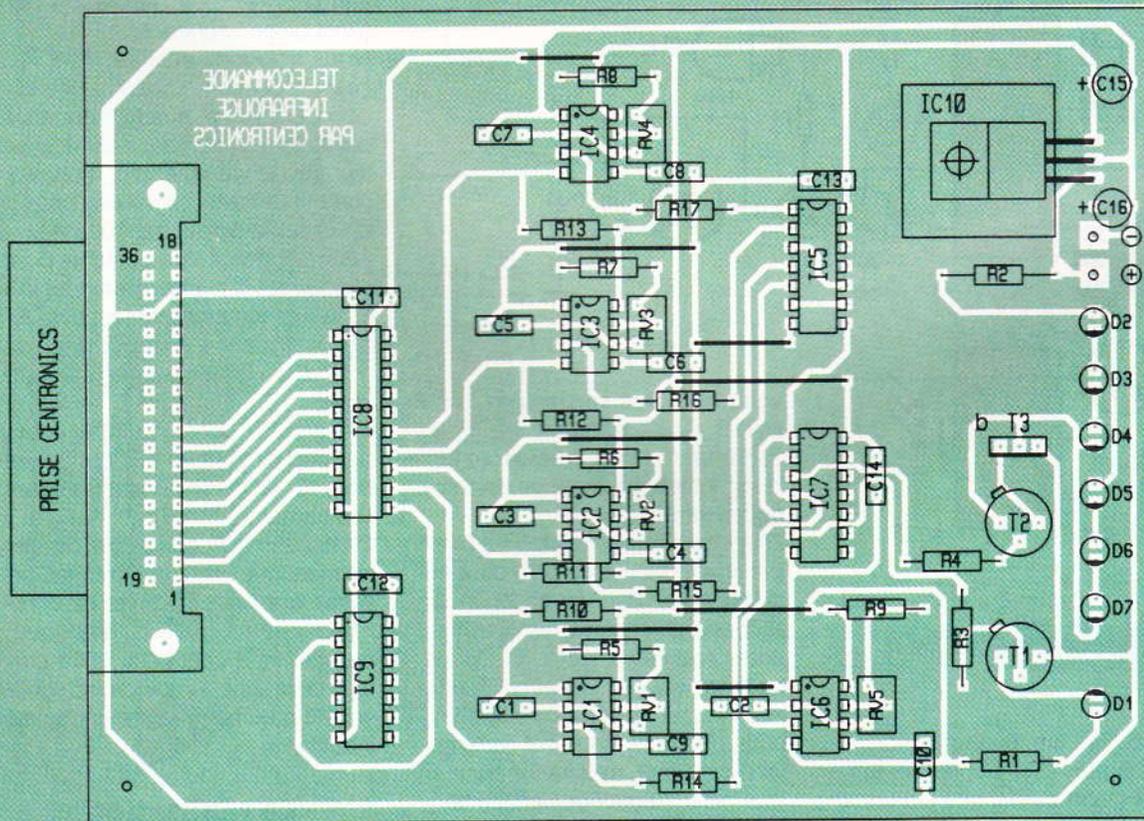
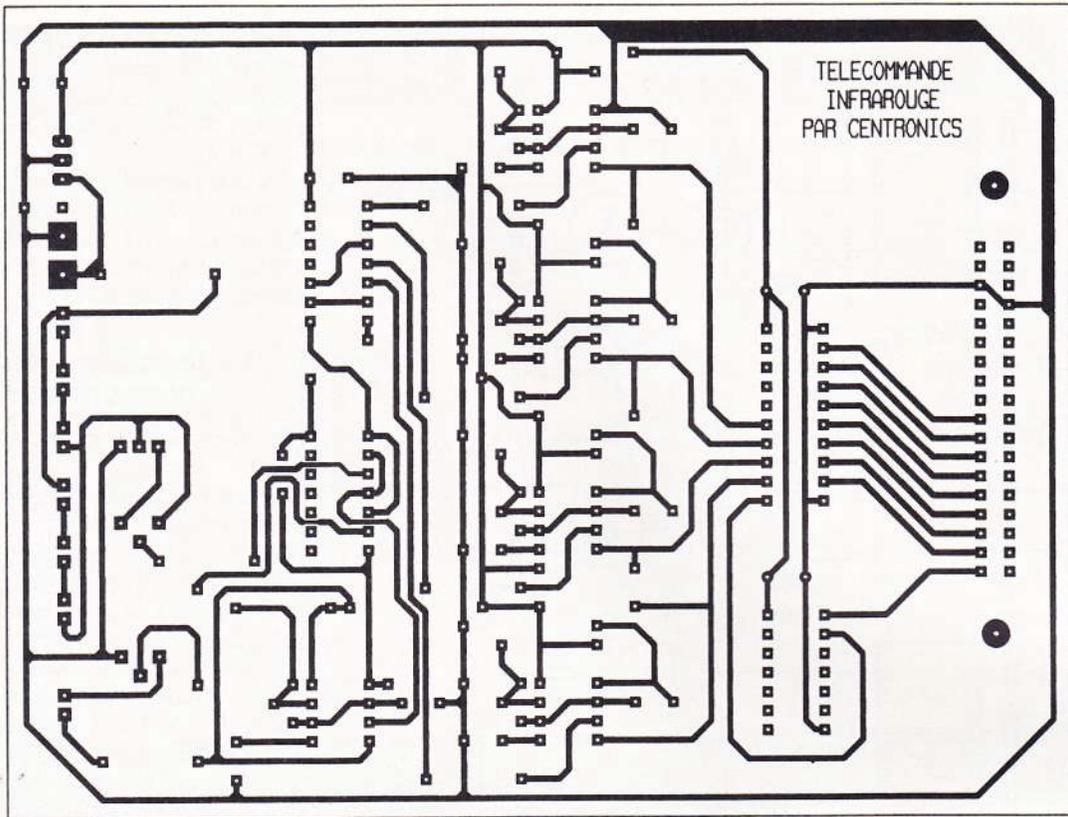
C'est dans les collecteurs de ces derniers que vous insèrerez les organes que vous souhaitez commander (relais, moteurs, ampoules) en pensant à connecter entre collecteur et ligne +, une diode (obligatoire si la charge commandée est inductive).

La réalisation des cartes

Le dessin du circuit imprimé de l'émetteur est donné à la figure 3; celui du récepteur à la figure 5.

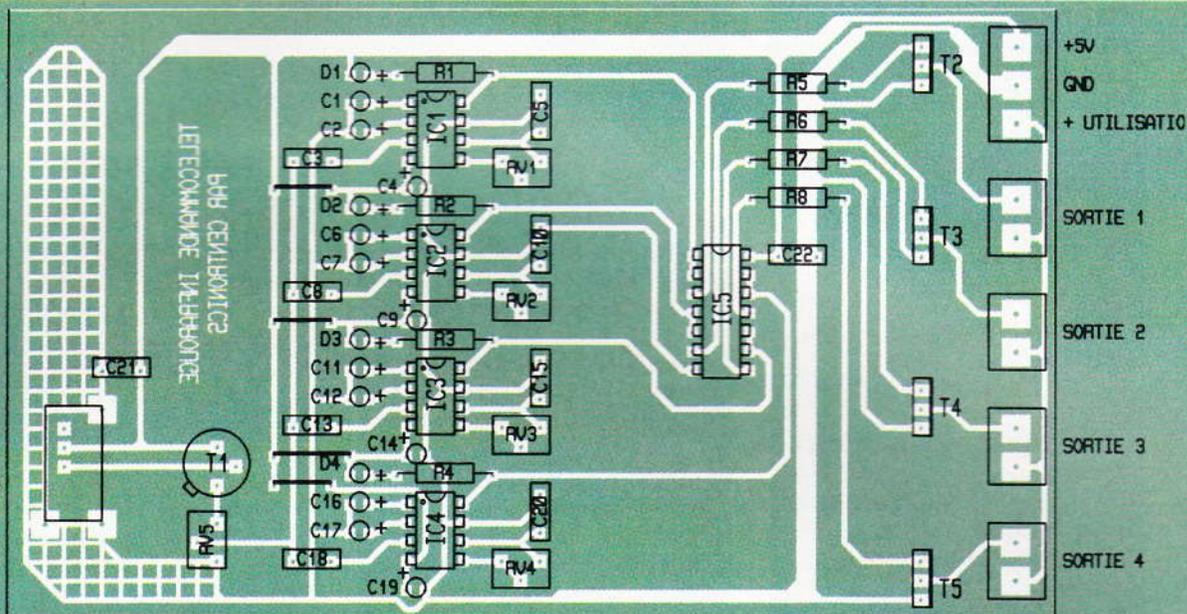
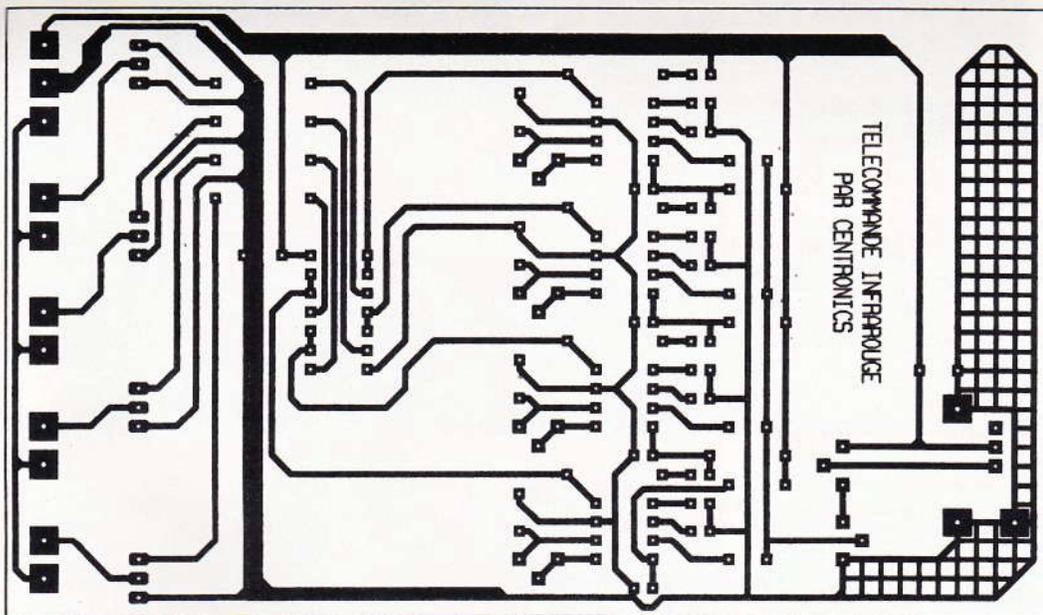
Les schémas d'implantation sont donnés en figures 4 (émetteur) et 6 (récepteur).

Les straps seront placés en premier



lieu, puis tous les composants pas-
sifs et enfin ceux qui resteront. Les
DEL D₁ à D₇ seront soudées à 90°
avec leur positionnement sur le cir-

cuit imprimé, de telle sorte qu'elles
puissent sortir légèrement du boîtier
dans lequel vous installerez le mon-
tage.



5/6

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IM-
PLANTATION DE L'EMETTEUR.

Les réglages et les essais

Reliez l'émetteur au PC à l'aide du câble imprimante, puis alimentez le montage. Vérifiez que vous disposez bien d'un signal de 40kHz en sortie de IC₆. Si tel n'est pas le cas, manœuvrez la résistance ajustable RV₅ pour l'obtenir.

Envoyez ensuite l'instruction QBasic suivante :

```
OUT & H378,1
OUT & H374,1A
OUT & H374A,15
```

ce qui positionnera la ligne de donnée à 1 et provoquera la sortie d'un signal rectangulaire sur la broche 3 de IC₁. Réglez cette fréquence à environ 150 Hz en agissant sur RV₁. Recommencez cette opération

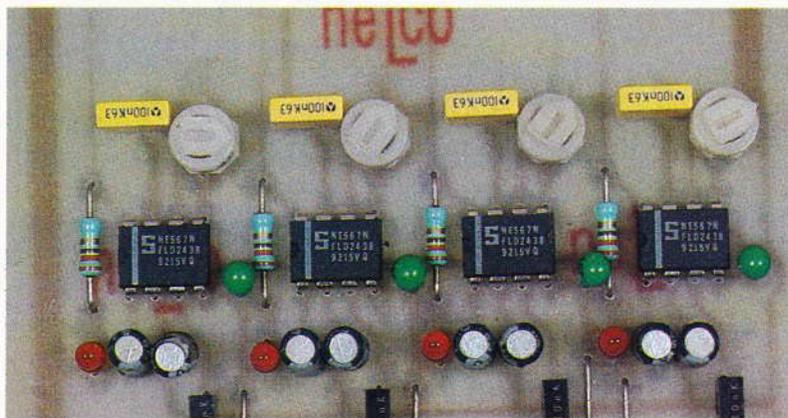
pour IC₂, IC₃ et IC₄ en mettant à chaque fois la ligne de donnée correspondante à 1. Réglez les fréquences environ à :

- 500 Hz pour IC₂
- 750 Hz pour IC₃
- 1000 Hz pour IC₄

Cela terminé, alimentez le récepteur et placez-le à 1,50 m de l'émetteur. Provoquez l'émission du signal

150 Hz de IC₁ et réglez RV₁ sur le récepteur, afin que la DEL D₁ s'allume franchement. Répétez la manœuvre pour les trois filtres restants. Si une fois les fréquences réglées, plusieurs DEL ont tendance à s'allumer

VUE SUR LES 4 FILTRES DU
RECEPTEUR.



**LE CAPTEUR INFRAROUGES
DANS SON BLINDAGE.**

ensemble, diminuez le signal d'entrée par la manœuvre de RV₅ (émetteur) et tout devrait rentrer dans l'ordre. Sinon, décalez la fréquence d'émission et de réception d'un des canaux.

Nomenclature des composants de l'émetteur

Circuits intégrés

IC₁, IC₂, IC₃, IC₄, IC₆ : NE555
 IC₅ : 74LS32
 IC₇ : 74LS08
 IC₈ : 74LS574
 IC₉ : 74LS04
 IC₁₀ : régulateur 7805

Semi-conducteurs

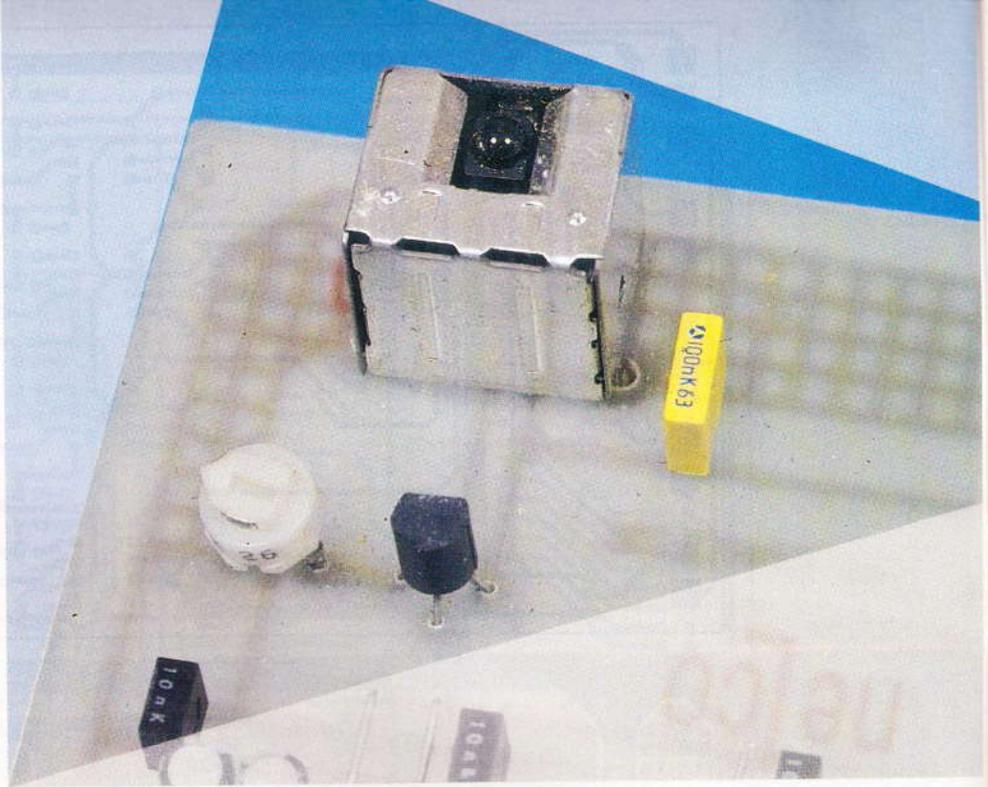
T₁ : 2N2219
 T₂ : 2N2222
 T₃ : BD139

Résistances

R₁ : 330 Ω (orange, orange, marron)
 R₂ : 15 Ω 1 W (marron, vert, noir)
 R₃, R₄ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
 R₅, R₆, R₇, R₈ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₉ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R₁₀, R₁₁, R₁₂, R₁₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₁₄, R₁₅, R₁₆, R₁₇ : 100 Ω (marron, noir, marron)

Résistances ajustables

RV₁, RV₂ : 33 kΩ
 RV₃, RV₄, RV₅ : 47 kΩ



Condensateurs

C₁, C₃, C₅, C₇, C₁₁, C₁₂, C₁₃,
 C₁₄ : 100 nF
 C₂, C₄, C₆, C₈, C₉, C₁₀ : 22 nF
 C₂ : 1 nF
 C₁₅ : 1,5 μF 25 V tantale
 boule
 C₁₆ : 22 μF 35 V tantale boule

Divers

D₁ : DEL rouge
 D₂, D₃, D₄, D₅, D₆, D₇ : diodes
 émission infrarouge DL271
 1 prise Centronics femelle
 pour circuit imprimé
 2 borniers à vis

Note : Bien qu'il soit représenté sur le dessin d'implantation des composants, le dissipateur dont est pourvu IC₁₀ n'est pas nécessaire.

Nomenclature des composants du récepteur

Circuits intégrés

IC₁, IC₂, IC₃, IC₄ : NE567
 IC₅ : 74LS00
 Module Sharp GP1U52X

Semi-conducteurs

T₁ : 2N2222
 T₂, T₃, T₄, T₅ : TIP21

Résistances

R₁, R₂, R₃, R₄ : 330 Ω (orange, orange, marron)
 R₅, R₆, R₇, R₈ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)

Résistances ajustables

RV₁, RV₂, RV₃, RV₄ : 100 kΩ
 RV₅ : 100 Ω

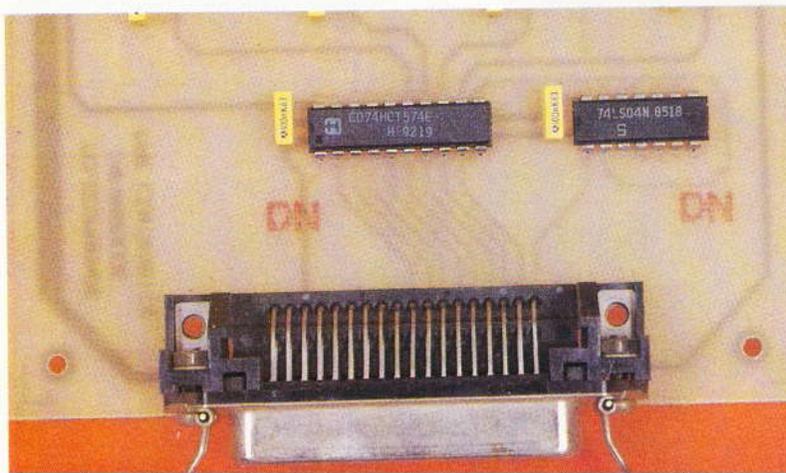
Condensateurs

C₁, C₂, C₆, C₇, C₁₁, C₁₂, C₁₆,
 C₁₇ : 2,2 μF 15 V tantale
 boule
 C₄, C₉, C₁₄, C₁₉ : 1 μF 15 V
 tantale boule
 C₃, C₈, C₁₃, C₁₈ : 10 nF
 C₅, C₁₀, C₁₅, C₂₀, C₂₁, C₂₂ :
 100 nF

Divers

4 DEL de diamètre 3 mm
 rouges
 4 borniers à vis 2 entrées
 1 bornier à vis à 2 entrées
 4 dissipateurs pour boîtier
 TO220 (pour les transistors
 T₂, T₃, T₄ et T₅)

LE CONNECTEUR VERS LE PC.





LES RESISTANCES A COEFFICIENT DE TEMPERATURE NEGATIF

Les CTN, comme leur nom l'indique, sont des résistances dont la valeur diminue quand la température augmente, d'où l'origine du qualificatif « négatif » dans leur dénomination. Cette variation de résistance s'effectue donc en sens opposé à celui des résistances métalliques ou au carbone. L'absence de stabilité face aux variations de température est mise à contribution dans de nombreuses applications que nous évoquerons à la fin de cet exposé.

Constitution et fabrication des CTN

Les CTN sont réalisées à partir de semi-conducteurs polycristallins dont la composition est un mélange de chrome, de manganèse, de fer, de cobalt et de nickel.

Le processus de fabrication est identique à celui de la céramique. Après un mixage énergétique accom-

pagné de l'addition d'un liant plastique, elles sont mises en forme de disques ou de tiges par pressage et chauffées à une température suffisante pour fritter l'oxyde constitutif. De nouvelles techniques ont conduit au sciage de galettes pressées de manière isostatique, avec pour conséquence des compositions très stables et une grande reproductivité.

Les contacts électriques sont ajoutés par brûlage avec une pâte d'argent ou par évaporation. Les fils de liaison (isolés ou non) sont ensuite fixés et maintenus dans l'enrobage dont la taille dépend de l'application qui sera faite du composant. La gamme des valeurs que l'on trouve couramment s'étale de quelques ohms à plusieurs centaines de kilohms (valeurs à 25 °C).

Relation entre la résistance et la température

Les équations concernant la physique du solide montrent que la conductivité d'un matériau s'exprime par la formule $\sigma = ne\mu$, expression dans laquelle :

- e est l'unité de charge électrique,
- n représente le nombre de porteurs libres par unité de volume,
- μ est la mobilité de ces porteurs.

Il s'avère que n et μ dépendent de la température par les relations :

$$\mu = K/T \cdot \exp(-q_2/kT)$$

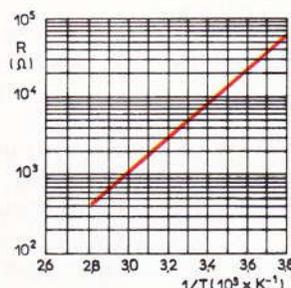
et

$$n = K' \exp(-q_1/kT)$$

ce qui conduit à :

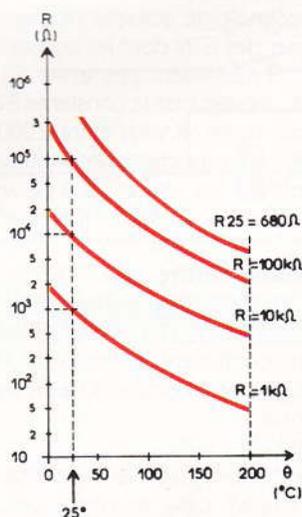
$$\sigma = T^{-c} \cdot \exp[q_1 + q_2/kT]$$

Dans la pratique, le terme exponentiel est prépondérant, et si l'on se



1a

VARIATION DE LA RESISTANCE D'UNE CTN.



1b

MEME COURBE MAIS EN DEGRES CELSIUS.

souvent que la résistance est l'inverse de la conductance, il vient :

$$R = A \cdot \exp(B/T)$$

$$\text{ou encore } \log R = C + (B/T)$$

Dans ces différentes expressions, K , K' , q_1 , q_2 , A , B , C sont des constantes liées à la nature et à la forme des oxydes utilisés, k est la constante de Boltzmann et T repré-

sente la température absolue en degré Kelvin. La courbe de la **figure 1a** représente les variations de la résistance R (échelle logarithmique) en fonction de la variable $1/T$, ce qui correspond bien à une variation dR/dT négative. Cette courbe est d'une utilisation mathématique plus aisée que celle de la **figure 1b** en raison de sa forme. C'est le choix de la variable ($1/T$) qui permet d'obtenir une courbe quasi linéaire bien que les constantes A et B varient légèrement avec la température.

En prenant sur cette courbe deux points correspondants à deux températures différentes, on obtient $R_1 = A \cdot \exp(B/T_1)$ et $R_2 = A \cdot \exp(B/T_2)$ expressions qui permettent le calcul de

$$B = \frac{\log(R_1/R_2)}{(1/T_1 - 1/T_2)}$$

Par ailleurs, le coefficient de température α défini par :

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT}$$

vaut : $\alpha = -B/T^2$ (formule 1)

Ce coefficient est utilisé pour calculer les variations relatives (dR/R) ou absolues (dR) de la résistance de la CTN en fonction des variations de température (dT) autour d'une température donnée. L'expression de α a été obtenue en calculant la dérivée logarithmique de l'expression $R = A \cdot \exp(B/T)$.

La technologie actuelle permet de réaliser des CTN dont les constantes A et B ne varient pas entre 25 et 85 °C. La valeur de la constante B qui s'exprime en °K varie entre 2 000 et 5 500 °K en fonction des matériaux employés. Les valeurs de α peuvent atteindre (-4%) par °K autour de 25 °C.

Exemple chiffré. Une CTN de valeur 20 k Ω à 25 °C réalisée dans un matériau tel que $B = 3\,000$ °K possède un coefficient de température α que l'on peut calculer à l'aide de la formule 1.

Soit $\alpha = -B/T^2$.

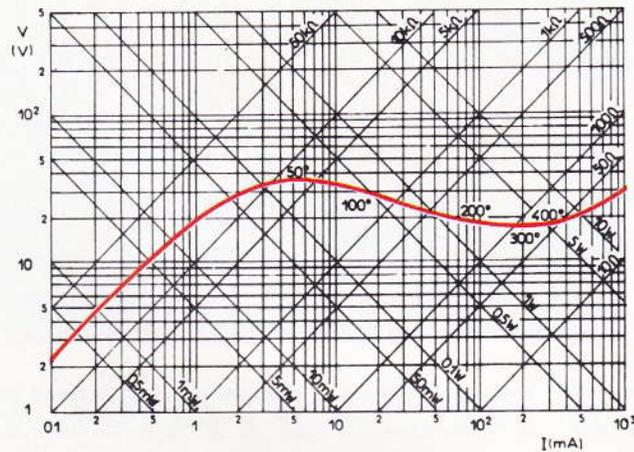
Or la température T en degré Kelvin est égale à celle en degré Celsius augmentée de 273 °C. Donc, $T = 273 + 25 = 298$ °K et α vaut :

$$\alpha = -3000/298^2 = 0,37 = 3,37\%$$

La variation relative de résistance autour de 25 °C se calcule encore à l'aide de la formule 1 en remarquant que $dR/R = (-B/T^2)dT$, soit une variation relative de 3,37 % par degré Celsius.

On tire la variation absolue de résistance dR pour 1 °C par :

$$dR = -\frac{3,37}{100} \times 20\,000 = -675 \Omega$$



2

CARACTÉRISTIQUE U(I) D'UNE CTN.

Ainsi, à 30 °C, la CTN ne présentera plus qu'une résistance R_{30} :

$$R_{30} = 20\,000 \Omega - 5 \times 675 \Omega = 16\,625 \Omega$$

Caractéristique V(I) d'une CTN

Une telle caractéristique est représentée à la **figure 2**. Pour de très faibles courants, le tracé est à peu près rectiligne, car l'effet Joule produit par le passage du courant dans la CTN est faible et la température de celle-ci reste égale à la température ambiante. La résistance de la CTN ne change pas.

Pour des courants de valeur plus élevée, l'effet Joule augmente, et suivant le milieu dans lequel la CTN est plongée, sa température pourra dépasser celle du milieu ambiant, provoquant une réduction de sa valeur. Un équilibre sera atteint

lorsque la puissance apportée par effet Joule sera exactement absorbée par le milieu ambiant. Cette situation correspond à une diminution de la résistance R et de la tension à ses bornes, d'où la forme descendante de la caractéristique $V(I)$.

Pour de très fortes valeurs du courant, la réduction de la résistance de la CTN est moins importante que l'augmentation de la tension à ses bornes due à l'importance du courant I. La caractéristique $V(I)$ recommence à monter.

Ces différents états ne sont atteints qu'au bout d'un délai plus ou moins important lié aux échanges thermiques. Cette particularité est à l'origine de nombreuses applications ou interviennent des retards.

Applications des CTN

On peut classer les applications des CTN en trois grandes catégories suivant que l'on recherche une dépendance en fonction de la température, du temps d'établissement d'un régime d'équilibre, ou encore que l'on privilégie l'aspect coefficient de température négatif.

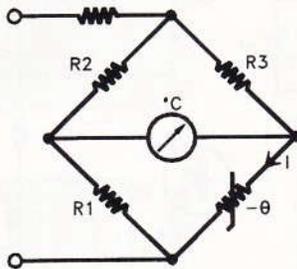
La première de ces catégories correspond aux montages de type « thermomètre », la seconde aux temporisateurs et la troisième aux circuits de stabilisation.

UNE CTN BRANCHÉE AU BOUT D'UNE FICHE JACK.

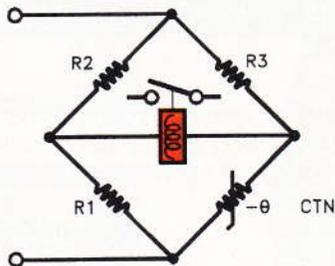


A) 1^{re} catégorie d'applications utilisant la dépendance $R = f(T)$

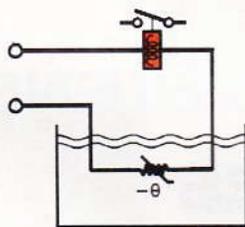
Le montage de la **figure 3**, où la thermistance est utilisée dans un pont, est caractéristique des appareils destinés à mesurer la température. Toute variation de température se traduit en effet par une déviation du galvanomètre qui, après étalonnage, devient un thermomètre. Il



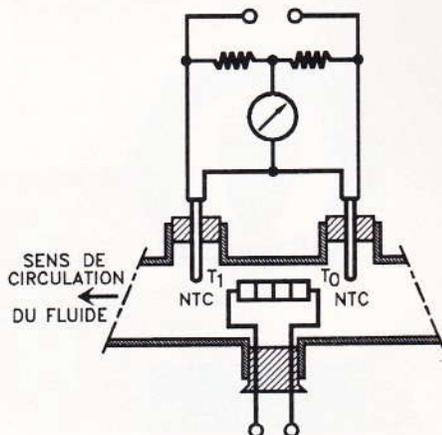
3 DEPENDANCE $R=f(T)$.



4 APPLICATION SIMPLE D'UNE CTN DANS UN PONT EQUILIBRE.



5 CORRECTION DE NIVEAU PAR CTN.



6 MAINTIEN D'UN DEBIT CONSTANT.

faut veiller dans ce type d'application à ce que le courant I qui traverse la CTN soit suffisamment faible pour rester dans la zone à faible effet Joule.

Une variante du montage précédent est donnée à la **figure 4**, dans laquelle le galvanomètre a été remplacé par un relais mettant éventuellement en service un radiateur lorsque la température passe en dessous d'un seuil fixé par la valeur des trois composants R_1 , R_2 , R_3 et la CTN.

Toujours basé sur la valeur d'une température, le montage de la **figure 5** assure la permanence du niveau de liquide dans un réservoir. Si le liquide est à une température T_1 et que le milieu ambiant est à une température T_2 , lorsque le niveau est tel que la CTN émerge, la variation de température de celle-ci enclenche une électrovanne qui assure le remplissage du réservoir.

Un peu plus compliqué que les précédents, le montage **figure 6** sert à maintenir constant le débit du fluide qui s'écoule de la droite vers la gauche. On remarque ici l'utilisation d'une résistance de chauffage située entre les deux thermistances utilisées comme capteur dans un asservissement destiné à maintenir le débit constant. Toute modification du débit modifie la température T_1 de la CTN de gauche, ce qui entraîne une réaction de l'asservissement.

B) 2^e catégorie : applications utilisant l'inertie thermique des CTN

Avec le montage de la **figure 7**, on réalise un retard à l'enclenchement du relais R . En effet, au moment où l'opérateur impose la tension d'alimentation E au circuit série CTN-bobine du relais, la résistance de la CTN est trop importante pour que le courant I qui s'établit assure l'enclenchement de la bobine. Au cours du temps, l'effet Joule au niveau de la CTN entraîne une réduction de la résistance de celle-ci et le courant I croît. Lorsque le courant d'enclenchement de la bobine est atteint, les contacts du relais se ferment, mettant la CTN hors circuit et assurant par là-même le courant de maintien. Le délai à la fermeture des contacts dépend de la tension d'alimentation E , de la résistance à froid de la CTN et de celle de la bobine. Le montage de la **figure 8** est utilisé en modélisme ferroviaire pour provoquer, sur une section de voie, un arrêt suivi d'un redémarrage automatique des convois.

Lorsque le train arrive sur la portion B du rail central, la résistance de la



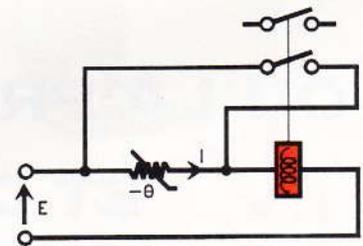
UNE CTN BRANCHEE AU BOUT D'UN CABLE BIFILAIRE.

CTN est élevée et le train s'arrête jusqu'à ce que l'effet Joule réduisant la valeur de la CTN conduise à la circulation d'un courant suffisant pour que la motrice reparte avec une vitesse qui augmentera au fur et à mesure que le courant I accroît l'effet Joule et réduit la valeur de la CTN.

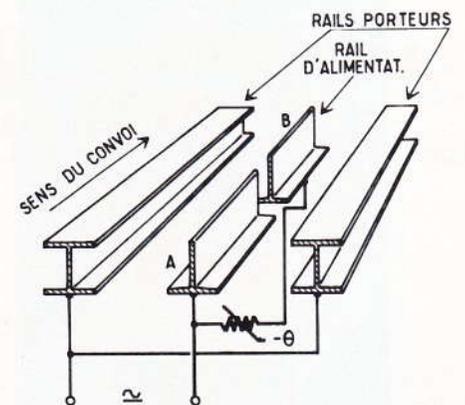
C) 3^e catégorie : utilisation du coefficient de température négatif

Le champ d'application est immense et concerne tous les systèmes de stabilisation et (ou) de limitation de courant, de tension et de température.

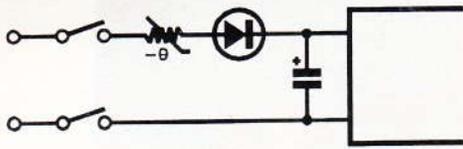
Dans le montage de la **figure 9**, la CTN est utilisée pour réduire le courant qui circule dans l'élément redresseur au moment de la mise sous



7 INERTIE THERMIQUE.

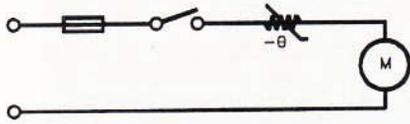


8 UNE CTN DANS LE MODELISME FERROVIAIRE.



9

REGULATION DU COURANT.



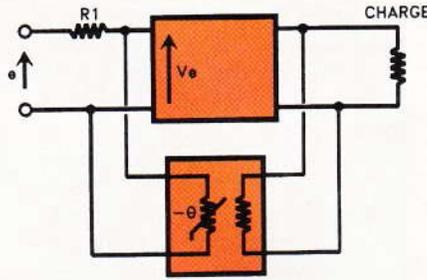
10

PROTECTION A LA MISE SOUS TENSION.

tension et qui risquerait de détruire celui-ci. En régime établi, l'influence de la CTN dont la valeur a diminué devient négligeable.

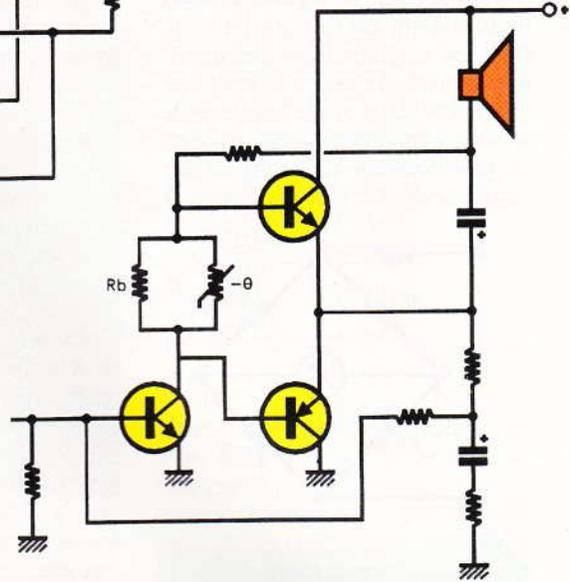
On trouve le même principe de protection à la mise sous tension pour des moteurs (fig. 10).

Un peu plus orienté « électronique », le montage de la figure 11 assure le contrôle du gain d'un amplificateur. Lorsque la tension aux bornes de la charge augmente, la puissance calorifique dissipée par la résistance solidaire de la CTN fait



11

REGULATION DU GAIN D'UN AMPLIFICATEUR.



12

REGULATION AUTOMATIQUE DES POLARISATIONS.

de même. La valeur de la CTN diminue, réduisant la tension effective d'entrée V_e de l'amplificateur.

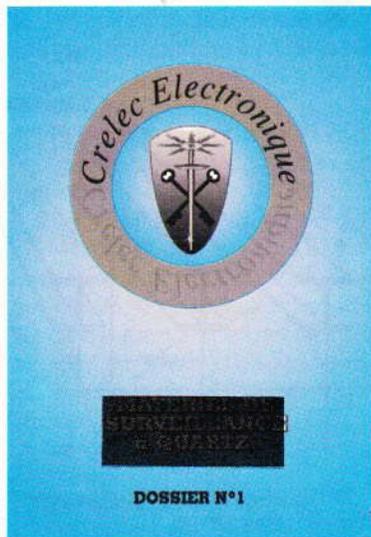
Nous terminons cette longue série d'applications par le montage de la figure 12 dont la fonction consiste à réduire la tension interbase des transistors de puissance d'un amplificateur lorsque la température aug-

mente en venant shunter la résistance R_b de façon d'autant plus significative que la température est plus élevée.

F. JONGBLOET

CRELEC

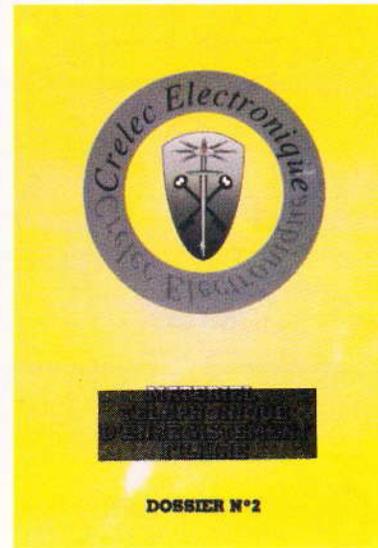
OU LA PROTECTION DES BIENS ET DES PERSONNES



DOSSIER N°1

La créativité ainsi que les besoins du marché en matière de contre-surveillance font de la société **CRELEC** un des leaders sur le marché français de cette discipline.

Le dossier bleu nous présente les différents produits de détection des matériels de surveillance à quartz ainsi que leurs applications. Le dossier jaune, quant à lui, se concentre sur les détecteurs à induction ou effet Hall. Certains de ces produits sont réservés à l'exportation. Par ailleurs, un bureau d'étude peut réaliser sur demande des produits particuliers. Ces documentations (plutôt réservées aux professionnels) sont disponibles contre 20F chez **CRELEC, 6, rue des Jeûneurs, 75002 Paris - Tél. : (1) 45.08.87.77. Fax : (1) 42.33.06.96.**



DOSSIER N°2

UNE ANIMATION SONORE A DECLENCHEMENT AUTOMATIQUE



Décidément, les circuits ISD à mémoire analogique ont plus d'un tour dans leur sac et peuvent être à l'origine d'applications nombreuses et originales. Dans le présent montage, un message pré-enregistré prend son départ dès qu'une personne s'en approche de moins de cinq mètres. Il en résulte toutes sortes de possibilités : portier automatique, message d'accueil dans un magasin ou une salle d'attente, simulation de présence, imitations diverses...

I — Le principe

a) Les circuits ISD

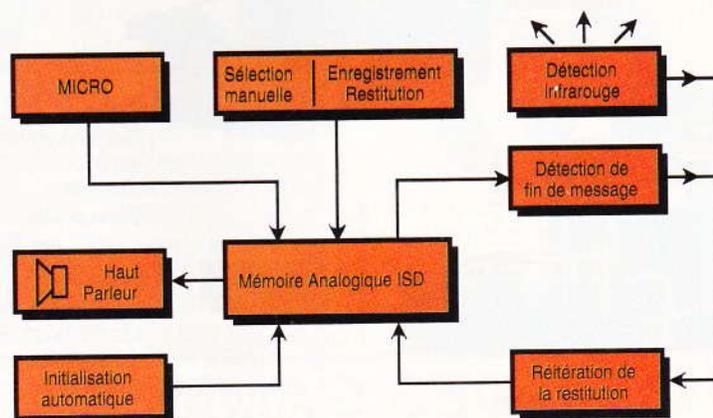
Il s'agit de mémoires analogiques du type EEPROM qui sont des EPROM effaçables électroniquement. Dans leurs versions courantes, on trouve les circuits :

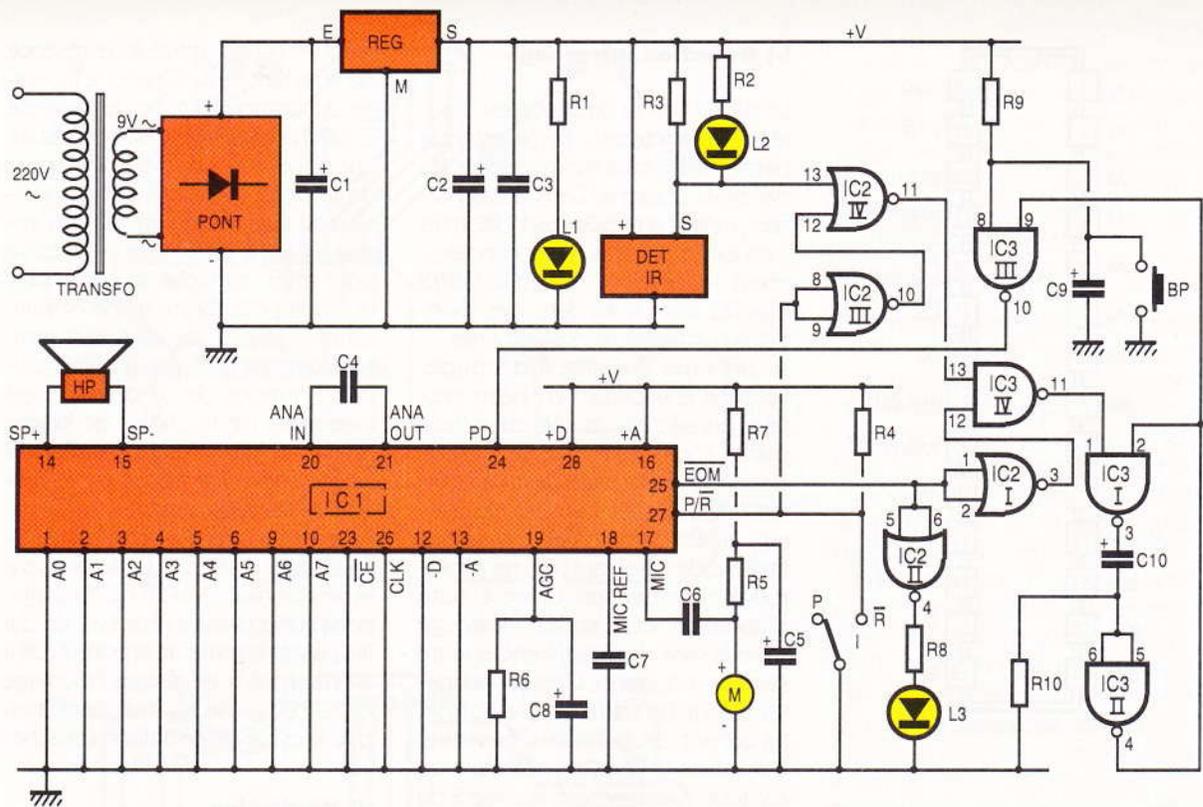
- ISD 1012, durée du message : 12 secondes.
- ISD 1016, durée du message : 16 secondes.
- ISD 1020, durée du message : 20 secondes.

Le champ de la mémoire restant constant, il est évident que la bande passante diminue quelque peu si la durée du message augmente. Néanmoins, la qualité du son restitué reste acceptable, surtout en fréquences vocales, voire musicales si le morceau enregistré ne comporte pas des graves et des aigus déterminants.

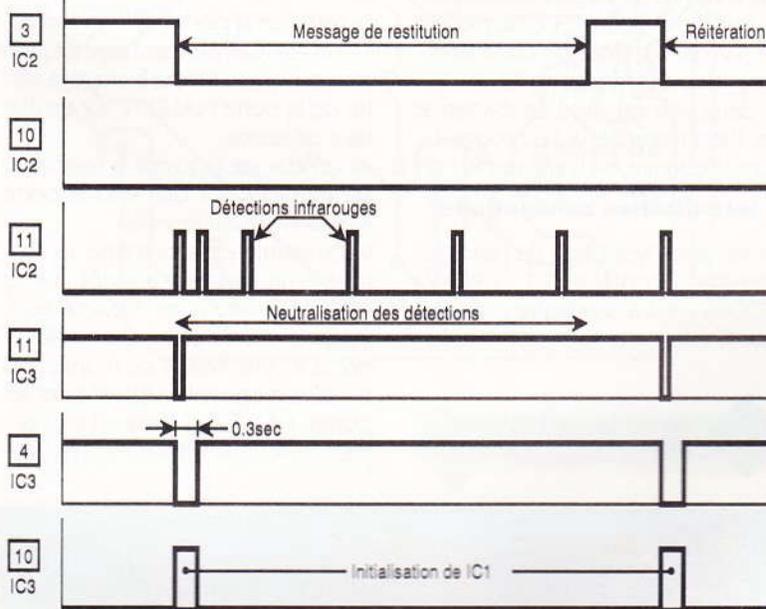
1

LE SYNOPTIQUE.

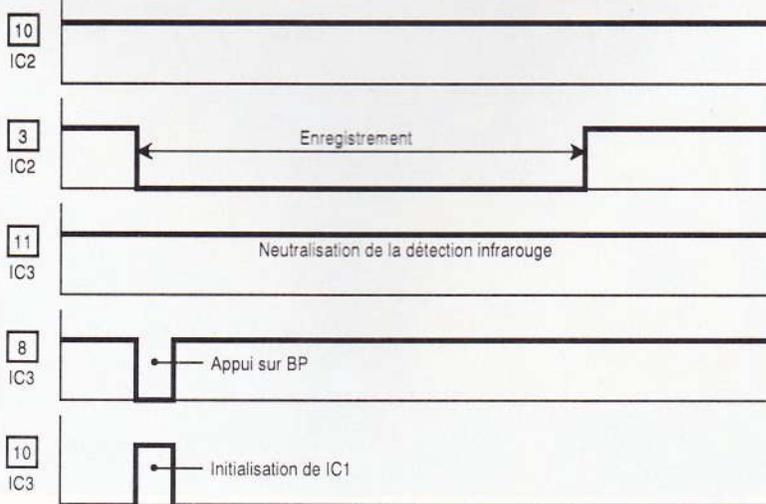




a) Restitution



b) Enregistrement



2

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

Par l'intermédiaire d'un microphone, le circuit ISD, après une amplification adaptée, stocke en mémoire le message. Celui-ci peut être restitué sur un haut-parleur sans amplificateur externe, autant de fois qu'on le désire, avec une fidélité absolue. De même, le cycle enregistrement-restitution peut être reproduit pratiquement à l'infini. Le circuit comporte des entrées et des sorties permettant :

- la commande de l'enregistrement et de la restitution ;
- le démarrage après une fin de message ;
- le contrôle extérieur de la fin de message.

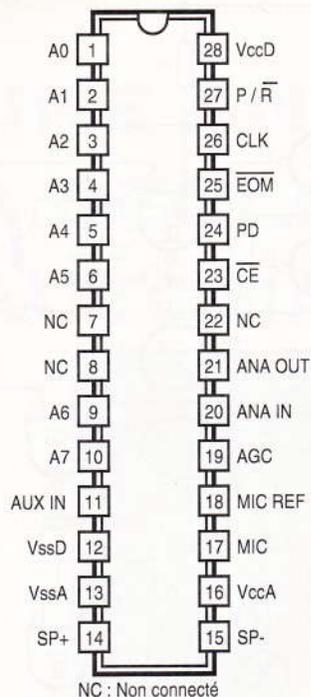
Nous verrons ces fonctions de manière plus détaillée dans le chapitre consacré au fonctionnement.

b) Le principe de fonctionnement de l'animation (fig. 1)

Un détecteur infrarouge passif réagit dès qu'une personne pénètre dans son champ de vision. Il en résulte le démarrage automatique du circuit ISD qui délivre son message par l'intermédiaire d'un haut-parleur. A la fin du message, deux cas peuvent se présenter :

3

LES SIGNAUX OBTENUS EN FONCTIONNEMENT.



4

BROCHAGE DE L'ISD.

— le détecteur infrarouge ne décèle plus de présence et l'ensemble cesse en restant en position de veille;

— le détecteur est encore sollicité par quelqu'un et le message se trouve réitéré.

En revanche, l'action du détecteur infrarouge est neutralisée lorsque le circuit ISD est en situation d'enregistrement. Cette dernière opération est alors déclenchée par l'appui sur un bouton-poussoir de commande.

II — Le fonctionnement (fig. 2, 3 et 4)

a) Alimentation

L'énergie est tirée du secteur 220 V par l'intermédiaire d'un transformateur délivrant sur son enroulement secondaire une tension alternative de 9 V dont un pont de diodes redresse les deux alternances. La capacité C_1 effectue un filtrage efficace de cette tension redressée. Le régulateur 7805 délivre alors sur sa sortie un courant stabilisé à 5 V, valeur nominale de fonctionnement du circuit ISD. La capacité C_2 réalise un complément de filtrage, tandis que C_3 découple cette alimentation du restant du montage. La LED verte L_1 dont le courant est limité par R_1 matérialise le bon fonctionnement de l'alimentation.

b) Détection infrarouge

La détection de présence est assurée par un détecteur pyroélectrique passif, utilisé fréquemment dans les systèmes d'alarme. Dans le cas présent, il s'agit d'un SGM 5910 RE, mais il en existe d'autres types et notamment le célèbre module MS02 maintes fois utilisé dans des montages publiés dans nos colonnes.

Le principe consiste à découper l'espace environnant en petits secteurs consécutifs, et cela dans deux plans : l'horizontal et le vertical. Ce découpage est obtenu au moyen de lentilles optiques (lentilles de Fresnel) faisant partie d'une enveloppe translucide entourant l'élément infrarouge de détection. Grâce à cette disposition, toute source infrarouge *mobile* crée des interférences entre secteurs adjacents. C'est le cas notamment lorsqu'une personne, rayonnant de la chaleur humaine, entre dans le cône de détection du capteur. A ce moment, la sortie S du module, qui correspond au collecteur ouvert d'un transistor NPN, passe à un potentiel nul; ce dernier est de 5 V dans les cas de non-détection, grâce à la résistance R_3 .

La détection est mise en évidence par l'allumage de la LED rouge L_2 , dont le courant est limité par R_2 .

c) Initialisation automatique

En mode de restitution de l'enregistrement, l'entrée 27 « PLAY-RECORD » est à soumettre à un état haut. C'est le cas lorsque l'interrup-

teur I est ouvert, grâce à la présence de la résistance R_4 . Quand le montage est mis sous tension, la capacité C_7 se charge à travers R_7 . Il en résulte une impulsion positive sur la sortie de la porte NAND III. Cette impulsion est aussitôt acheminée sur l'entrée « P/D » (broche 24), ce qui a pour effet immédiat le démarrage du circuit ISD. Grâce à une amplification intégrée, les sons sont restitués directement par un haut-parleur. A propos de ce dernier, il est intéressant de le choisir de bonne qualité et de puissance suffisante pour obtenir une bonne reproduction de l'enregistrement.

Pendant toute la durée de la retransmission, la sortie 25 (EOM) présente un état haut. A la fin du message, cette sortie passe à l'état bas, ce qui fait passer la sortie de la porte NOR II à l'état haut. Il en résulte l'allumage de la LED jaune L_3 , indiquant ainsi que le cycle de restitution est achevé.

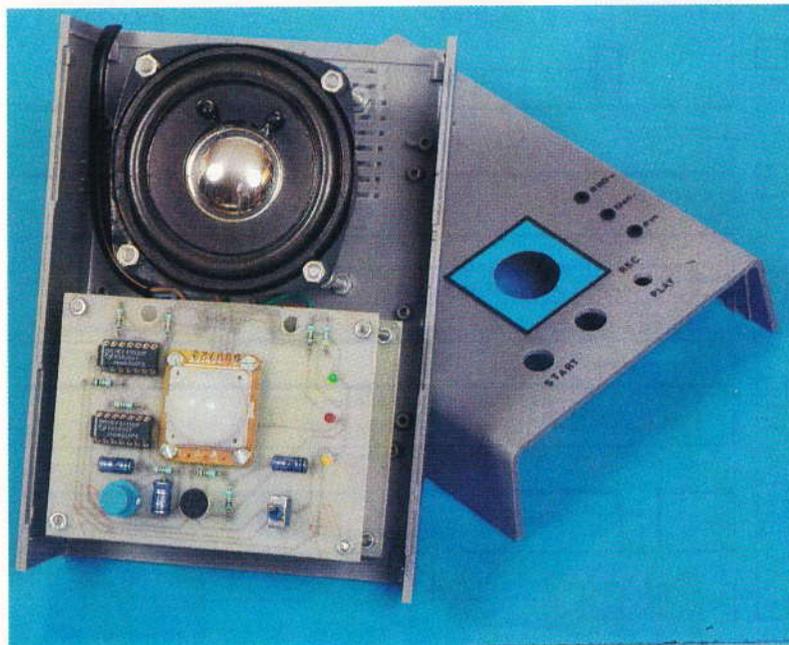
d) Restitution suite à détection

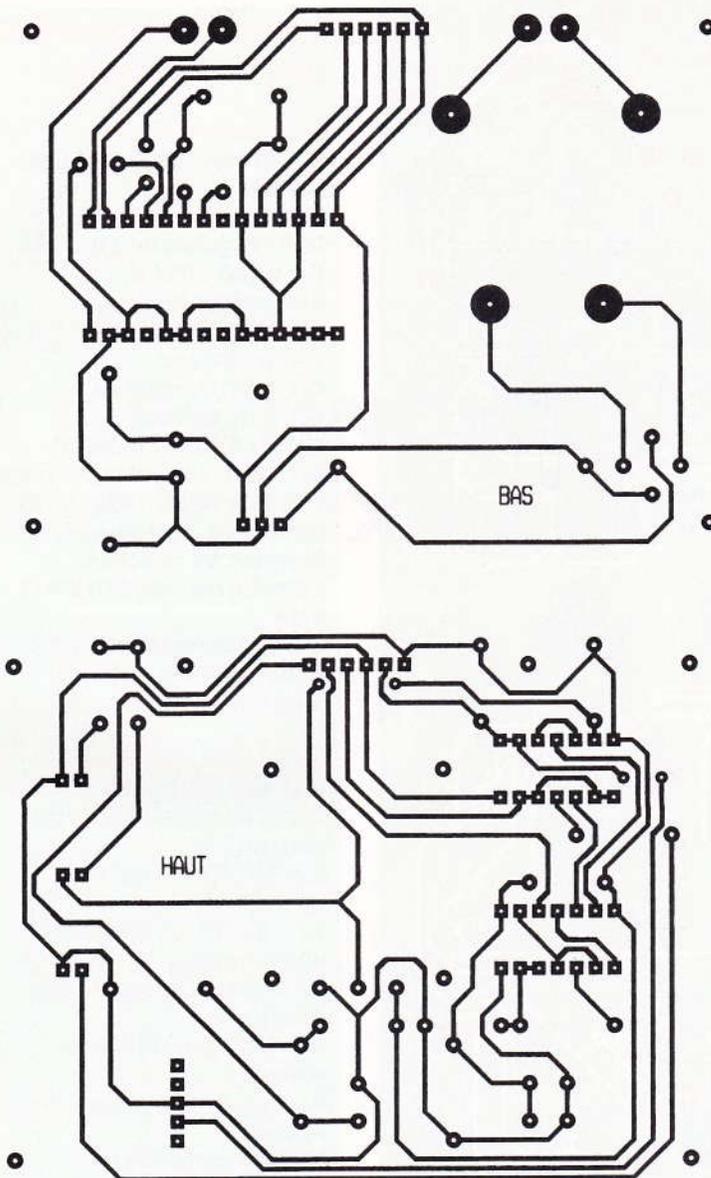
La sortie de la porte NOR I présente : — un état bas pendant la restitution d'un message, ce qui bloque la sortie de la porte NAND IV sur un état haut de repos;

— un état haut quand la restitution est terminée, ce qui rend la porte NAND IV opérationnelle.

Cette dernière a son entrée 13 soumise à un état haut aussitôt que le détecteur infrarouge devient actif. Dans ce cas, la sortie de NAND IV passe à l'état bas. A ce moment, la bascule monostable formée par les portes NAND I et II prend son départ, ce qui se traduit par l'appari-

VUE SUR LA CARTE DE DETECTION.

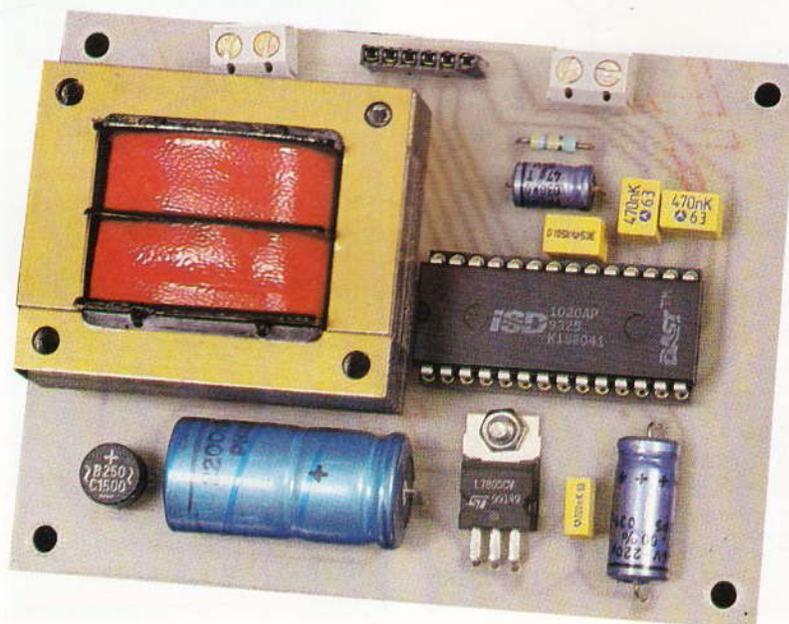




5

LES CIRCUITS IMPRIMÉS.

L'ALIMENTATION ET LE PRO-
CESSEUR VOCAL.



tion d'une impulsion négative d'une durée de quelques dixièmes de seconde, sur sa sortie. La sortie de la porte NAND III présente une brève impulsion positive, ce qui assure à nouveau le redémarrage d'un cycle complet de restitution.

e) Enregistrement

En fermant l'interrupteur I, l'entrée «P/R» est soumise à un état bas, ce qui place le circuit ISD en mode d'enregistrement. La sortie de la porte NOR III présente alors un état haut, ce qui bloque la sortie de NOR IV sur un état bas. Il en résulte la neutralisation de la détection infrarouge. Pour démarrer le cycle d'enregistrement, il convient d'appuyer sur le bouton BP, ce qui a pour effet de soumettre l'entrée «P/D» à un état haut. Le micro Electret transmet alors à l'ISD le message à enregistrer dans la mémoire de ce circuit intégré. A noter que cet enregistrement a également pour effet d'effacer l'enregistrement précédent. Tout comme, en mode restitution, la fin du cycle d'enregistrement est matérialisée par l'allumage de la LED L₃.

III — La réalisation

a) Circuits imprimés (fig. 5)

Ils sont au nombre de deux : un module supérieur et un module inférieur. Peu de remarques sont à faire au sujet de leur réalisation. La configuration des pistes n'étant pas très serrée, il est même possible d'appliquer les éléments de transfert, du type Mecanorma, directement sur le cuivre préalablement bien dégraissé du verre époxy. Bien entendu, on pourra toujours passer par le stade intermédiaire de la confection d'un typon pour une reproduction au moyen d'une exposition au rayonnement ultraviolet d'époxy photosensibilisé.

Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, les modules seront soigneusement rincés à l'eau tiède. Ensuite, toutes les pastilles sont à percer avec un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir à 1, voire 1,3 mm, suivant la connexion du composant auquel ils sont destinés.

b) Implantation des composants (fig. 6)

Après la mise en place des straps de liaison, on implantera les résistances, les capacités et les supports de circuits intégrés. Ensuite, on mettra en place les composants plus volumineux. Le détecteur pyroélec-



RETARD A L'EXTINCTION DES FEUX « CODE »

Ce montage peut s'avérer particulièrement utile lorsque l'on quitte son véhicule la nuit dans un endroit non éclairé. Après avoir éteint les feux de croisement, en arrêtant le moteur en tournant la clé de contact, les feux se rallument. Cette situation subsiste pendant une vingtaine de secondes avant l'extinction définitive. Ce perfectionnement dont bénéficient actuellement certaines voitures haut de gamme se caractérise par sa relative simplicité et le peu de composants qu'il nécessite.

I — Le principe (fig. 1)

La mise sous tension du montage est conditionnée par le contact à clé du véhicule. En éteignant les feux « code », une temporisation de 3 à 4 secondes prend son départ. Elle correspond à la mémorisation du phénomène « feux de croisement allumés ». En tournant la clé de contact avant la fin de cette tempo-

risation, une seconde temporisation d'une vingtaine de secondes prend son départ. Pendant ce temps, un relais d'utilisation est fermé. Ce dernier a deux rôles :

- alimenter les feux de croisement du véhicule ;
- maintenir l'alimentation du montage pendant cette temporisation.

A la fin de ces vingt secondes, le relais s'ouvre, les feux de croisement s'éteignent et le montage n'est plus alimenté. Bien entendu, il est possible de ne pas faire fonctionner ce retard à l'extinction ; il suffit pour cela de ménager une durée entre extinction manuelle des « codes » et arrêt du moteur, supérieure à 4 secondes.

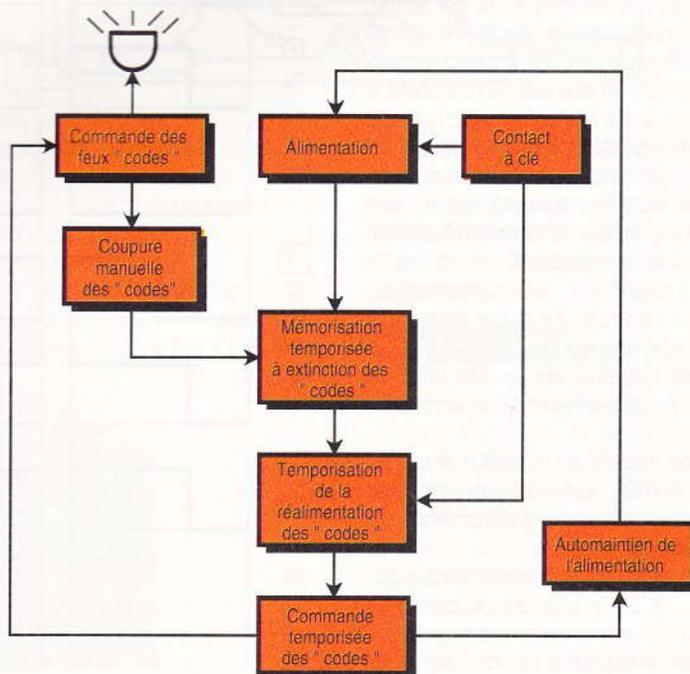
II — Le fonctionnement (fig. 2 et 3)

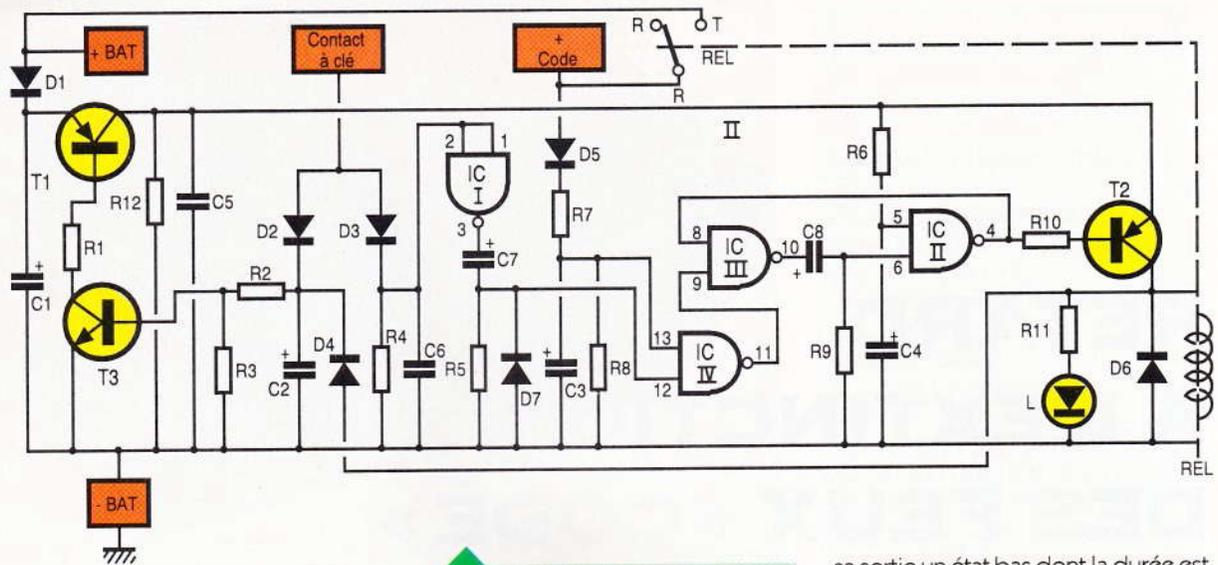
a) Alimentation

En fermant le contact à clé, le transistor NPN T_3 se sature étant donné le courant base-émetteur acheminé par R_2 . Il en résulte l'établissement d'un courant émetteur-base dans le transistor PNP T_1 , qui se sature à son tour. Le courant de base est limité par R_1 . Sur le collecteur de T_1 , on dispose alors d'un potentiel continu de 12V ; la capacité C_5 fait office de découplage de l'alimentation du restant du montage.

En ouvrant le contact à clé, il est à noter que l'alimentation reste encore maintenue pendant une durée de l'ordre de la seconde, grâce à la capacité C_2 qui se décharge alors progressivement dans R_3 et l'espace base-émetteur de T_3 .

1 LE SYNOPTIQUE.





2 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

b) Mémorisation temporisée suite à l'extinction des feux de « code »

Lorsque les feux « code » sont alimentés, la capacité C_3 reste maintenue chargée. On retiendra que l'entrée 13 de la porte NAND IV est alors soumise à un état haut. En éteignant les feux « code », la capacité C_3 se décharge à travers R_8 . Au bout de 3 à 5 secondes, le potentiel de l'armature positive de C_3 atteint une valeur inférieure à la demi-tension tension d'alimentation. Dans ce cas, le niveau logique auquel est soumis l'entrée 13 de la porte NAND IV peut être assimilé à un état bas, ce qui a pour effet de maintenir la sortie de la porte à un état haut correspondant à la neutralisation de la porte NAND.

c) Coupure du contact à clé

Tant que le contact à clé est fermé, les entrées de la porte NAND I sont soumises à un état haut. La sortie présente alors un état bas. En coupant le contact à clé, les entrées de la porte NAND I passent à un état bas. Il en résulte un front ascendant sur la sortie. Ce front montant est aussitôt pris en compte par le dispositif dérivateur que constituent C_7 , R_5 et D_7 . En fait, la capacité C_7 se charge rapidement à travers R_5 , ce qui se traduit par une brève impulsion positive sur l'armature négative de C_7 . Sur la sortie de la porte NAND IV, on enregistre alors :

- une impulsion négative si la mémorisation de l'allumage des « codes » est encore disponible sur l'entrée 13;
- un état haut permanent et indépendant de la coupure du contact à clé si la mémorisation évoquée ci-dessus a disparu, ou encore si les

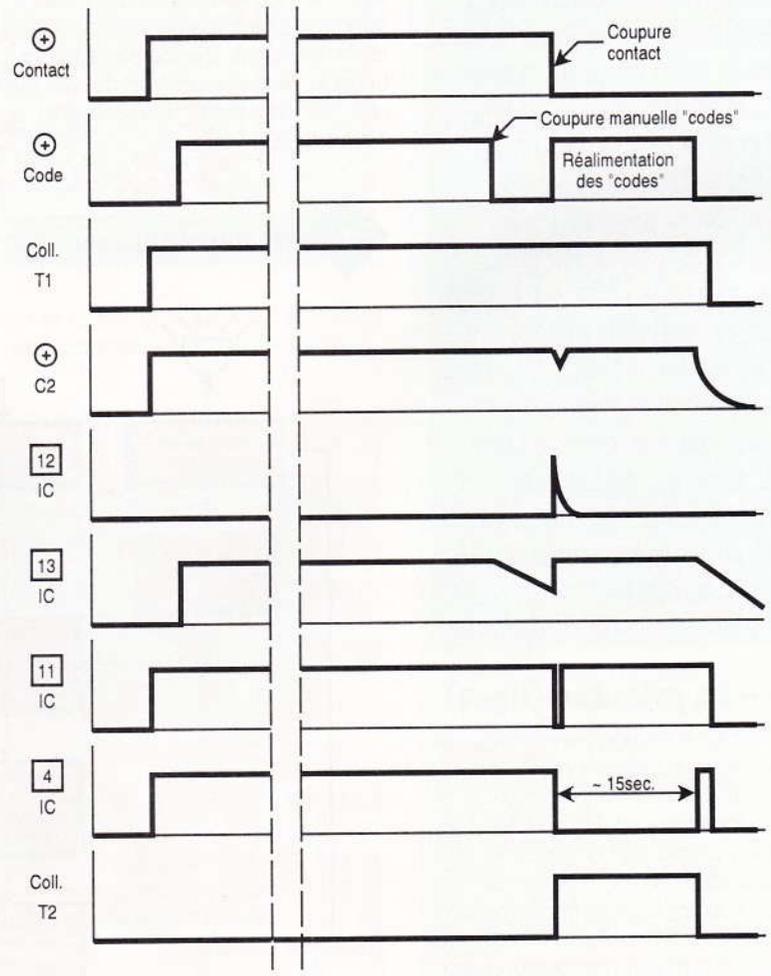
« codes » n'étaient pas allumés auparavant.

d) Temporisation

Les portes NAND II et III forment une bascule monostable. Rappelons que si l'on soumet son entrée de commande 9 à une impulsion négative, même brève, elle présente sur

sa sortie un état bas dont la durée est entièrement déterminée par les valeurs de C_8 et de R_9 . Dans le cas présent, l'état bas actif est de l'ordre de 15 à 20 secondes. C'est la durée de la réalimentation des feux « code ». La résistance R_6 et la capacité C_4 font office de dispositif d'initialisation. A la mise sous tension du montage, la

3 LES SIGNAUX OBTENUS LORS DU FONCTIONNEMENT.

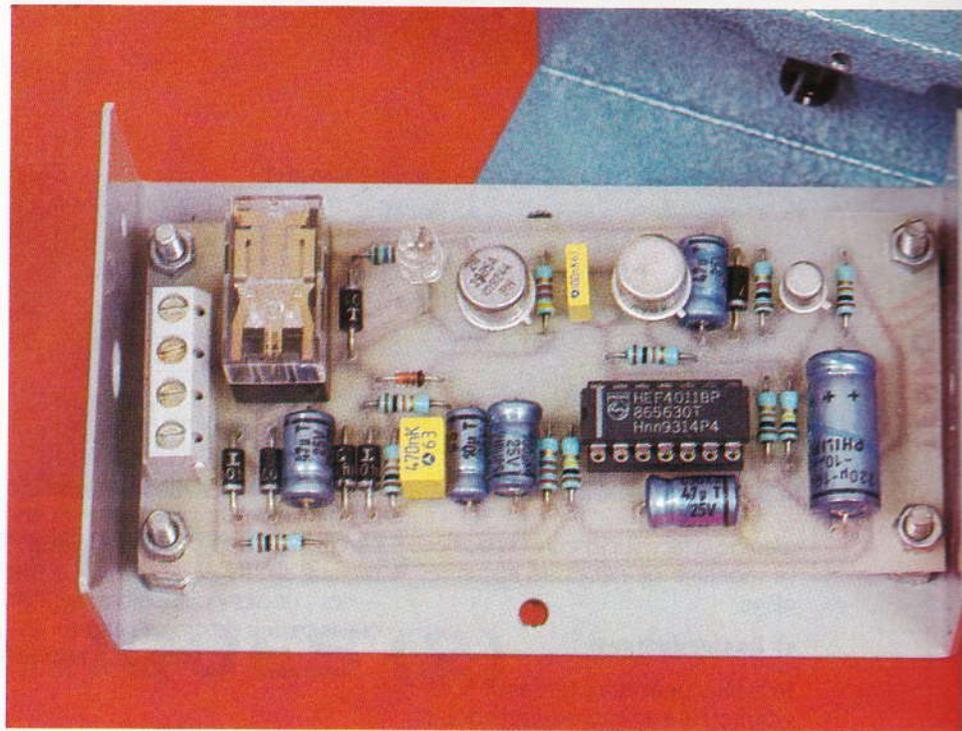
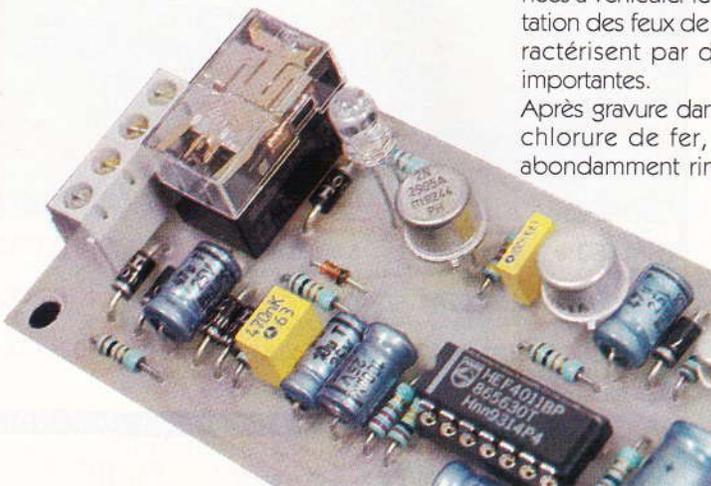


charge rapide de C_4 à travers R_6 a pour effet de provoquer pendant quelques dixièmes de seconde le maintien d'un état bas sur l'entrée 5 de la porte NAND II. Cette disposition force la sortie de la bascule monostable à son état haut de repos au moment toujours délicat de la mise sous tension où risquent d'apparaître des instabilités pouvant éventuellement conduire au démarrage intempestif et non souhaité de la bascule.

e) Réalimentation des « codes »

Dès que la sortie de la bascule monostable passe à l'état bas, le transistor PNP T_2 se sature. Il comporte dans son circuit collecteur le bobinage d'un relais d'utilisation. Ce dernier se ferme aussitôt, ce qui a pour effet la réalimentation des feux de croisement du véhicule par le biais des contacts C-T du relais. La diode D_6 protège le transistor T_2 des effets de self qui se manifestent surtout lors des coupures de l'alimentation de la bobine. La DEL rouge L, dont le courant est limité par R_{11} , signale la fermeture des relais. Enfin, et pendant toute la durée de la temporisation de fermeture du relais, grâce à D_4 , le transistor T_3 voit sa conduction prolongée malgré l'ouverture du contact à clé, ce qui permet à l'alimentation du montage d'être ainsi automaintenue. Lorsque la temporisation touche à sa fin, la bascule monostable présente sur sa sortie son état haut de repos. Le transistor T_2 se bloque et le relais s'ouvre. Au bout d'une seconde, T_3 cesse de conduire, ce qui bloque également T_1 . L'alimentation cesse alors de fonctionner et le collecteur de T_3 présente un potentiel nul.

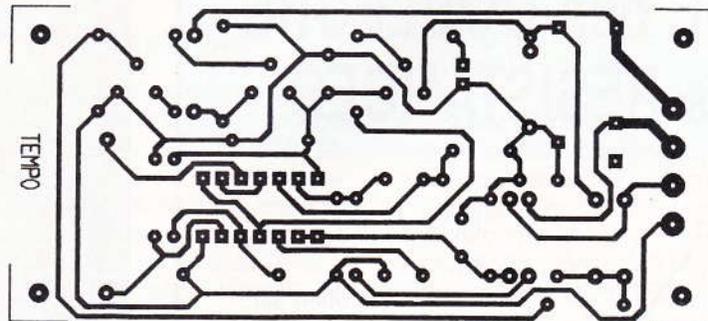
LES RELAIS DE COMMANDE DES FEUX CODE.



III — La réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 4)

Le circuit imprimé est relativement simple. Comme toujours, plusieurs solutions sont possibles pour sa reproduction : application directe des éléments de transfert, confection d'un typon, reproduction photogra-



phique. A noter que les pistes destinées à véhiculer le courant d'alimentation des feux de croisement se caractérisent par des largeurs plus importantes.

Après gravure dans le bain de perchlore de fer, le module sera abondamment rincé à l'eau tiède.

LA MISE EN BOITIER CONSTITUE LA PHASE FINALE DU MONTAGE.

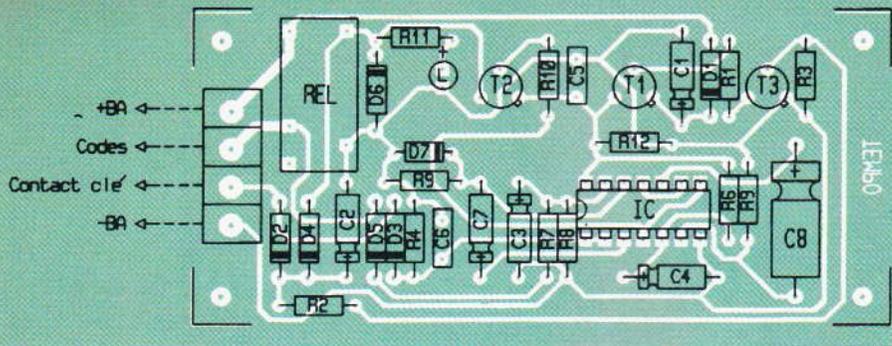
4 LE CIRCUIT IMPRIME.

Ensuite, toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm. Certains trous seront à agrandir afin de les adapter au diamètre des connexions de composants plus volumineux.

b) Implantation des composants (fig. 5)

On plantera d'abord les résistances, les diodes, le support de circuit intégré. Par la suite, on soudera les condensateurs, les transistors, le relais et le bornier de raccordement. Il va sans dire qu'il convient de bien respecter l'orientation des composants polarisés.

La DEL sera soudée à une hauteur telle qu'elle débouche légèrement du



5

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

plan de la face supérieure du boîtier. Le montage ne nécessite aucun réglage.

c) Raccordements

Le boîtier peut être placé sous le capot moteur à un endroit approprié et limitant la longueur des fils de raccordement. Quatre liaisons sont à réaliser :

- le « plus » de la batterie ;
- le « moins » de la batterie, qui peut être n'importe quel point métallique de la masse du véhicule ;
- le contact à clé, que l'on peut

brancher sur un point du tableau de bord où la tension de 12V disparaît à l'ouverture du contact à clé. On peut également trouver ce point sur l'alimentation de l'autoradio ou encore sur l'entrée du coffret électronique d'allumage ;

— les « codes » disponibles sur l'un ou l'autre feu de croisement.

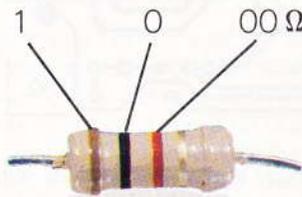
Robert KNOERR

Liste des composants

- R₁ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)**
- R₂ à R₆, R₁₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange)**

- R₇ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)**
- R₈, R₉ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)**
- R₁₀ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)**
- R₁₁ : 560 Ω (vert, bleu, marron)**
- D₁ à D₆ : 1N4004, 1N4007**
- D₇ : diode-signal 1N4148, 1N914**
- L : DEL rouge ø 5**
- C₁, C₂, C₄ : 47 μF/16 V, électrolytique**
- C₃ : 100 μF/16 V, électrolytique**
- C₅ : 0,1 μF, milfeuill**
- C₆ : 0,47 μF, milfeuill**
- C₇ : 10 μF/16 V, électrolytique**
- C₈ : 220 μF/16 V, électrolytique**
- T₁, T₂ : PNP 2N2905**
- T₃ : NPN BC108, 109, 2N2222**
- IC : CD 4011 (4 portes NAND)**
- Support 14 broches**
- REL : relais 12 V/1RT (National)**
- Bornier soudable 4 plots**
- Boîtier ESM (100 x 60 x 30)**

CODE des COULEURS des RESISTANCES



offert par : **ELECTRONIQUE PRATIQUE**

1 2 3 Tolérance : or ± 5 %, argent ± 10 %

1^{re} bague
1^{er} chiffre

2^e bague
2^e chiffre

3^e bague
multiplicateur

	0	× 1
1	1	× 10
2	2	× 100
3	3	× 1 000
4	4	× 10 000
5	5	× 100 000
6	6	× 1 000 000
7	7	
8	8	
9	9	

Avec **TEKMETER** de Tektronix
C'est dans la poche ! ...

Dimensions : 211 x 141 x 43 mm



Le nouveau standard !

Multimètre 4000 pts EFFICACE VRAI + Oscilloscope automatique

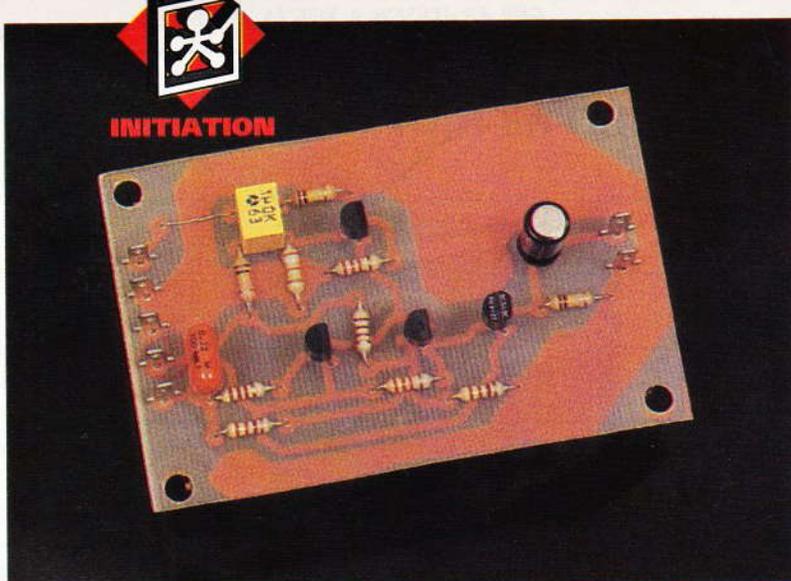
THM 550	121.5740	5.900,00 F HT	6.997,40 F TTC
Multimètre 4000 pts EFFICACE VRAI + Oscilloscope 1 voie 5 MHz			
THM 560	121.5741	6.900,00 F HT	8.183,40 F TTC
Multimètre 4000 pts EFFICACE VRAI + Oscilloscope 2 voies 5 MHz			
THM 565	121.5742	8.900,00 F HT	10.555,40 F TTC
Multimètre DE LUXE 4.000 pts EFFICACE VRAI + Oscilloscope à mémoire étendue 2 voies 5 MHz et écran rétro-éclairé			

DOCUMENTATION DETAILEE SUR SIMPLE DEMANDE

Disponibles chez **Selectronic**

R.D. 512 - 50023 LILLE CEDEX - TEL : 09.59.09.59 - FAX : 09.59.10.04

Ce deuxième montage « potentiomètre électronique » est un véritable atténuateur commandé en tension et se prête particulièrement bien au remplacement du classique potentiomètre de volume, situé juste avant l'étage de puissance.



POTENTIOMETRES ELECTRONIQUES (2)

Le schéma (fig. 1)

Ce montage est avant tout un amplificateur dont le gain est rendu variable par la paire de transistors T_1 - T_2 agissant comme distributeurs de courant.

Supposons que le potentiel de la base de T_1 soit inférieur à celui de la base de T_2 et le soit suffisamment pour que T_1 soit bloqué. Tout le débit collecteur de T_4 traverse alors T_2 , et à travers la charge R_3 , impose le potentiel émetteur de T_3 (monté en collecteur commun).

Si maintenant on augmente le potentiel de la base de T_1 (en augmentant la tension de commande U_c), le courant du générateur T_4 va se répartir entre T_1 et T_2 , proportionnellement à la différence de potentiel de leurs bases et jusqu'au moment où tout le courant de T_4 passe par T_1 (à ce moment, le gain du système devient nul).

Le diviseur R_{11} - R_{10} placé en entrée permettra d'adapter ce montage à la tension de sortie du générateur d'attaque; en effet, l'amplitude du si-

Caractéristiques du montage :

Ce montage possède une résistance de sortie très faible grâce à l'étage de sortie collecteur commun T_3 , sa résistance d'entrée est relativement faible et il doit donc être attaqué par un générateur basse impédance. La bande passante à -3 dB s'étend de 10 Hz à 300 kHz et le gain qui ne dépasse pas l'unité (0 dB) dépend de la tension de commande (voir courbe de gain fig. 2).

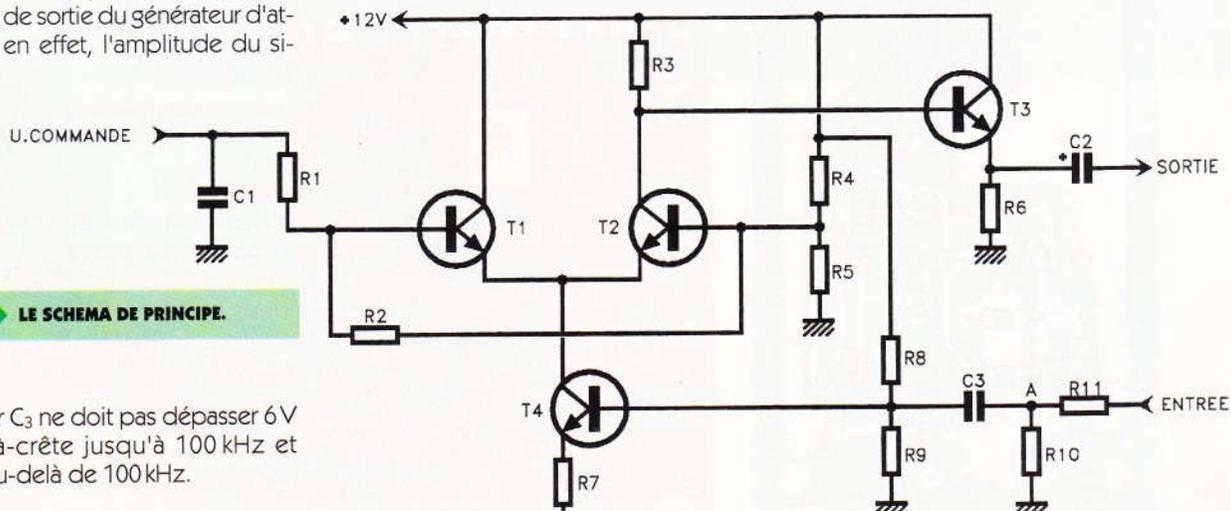
Applications

Une application intéressante de ce montage consiste à réaliser une commande multiple de volume d'amplificateurs de puissance audio (fig. 3). Il faudra bien entendu disposer autant de « potentiomètres électroniques » qu'il y a de voies à piloter. Les résistances talon RT_1 et RT_2 seront ajustées de façon à profiter de toute la course du potentiomètre de commande. Si le nombre

de voies est important, on peut prévoir un étage tampon pour la consigne de volume.

Réalisation pratique

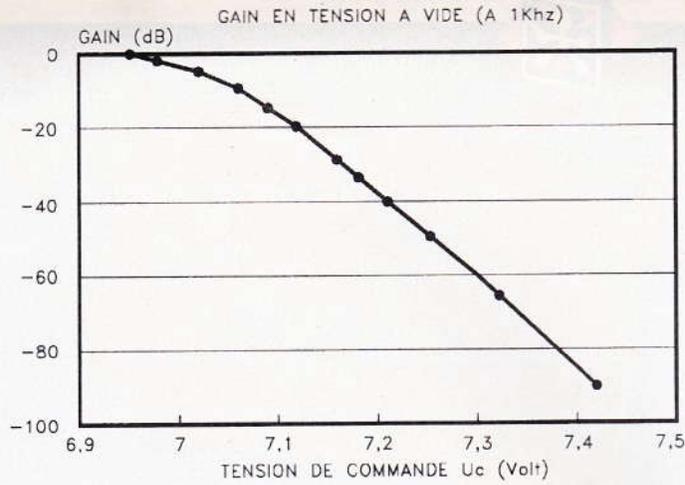
Le module d'évaluation que nous vous proposons est de faibles dimensions, on remarquera la présence d'un plan de masse important, toujours bénéfique dans les applications BF. Après gravure et perçage du circuit imprimé (fig. 4), on commencera l'implantation des composants (fig. 5) par les résistances et les condensateurs et on soudera en dernier les quatre transistors, ce qui limite leur échauffement et donc le risque de destruction. Comme pour le montage précédent, les essais pourront s'effectuer avec le générateur audiofréquence décrit dans *Electronique Pratique* n° 172, la tension de commande étant fournie par un simple potentiomètre branché sur l'alimentation 12V du montage.



1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

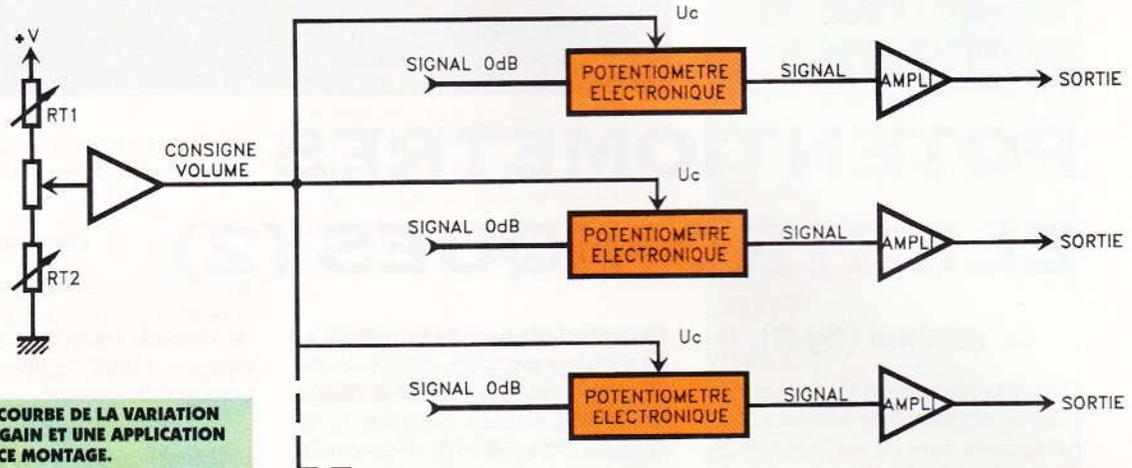
gnal sur C_3 ne doit pas dépasser 6V crête-à-crête jusqu'à 100 kHz et 1,5V au-delà de 100 kHz.



Conclusion

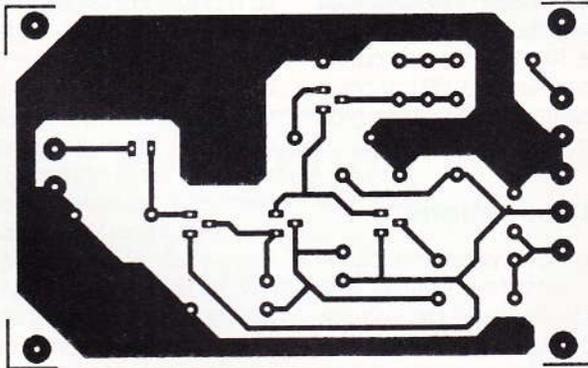
Comme le montre l'exemple d'application, ce montage est parfaitement adapté au remplacement des potentiomètres de commande de volume. Outre la possibilité d'une commande multiple, il offre aussi la possibilité de déporter le réglage sans câble blindé et ne souffre pas des « crachements » qui apparaissent lors du réglage d'un potentiomètre ordinaire.

J. N. LEFEVRE



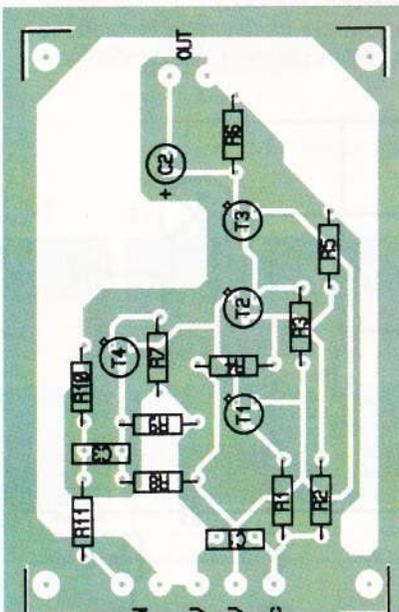
2/3

LA COURBE DE LA VARIATION DU GAIN ET UNE APPLICATION DE CE MONTAGE.

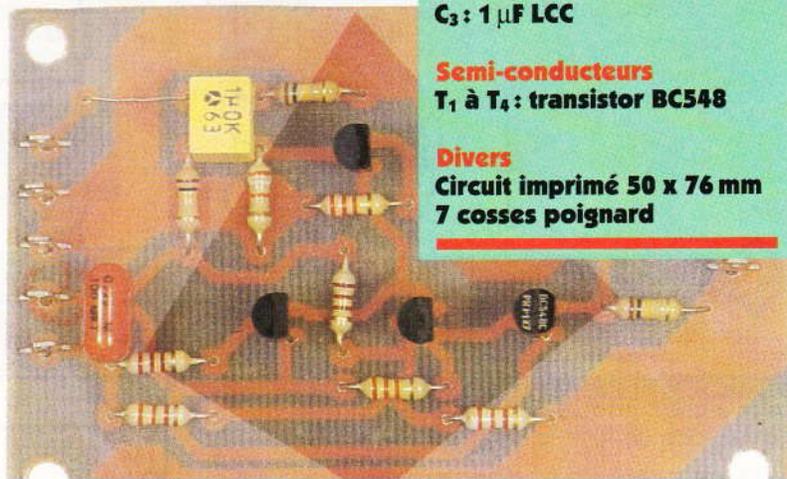


4/5

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



VUE SUR LES TRANSISTORS QUI FORMENT LA PAIRE DIFFERENTIELLE.



Liste des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_4 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)

R_2, R_5 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)

R_3, R_7 : 33 k Ω (orange, orange, orange)

R_6, R_8 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

R_9 : 39 k Ω (orange, blanc, orange)

R_{10} : 100 k Ω (marron, noir, jaune) (voir texte)

R_{11} : 0R (strap) (voir texte)

Condensateurs

C_1 : 200 nF LCC

C_2 : 10 μ F 25 V radial

C_3 : 1 μ F LCC

Semi-conducteurs

T_1 à T_4 : transistor BC548

Divers

Circuit imprimé 50 x 76 mm
7 cosses poignard



INITIATION

Afin de rendre le module de base plus attrayant, nous vous proposons ce mois-ci de réaliser un module avec un afficheur LCD et un clavier. Ce module pourra servir à tous les modules d'extension que nous décrivons, y compris le module 64 I/O.



METTEZ UN MICROCONTROLEUR DANS VOS MONTAGES ! MODULE AFFICHEUR LCD ET SON CLAVIER

Le module est prévu pour s'intercaler entre la base à 8052AH Basic et les modules d'extension habituels. L'afficheur et le clavier pourront être gérés directement en Basic. Il vous suffira pour cela d'inclure dans vos propres programmes les lignes de programmes que nous vous indiquerons en fin d'article. Mais rien ne vous oblige à utiliser le module afficheur/clavier. Vous pourrez tou-

jours raccorder les modules d'extension directement au module de base, comme l'indique la **figure 1**. Le module de ce mois servira avant tout à rendre vos applications plus ergonomiques.

Schémas

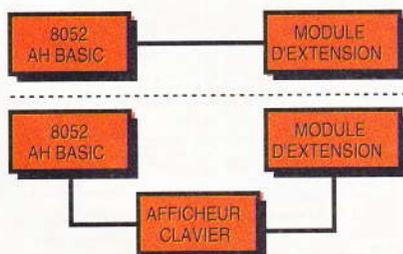
Les schémas sont visibles en **figures 2 à 4**. La **figure 2** dévoile la logique de sélection qui se charge de décoder l'espace adressé par le microcontrôleur. La logique, ici présente, est légèrement plus compliquée que pour le module 64 IO que nous avons décrit le mois dernier. Le but est de réserver les adresses FC00 à FFFF pour le clavier et l'afficheur. Ce sont U₁, U_{3B} et U_{3A} qui réalisent cette fonction. Vous vous souvenez peut-être que la logique de décodage du module 64 IO autorisait la sélection du module pour une multitude de posi-

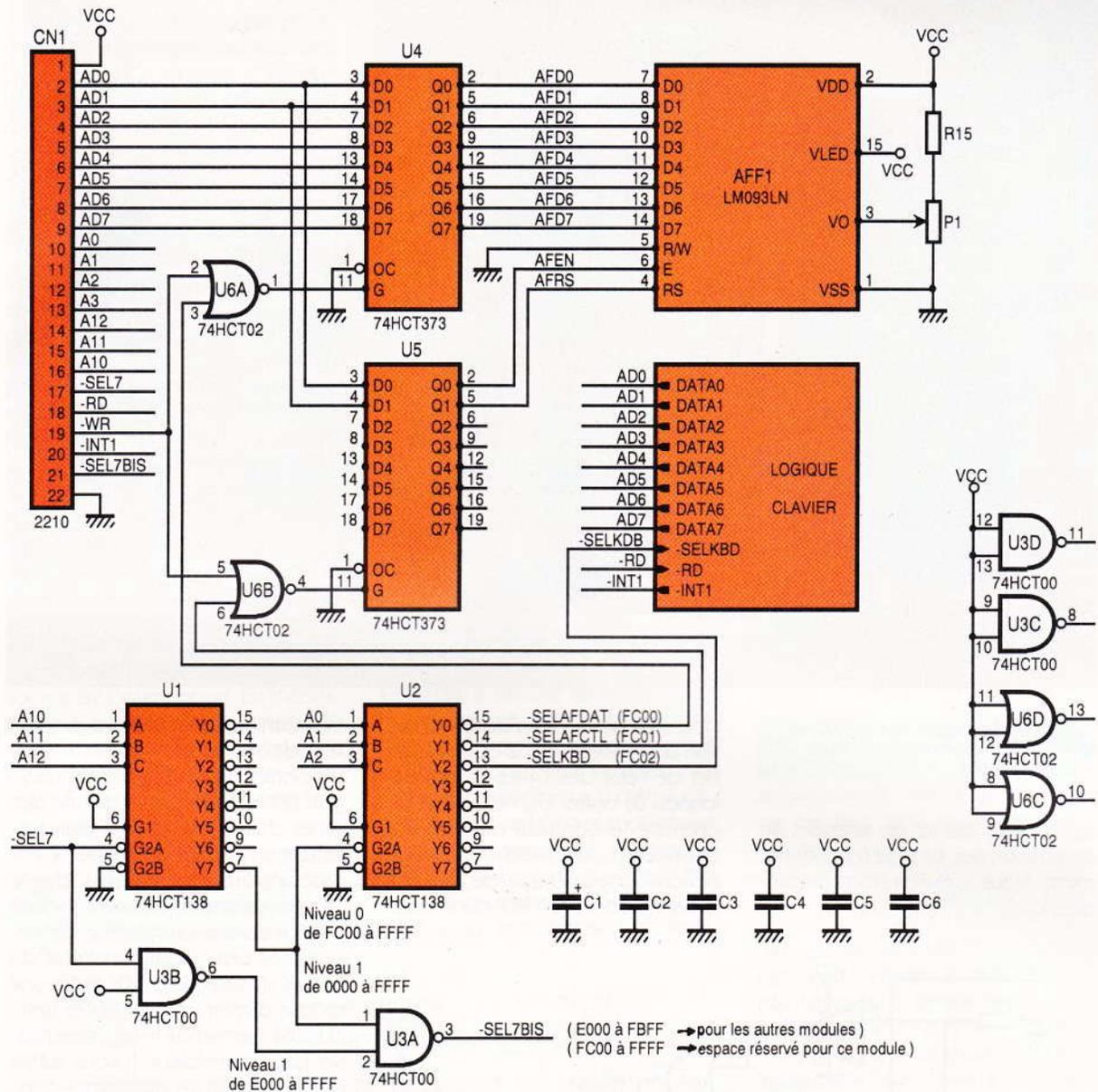
tions entre les adresses E000 à FFFF. Une fois le module afficheur / clavier intercalé, la sélection du module 64 IO ne sera possible qu'entre les adresses E000 et FBFF. Les adresses de départ (E000 à E007) que nous avons indiquées le mois dernier sont donc toujours utilisables. Les programmes que vous avez développés n'auront pas besoin d'être modifiés.

La distinction entre le clavier et l'afficheur est confiée à un deuxième décodeur 74LS138 (U₂), par souci de simplicité.

Comme vous pouvez le voir sur le schéma, l'afficheur LCD est très simple à mettre en oeuvre. Toute la logique nécessaire est intégrée dans l'afficheur. On aurait pu connecter directement le bus de données de l'afficheur sur le bus du microcontrôleur. C'est d'ailleurs ce qui a été fait dans une première version du module. Malheureusement, le mi-

1 LE SYNOPTIQUE DU MONTAGE.





2 LE SCHEMA DE LA PARTIE AFFICHAGE.

crocontrôleur est trop rapide (avec la fréquence d'horloge que nous avons retenue) pour respecter le temps de cycle nécessaire à l'afficheur. Deux solutions s'offraient à nous : diviser la fréquence d'horloge quasiment par 2 ou ajouter quelques registres autour de l'afficheur. Nous avons préféré la seconde solution afin de ne pas pénaliser les temps d'exécution des programmes en Basic.

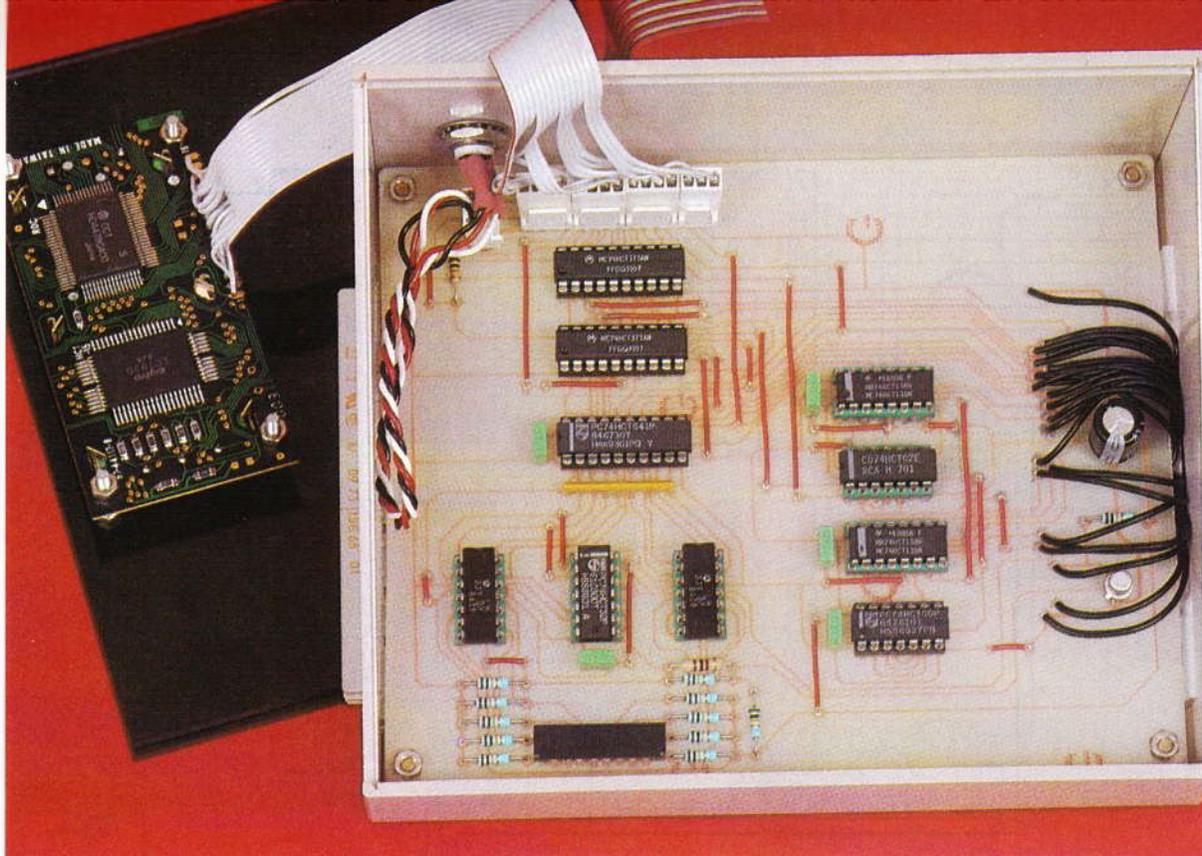
L'afficheur offre la possibilité de relire les données affichées. Pour ne pas trop compliquer le montage, nous avons abandonné cette possibilité en fixant le signal « R/W » à la masse. Après tout le programmeur est censé connaître quels caractères ont été envoyés à l'afficheur. Au final, nous avons le registre U₄ qui sert à stocker les données en-

voyées vers l'afficheur, et le registre U₅ qui contrôle les lignes « E » et « RS » de l'afficheur. Le signal d'écriture des registres U₄ et U₅ (patte 11) est en logique positive. Il faut donc combiner les signaux de sélection issus de U₂ avec le signal -WR du microcontrôleur via les portes « NON OU » U_{6A} et U_{6B}.

Nous parlerons un peu plus loin dans l'article de la façon de programmer l'afficheur. Passons maintenant au clavier.

La **figure 3** dévoile la logique associée au clavier. Le but est de fournir un mot de 8 bits qui sera interprété par le microcontrôleur. Pour ce faire, les colonnes du clavier sont ramenées au potentiel +V_{CC} par des résistances tandis que les lignes du clavier sont dirigées vers la masse par d'autres résistances. En l'absence de contact entre les lignes et les colonnes, le courant qui circule dans les résistances de tirages (R₇ à R₁₃)

est nul. Les entrées des comparateurs des lignes sont donc à la masse tandis que les entrées des comparateurs pour les colonnes sont à +V_{CC}. Avec les valeurs choisies de +V_{REF} et -V_{REF}, toutes les sorties des comparateurs restent à l'état logique 0. Dès qu'une touche est appuyée, il y a contact entre une entrée ligne et une entrée colonne. Il se forme alors un pont diviseur de tension entre les résistances de rappel à +V_{CC} et les résistances de rappel vers la masse. Le potentiel des entrées pour la ligne et la colonne concernée passe à V_{CC}/2 (avec les valeurs de résistances choisies). Il y a donc deux comparateurs qui voient leurs sorties changer d'état : un comparateur pour les lignes et un comparateur pour les colonnes. Si plusieurs touches sont appuyées en même temps, il y aura plusieurs sorties lignes et colonnes qui changeront d'état. Ce sera au programme



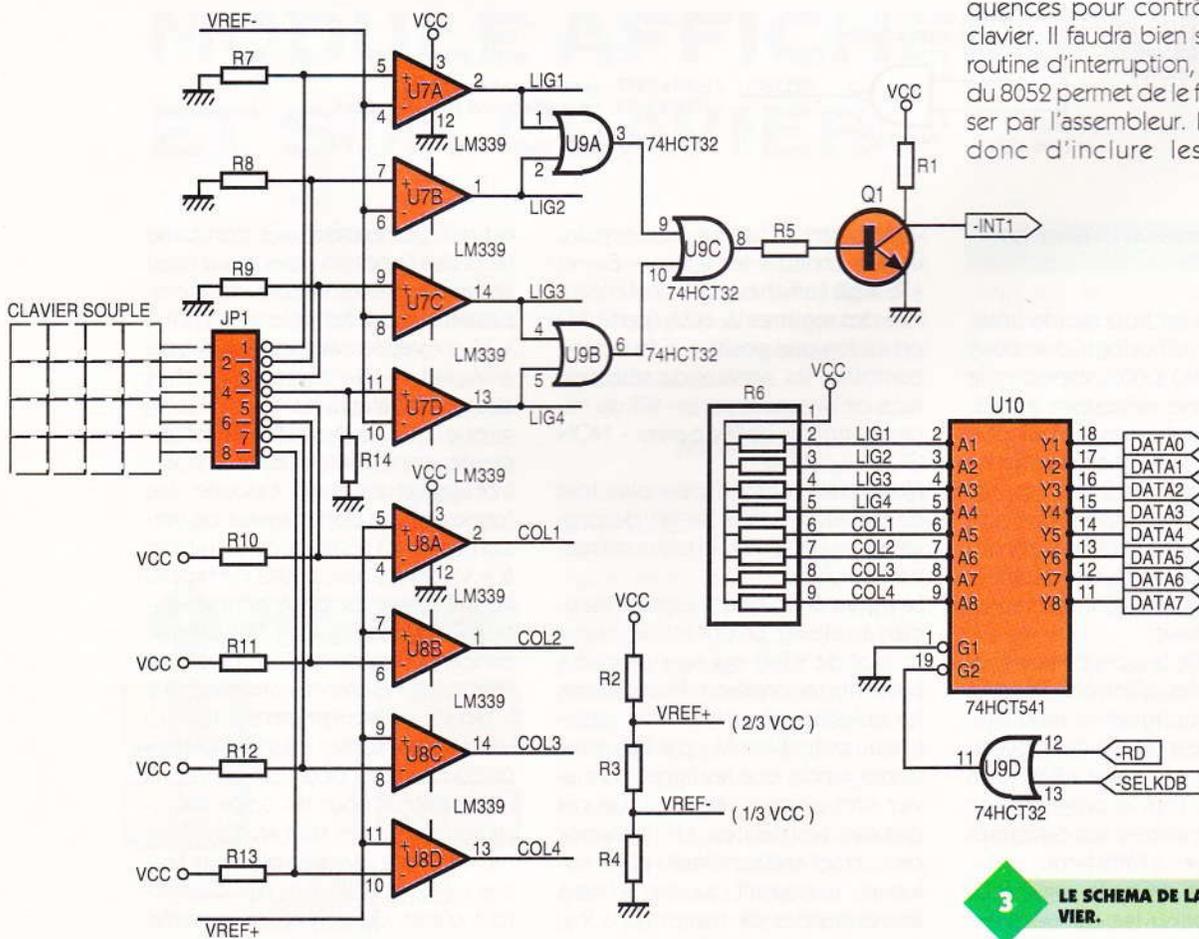
L'EXTENSION CLAVIER AVANT LA FERMETURE DE LA FACE AVANT.

qui gère le clavier de prendre en compte ou non ce type fonctionnement. Nous y reviendrons un peu plus loin.

En entrée de U₁₀ il y a donc apparition d'un mot de 8 bits qui est le reflet de l'état des lignes et des colonnes. Le buffer U₁₀ ne permet de prendre le contrôle du bus des données du microcontrôleur que pendant une opération de lecture à la bonne adresse. Il faut donc infor-

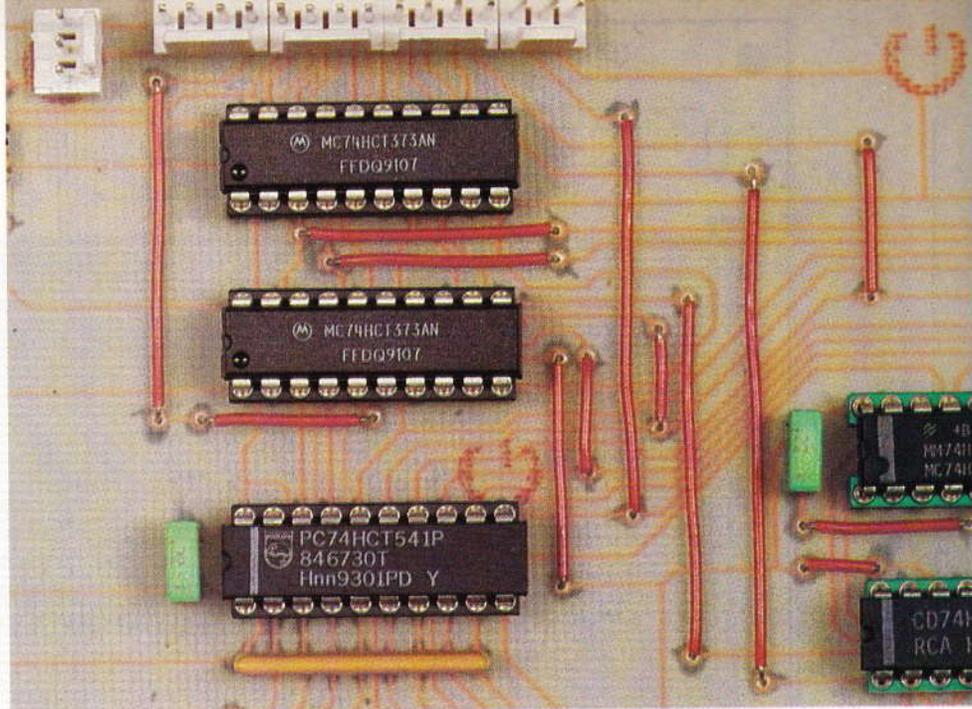
mer le microcontrôleur de venir lire le code clavier.

Les portes U_{9A} à U_{9C} génèrent un signal d'interruption dès qu'une des lignes change d'état. Le signal d'interruption permet d'informer le microcontrôleur de l'appui d'une touche, sans avoir à inclure un peu partout dans le programme des séquences pour contrôler l'état du clavier. Il faudra bien sûr écrire une routine d'interruption, mais le Basic du 8052 permet de le faire sans passer par l'assembleur. Il vous suffira donc d'inclure les sous-pro-



3 LE SCHEMA DE LA PARTIE CLAVIER.

grammes fournis à la fin de cet article dans vos propres applications. Le transistor Q_1 permet d'inverser l'état du signal d'interruption. Il permet aussi de partager le signal - INT₁ grâce à une configuration de type « collecteur ouvert ». Si une autre source doit prendre le contrôle du signal - INT₁ il suffira de respecter la même topologie. Il faudra bien entendu que la routine d'interruption soit capable de reconnaître quel dispositif a fait chuter la ligne - INT₁. Prenons l'exemple où le signal - INT₁ passe à 0 à cause d'une autre source que le clavier. La routine d'interruption pourra commencer par lire le code de sortie du clavier. Puisque le clavier n'est pas à l'origine de l'interruption, les lignes et les colonnes sont restées à l'état 0. En sortie du buffer U_{10} , le microcontrôleur lira la valeur 0 (sur 8 bits). Un test sur la valeur 0 permettra à la routine d'interruption de décider d'interroger un autre dispositif pour savoir qui est la source de l'interruption. En théorie, il n'y a pas de limite quant au nombre de sources possibles, si ce n'est le temps d'interaction de la routine d'interruption, et à l'extrême



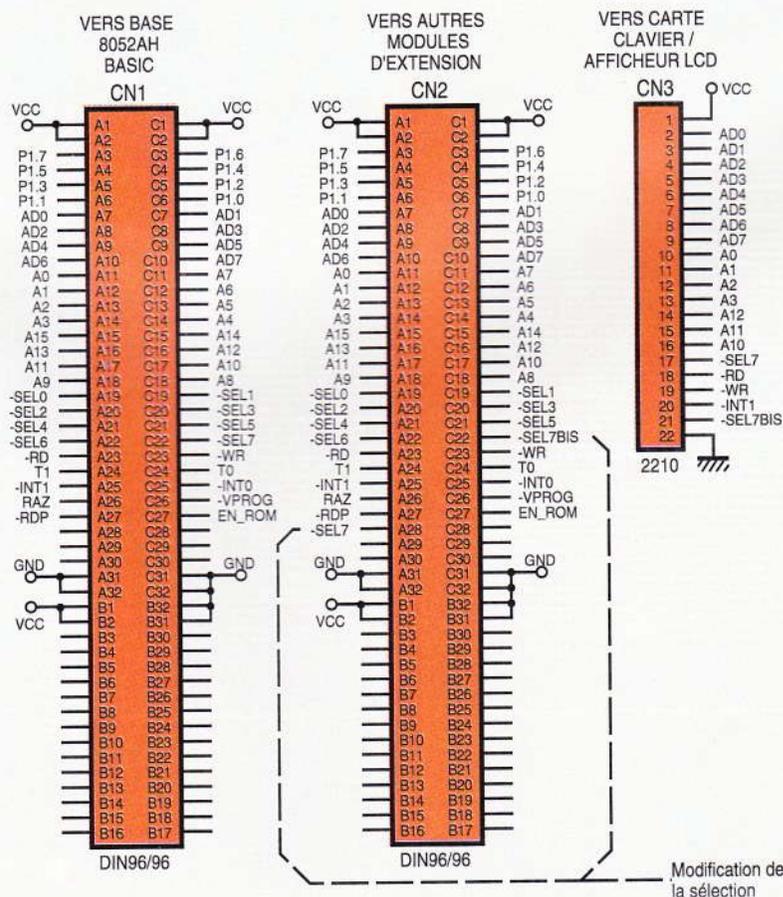
limite, le courant de fuite dans les transistors qui attaquent le signal - INT₁.

La **figure 4** dévoile les éléments de connexion de la carte bus. Il était impossible de faire traverser le bus du microcontrôleur vers les modules d'extensions sur la même carte que celle de la logique du clavier et de décodage. Une carte bus a donc été prévue. Vous noterez que le signal de sélection - SEL₇ devient - SEL_{7BIS} sur le connecteur de sortie

L'UTILISATION DES NOMBREUX STRAPS EVITE L'EMPLOI D'UN CIRCUIT DOUBLE FACE.

CN₂. Le signal - SEL₇ d'origine a néanmoins été reporté sur CN₂ à un emplacement inutilisé jusque-là, au cas où, plus tard, nous en aurions besoin.

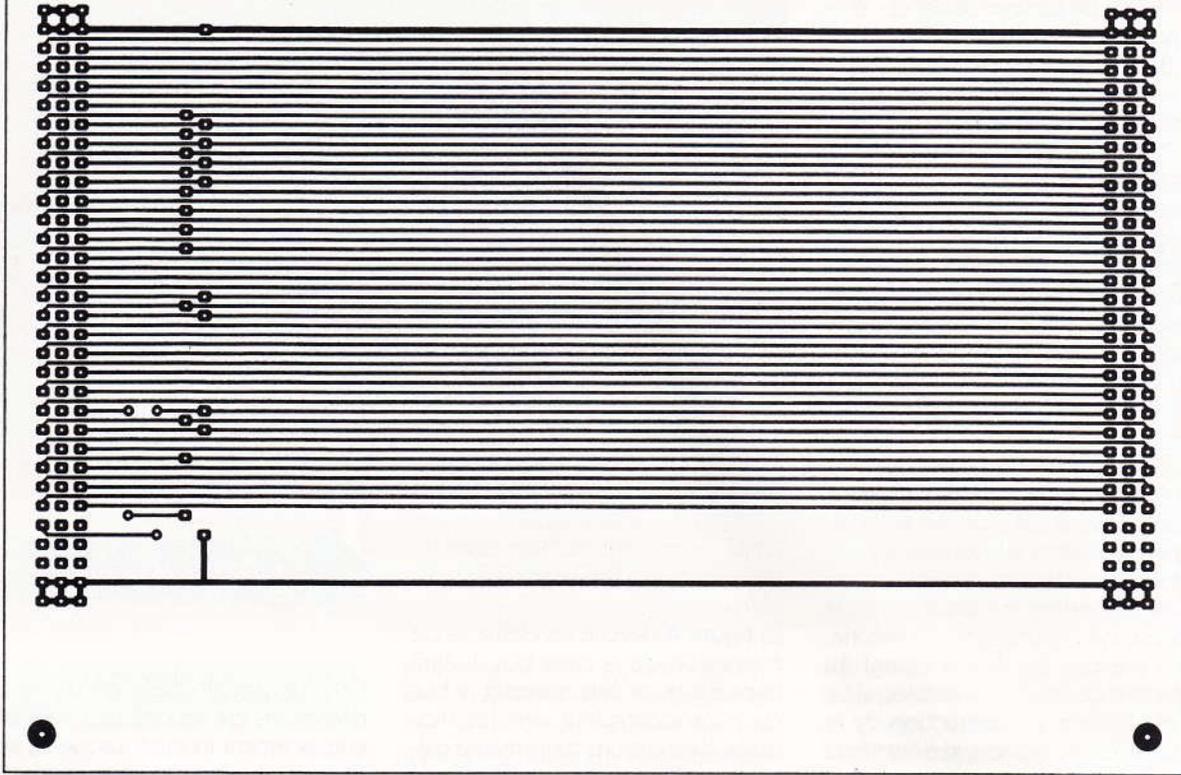
4 L'EXTENSION DU BUS 8052 AHB.



Réalisation

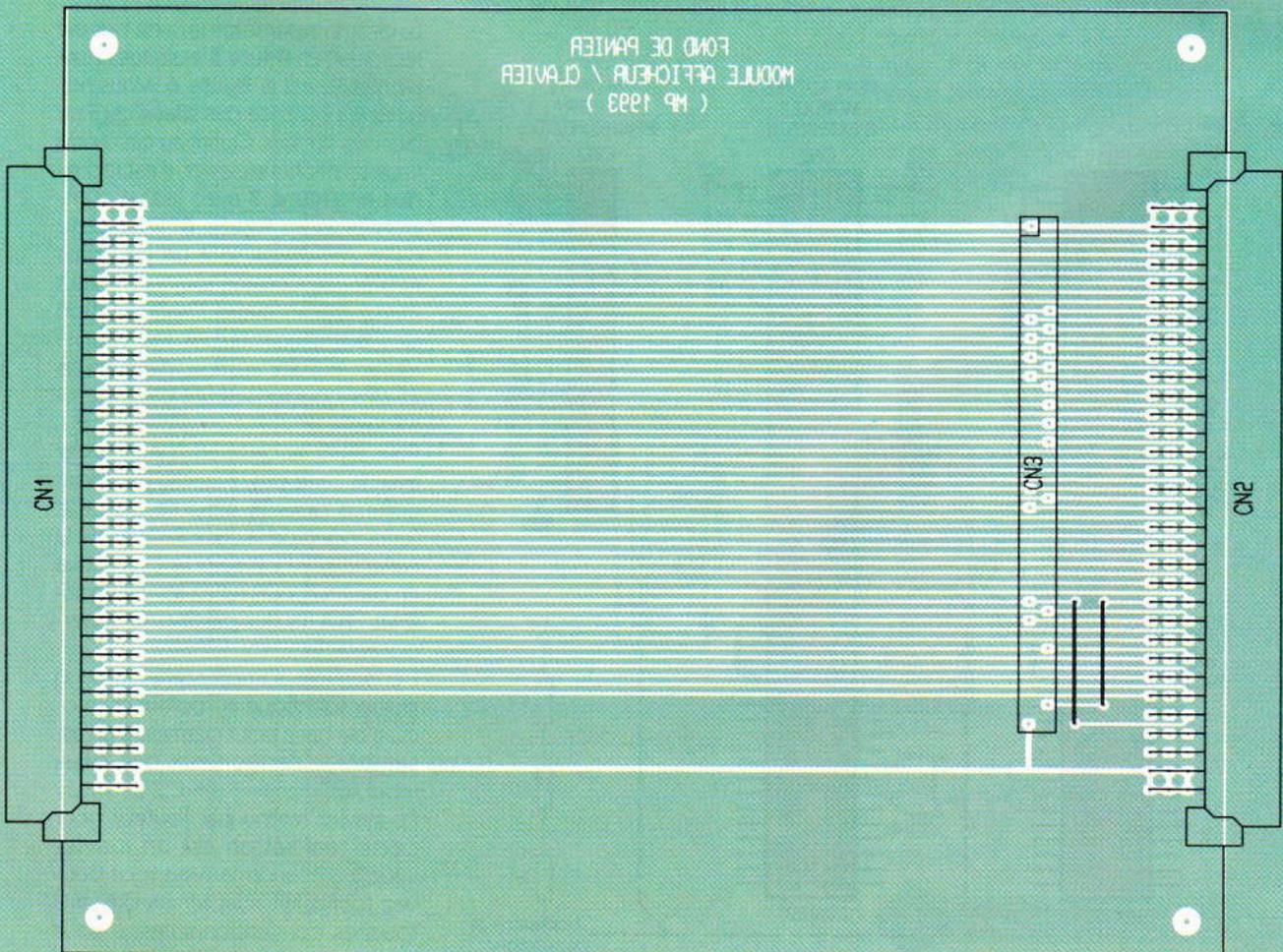
Le circuit imprimé de la carte bus est reproduit en **figure 5** et sa vue d'implantation est la **figure 6**. Vous noterez la présence des straps qu'il ne faut pas oublier. Quant au circuit de la carte afficheur/clavier, il est reproduit en **figure 7** avec la vue d'implantation en **figure 8**. Pour cette carte, les straps sont un peu plus nombreux. Comme toujours, il vaut mieux commencer l'implantation des composants par les straps et des condensateurs électrochimiques. Pour relier la carte afficheur/clavier avec la carte bus, il faudra procéder comme pour le module de base (connexion de la carte RAM et de la carte EPROM). Placez le circuit bus en dessous, puis reliez les deux platines fils à fils (les pastilles se superposent). L'ensemble s'implantera dans un boîtier identique au boîtier du module de base pour permettre un assemblage harmonieux des deux modules. Le clavier retenu par l'auteur pour cette réalisation est un clavier souple Mecanorma. Mais vous pouvez tout à fait adapter un clavier à touches conventionnelles. Il vous

FOND DE PANIER
MODULE AFFICHEUR / CLAVIER

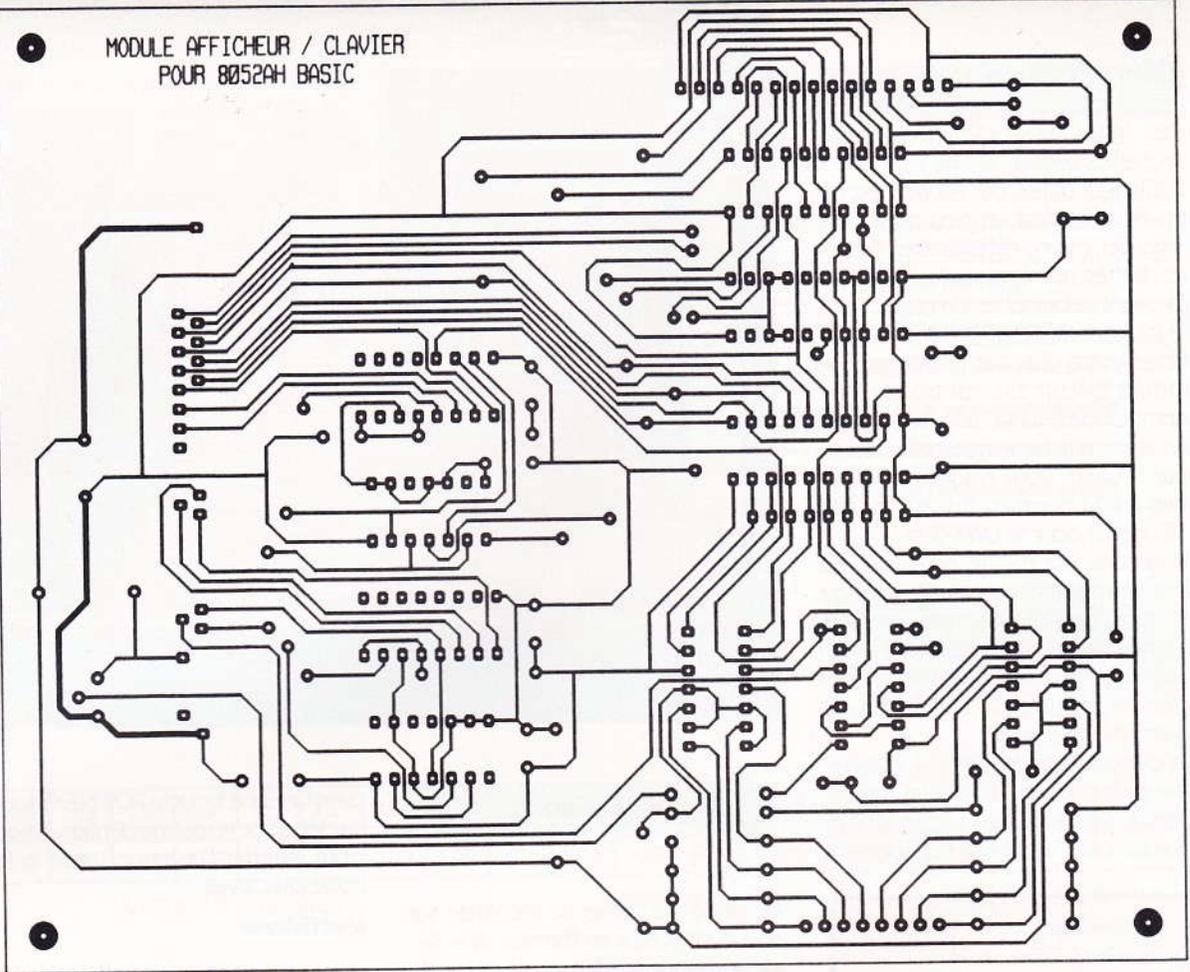


5/6

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DU BUS.

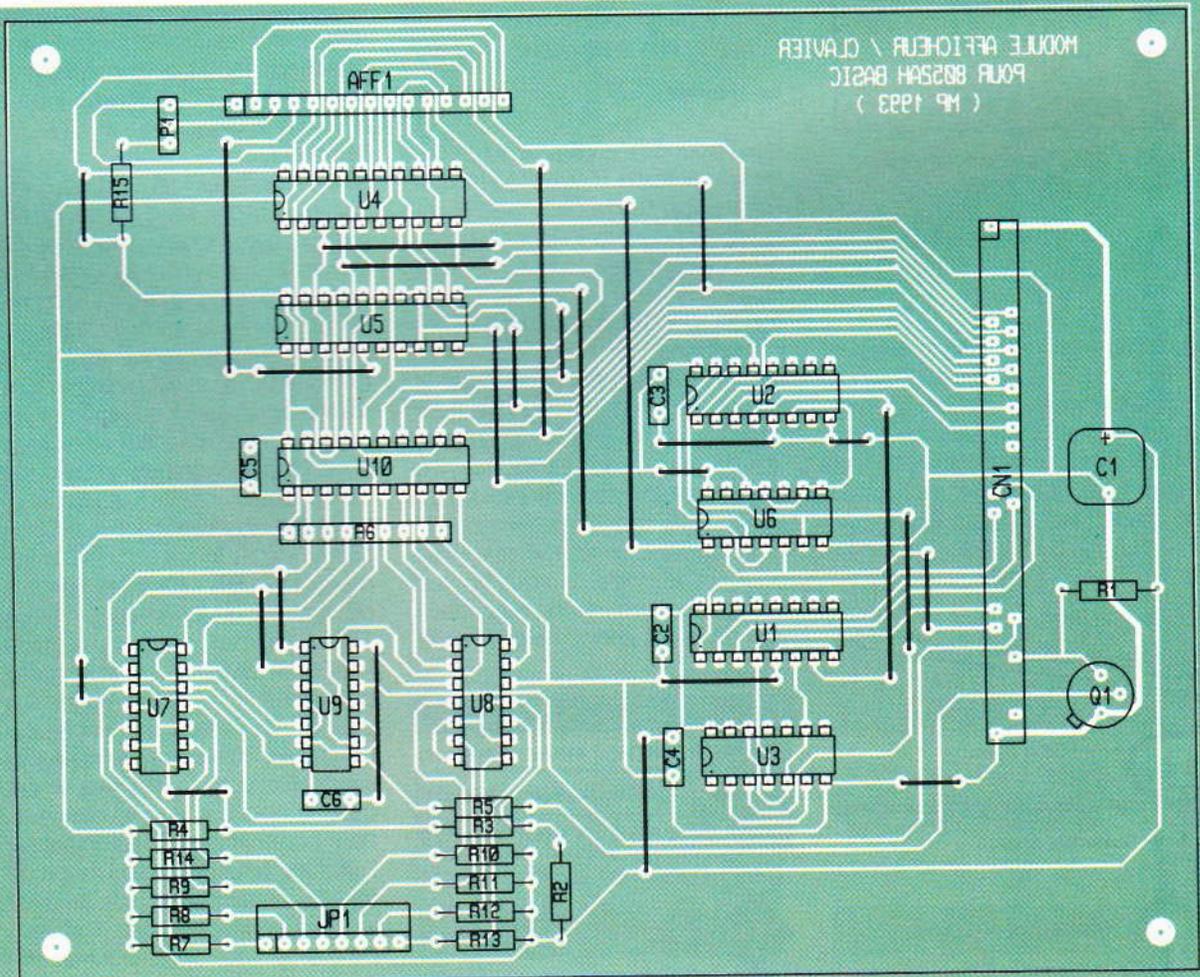


MODULE AFFICHEUR / CLAVIER
POUR 8052AH BASIC



7/8

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DE LA CARTE CLAVIER ET AFFICHAGE.

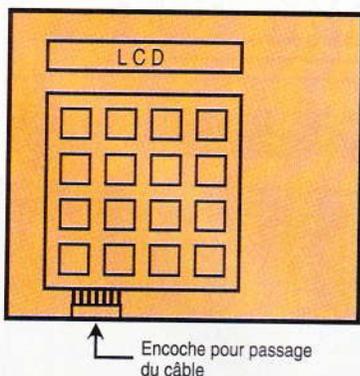
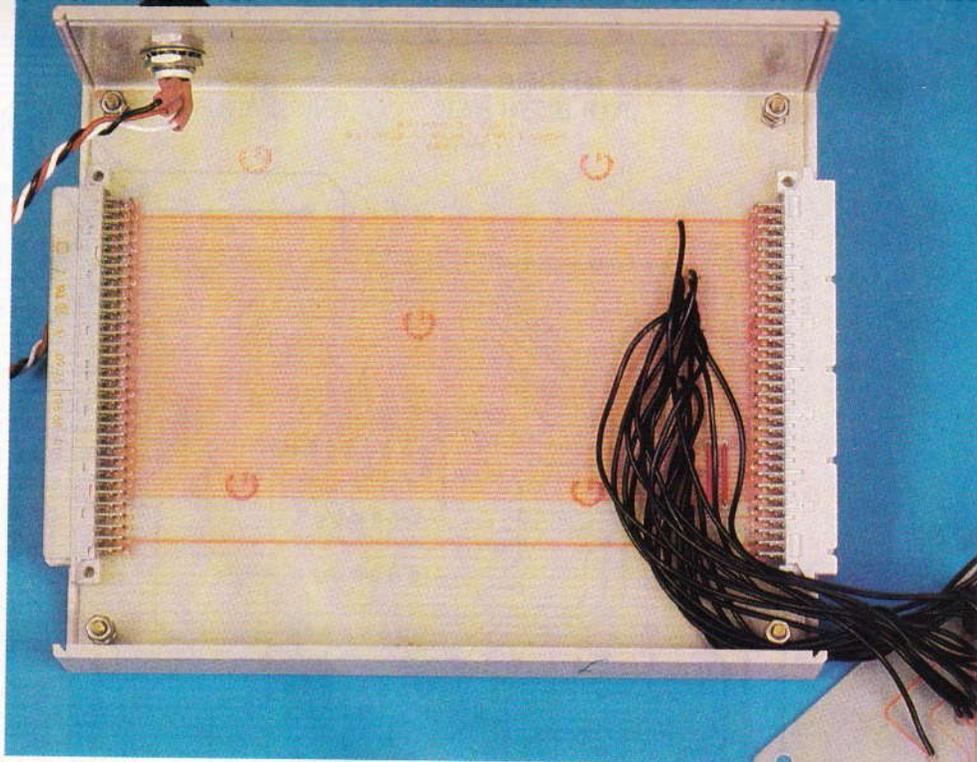


faudra simplement vérifier où sont les sorties des colonnes et les sorties des lignes sur le clavier que vous souhaitez utiliser.

L'afficheur utilisé par l'auteur est rétro-éclairé. C'est un peu plus joli à regarder, mais c'est plus cher. Il existe de très nombreux afficheurs qui peuvent se brancher à la place. Dans la plupart des cas, ils sont compatibles entre eux, car ils intègrent le même circuit de contrôle et de commande (HD 44780). Pour utiliser un autre afficheur que celui retenu par l'auteur, vous n'aurez qu'à câbler les 14 premiers fils, au lieu des 15 prévus pour le LM093LN.

Vous pouvez même envisager de brancher un afficheur de 2 lignes de 40 caractères ou un simple afficheur d'une ligne de 8 caractères. En dehors des questions d'encombrement, la différence d'utilisation est purement logicielle.

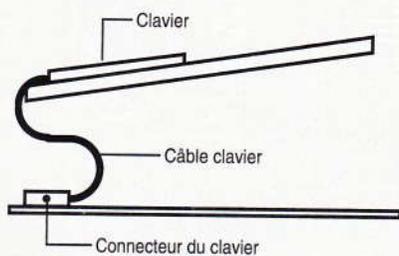
La découpe du boîtier est relativement simple avec le boîtier retenu, puisqu'il est en plastique. La fenêtre qui dévoile l'afficheur LCD deman-



9

DISPOSITION DU CLAVIER ET DE L'AFFICHEUR SUR LA FACE AVANT.

de un peu de soin pour obtenir des champs à peu près droits (ce n'est d'ailleurs pas le point fort de l'auteur, comme vous pouvez le voir sur les photos). Une petite encoche est à prévoir pour le passage du câble du clavier (voir la **figure 9**).



10

CONNEXION DU CLAVIER.

LE BUS D'EXTENSION.

Le câble du clavier se raccorde sur son connecteur en formant un « S », de sorte que le côté conducteur de la nappe est dirigé vers le haut (voir la **figure 10**).

Programmation du module

Le clavier

Vous trouverez en **figure 11** le code lu à l'adresse FC02H (64514) par l'instruction XBY selon la touche appuyée. Si plusieurs touches sont appuyées en même temps, le code fourni par le clavier sera une fonction « OU » des codes des touches concernées. Il est à noter que l'interruption - INT₁ survient dès que la première touche est enfoncée. Il est très difficile d'appuyer en même temps sur deux touches (à quelques microseconde près). Il y a fort à parier que la routine d'interruption sera plus rapide que vous pour lire le code. Si vous voulez prendre en compte ce type d'action dans vos programmes, il suffit

18H (24)	28H (40)	48H (72)	88H (136)
14H (20)	24H (36)	44H (68)	84H (132)
12H (18)	22H (34)	42H (66)	82H (130)
11H (17)	21H (33)	41H (65)	81H (129)

11

TABLEAU DES CODES EN FC02H.

d'inclure une boucle FOR/NEXT tout au début de la routine d'interruption pour retarder l'instant où sera lu le code du clavier.

L'afficheur

La programmation de l'afficheur est un peu plus compliquée. Il faut en effet passer par les deux registres U₄ et U₅ pour aboutir à l'afficheur. Dans le registre U₄ (à l'adresse FC00 Hexa) sont écrites les données à envoyer à l'afficheur. Tandis que le registre U₅ (à l'adresse FC01 Hexa) sert à contrôler les lignes « E » et « RS » de l'afficheur.

Lorsque le signal « RS » est à 0, l'afficheur interprète les données du registre U₄ comme des instructions. En revanche, si le signal « RS » est à 1 le contenu du registre U₄ sera interprété comme un caractère à afficher. Dans le listing du programme donné en exemple, nous avons créés deux sous-programmes pour envoyer les données vers l'afficheur selon qu'il s'agit d'un caractère ou d'un code de contrôle.

Un appel via l'instruction « GOSUB 65300 » écrit le contenu de la variable « CTLAFF » dans les registres de contrôle de l'afficheur (« RS » = 1). Un appel via l'instruction « GOSUB 65200 » écrit le contenu de la variable « AFF » à la position courante du curseur de l'afficheur. Nous voici en mesure de dialoguer avec l'afficheur. Voyons maintenant ce que doit contenir le dialogue. Pour commencer, il faut initialiser l'afficheur pour définir son mode de fonctionnement, avant de pouvoir lui envoyer des caractères à afficher. De plus, si vous optez pour un affi-

cheur à deux lignes, il vous faudra gérer vous-même le passage du curseur à la ligne. Mais ne vous affolez pas, vous allez voir que la programmation en Basic reste très simple. Pour initialiser l'afficheur, il faut lui envoyer les deux codes de contrôles suivant : 0F Hexa, puis 3F Hexa pour rendre le curseur visible et indiquer si l'on souhaite utiliser les deux lignes de l'afficheur. Ensuite, vous pouvez envoyer les caractères qui formeront vos messages. Nous ne pouvons pas détailler dans ces pages toutes les possibilités de l'afficheur. Aussi nous ne vous indiquerons que les codes de contrôles les plus utilisés (voir figures 12 et 13). Pour connaître les autres possibilités, il vous faudra vous procurer la documentation du constructeur.

P. MORIN

Code à placer dans la variable CTLAFF	Action obtenue
01 Hexa	Efface le contenu de l'afficheur et place le curseur sur le premier caractère en haut à gauche
02 Hexa	Déplace le curseur sur le premier caractère en haut à gauche
08 Hexa	Désactive l'afficheur
0C Hexa	Active l'afficheur, sans curseur
0E Hexa	Active l'afficheur avec un curseur fixe
0F Hexa	Active l'afficheur avec un curseur clignotant
37 Hexa	Une seule ligne de l'afficheur est active
3F Hexa	Les deux lignes de l'afficheur sont actives

12

CONTENU À PLACER DANS LA VARIABLE CTLAFF AVANT UN APPEL VIA L'INSTRUCTION 'GOSUB 65200'

13

LES CODES DE CONTROLE DE 198 JUSQU'À 255 PERMETTENT DE POSITIONNER LE CURSEUR. LA RÉPARTITION DES CODES EST LA SUIVANTE:

128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	191
192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208	255
Afficheur 8 caractères						Afficheur 16 caractères						Jusqu'à 64 caractères						

LISTE DES COMPOSANTS

Le module afficheur/clavier

AFF₁ : LM093LN

C₁ : 470µF/16V sorties axiales

C₂, C₃, C₄, C₅, C₆ : 220 nF

JP₁ : connecteur fourni avec un clavier souple 16 touches Mecanorma

P₁ : mini-potentiomètre 22 kΩ

R₁, R₂, R₃, R₄, R₇, R₈, R₉, R₁₀,

R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₄, R₁₅ : 10 kΩ

1/4 W (marron, noir, orange)

R₅ : 1 kΩ 1/4 W (marron, noir, rouge)

R₆ : réseau résistif SIL 8X10 kΩ

Q₁ : 2N2222A ou 2N1711

U₁, U₂ : 74HCT138

U₃ : 74HCT00

U₄, U₅ : 74HCT373

U₆ : 74HCT02

U₇, U₈ : LM339

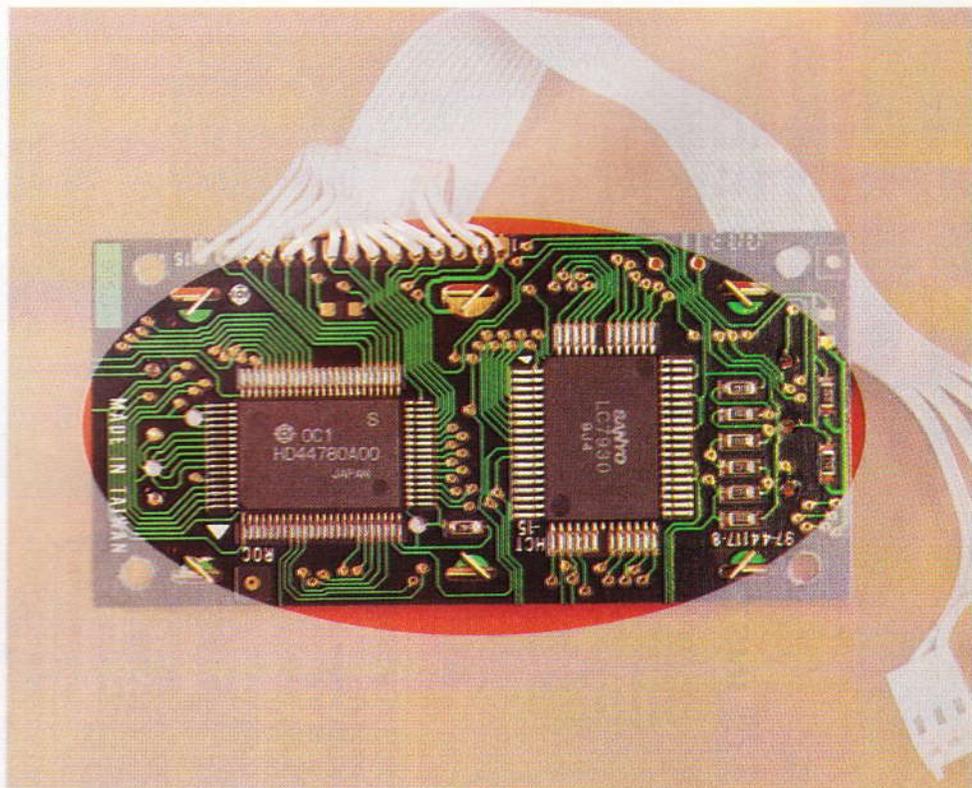
U₉ : 74HCT32

U₁₀ : 74HCT541

Boîtier C.I.F PRG1

La carte bus

CN₁ : connecteur DIN41612



forme R, femelle 96 picots soudés à souder sur CI
CN₂ : connecteur DIN41612 forme C, mâle, 96 picots soudés à souder sur CI

L'AFFICHEUR RÉALISÉ EN TECHNOLOGIE CMS QUE L'ON ACHÈTE TOUT MONTÉ.



GENERATEUR HF ALTAI

Dès que l'amateur d'électronique vient à réaliser un montage radio, il est presque obligé d'avoir recours à certains appareils spécifiques au domaine. Le générateur haute fréquence autorise certaines manipulations dans la mise au point des réalisations pour les tests de bande passante et de sensibilité, le modèle TE20D proposé par la société Altai, répond aux besoins des amateurs qui ne souhaitent pas investir dans des appareils trop coûteux.

Les caractéristiques principales

Le générateur TE20D est capable de délivrer des fréquences de 100 kHz à 150 MHz (450 MHz sur l'harmonique 3) réparties en six gammes. Le cadran reste correctement étalonné et la lecture des fréquences est très lisible, même sur la bande auxiliaire couvrant de 90 à 450 MHz. Le niveau de sortie est de l'ordre de 100 mV et varie selon les fréquences utilisées ; pour le contrôle des bandes passantes, il vaut donc mieux réaliser une mesure en aval du quadripôle et une autre en amont pour effectuer ensuite un recoupe-

ment. Le signal HF peut être modulé en amplitude par une source interne de 1 000 Hz que l'on retrouve sur la face avant lorsque le sélecteur est en position « output », le niveau atteint à cet endroit vaut 1 V.

L'utilisateur peut injecter une source audio de 50 à 20 000 Hz du moment que le niveau ne dépasse pas 1 V. L'oscillateur à quartz peut s'utiliser dans la bande de 1 à 15 MHz avec des supports de type FT 243. L'alimentation de l'appareil se fait avec une tension de 220 V.

Le schéma du TE20D

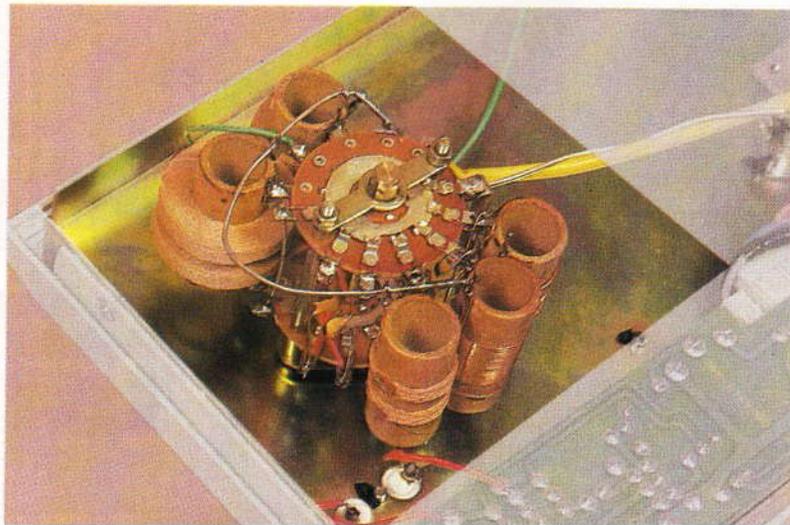
Le schéma électrique repose sur des bases simples, l'oscillateur est construit autour d'un transistor à effet de champ, les signaux haute fréquence sont produit grâce à la réaction « Porte » — « Drain » du FET. Le commutateur de gamme met en service l'une des six inductances à point milieu autorisant l'accord continu de 100 kHz à 150 MHz. Le niveau HF prélevé sur la « Porte » du FET se retrouve sur la sortie après avoir traversé un atténuateur et un réglage du niveau de sortie par potentiomètre. La modulation d'ampli-

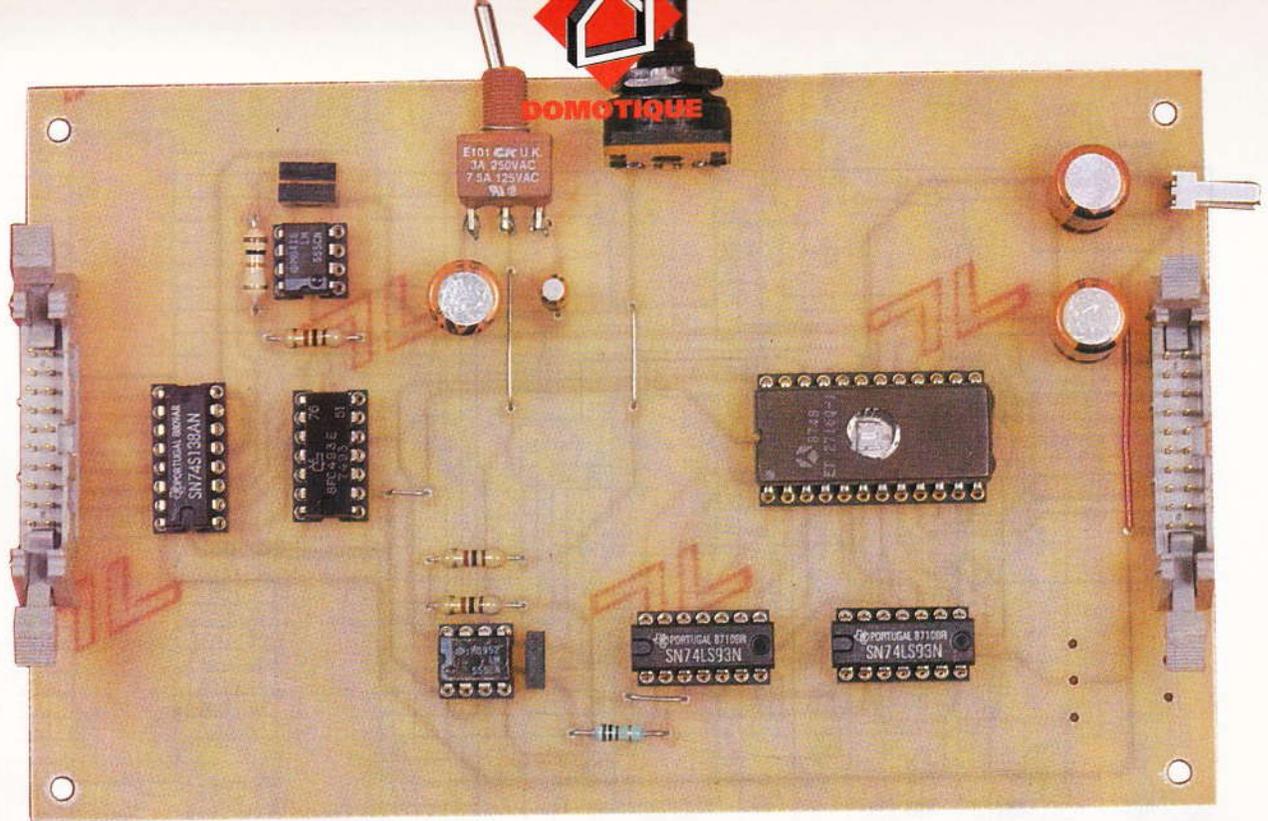
tude appliquée sur l'étage oscillateur par l'intermédiaire d'un transistor bipolaire provient du générateur BF interne constitué d'un réseau RC déphaseur accordé sur la fréquence de 1 000 Hz. Celle-ci se retrouve disponible sur la sortie audio avec un niveau de 1 V crête-à-crête. Le transistor BF est aussi utilisé pour l'oscillateur à quartz, celui-ci étant branché entre la base et le collecteur donnant les résonances parallèles des cristaux.

En conclusion

Cet appareil, d'un prix encore abordable pour l'amateur, rend des services pour la mise au point de certains montages. La lecture des fréquences reste très lisible sur le grand cadran étalonné en usine ; pour disposer d'une précision accrue, rien n'empêche l'emploi d'un fréquencemètre annexe proposé dans le catalogue Altai ou opté pour la version SG4162 AD incluant dans le même coffret les deux appareils.

LES BOBINES DE GAMMES SONT DIRECTEMENT SOUDEES AUX COSSES DU COMMUTEUR FACIAL.





MATRICE D'AFFICHAGE A 64 DEL

Sans vouloir rivaliser avec les panneaux d'affichages que l'on voit un peu partout de nos jours, nous vous proposons ce mois-ci de réaliser un module d'affichage très attractif. Le contenu de l'animation sera stocké dans une EPROM de type 2716 et permettra de faire défiler 256 images sur la matrice à DEL. Pour vous aider à construire vos animations, vous pourrez vous procurer auprès de la revue un petit programme qui construira pour vous le fichier correspondant au contenu de l'EPROM.

Le fonctionnement de notre matrice d'affichage est relativement simple. La **figure 1** dévoile le synoptique du montage.

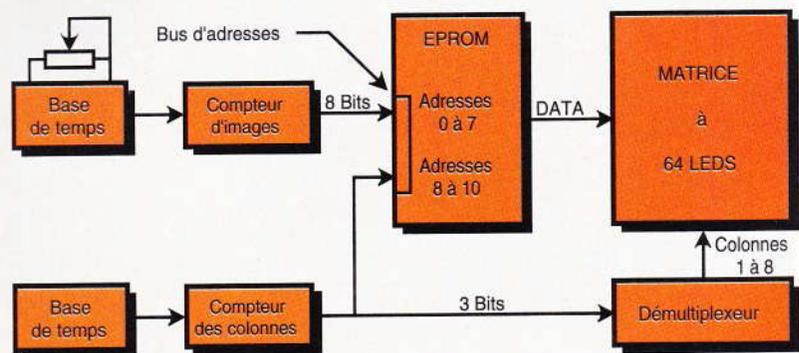
L'affichage a été conçu autour d'une matrice de 8 lignes et 8 colonnes. L'affichage se fera dans un mode multiplexé. Cela signifie que sur les 8 colonnes, une seule sera active à la fois. Mais toutes les colonnes seront actives tour à tour, suffisamment rapidement pour que l'œil n'ait pas le temps de s'apercevoir du mouvement. Ce mode de fonctionnement est possible grâce à la persistance rétinienne de l'œil humain. C'est le même principe qui entre en jeu lors de la projection d'un film dans une salle de cinéma.

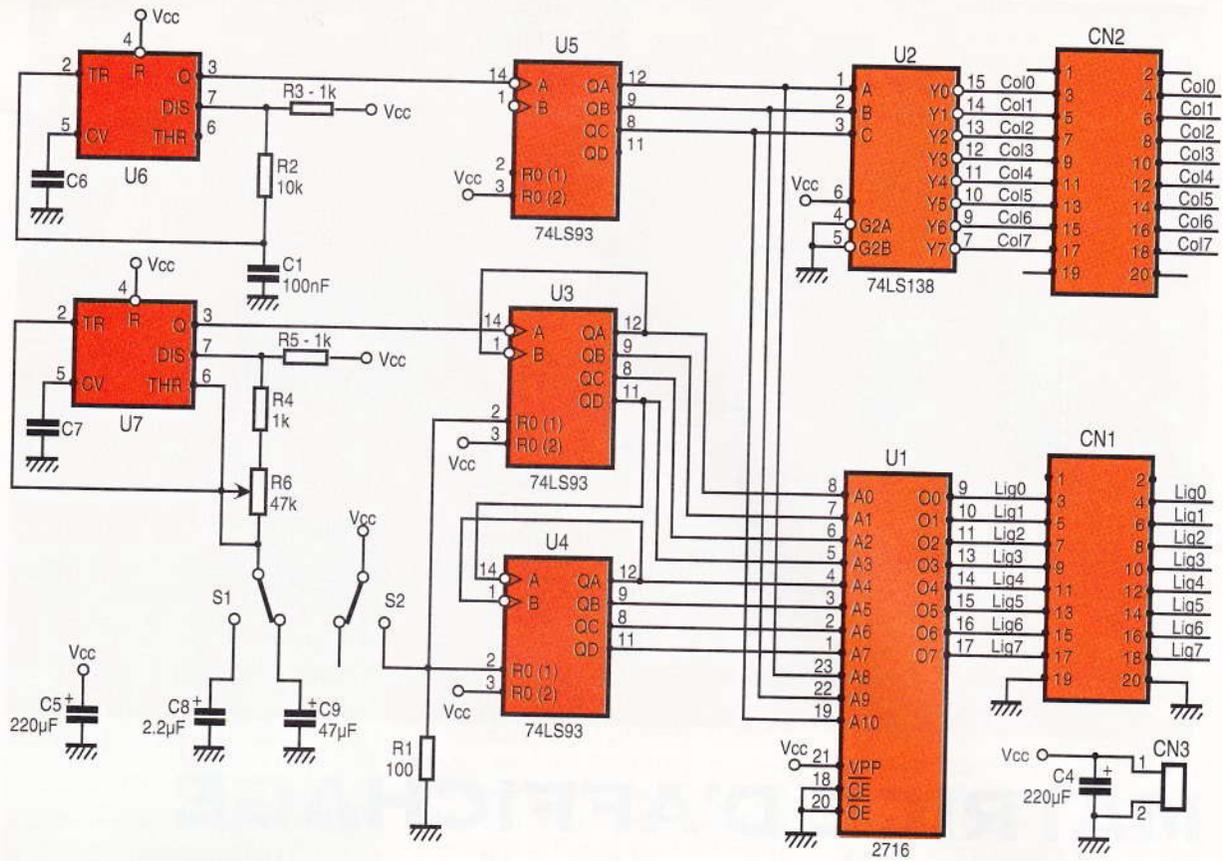
Un premier compteur fournit le numéro de l'image à afficher, tandis qu'un second compteur sélectionne la colonne qui doit être active. Le compteur des colonnes attaque à la fois un démultiplexeur et le poids fort du bus d'adresse de l'EPROM. Le contenu de l'EPROM devra tenir compte de ce mode d'adressage. Nous reviendrons plus loin sur la façon de construire le contenu de l'EPROM.

Abordons les schémas plus en détail. La **figure 2** montre la partie logique du montage tandis que la **fi-**

1

LE SYNOPTIQUE DU MONTAGE.





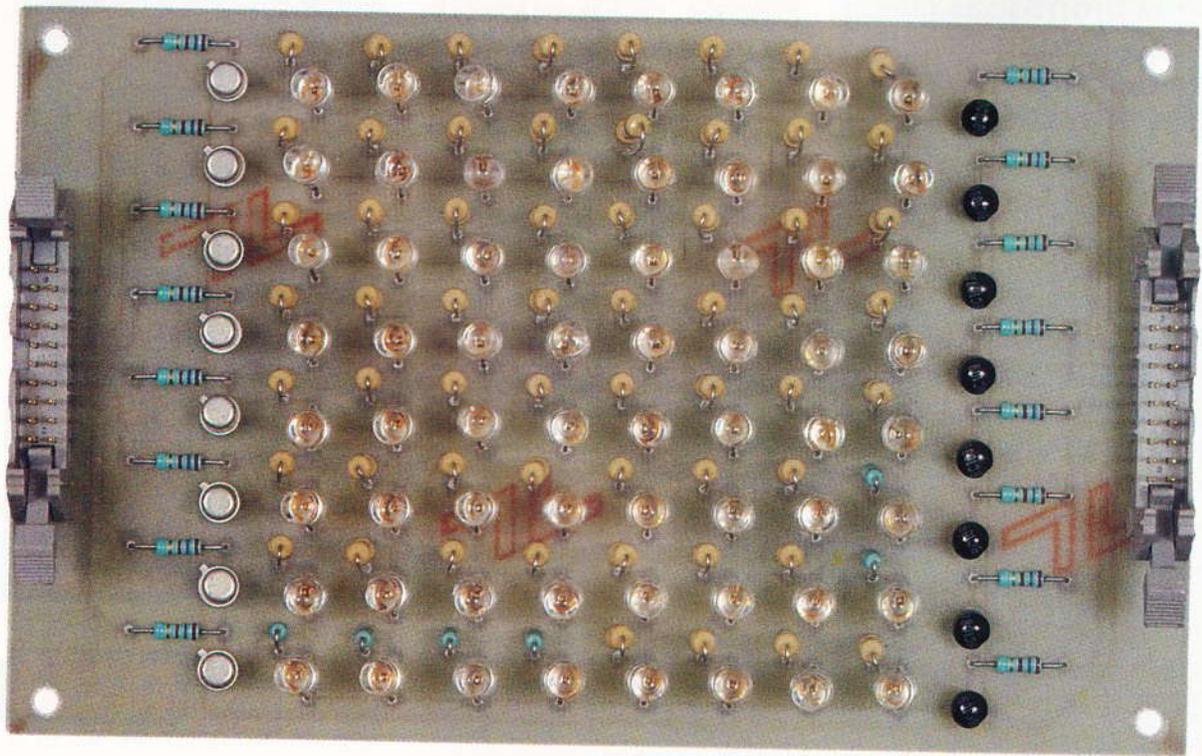
2 L'ELECTRONIQUE DE COMMANDE DES DEL.

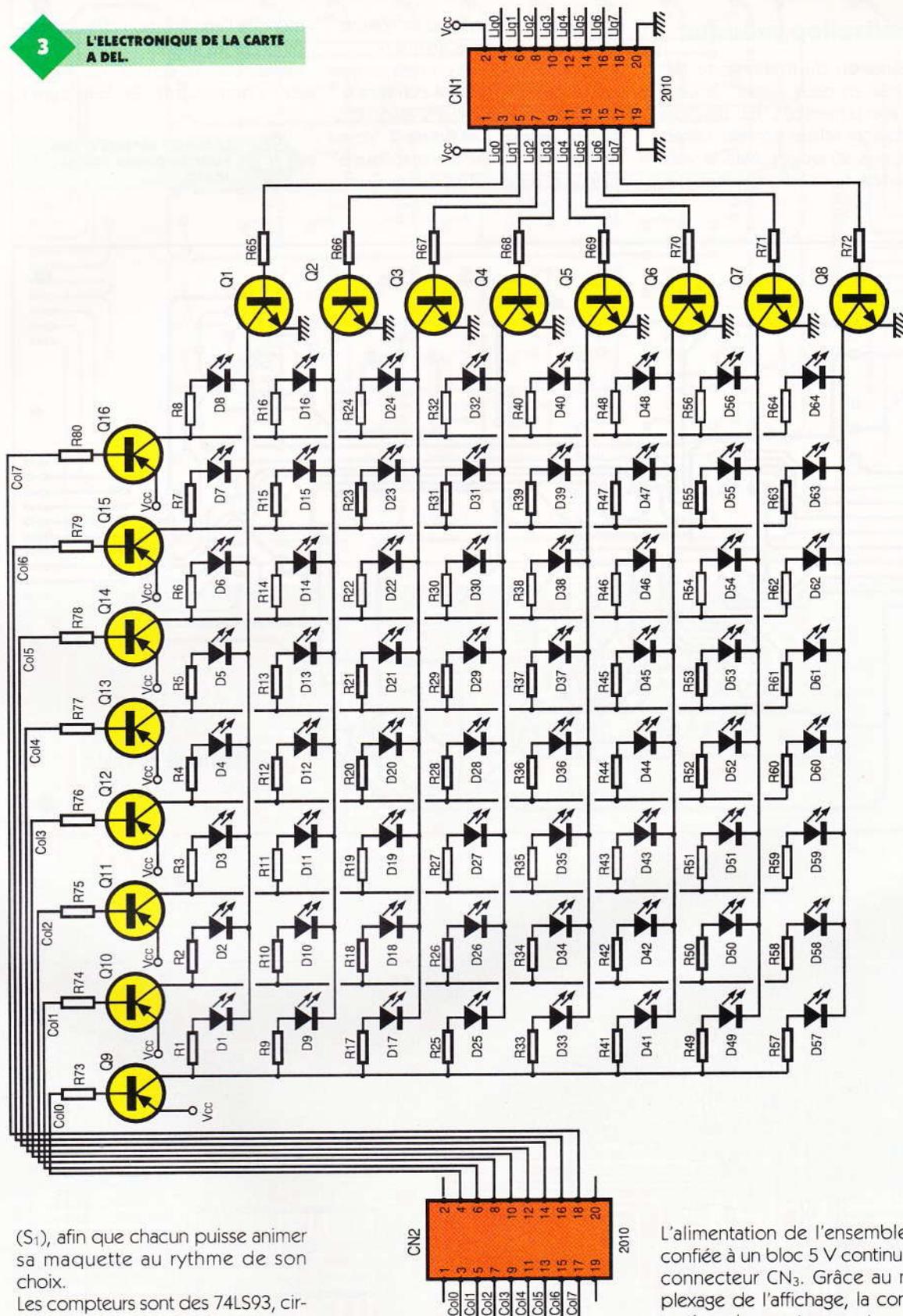
Figure 3 dévoile la matrice avec ses 64 LED. Vous noterez sur la figure 3 que les transistors qui commandent les colonnes sont de type PNP. Cela

est nécessaire à cause du démultiplexeur qui présente sur ses sorties des signaux en logique négative (voir U₂ figure 2). La figure 2 ne renferme pas de difficulté particulière. Les bases de temps sont confiées à des circuits bien connus de nos lecteurs :

NE555 (U₆ et U₇). La base de temps associée au compteur d'image dispose d'un réglage par potentiomètre et d'un sélecteur de gamme

L'ECRAN CONSTITUE PAR LES 64 DEL.





(S₁), afin que chacun puisse animer sa maquette au rythme de son choix.

Les compteurs sont des 74LS93, circuits bien connus eux aussi. Il s'agit de compteurs binaires, ce qui nous arrange bien dans notre cas de figure. Leur mise en œuvre est donc la plus simple possible. Le bouton poussoir S₂ permet de remettre le compteur d'image à zéro. Le compteur d'image retourne de lui-même à zéro après l'image n° 256. Pour ne pas compliquer la logique du montage, il n'a pas été prévu de pouvoir

limiter le nombre des images qui défilent. Si vous souhaitez réaliser une animation en moins de 256 images, vous devrez répéter certaines images pour combler les images restantes. Le petit programme proposé par l'auteur, disponible auprès de la rédaction, permet de réaliser ce travail très facilement.

L'alimentation de l'ensemble sera confiée à un bloc 5 V continu via le connecteur CN₃. Grâce au multiplexage de l'affichage, la consommation du montage reste raisonnable (puisqu'il ne peut pas y avoir plus de 8 DEL allumées en même temps). Un bloc d'alimentation de calculatrice de 5 V pouvant fournir 500 mA conviendra parfaitement. Si vous préférez réaliser vous-même un petit bloc d'alimentation, feuilletiez les numéros précédents de la revue et vous trouverez forcément votre bonheur.

Réalisation pratique

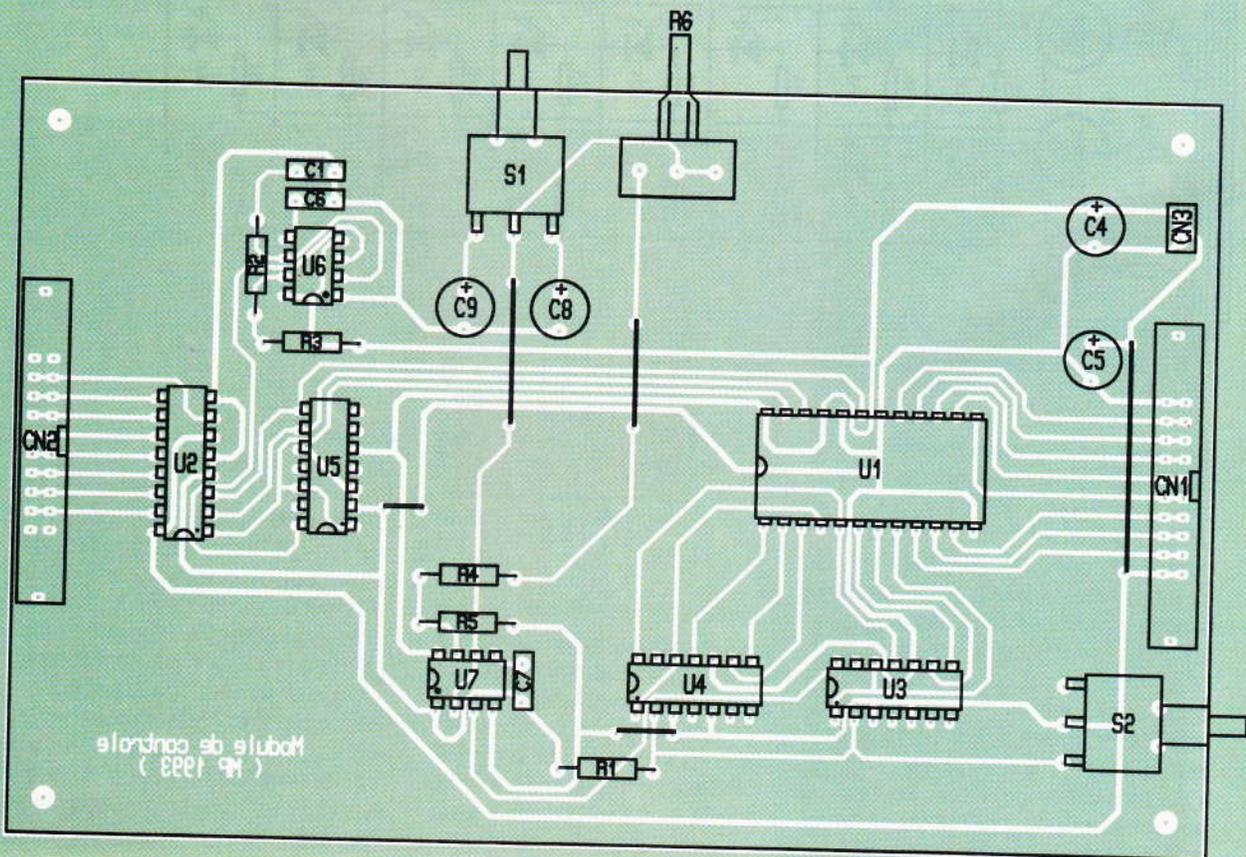
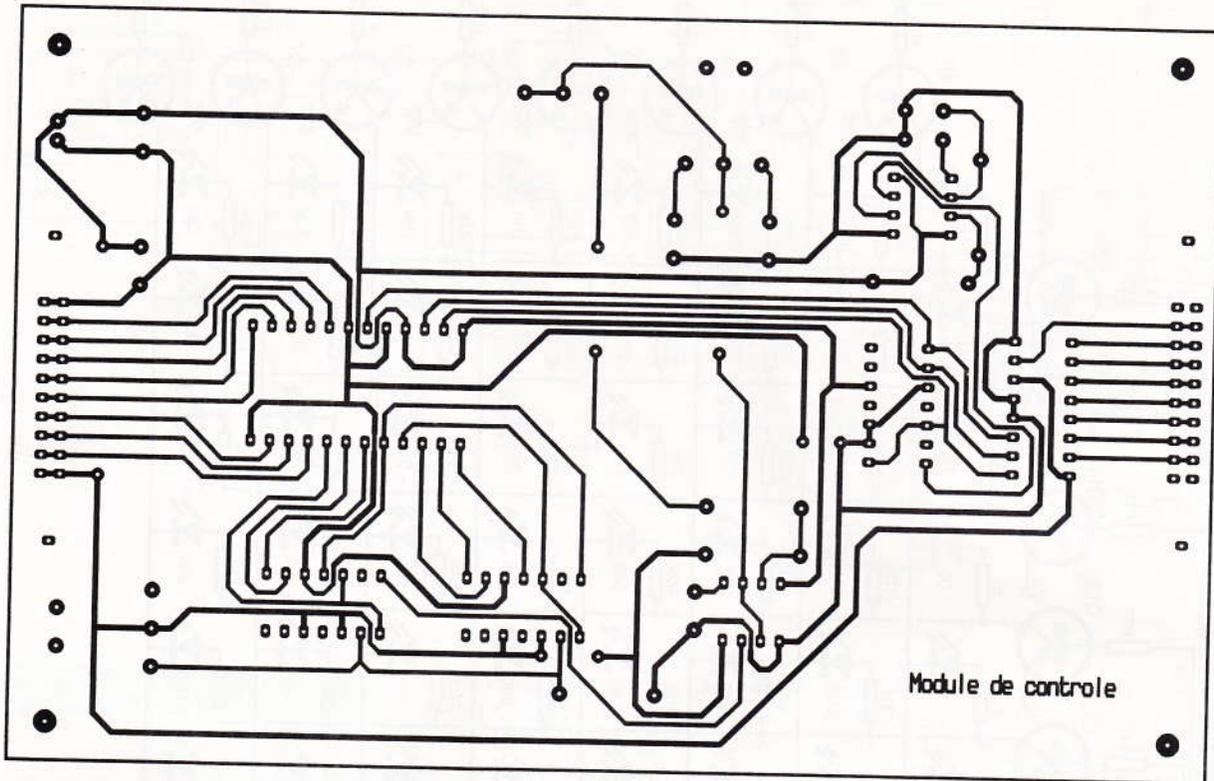
La réalisation du montage se décompose en deux cartes : la carte logique et la matrice à DEL. Les deux cartes seront reliées par des câbles en nappes 20 points. Mais si vous souhaitez faire l'économie des

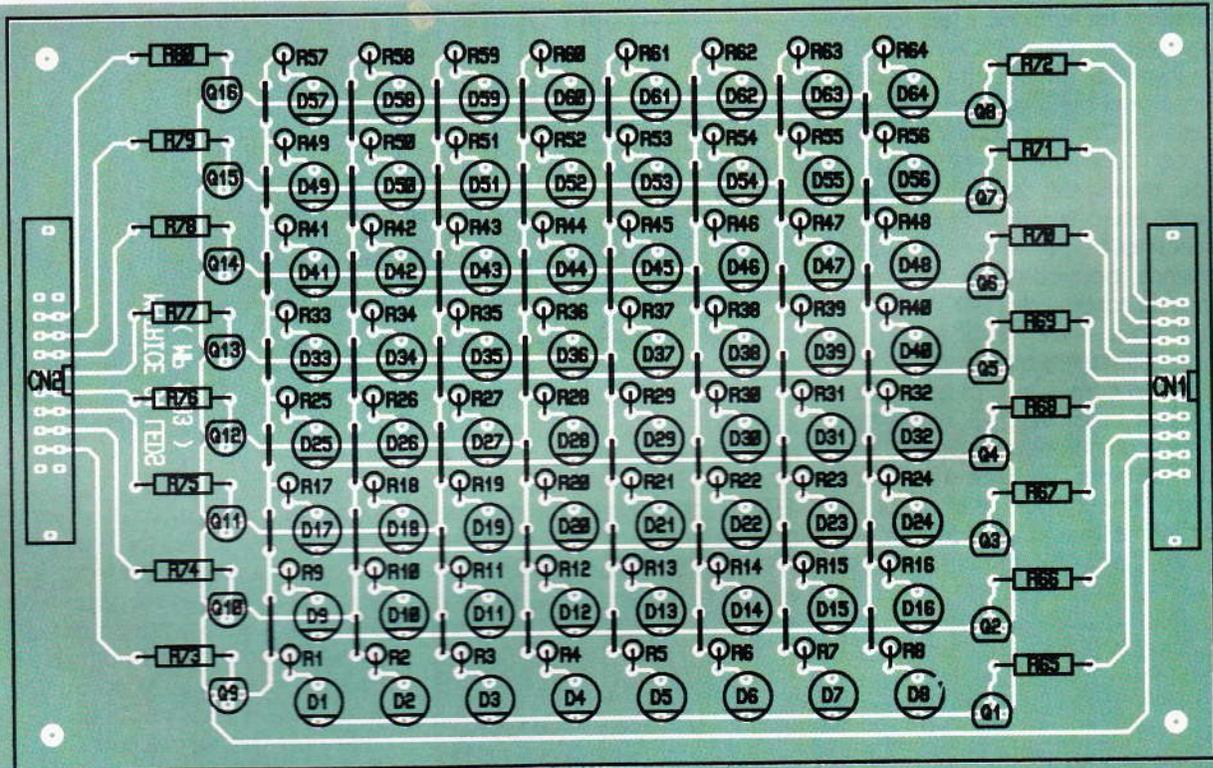
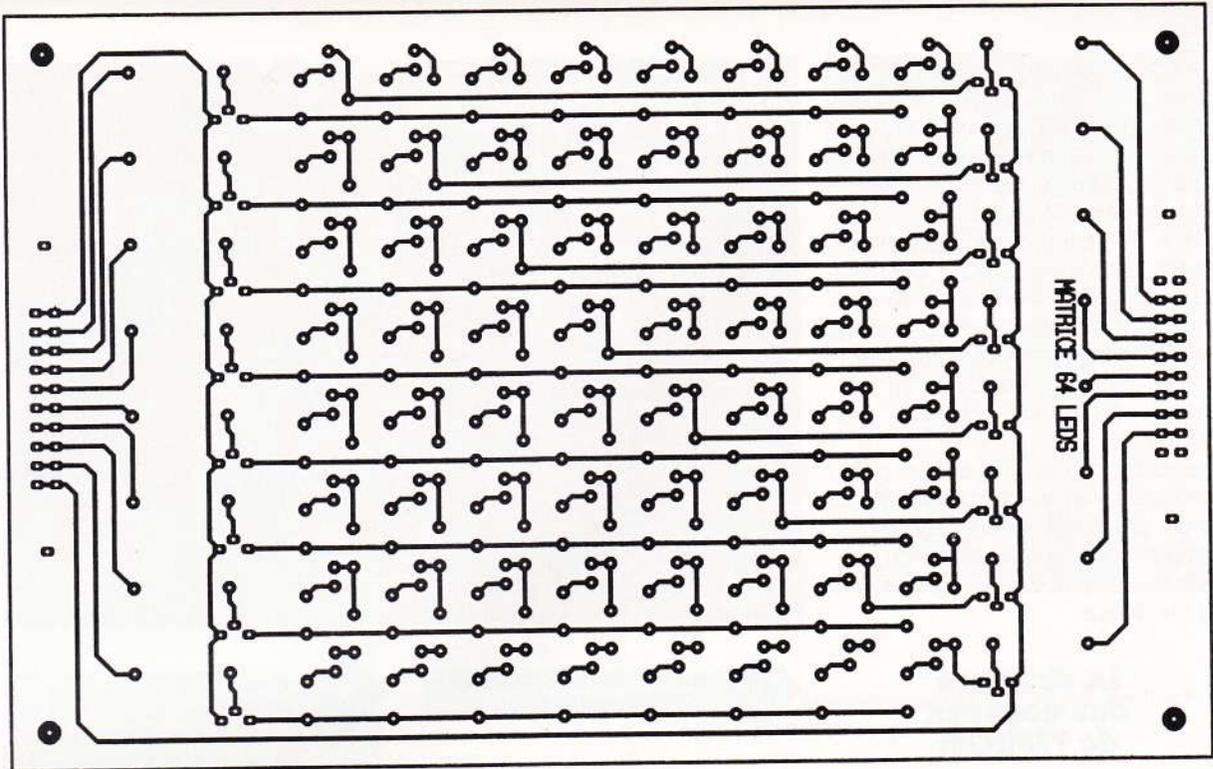
connecteurs, rien ne vous empêche de câbler les platines en fil à fil. Les circuits imprimés à reproduire sont visibles en **figure 4** et **figure 6**. Les vues d'implantations associées sont les **figures 5** et **figure 7**. Vous noterez la présence des straps sur la matrice et sur la carte logique. Com-

mencez l'implantation des composants par les straps. Veillez bien au sens d'implantation des composants. En particulier,

4/5

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.





LE CONNECTEUR DE SORTIE VERS LES DEL.

6/7 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

8 TABLEAU DE FONCTIONNEMENT DU MONTAGE.

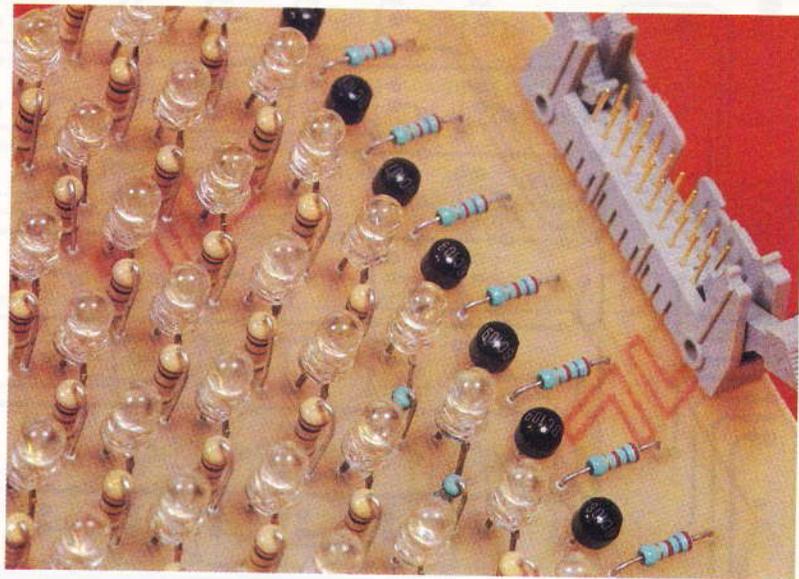
Placement des bits de chaque octet dans la matrice

8ème ligne →	Bit 7						
7ème ligne →	Bit 6						
6ème ligne →	Bit 5						
5ème ligne →	Bit 4						
4ème ligne →	Bit 3						
3ème ligne →	Bit 2						
2ème ligne →	Bit 1						
1ère ligne →	Bit 0						
	Col 1	Col 2	Col 3	Col 4	Col 5	Col 6	Col 8

veillez au sens des diodes DEL, car elles sont nombreuses. Bien souvent, on a tendance à prendre modèle sur le premier composant implanté pour aligner les autres. Soyez donc vigilant dès le départ.

L'EPROM sera montée impérativement sur support, pour pouvoir changer d'animation bien entendu. Pour les autres composants, les supports ne sont pas absolument nécessaires, mais permettent un dépannage rapide en cas de problème.

Les deux circuits sont prévus pour se placer l'un au-dessus de l'autre avec des entretoises suffisamment longues pour les séparer. Bien entendu, la matrice à DEL se placera sur le dessus.



La structure des données de l'EPROM

Maintenant que la description du montage est terminée, il faut songer à programmer une EPROM pour faire vivre notre maquette. Voyons donc quel doit être le contenu de cette EPROM pour obtenir une animation cohérente.

Le compteur des colonnes (U_5 figure 2) attaque le poids fort des adresses de l'EPROM. En conséquence, pour construire manuellement le contenu de l'EPROM, il faudra vous livrer à une petite gymnastique mentale.

Commençons par le plus simple. Chaque octet de l'EPROM reflète l'image d'une colonne. Le bit 0 de chaque octet se place sur la première ligne en bas. Le bit 1 sur la deuxième ligne, et ainsi de suite. Le bit de poids fort (le bit 7) aboutit donc sur la ligne du haut.

Si un bit est au niveau logique 1, la diode DEL correspondante sera allumée. La constitution de chaque octet ne devrait donc pas poser de gros problème, comme l'indique la figure 8.

En revanche, pour savoir où placer les octets dans l'EPROM, c'est un peu plus compliqué. Expliquons-nous : les 256 premiers octets de l'EPROM contiennent la définition de la première colonne des 256 images à visualiser. A l'adresse 0 de l'EPROM, on trouve la première colonne de l'image n° 1, à l'adresse 1, il s'agit de la première colonne de l'image n° 2, et ainsi de suite.

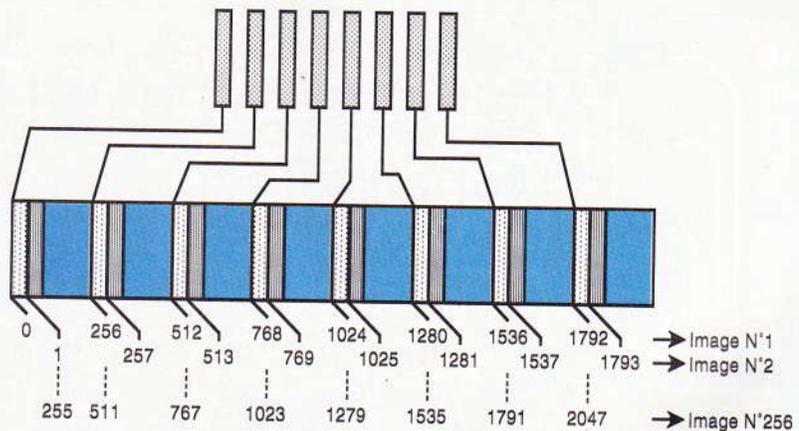
Après ces 256 octets, suivent 256 octets qui correspondent à la définition de la deuxième colonne des 256 images à visualiser. Donc, en définitive, à l'adresse 256 de

VUE SUR LES TRANSISTORS DE COMMANDE DES DEL.

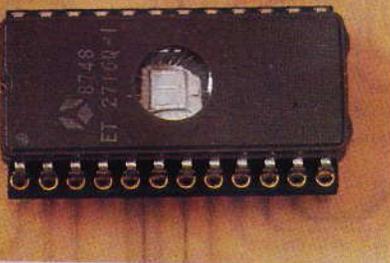
9

STRUCTURE A L'INTERIEUR DE L'EPROM.

Placement des colonnes dans l'EPROM



l'EPROM, on trouve la deuxième colonne de l'image n° 1, puis à l'adresse 257, il s'agit de la deuxième colonne de l'image n° 2, et ainsi de suite. 256 octets plus loin, soit à



l'adresse 512, on aboutit à la zone de 256 octets pour la troisième colonne, puis à partir de l'adresse 768 se trouvent les définitions de la quatrième colonne, et ainsi de suite. C'est un peu compliqué par écrit, mais avec la figure 9, tout s'éclaircit.

Si vous le souhaitez, vous pourrez vous procurer auprès de la rédaction un petit programme pour PC développé en langage C, pour vous assister dans la construction de vos animations lumineuses. Le programme en question offre la possibilité de dupliquer des images en vue d'effectuer des modifications successives (pour créer des effets animés). Il permet aussi de copier des blocs d'images et de vérifier l'effet de l'animation sur l'écran de l'ordinateur. Le fichier créé par le programme est alors le reflet binaire du contenu de l'EPROM à programmer. Pour vous procurer ce programme, il vous suffit d'envoyer une disquette formatée à la rédaction accompagnée d'une enveloppe affranchie pour le retour.

Vous voici maintenant à même de donner libre cours à votre créativité pour réaliser des animations originales.

Pascal MORIN

**Liste des composants
Composants pour la carte
contrôle**

C₁, C₆, C₇ : 100 nF
C₄, C₅ : 470 µF 16 V radial
C₈ : 2,2 µF 16 V radial
C₉ : 47 µF 16 V radial
NB : C₂ et C₃ n'existent plus
**CN₁, CN₂ : connecteurs
20 points mâles à souder
sur CI (par exemple, 3M
2520-6002)**
**CN₃ : connecteur
d'alimentation (2 points)**
**R₁ : 100 Ω 1/4 W (marron,
noir, marron)**
**R₂ : 10 kΩ 1/4 W (marron,
noir, orange)**
**R₃, R₄, R₅ : 1kΩ 1/4 W
(marron, noir, rouge)**
R₆ : potentiomètre 10 kA
**S₁ : inverseur miniature
unipolaire à monter soudé
sur CI**
**S₂ : bouton-poussoir
miniature unipolaire à
monter soudé sur CI**
**U₁ : 2716 + support
24 broches**
**U₂ : 74LS138 + support
16 broches**
**U₃, U₄, U₅ : 74LS93 +
support 14 broches**
**U₆, U₇ : NE555 + support
8 broches**

**Composants pour la
matrice à DEL**

**CN₁, CN₂ : connecteurs 20
points mâles à souder sur
CI (par exemple, 3M 2520-
6002)**
**D₁ à D₆₄ : diode DEL rouge
Ø 5 mm**
**Q₁, Q₂, Q₃, Q₄, Q₅, Q₆, Q₇,
Q₈ : 2N2222 ou équivalent**
**Q₉, Q₁₀, Q₁₁, Q₁₂, Q₁₃, Q₁₄ :
2N2907**
**R₁ à R₆₄ : 100 Ω 1/2 W
(marron, noir, marron)**
**R₆₅ à R₈₀ : 2,7 kΩ 1/4 W
(rouge, violet, rouge)**

**Composants pour réaliser
les câbles de liaison**
**4 connecteurs femelles à
sertir 20 points (par
exemple, 3M 3421-6000) +
environ 50 cm de câble plat
20 conducteurs.**

CATALOGUE RAB 1994

Fort de plus de 120 pages, le catalogue de composants électroniques **RAB** propose à sa clientèle un vaste choix réparti sur six grands chapitres :

- 1) Composants électroniques.
- 2) Câbles.
- 3) Connectique.
- 4) Cordons informatiques.
- 5) Péri-informatique.
- 6) Outillage.

A chaque fois que cela s'impose, la société **RAB** fournit les dimensions physiques des composants. Très riche en produits, ce catalogue devient une bonne base de travail pour le concepteur.

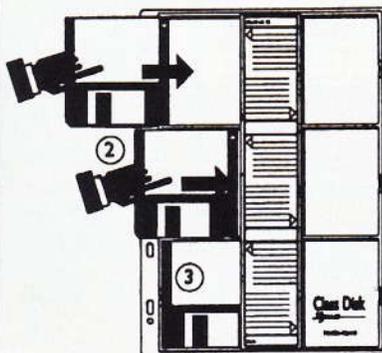
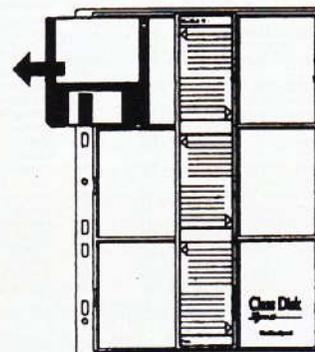
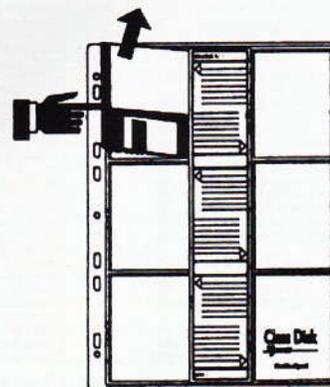
RAB Composants, 57, boulevard Anatole-France, 93300 Aubervilliers
- Tél. : 48.34.22.89. Fax : 48.34.81.27.



NOUVEAUX RANGEMENTS POUR DISQUETTES: LES CLASS DISK DE CFD

Devant le nombre toujours croissant de personnes utilisant les systèmes informatiques, il était impératif de trouver un moyen simple et efficace de classer ses disquettes fichiers et programmes. **CFD** nous propose un classeur au format 330 x 220 qui permet le rangement de 6 disquettes 3 1/2 par feuille Class Disk; des étiquettes munies de flèches indiquent la disquette correspondante et son contenu logiciel.

La société **CFD** distribue également le Note Book, un PC portable à base de 486 pour 7 800 F TTC.



CFD, 27-29, rue Pétiou, 75011 Paris - Tél. : 40.24.08.09. Fax : 40.24.16.66.



DOMOTIQUE

RADAR DISSUASIF « RDH94 » LEXTRONIC

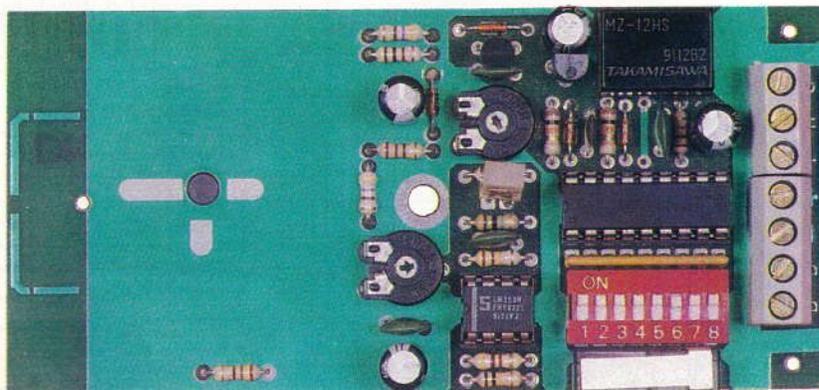
Lextronic fabrique ce petit radar dissuasif, avec comme pour principale caractéristique de pouvoir détecter une présence à travers une porte ou une fenêtre, vous permettant ainsi de dissuader les cambrioleurs d'entrer alors qu'ils sont encore dehors, vous évitant ainsi de nombreux dégâts.

Caractéristiques

En terrain dégagé, sans obstacle, le RDH94 peut détecter une présence jusqu'à 6 m environ. Placé derrière une fenêtre ou une porte non métallique, son champ d'action omnidirectionnel sera réduit à 2 ou 3 m (voir quelques centimètres), suivant le réglage de la sensibilité de ce dernier et la nature de l'obstacle à traverser (épaisseur, type de matériaux, etc.). Ce radar est doté en outre d'un système de détection à comptage d'impulsions, d'une temporisation de sortie, d'entrée et d'alarme, entièrement paramétrables. Il dispose enfin d'un contact d'autoprotection NF, d'une sortie sur relais 1RT ainsi que d'une LED bicolore de visualisation.

Etude du schéma théorique

Le signal issu de la tête de détection à variation de capacité (livrée pré-câblée) est injecté à l'amplificateur Cl_{1B} . Cl_{1A} , monté en comparateur, fournit au circuit intégré LEX009 les impulsions relatives aux détections de mouvement. L'utilisation de ce circuit intégré s'avère prédominante pour un fonctionnement correct du



radar. En effet, grâce à sa fonction spéciale de comptage d'impulsions, il permet, en plus du filtrage d'éventuelles détections intempestives, d'adapter le radar à toutes sortes d'utilisations. Ainsi, dans le cas où le radar est placé derrière une porte, il sera préférable de sélectionner le nombre d'impulsions à 6 ou 12 unités. Dans cette configuration, le passage de votre voisin de palier devant la porte ne générera que quelques impulsions, sans déclencher pour autant le relais d'alarme du radar. En revanche, si une personne reste devant la porte un petit moment, elle créera alors plus de 6 ou 12 impulsions, suite aux détections successives du radar, et générera alors une alarme. Pour une utilisation en détection de passage pure et simple, on sélectionnera de préférence 2 ou 4 impulsions. Le rôle du circuit intégré LEX009 ne s'arrête pas là pour autant, puisqu'il constitue à lui seul le « cœur » d'une véritable petite centrale d'alarme avec ses temporisa-

tions paramétrables de sortie, d'entrée et d'alarme.

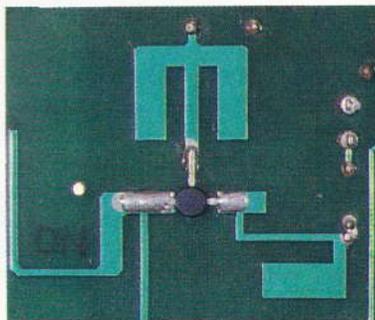
Ne jamais toucher au potentiomètre de la tête de détection.

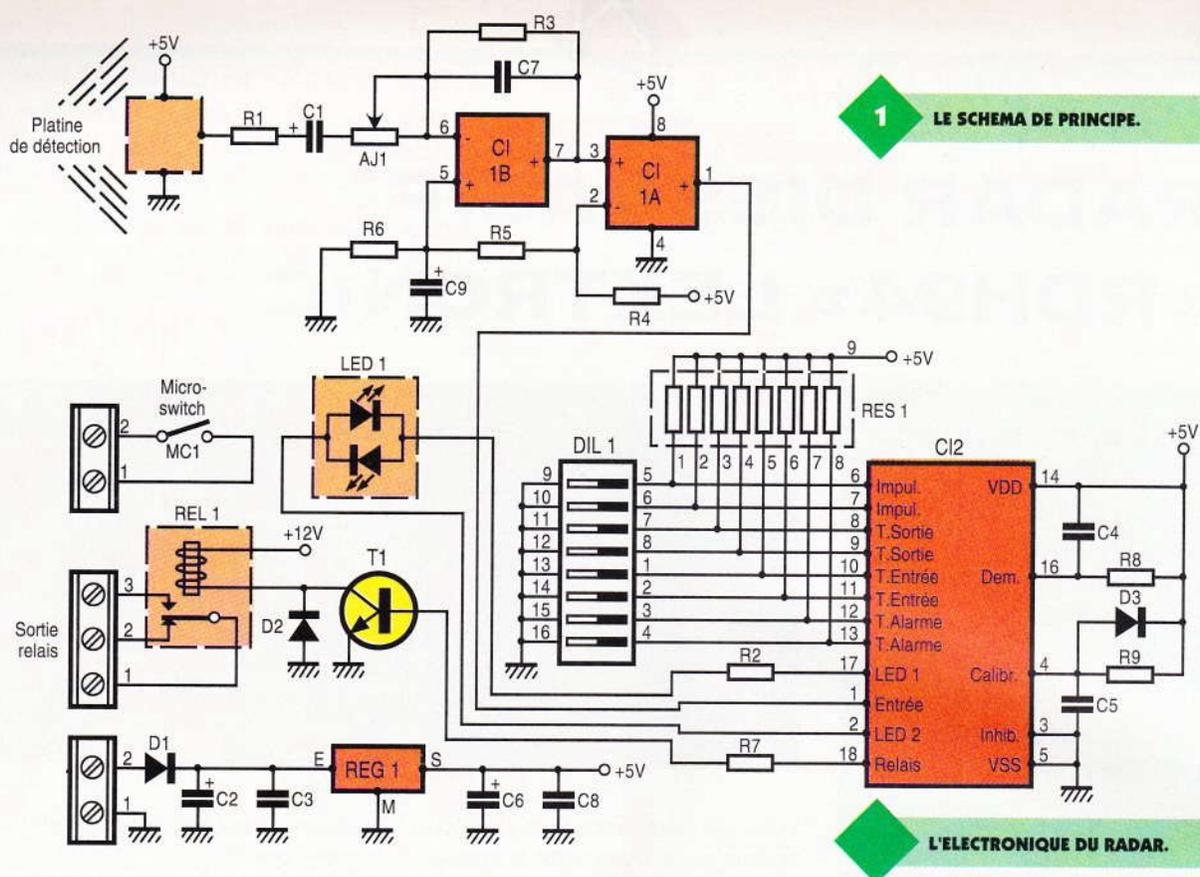
Utilisation et mise en œuvre

Pour une utilisation optimale du radar, la tête de détection doit être placée perpendiculairement au sol. N'oubliez jamais que la détection se fait de façon omnidirectionnelle, il convient de ce fait de s'assurer de l'emplacement du radar avant utilisation. Cette sensibilité est réglable par AJ1. Elle détermine la portée du radar et doit être ajustée dans des proportions raisonnables afin de ne pas engendrer de déclenchements intempestifs.

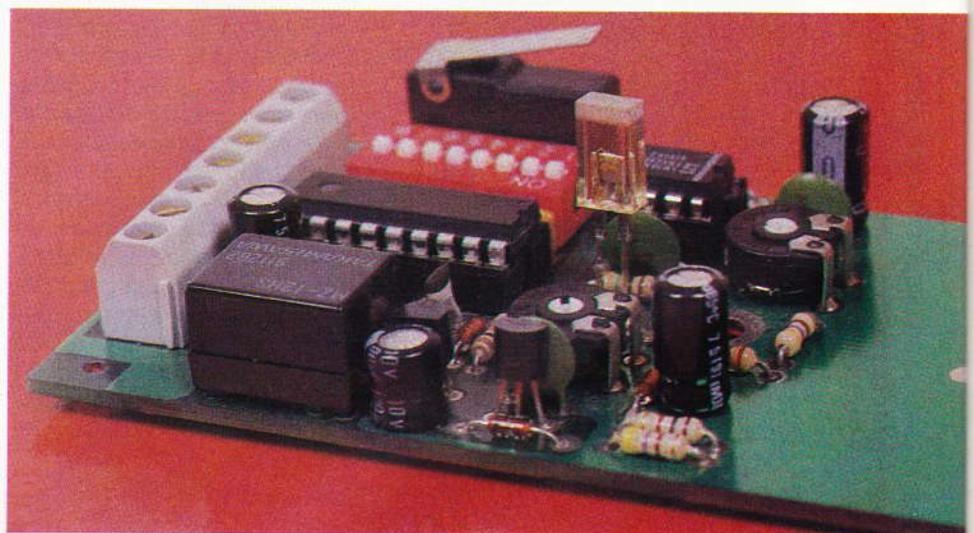
De même, méfiez-vous de tout objet en mouvement pouvant engendrer des détections (arbres, balancier de pendule, etc.). Attention, la détection au travers d'obstacles métalliques ne fonctionne pas correctement et doit être évitée. De même, il est préférable de placer le radar directement contre l'obstacle à traverser pour une détection optimale. **Le radar RDH94 est avant tout un radar de dissuasion, son utilisation directe sur une alarme engendrant un déclenchement de sirène est déconseillée.** En effet, dès lors qu'une détection vers l'extérieur est utilisée, beaucoup d'éléments peuvent malheureusement venir perturber le radar (ne serait-ce qu'un simple chat passant dans votre jardin !). Le déclenchement de lampes intérieures, d'un poste de radio ou d'un message à

LE RADAR REPOSE SUR LE PRINCIPE D'UN OSCILLATEUR UHF.





synthèse vocale dissuasif est plutôt conseillé. Imaginez la réaction du cambrioleur rôdant près de votre habitation lorsqu'il entendra, avant même d'avoir pu essayer de pénétrer chez vous, un message du style: « Attention! ceci est une propriété privée, vous y pénétrez à vos risques et périls, de nombreux systèmes de protection y sont installés... » Sa première réaction sera alors sans aucun doute de « filer » au plus vite. Le message pourra être délivré, par exemple, par un module préenregistré « Personal-Vox ». Si vous disposez d'une zone de pré-alarme indépendante sur votre centrale, vous pourrez alors connecter le RDH94 dessus. En revanche, si votre centrale est dépourvue de ce système, utilisez la temporisation aléatoire (comprise entre 3 s et 12 min environ) du radar pour déclencher une lampe intérieure ou extérieure. Ces dernières seront acti-



vées durant des temporisations différentes à chaque nouvelle détection, simulant ainsi la présence d'une personne dans votre habitation. En conclusion, pour un coût relativement modeste, ce petit radar dis-

suasif vous rendra les plus grands services pour la protection de tous vos biens. De plus, comme d'habitude, Lextronic distribue également les principaux composants du kit au détail.

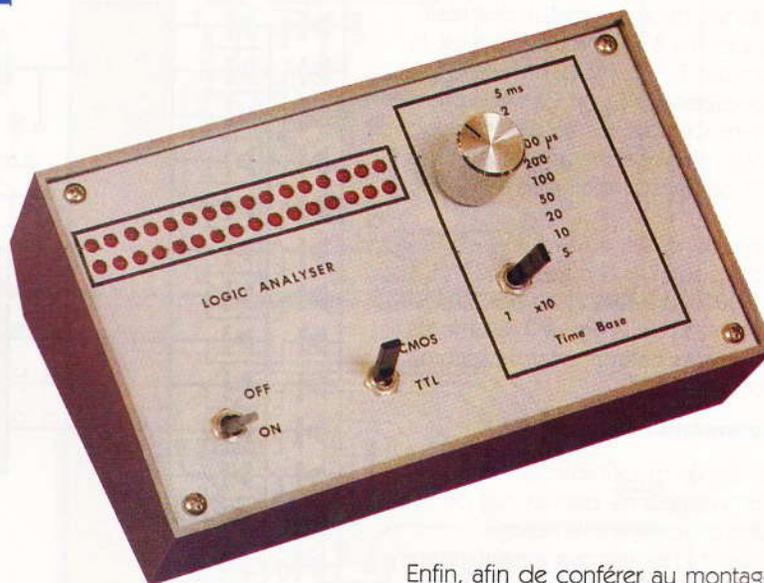


Véritable compilation de 25 années de production, ce dernier catalogue est sans conteste un des plus complets du moment. Vous y trouverez tout ce que l'on est en droit d'attendre d'un catalogue: kits et composants électroniques et hautes fréquences, circuits imprimés, appareils de mesure, batteries, boîtiers, outillages, etc., mais aussi et surtout l'ensemble des produits **LEXTRONIC** qui marquent constamment la différence et qui ont fait leur réputation: télécommandes agréées PTT, synthèse vocale, systèmes d'alarme, modélis-

me, etc. En bref, des centaines de réalisations que vous ne trouverez nulle part ailleurs. Alors, si vous êtes sur le point d'investir dans un système d'alarme, si votre société recherche des produits innovants, si vous êtes débutant, professionnel ou tout simplement passionné par l'électronique, n'hésitez plus, ce catalogue est pour vous! Son prix est de 37 F remboursé au premier achat de 300 F. **Lextronic, 36-40, rue du Général-De-Gaulle (RN4), 94510 La Queue-en-Brie. - Tél.: 45.76.83.88. Fax: 45.76.81.41.**

ANALYSEUR LOGIQUE UNE VOIE

Nous vous proposons ici de réaliser un module permettant de suivre l'évolution dans le temps d'un signal logique. Cet auxiliaire de test vous sera d'une grande utilité pour la mise au point de montages à base de logique séquentielle, une simple sonde logique se révélant alors inadaptée. Ce module vous donnera une représentation graphique du signal à l'aide de quelques DEL.

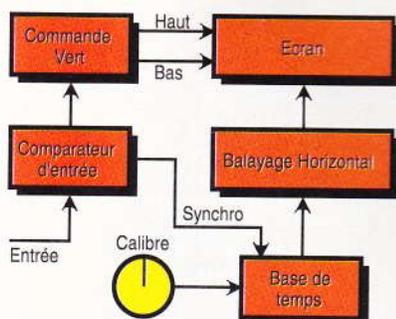


Caractéristiques :

- Niveau d'entrée TTL ou CMOS.
- Base de temps réglable précalibrée.
- Synchronisation automatique.
- Affichage sur 2 x 16 DEL.

Principe (fig. 1)

Le principe de fonctionnement de ce montage est exactement le même que celui d'un oscilloscope. Un



1

LE PRINCIPE DU MONTAGE.

spot lumineux balaie l'écran de gauche à droite au rythme d'une base de temps de référence, alors que sa position verticale dépend du signal à l'entrée. Il existe cependant deux différences :

— L'écran lumineux est ici constitué d'une matrice de 2 x 16 DEL rouges, ce n'est pas un tube cathodique.

— Le but étant de représenter des niveaux logiques, le spot ne peut prendre que deux positions verticales : état haut ou état bas.

On retrouve donc sur le schéma de principe les divers éléments suivants :

- une base de temps précalibrée ;
- un étage de commande du spot en vertical ;
- un compteur 16 positions réalisant le balayage horizontal ;
- un comparateur d'entrée détectant le niveau logique.

Enfin, afin de conférer au montage une certaine autonomie, nous avons adjoint une alimentation secteur. Le cas échéant, on pourra alimenter le montage soit à l'aide du circuit à tester, soit par pile

Fonctionnement (fig. 2)

Base de temps

Elle est construite autour du désormais classique NE 555, car sa précision est suffisante pour l'application envisagée. Nous sommes en présence d'un multivibrateur astable dont le fonctionnement est commandé par un signal de validation positif appliqué sur la broche 4 (RESET). Cette particularité permet de réaliser directement la fonction de synchronisation sur le signal d'en-

3

VALEURS DE RA CORRESPONDANT A C4 ET C3.

Période avec C4	Période avec C3	RA
50 μ s	5 μ s	270 Ω
100 μ s	10 μ s	1 k Ω
200 μ s	20 μ s	2,6 k Ω
500 μ s	50 μ s	7,2 k Ω
1 ms	100 μ s	15 k Ω
2 ms	200 μ s	30 k Ω
5 ms	500 μ s	76 k Ω
10 ms	1 ms	153 k Ω
20 ms	2 ms	307 k Ω
50 ms	5 ms	767 k Ω

TTL (5V)

L \rightarrow H 1,67V

CMOS (5V)

L \rightarrow H 2,67V

H \rightarrow L 2,23V

4

TENSIONS MESUREES SUR LE PROTOTYPE.

trée. Nous y reviendrons par la suite. La fréquence d'oscillation est fixée par les composants R_{12} , R_{13} à R_{22} et C_3 ou C_4 . Dans le cas présent, ce qui nous intéresse, c'est une période fixe par pas de 1, 2 et 5, afin de pouvoir calibrer le signal d'entrée. Intéressons-nous au calcul des résistances R_{13} à R_{22} . Notre base est la formule $T = 0,7 C (\Omega RA + \Omega RB)$. C correspond à C_3 ou C_4 , nous prendrons C_4 pour les calculs et donc nous disposerons d'une gamme /10, car C_3 est dix fois plus faible que C_4 .

On a donc : $RA = T / (1,44) - RB / 2$. Soit pour $T = 1 \text{ ms} \rightarrow 0,001 / (1,44 \times 0,00000047) - 1000 / 2 = 15 \text{ k}\Omega$. Le tableau de la **figure 3** résume les différents calculs pour la gamme complète.

Commande du spot

Le signal disponible en sortie du comparateur ne permet pas de piloter directement l'affichage. Il suffit d'ajouter un amplificateur de courant associé à un inverseur, tous deux réalisés à l'aide de simples transistors, une paire NPN/PNP pour l'état haut et un PNP pour l'état bas.

Compteur 16 positions

La base de temps étudiée précédemment va permettre à un compteur binaire 4 bits de balayer les 16 positions de l'écran de l'analyseur.

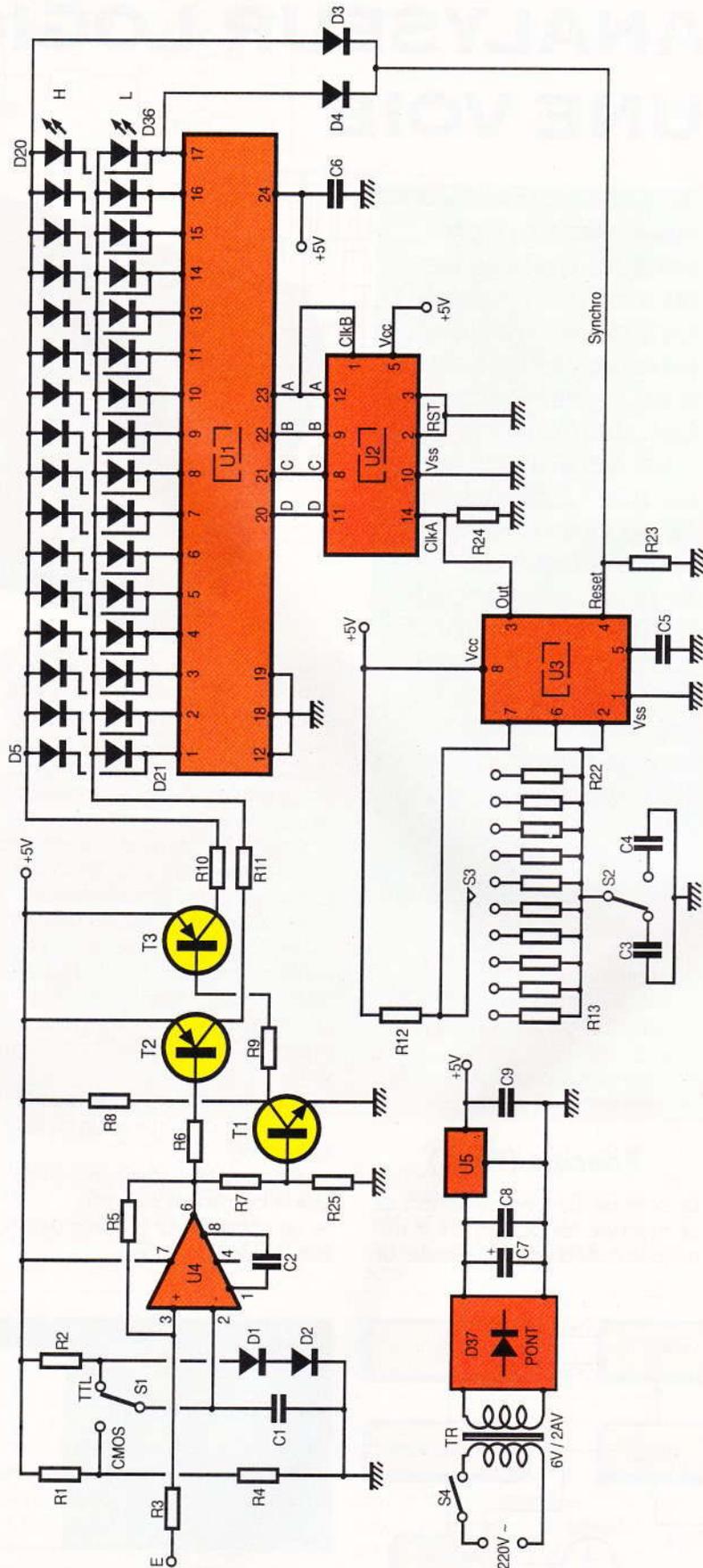
Le balayage s'opère en deux temps : tout d'abord, un compteur binaire 4 bits (74LS93) puis un décodeur binaire \rightarrow décimal à 16 sorties. La technologie TTL employée permet de fournir directement le courant nécessaire à l'allumage des DEL de l'écran de contrôle.

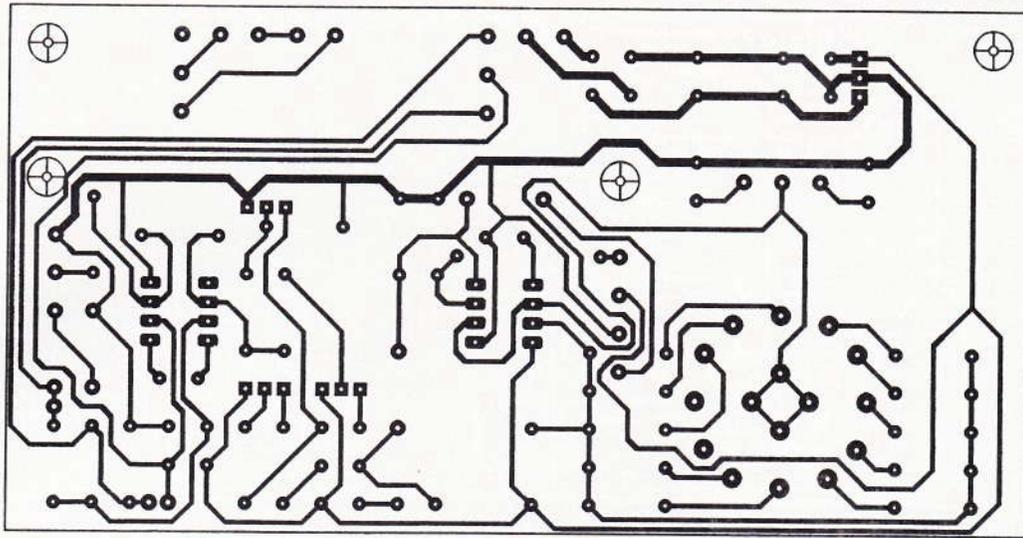
La synchronisation est réalisée sur la dernière sortie du décodeur. En effet, arrivée sur la dernière position, la base de temps est inhibée, à moins que l'état logique présent à cet instant soit un état haut. L'analyseur attend donc que le signal d'entrée se présente dans les mêmes conditions que lors du balayage précédent, ce qui évite que l'affichage scintille.

Comparateur d'entrée

L'entrée du montage comporte un amplificateur opérationnel monté en trigger de Schmitt qui fait également office de comparateur.

La tension de référence, c'est-à-dire le niveau de tension auquel le niveau logique mesuré est comparé, est différente selon la famille logique concernée (TTL/CMOS); d'où





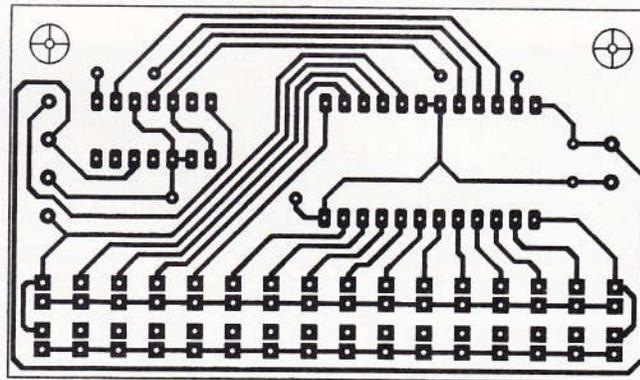
5

DESSINS DES CIRCUITS IMPRIMÉS.

la présence d'un inverseur de sélection S_1 . La référence TTL est élaborée autour de D_1 , D_2 et R_2 , qui fixent une tension de 1,2V (deux fois la d_{dp} d'une jonction silicium).

La référence CMOS fait, quant à elle, appel à un diviseur résistif R_1/R_4 , car le seuil dépend de la tension d'alimentation du circuit en test.

Le tableau de la **figure 4** récapitule les tensions mesurées sur le prototype aux points de basculement. L'hystérésis inhérente à tout trigger de Schmitt permet à la sonde de ne réagir à un changement de niveau qu'après le franchissement d'un point de non-retour. Ainsi, si la sonde indique un changement de niveau, il est certain que ce change-

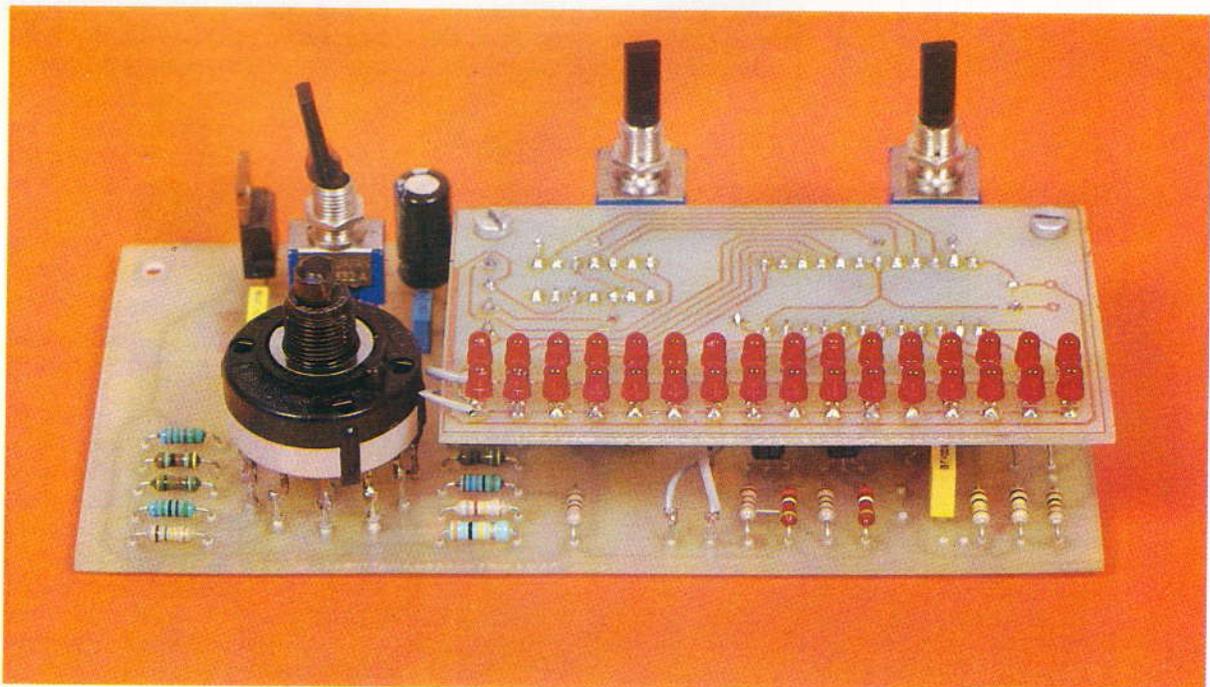


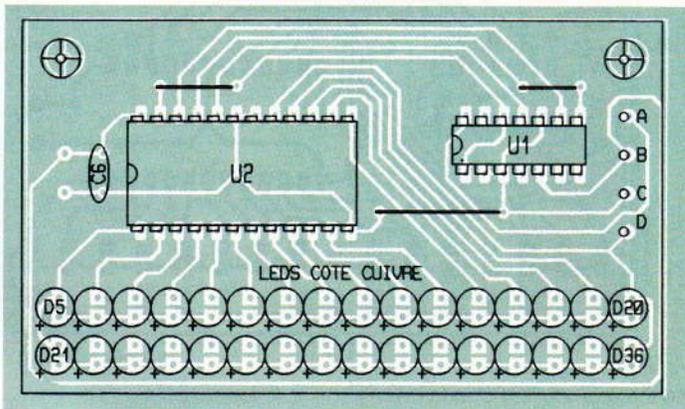
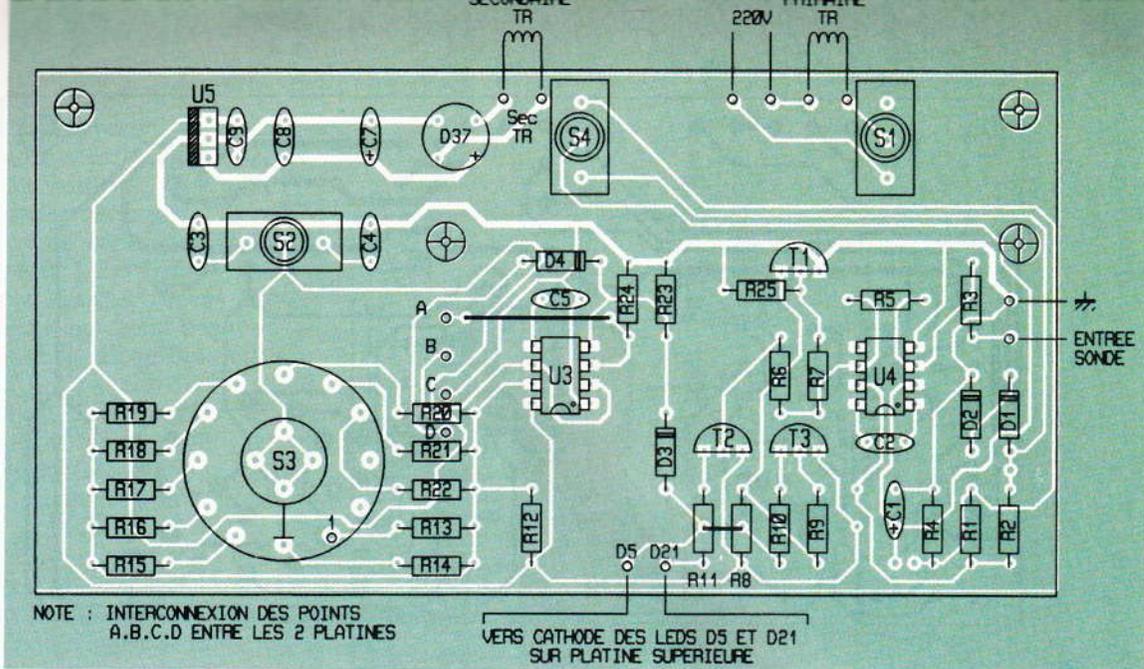
ment a bien eu lieu et que la tension mesurée ne se trouve pas à l'intérieur de la plage des tensions « louches ».

Alimentation

L'énergie est prélevée du secteur 220V par l'intermédiaire d'un transformateur-abaisseur de tension qui délivre sur son enroulement secondaire un potentiel alternatif compris entre 6 et 15V. Un pont de diodes redresse les deux alternances tandis

LES DEUX PLATINES SONT MONTÉES EN GIGOGNE.





6 IMPLANTATIONS DES COMPOSANTS.

que la capacité C_1 réalise un filtrage pour produire un courant légèrement ondulé, aussitôt acheminé sur l'entrée d'un régulateur 7805 qui dé-

LA PLATINE INFÉRIEURE.

livre sur sa sortie un potentiel continu, stabilisé à 5V pour les circuits TTL. La capacité C_2 apporte un complément de filtrage, tandis que C_3 assure le découplage de cette alimentation du restant du montage. La mise sous tension du dispositif est contrôlée par l'interrupteur S_4 . Notons que l'on pourra aussi utiliser un bloc secteur moulé délivrant une tension alternative ou continue de l'ordre de 8 à 15V et, le cas échéant,

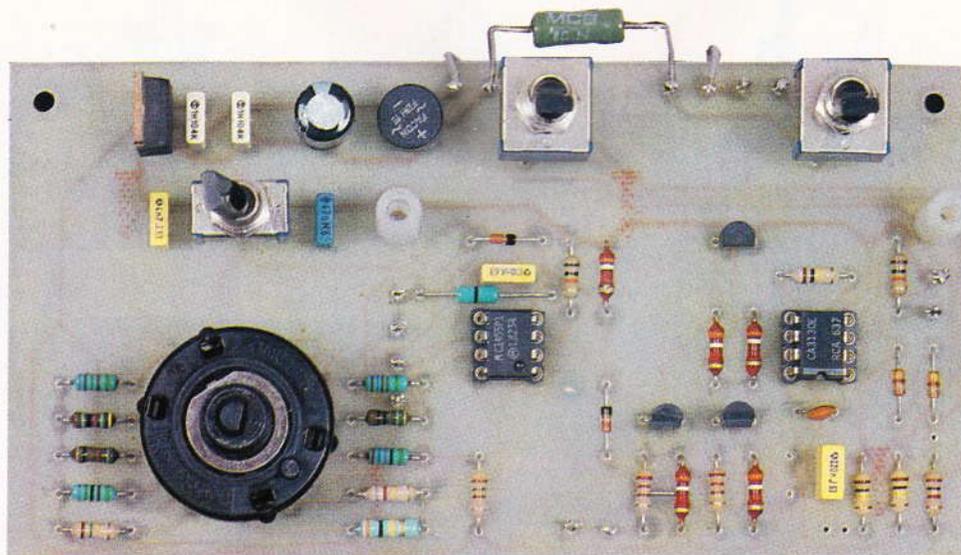
se passer du pont de diodes. Si le régulateur venait à trop chauffer, on implantera une résistance en série sur l'arrivée d'alimentation ($220\ \Omega$ 3W, par exemple).

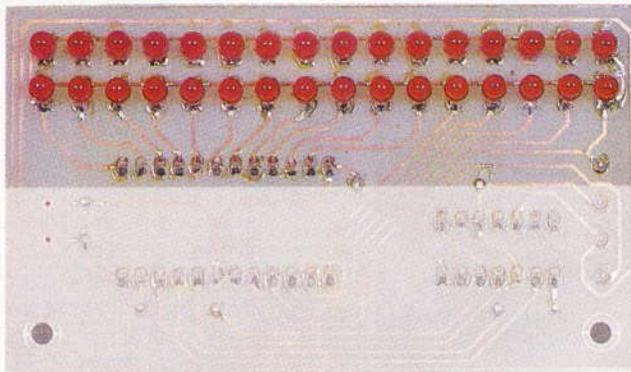
Réalisation

Circuits imprimés (fig. 6)

Afin de minimiser le câblage, le montage se répartit en deux circuits imprimés. Cela permet de regrouper directement toutes les commandes et l'affichage sur la face avant.

Il est possible de les élaborer en appliquant directement les éléments de transfert Mecanorma sur le cuivre préalablement bien dégraissé du verre époxy (travail fastidieux). Mais on peut également transiter par la réalisation d'un mylar transparent ou encore procéder par voie photographique en se servant du modèle publié comme référence. On se procurera tout de même les composants nécessaires avant de débu-

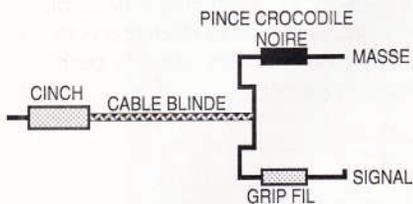




LES DEL SONT CABLEES COTE PISTES.

Utilisation

Il faut connecter sur le montage à tester deux fils différents (la sonde) : on met en place la masse (référence des potentiels) et le signal à observer.



8 SONDE DE TESTS.

On pourra confectionner à cet effet un accessoire très utile dont on retrouve le schéma en figure 8. Il s'agit d'un câble blindé doté à l'une de ses extrémités d'un connecteur Cinch mâle et, de l'autre, d'une paire de pinces crocodile noires pour la masse et d'un grip fil rouge pour le signal à tester.

Mise en boîtier

Une fois le réglage de la platine effectué, il faut réaliser tous les per-

çages du coffret et de la face avant. La sérigraphie est obtenue à l'aide d'éléments de transferts (lettres et symboles) recouverts ensuite d'un film plastique transparent autocollant ou d'une couche de vernis pour la protection. Les photos donnent une idée de ce qu'il est possible de réaliser.

Liste des composants

Résistances

R₁, R₄, R₅ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₂, R₁₂ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R₃, R₆, R₇, R₈, R₉, R₂₄ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₁₀, R₁₁ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R₁₃ : 767 kΩ 1 % (éventuellement 820 kΩ 5 %)
R₁₄ : 307 kΩ (330 kΩ 5 %)
R₁₅ : 153 kΩ 1 % (150 kΩ 5 %)
R₁₆ : 76 kΩ 1 % (75 kΩ 5 %)
R₁₇ : 30 kΩ 1 % (33 kΩ 5 %)
R₁₈ : 15 kΩ 1 % (15 kΩ 5 %)
R₁₉ : 7,2 kΩ 1 % (6,8 kΩ 5 %)
R₂₀ : 2,6 kΩ 1 % (2,7 kΩ 5 %)
R₂₁ : 1 kΩ 1 % (1 kΩ 5 %)
R₂₂ : 270 Ω 1 % (270 Ω 5 %)

R₂₃ : 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)

R₂₅ : 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)

Condensateurs

C₁ : 220 nF plastique
C₂ : 22 pF céramique
C₃ : 4,7 nF plastique
C₄ : 47 nF plastique
C₅, C₆ : 100 nF plastique
C₇ : 470 μF 16 V
C₈, C₉ : 100 nF plastique

Semi-conducteurs

D₁, D₂, D₃, D₄ : 1N4148
D₅ à D₃₆ : DEL rouges 3 mm
D₃₇ : pont de diodes 500 mA
T₁ : BC547 (NPN)
T₂, T₃ : 2N2907 (PNP)
U₁ : 74LS154 (décodeur 4 → 16)
U₂ : 74LS931 (compteur binaire 4 bits)
U₃ : NE555 (oscillateur)
U₄ : CA 3130 (ampli opérationnel CMOS)
U₅ : 7805 (régulateur 5 V)

Divers

S₁, S₂ : inverseurs unipolaires à levier
S₃ : rotacteur 1 circuit 12 positions
S₄ : interrupteur unipolaire à levier
TR : transformateur moulé 16 V à 15 V, 3 VA
1 bouton avec repère
1 support circuit intégré 14 broches
1 support circuit intégré 24 broches
2 supports circuit intégré 8 broches
1 connecteur Cinch châssis
1 connecteur Cinch mâle
1 pince crocodile isolée noire
1 grip fil miniature rouge
1 câble blindé 1 conducteur
1 boîtier Teko pupitre 362

LE MINITEL ELECTRONIQUE PRATIQUE

vous propose les services suivants :

- ABC de l'électronique
- Agenda
- Infos - Livres
- Bancs d'essais
- Diplômes
- La revue, abonnement
- Petites annonces classées
- Les boîtes aux lettres
- Jeux de réflexion
- Dialogues en direct
- Infos éditeur

Tapez 3615 code EPRAT

Notre propos est de donner quelques notions fondamentales sur les inductances utilisées en audio, en nous limitant à celles du type « à air », et sur les moyens métrologiques les plus simples à mettre en œuvre pour évaluer leur valeur.



LES INDUCTANCES EN AUDIO, LEUR MESURE

Définition

Une bobine d'inductance — ou, plus brièvement, une inductance — est réalisée en enroulant un certain nombre de spires, lesquelles embrassent un flux d'induction magnétique Φ circulant dans le milieu constituant le circuit magnétique de la bobine. Ce flux Φ est généré par le courant continu I qui circule dans l'enroulement; son orientation, qui dépend du sens choisi pour I , est donné par l'utilisation des règles classiques: bonhomme d'Ampère ou du tire-bouchon. Si le circuit magnétique est constitué d'un milieu linéaire, homogène et isotrope (ce qui est le cas de l'air), le flux Φ est proportionnel au courant I et le rapport entre ces deux grandeurs constitue l'inductance propre L de la bobine qui est alors caractérisée par la relation:

$$L = \frac{\Phi}{I}$$

L en henrys (H) pour Φ en webers (Wb) et I en ampères (A). Dans un milieu magnétique tel que celui constitué par un noyau de fer ou une ferrite, par suite de la saturation du circuit magnétique avec un courant I croissant, la valeur de L n'est plus constante et diminue. Ce qui explique la non-constance des caractéristiques d'un filtre pour enceintes acoustiques réalisé avec ce type de composant, d'autant que à cette non-linéarité due à la saturation s'ajoutent des pertes par hysté-

résis et par courants de Foucault. Ce qui explique aussi que, pour ne pas être rébarbatif, nous nous sommes limités aux inductances à air (où toutefois interviennent aussi, comme d'ailleurs pour les inductances à circuit magnétique sur fer, des grandeurs parasites inévitables).

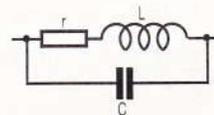
Paramètres d'une inductance à air

Si une inductance à air idéale peut se caractériser uniquement par la valeur de son coefficient d'inductance L , il faut pour un composant réel considérer deux grandeurs physiques qui, systématiquement, l'accompagnent et constituent des grandeurs parasites:

- La résistance r de la bobine.
- La capacité répartie qui existe entre les spires de la bobine.

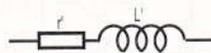
En ce qui concerne la résistance r , celle-ci varie avec la fréquence à cause de l'effet pelliculaire (ou effet Kelvin) qui fait que la densité de courant n'est pas uniforme dans la section d'un conducteur mais qu'elle se porte d'autant plus vers sa périphérie que la fréquence croît: ce qui fait que la valeur de r augmente, et ce en fonction de la fréquence. Cependant, comme nous nous sommes placés dans la gamme des fréquences audio, cet effet pelliculaire γ est très peu marqué, et nous pouvons considérer que la résistance r conserve dans ce domaine une valeur toujours très proche de celle qu'elle a en courant continu.

Quant à la capacité répartie, compte tenu ici aussi du domaine fréquentiel de l'inductance, elle peut se réduire à une capacité C de faible valeur en parallèle sur la bobine, ce que traduit la **figure 1**.



1 REPRESENTATION D'UNE INDUCTANCE.

Ce schéma équivalent peut s'identifier avec celui d'une résistance r' en série avec un inductance L' (**fig. 2**) avec les valeurs:



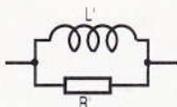
2 LE SCHEMA EQUIVALENT SERIE.

$$r' = \frac{r}{(1 - LC\omega^2)^2 + r^2C^2\omega^2} \quad (1)$$

et

$$L' = \frac{L - C(r^2 + L^2\omega^2)}{(1 - LC\omega^2)^2 + r^2C^2\omega^2} \quad (2)$$

ou encore à celui d'une résistance R' en parallèle avec la même inductan-



3

LE SCHEMA EQUIVALENT PARALLELE.

ce L' (fig. 3) avec :

$$R' = \frac{L^2 \omega^2}{r} \quad (3)$$

Le lecteur pourra vérifier les formules (1), (2) et (3) par des calculs que nous n'avons pas jugé utile de développer ici, d'autant qu'ils sont élémentaires.

Par ailleurs, et suivant ce qui a été vu ci-dessus, une inductance à air est caractérisée :

- par sa valeur L aux fréquences basses ;
- par sa fréquence d'antirésonance f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} ; \quad f_0 = \omega_0 / 2\pi$$

- par son coefficient de qualité Q :

$$Q = \frac{L\omega}{r}$$

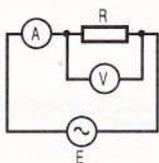
Cette inductance L, aux fréquences f inférieures à f_0 se comporte comme une inductance de valeur :

$$L / \left(1 - \frac{f^2}{f_0^2}\right)$$

de coefficient de qualité apparent égal à :

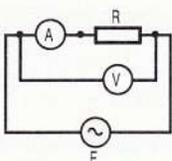
$$Q \left(1 - \frac{f^2}{f_0^2}\right)$$

Pour une fréquence f supérieure à f_0 ,



4a

MESURE AVAL.



4b

MESURE AMONT.

la bobine se conduira comme une capacité.

Mesure des inductances

Il existe des moyens (coûteux), accompagnés de méthodes sophistiquées, pour évaluer les caractéristiques d'une inductance ; ceux-ci sont du ressort des laboratoires (Ponts de Hay, de Maxwell, à résonance ou encore Q-mètre BF) et ne seront pas abordés, par conséquent, ici dans la mesure où nous nous adressons à des amateurs qui, pour la plupart, ne disposent que de l'appareillage métrologique de base : un multimètre, analogique ou numérique, et un générateur BF (ceux qui ne disposent pas de ce dernier pourront limiter leurs mesures à 50 Hz, fréquence obtenue à un transformateur abaisseur donnant quelques volts en sortie et en interposant en série avec le secondaire une résistance de plusieurs dizaines d'ohms de 1 W minimum)*.

Mesure de la résistance de la bobine (en continu)

La détermination de la valeur de r, résistance de l'inductance, peut s'effectuer immédiatement en utilisant un multimètre sur la position ohmmètre. Si l'inductance est de faible valeur (< 100 µH), la valeur obtenue sera relativement imprécise, à moins de disposer d'un multimètre performant doté d'une fonction ohmmètre descendant vers les très faibles valeurs. Comme nous nous limitons aux valeurs d'inductances à air utilisées en audio, ce qui implique qu'il s'agit essentiellement d'inductances utilisées dans les filtres passifs pour enceintes acoustiques, les valeurs de L entrant dans cette stratégie d'application seront comprises entre 100 µH et 10 mH. En dehors de l'utilisation — facile — de l'ohmmètre pour mesurer une résistance existe une autre façon de procéder consistant à associer l'utilisation d'un voltmètre et d'un ampèremètre. Certes, cette méthode s'avère élémentaire, mais elle se révèle à la fois didactique et, par là même, fort instructive.

La figure 4 donne les deux configurations possibles du montage :

- Montage aval (ou montage à courte dérivation), le voltmètre étant directement aux bornes de la résistance à mesurer (fig. 4a). Dans ces conditions — en supposant que la tension E est d'abord continue —, si le voltmètre mesure effectivement la

tension aux bornes de R, l'ampèremètre mesure à la fois I, courant passant R et celui passant dans A.

- Montage amont (ou montage à longue dérivation), le voltmètre étant à présent branché aux bornes de l'ensemble R + A (fig. 4b). Dans ce cas, l'ampèremètre mesure effectivement le courant I qui traverse R, mais le voltmètre mesure la tension existant aux bornes de l'ampèremètre en série avec la résistance. Si R_A est la résistance de l'ampèremètre et R_V celle du voltmètre, on commet une erreur systématique :

- Avec le montage aval, on mesure correctement E, en supposant le générateur sans résistance interne ; dans le cas contraire, si R_i est la résistance interne du générateur, on mesure une tension U inférieure à E alors que l'intensité mesurée est égale à :

$$I + \frac{U}{R_V}$$

Le terme $\frac{U}{R_V}$

représente l'erreur systématique de ce type de montage.

- Avec le montage amont, on mesure correctement I, mais on mesure avec V une tension égale à $U + R_A I$. Le second terme $R_A I$ représente l'erreur systématique de ce type de montage.

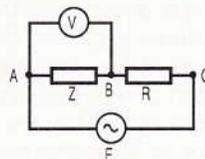
Mesure de l'impédance d'une inductance

On opère cette fois à partir d'une source alternative. L'inductance L de résistance r — valeur qui a été déterminée en continu comme il a été dit ci-dessus — peut être évaluée à partir soit du montage aval, soit du montage amont.

On mesure en fait Z, et comme $Z = \sqrt{L^2 \omega^2 + r^2}$, on obtient immédiatement $L\omega = \sqrt{Z^2 - r^2}$ et donc L en divisant le résultat par $2\pi f$ ($\omega = 2\pi f$, fréquence à laquelle s'effectue la mesure ; à moins de disposer d'un fréquencemètre, il faudra faire confiance aux graduations du générateur, d'où une autre source d'erreur).

5

MESURE DE L'IMPEDANCE.



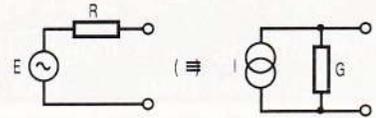
Une autre méthode consiste en celle des trois voltmètres encore appelée méthode de comparaison (fig. 5). Elle consiste à alimenter l'impédance Z inconnue au travers d'une résistance de valeur connue R et à mesurer les tensions U_{AB} aux bornes de Z, U_{BC} aux bornes de R et U_{AC} aux bornes de Z et R en série.

ce qui entraîne :

$$R = Z \cos \varphi$$

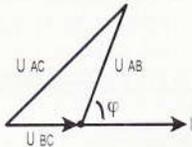
$$X = Z \sin \varphi$$

Avec une résistance R réglable, on s'arrange pour que $U_{AB} = U_{BC}$, donc $Z = R$.



6

DIAGRAMME DE FRESNEL.



On obtient les relations suivantes :

$$I = \frac{U_{AB}}{Z} = \frac{U_{BC}}{R} = \frac{U_{AC}}{Z + R}$$

et le diagramme de Fresnel des tensions (fig. 6) entraîne que :

$$U_{AC}^2 = U_{AB}^2 + U_{BC}^2 + U_{AB} \cdot U_{BC} \cdot \cos \varphi$$

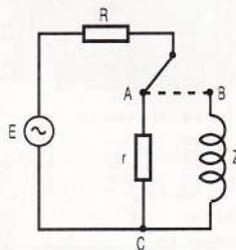
$$\text{Soit } \cos \varphi = \frac{U_{AC}^2 - U_{AB}^2 - U_{BC}^2}{2 \cdot U_{AB} \cdot U_{BC}}$$

Mesure de la variation de l'impédance d'un haut-parleur

Cette mesure fait l'objet de la figure 7. Le générateur BF a sa sortie en série avec une résistance élevée (3 à 5 kΩ) ; ce qui transforme le générateur à tension constante (générateur

7

VARIATION DE L'IMPÉDANCE D'UN HP.



8

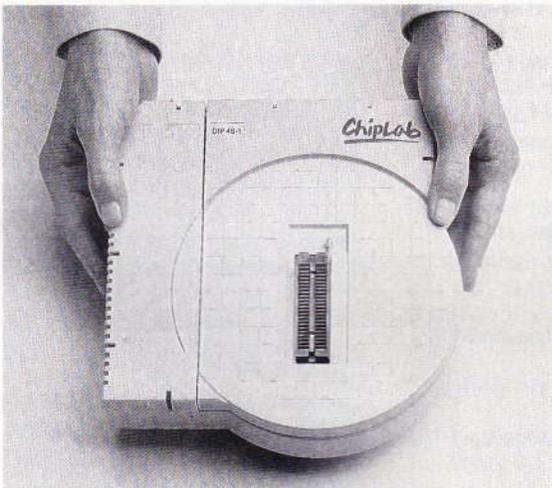
TRANSFORMATION THEVENIN / NORTON.

de Thévenin) en générateur à courant constant (générateur de Norton) comme l'indique la figure 8. La résistance r (8 Ω) sur la position AC permet de fixer la référence, qu'il s'agisse d'un relevé point par point à partir d'un générateur BF ou d'un générateur à balayage de fréquence sur un enregistreur.

Ch. PANNEL

* Toutefois, cette solution « économique » posera quelques problèmes : en effet, pour les faibles valeurs de L, Lu ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ avec $f = 50 \text{ Hz}$) sera petit et difficile à évaluer ; alors qu'avec un générateur BF, on pourra porter f à quelques milliers de hertz...

VOTRE PROGRAMMATEUR PERSONNEL DATA I/O



Chiplab™ est votre programmeur personnel pour vos utilisations d'études et de maintenance. Chiplab™ programme tous les composants nécessaires à l'aboutissement de vos projets.

- Il permet de programmer le plus grand nombre de composants (PLD, PROM, EPROM et microcontrôleur, jusqu'à 48 broches) pour un coût très bas*.

- rapidité et simplicité d'utilisation grâce à son environnement window
- sécurité, qualité et fiabilité Data I/O
- mises à jour par modem

* version 32 broches : F. 6 515 (PUHT)

* version 48 broches : F. 10 887 (PUHT)

Pour toute commande ou pour plus d'informations, n'hésitez pas à contacter nos distributeurs agréés :

Adelcom	60 48 32 00
Omnitech-Sertronique	16 43 86 74 74
Radiospares Composants	16 44 84 72 72
Jod Instrumentation	39 56 00 95
Bascoul Electronique	16 61 48 99 29

Chiplab

MB ELECTRONIQUE

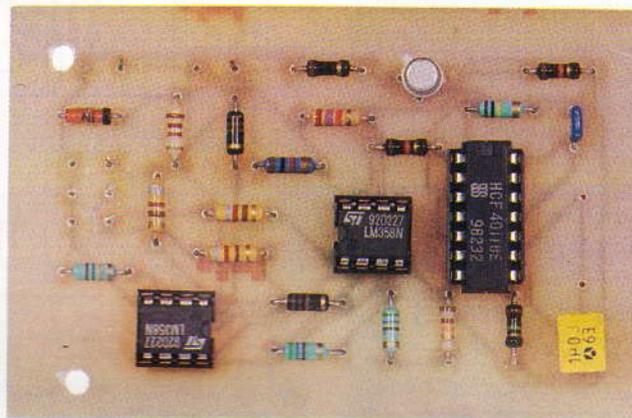
606, rue Fourny - ZI de BUC - BP 31 - 78533 BUC CEDEX.
Tél. 39 56 81 31. Fax. 39 56 53 44.

Chiplab™ et Data I/O sont des marques déposées de Data I/O Corporation



INDICATEUR D'ETAT DE CHARGE/DECHARGE POUR ACCUMULATEUR 12V

Le montage décrit dans cet article est une extension au circuit « coupleur de batteries pour camping-car », publié dans le numéro 173 d'*Electronique Pratique*; il permet un contrôle visuel et sonore de l'état de charge de la batterie « habitat » du camping-car. Les informations lumineuses ou acoustiques qu'il délivre indiqueront à l'utilisateur qu'il est nécessaire de programmer une excursion avec le véhicule, afin d'en recharger la batterie domestique. Cette application n'est cependant pas exclusive, vous pourrez tout aussi bien connecter ce montage sur un autre accumulateur ayant une tension nominale de 12V.



Il comporte quatre amplis opérationnels et un circuit à quatre portes de type « NAND ». Les AOP assurent la double fonction de comparaison de la tension batterie avec une tension de référence et celle de l'affichage du niveau de cette tension, selon des « fenêtres » calibrées. Les quatre portes « NAND » sont montées en oscillateur, leur rôle est de produire un signal sonore d'alarme intermittent.

Les amplis opérationnels employés dans des LM 358, qui se présentent sous la forme de boîtiers DIL 8 contenant chacun deux amplis individuels. Ces circuits présentent l'avantage de ne pas nécessiter d'alimentation symétrique, comme c'est le cas avec la majorité des amplis-op classiques (741 et autres). L'alarme sonore est réalisée à l'aide d'un CD 4011 dont le signal de sortie pilote un buzzer.

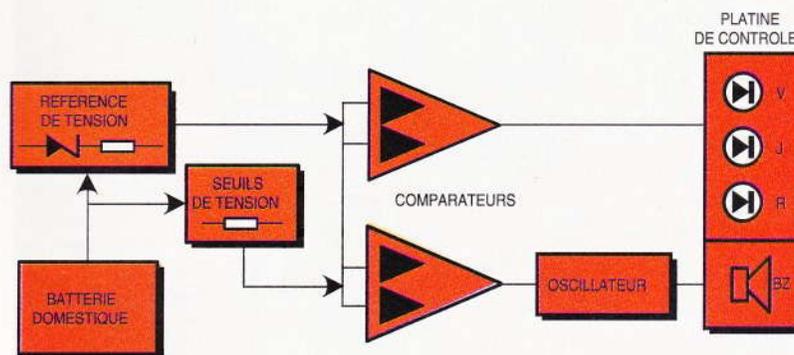
La section « comparateur » est proposée en **figure 2**. La tension présente aux bornes de l'accumulateur

est appliquée sur D₁, une diode zener de précision compensée en température, garantie pour une dérive maximale de 0,01 % par degré. Cette diode est alimentée à travers R₁ et fournit une tension de 6,2V. La chaîne de résistances R₂ à R₃ constitue un pont diviseur multiple, aux bornes duquel on recueille le potentiel stable de la diode zener. Les différentes tensions de références produites par ce diviseur résistif sont ensuite appliquées aux entrées inverseuses de A₁, A₂ et A₃. Les niveaux de tension correspondants sont indiqués sur le schéma détaillé de la **figure 2**. La polarisation de A₄ est différente puisque la tension de référence est injectée sur son entrée non-inverseuse. Les raisons de cette particularité sont évoquées dans l'étude dynamique du fonctionnement.



LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MONTAGE.

Le principe de fonctionnement est schématisé en **figure 1**. C'est un montage très classique, en partie inspiré par la structure interne des bargraphs type LM 3915 et autres...

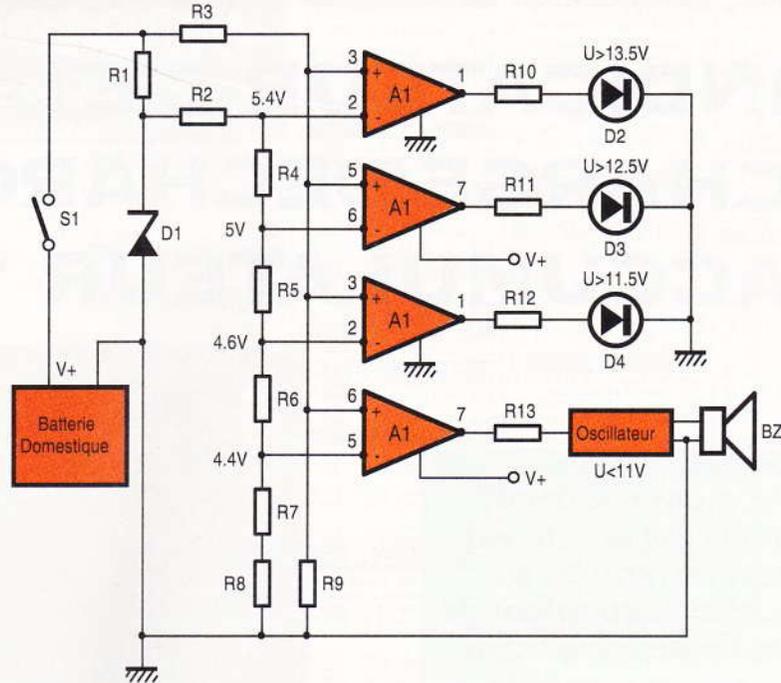
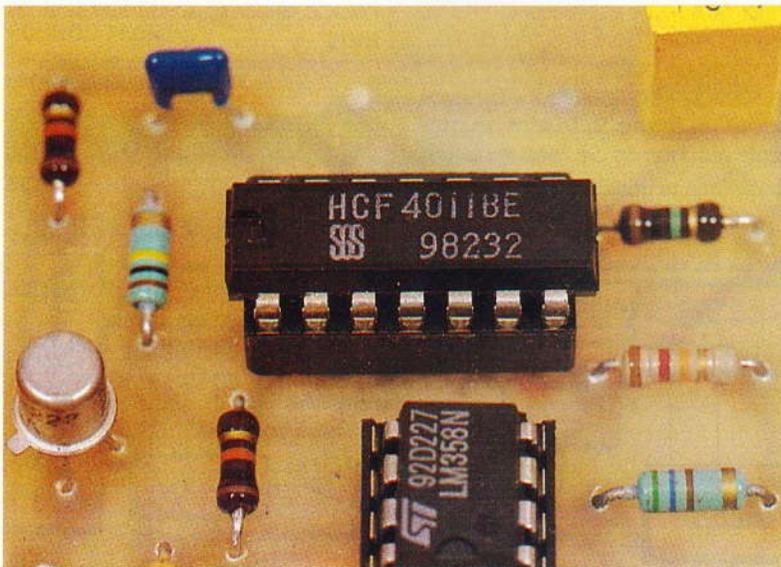


L'entrée non-inverseuse de A_1 , A_2 , A_3 , ainsi que l'entrée inverseuse de A_4 reçoivent une fraction de la tension batterie par l'intermédiaire du pont diviseur R_3 à R_9 . Cette tension réduite est de 5,6V pour une tension d'entrée de 14V [$14V \times R_9 / (R_3 + R_9)$]. Cette tension n'étant pas stabilisée, elle suivra les fluctuations de la tension batterie. Par souci d'approvisionnement des composants, l'auteur a choisi pour les résistances qui composent le pont des valeurs normalisées prises dans la série E 24. L'appareil proposé étant un simple indicateur et non un appareil de mesure, la précision obtenue ainsi semble plus que suffisante; mais rien ne vous empêche de puiser dans la série E 96!

Fonctionnement dynamique

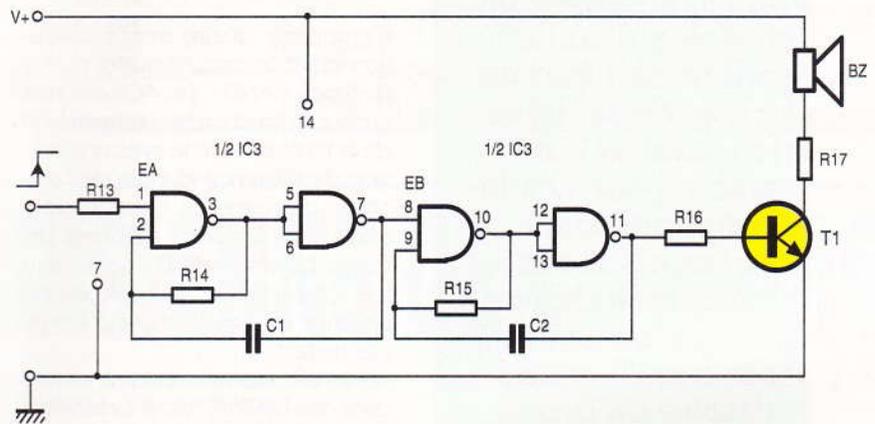
Tant que la tension présente à l'entrée non-inverseuse de A_1 , A_2 et A_3 est supérieure à la tension de référence appliquée à leur entrée inverseuse, leurs sorties respectives sont au niveau haut, ce qui provoque l'illumination des diodes DEL qui y sont connectées. Si la tension appliquée sur leur entrée non-inverseuse devient inférieure à celle de l'entrée inverseuse, la sortie de l'amplificateur concerné passe au niveau bas, provoquant ainsi l'extinction de la DEL qu'il pilote. Le branchement de A_4 est volontairement inversé. Sans cette précaution, sa sortie serait au niveau haut, ce qui aurait pour effet d'activer le buzzer hors alarme.

L'OSCILLATEUR ET LE TRANSISTOR DE SORTIE DU BUZZER.



2 LE SCHEMA DE L'INDICATEUR DE CHARGE.

3 LE MULTIVIBRATEUR.

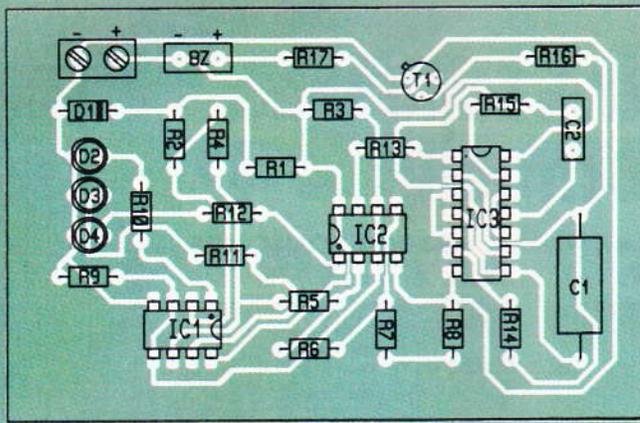
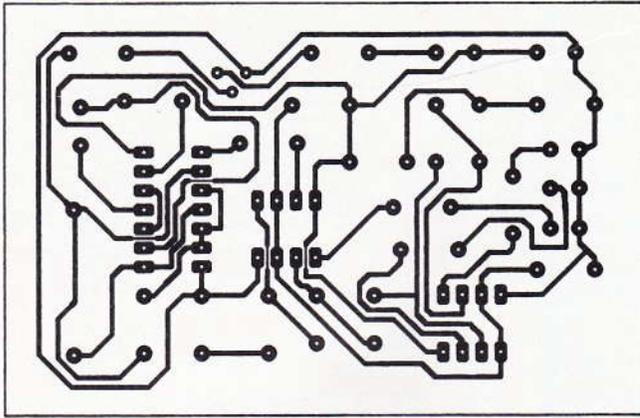


En effet, l'oscillateur « alarme » comporte deux multivibrateurs astables commandés. Le premier oscille à une fréquence de l'ordre du hertz et

commande le second qui produit un son audible de l'ordre du kilohertz. Lorsque la tension batterie devient inférieure à 11V, la sortie de A_4 passe au niveau haut, elle active alors l'entrée « EA » du premier multivibrateur (fig. 3). Celui-ci entre en oscillation et provoque par « EB » celle du deuxième multivibrateur. La sortie (pin 11) délivre alors un signal puisé (bip-bip) qui polarise la base de T_1 , ce qui a pour effet de rendre l'espace collecteur/émetteur du transistor. On retrouve ainsi les signaux carrés amplifiés sur le collecteur de T_1 . Ils sont reproduits par le buzzer qui émet un signal sonore intermittent. La fréquence de ce signal dépend des valeurs de C_1 , R_{14} , C_2 et R_{15} .

Les fréquences d'oscillation respectives se calculent approximativement à l'aide de la formule suivante : $f = 1/0.6 R \times C$ (avec R en ohms et C en farads).

La section fonctionnement étant suf-



4/5

CIRCUIT IMPRIME ET IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

fiamment explicitée, nous pouvons maintenant passer à la réalisation du montage. Compte tenu du site où l'électronique sera implantée, il faudra veiller à la bonne qualité des soudures. Les composants seront soudés au plus près du circuit imprimé pour éviter tout risque de rupture des connexions, phénomène qui pourrait survenir suite aux contraintes mécaniques sévères de l'environnement automobile (vibrations en particulier). Le montage sera de préférence implanté dans la partie « habitat » du camping-car, pour une évidente raison de perception acoustique du signal sonore. Toutefois, rien ne s'oppose à un éloignement modéré entre les éléments de contrôle et le circuit imprimé du montage. L'interrupteur S_1 permet de « couper » l'alimentation du module électronique, il devra bien évidemment être fermé dans des conditions d'utilisation normales. Son usage « ouvert » sera réservé aux périodes d'inutilisation du camping-car.

La réalisation ne devrait pas poser de problème particulier. Un dernier commentaire sur le choix des résistances R_1 à R_8 , qui seront de préfé-

rence des modèles à couche métallique. Vous noterez l'absence d'organes de réglage, qui font de cet accessoire un outil « opérationnel » (quoi de plus normal...) dès l'achèvement de la dernière soudure. De plus, il est complètement autonome puisqu'il s'alimente sur la batterie à surveiller et rien n'interdit son utilisation en tant qu'appareil de contrôle portatif.

A. DUREAU ET G. HEMMER

Il est possible avec cet appareil de dessouder ou de souder des composants SMD et câblés, sans contact et en les ménageant, en quelques secondes et en les protégeant contre les décharges statiques. Les buses peuvent aussi être équipées d'une sonde thermométrique ou d'un tuyau d'aspiration. La durée de vie des charbons du moteur va jusqu'à 2000 heures. Le niveau sonore n'est que de 59 dB. Le **LEISTER HOT-JET « S »** peut aussi être employé pour le soudage et la thermorétraction de matières plastiques, ainsi que pour la polymérisation de connexions pour fibres optiques.

Caractéristiques techniques Leister Hot-Jet « S »

230 V~, 460 W, 50/60 Hz, double isolation.

Température : réglage électronique en continu de 20 °C à 600 °C.

Liste des composants

- R₁ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)**
- R₂ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)**
- R₃ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)**
- R₄, R₅ : 1,1 kΩ (marron, marron, rouge)**
- R₆, R₇ : 560 Ω (vert, bleu, marron)**
- R₈ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)**
- R₉ : 18 kΩ (marron, gris, orange)**
- R₁₀, R₁₁, R₁₂ : 820 Ω (bleu, rouge, marron)**
- R₁₃, R₁₆ : 10 kΩ (marron, noir, orange)**
- R₁₄ : 1 MΩ (marron, noir, vert)**
- R₁₅ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)**
- R₁₇ : 10 Ω (marron, noir, noir)**
- C₁ : 1 μF non polarisé**
- C₂ : 100 nF**
- D₁ : 1N821, zener 6,2 V**
- D₂ : DEL 3 mm verte**
- D₃ : DEL 3 mm jaune**
- D₄ : DEL 3 mm rouge**
- T₁ : 2N2222 ou équivalent**
- IC₁, IC₂ : LM358**
- IC₃ : CD 4011**
- BZ : buzzer 12 V pour tension continue**
- 2 supports DIL 8**
- 1 support DIL 14**
- 3 clips pour DEL 3 mm**
- 1 coffret C10 MMP 10 x 65 x 15**
- S₁ : inter unipolaire**



Distributeur :

Sapelmecca, 57, rue Brançon, 75015 Paris - Tél. : 45.33.64.56. Fax : 45.33.94.97. Téléx : 250 913.



REGULATEUR 5V ALIMENTE PAR PILES

Le module proposé permettra d'alimenter des petits montages utilisant des circuits TTL avec 4 piles 1,5V (ou 4 à 5 accumulateurs 1,2V), ce qui n'est pas envisageable avec un régulateur classique. Qui plus est, le montage proposé vous permettra d'user vos piles jusqu'à l'extrême limite, d'où une durée d'utilisation maximale. Le montage proposé permet de fournir 5V continu sur sa sortie pour un courant consommé de l'ordre de 100 mA. La tension d'entrée peut évoluer entre 3V et 15V, ce qui permet une grande liberté. Il est protégé contre les courts-circuits en sortie (même avec 15V en entrée).

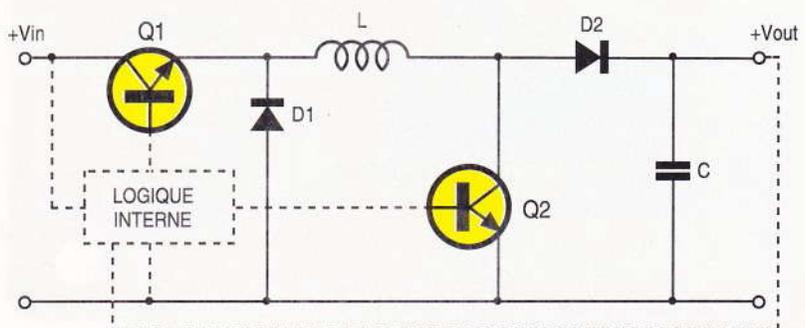
Il est tentant d'alimenter des petits montages par des piles ou des accumulateurs. Cependant, les circuits TTL ont besoin d'une alimentation DC 5V régulée, c'est bien connu. Il faut donc utiliser un régulateur. Le problème des régulateurs linéaires classiques réside dans la tension de déchet nécessaire en amont pour obtenir un bon fonctionnement. Par exemple un LM7805 a besoin au minimum de 7V en entrée pour fonctionner correctement. Il faudrait donc six accumulateurs de 1,2V pour pouvoir utiliser ce type de régulateur. Mais dès que les accumulateurs seront un peu épuisés, la tension d'entrée du régulateur passe en dessous de 7V et le régulateur commence à ne plus pouvoir faire son travail. On peut choisir d'utiliser une pile 9V, ce qui laisse un peu plus de marge, mais dans ce cas, la puissance dissipée par le régulateur est plus grande. Une bonne part de l'énergie de la pile est donc perdue pour rien.

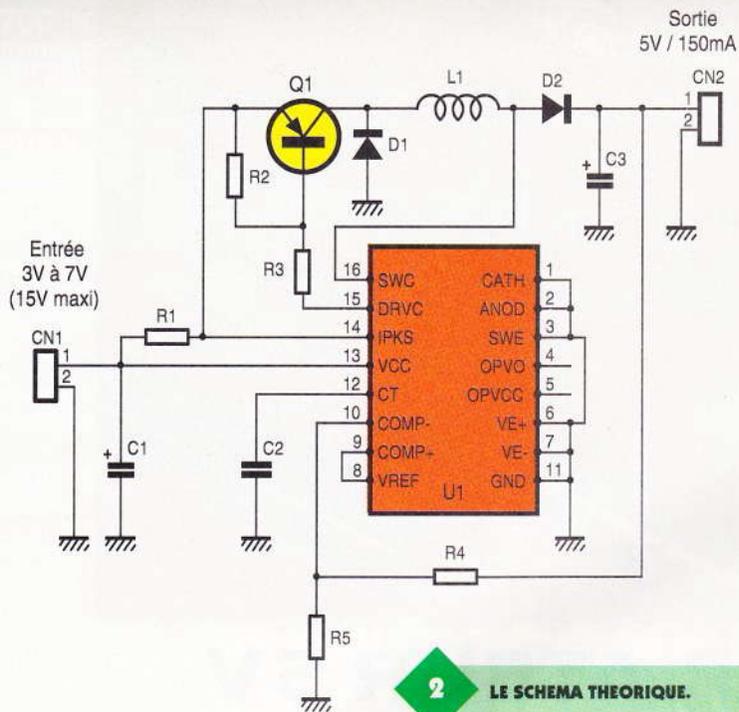
Le montage que nous vous propo-

sons utilise un circuit à découpage. Ce type de circuits est réputé pour son excellent rendement, ce qui, dans le cas d'une alimentation par piles ou accumulateurs, est très recherché. Qui plus est, avec un régulateur à découpage, on peut abaisser ou élever la tension facilement. Notre montage peut faire les deux en même temps, ce qui permettra d'utiliser les piles ou les accumulateurs jusqu'à l'extrême limite. Par exemple, avec 4 piles de 1,5V, la tension nominale sera de 6V. Notre montage fonctionnera donc au départ en abaisseur de tension. Puis, au fur et à mesure de l'utilisation des piles, la tension fournie passera en dessous de 5V. Le montage fonctionnera alors en élévateur de tension. Le passage de l'un à l'autre des modes de fonctionnement est complètement transparent, ce qui rend ce montage très intéressant.

1

LE PRINCIPE DE BASE.





2 LE SCHEMA THEORIQUE.

Schéma

Le schéma (fig. 2) est très simple grâce à l'utilisation d'un circuit spécialisé dans le domaine de la régulation à découpage, il s'agit d'un μ A78S40. Ce circuit intègre beaucoup de choses (voir fig. 5) : un oscillateur, une source de tension de référence, un comparateur, un latch associé à une porte ET, deux transistors (pour effectuer le découpage), une diode et un amplificateur opérationnel.

Le principe mis en œuvre par un régulateur à découpage est très intéressant. Il consiste à emmagasiner de l'énergie dans une inductance puis à la restituer vers la sortie en fonction des besoins. Voyons comment cela se passe sur la figure 1.

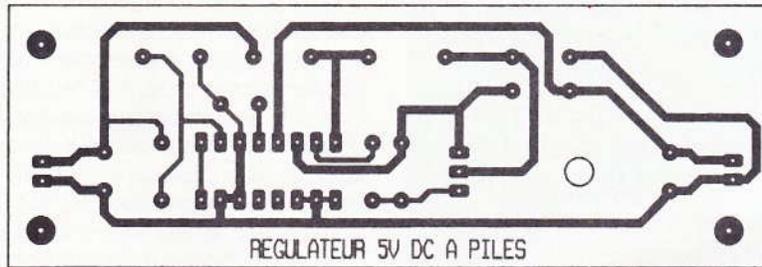
Dans un premier temps, les transistors Q_1 et Q_2 sont conducteurs. Les diodes D_1 et D_2 sont alors bloquées. La tension de sortie est fournie par le

condensateur C qui se déchargera par la charge de la sortie. Au départ, la tension de sortie est nulle bien entendu, mais, par la suite, le condensateur sera chargé.

Lorsque Q_1 et Q_2 conduisent, l'inductance L se trouve soumise au potentiel V_{in} (si l'on néglige la tension de saturation des transistors). Le courant qui s'établit dans l'induc-

tance L ne peut varier instantanément. Le courant va donc croître linéairement en fonction du temps. La logique interne du régulateur se charge de contrôler le temps de conduction des transistors. Une fois le temps atteint, les transistors sont bloqués par la logique. L'énergie emmagasinée par L ne peut disparaître instantanément, en raison du principe physique de conservation de l'énergie. L'inductance va réagir violemment au blocage des transistors en tentant de maintenir le courant qui la traverse. Il va apparaître une tension de sens contraire aux bornes de L, de sorte que D_1 et D_2 vont conduire. L'énergie emmagasinée par L est alors redistribuée au condensateur C qui va se charger. Selon le temps de conduction de Q_1 et de Q_2 , l'énergie stockée par L est plus ou moins importante. La charge du condensateur dépend de cette énergie, donc dépend aussi du temps de conduction de Q_1 et Q_2 . C'est la logique interne qui se charge de faire varier ce temps, de sorte que la tension de sortie reste stable. Plus le temps cycle est court, plus l'ondulation résiduelle de la

3 DESSIN DU CIRCUIT IMPRIME.



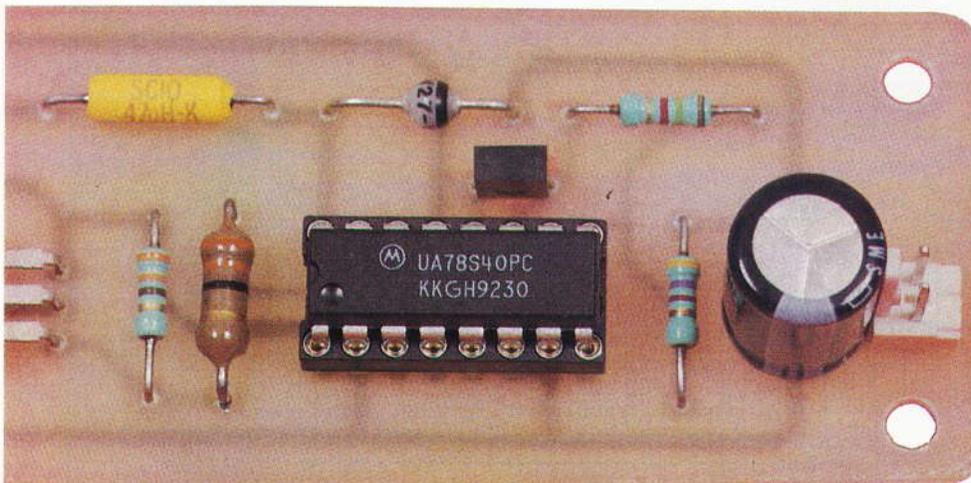
LE CIRCUIT INTEGRE SPECIALISE.

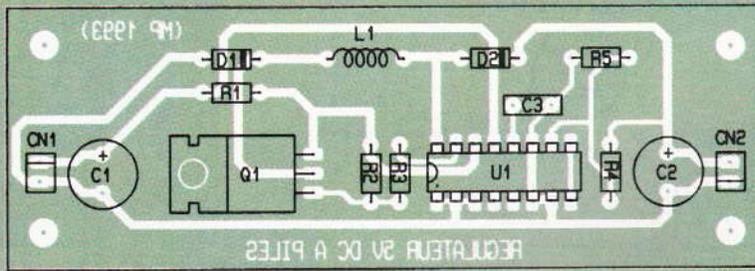
tension de sortie sera faible. La figure 2 n'a donc pas de grands secrets à nous révéler. C_1 filtre les pics de courants occasionnés par la commutation des transistors. Les résistances R_2 et R_3 permettent de contrôler la saturation de Q_1 . R_1 permet au circuit U_1 de limiter le courant de court-circuit en sortie à une valeur donnée par la formule :

$$I_{CC} = 0,15/R_1$$

Il s'agit en fait de la valeur moyenne du courant de court-circuit. En pointe, le courant atteint $2 \times I_{CC}$.

La fréquence de découpage est liée à la valeur de C_2 . Pour notre application, la fréquence de découpage est de l'ordre de 50 kHz, ce qui est un bon compromis entre la stabilité obtenue et les pertes occasionnées par les temps de commutation du





4

L'IMPLANTATION.

transistor Q₁ et des diodes D₁ et D₂. Les résistances R₄ et R₅ forment un pont diviseur. La tension présente sur la patte 10 de U₁ est comparée à la tension de référence interne d'une valeur de 1,25 V. Le circuit cherche à maintenir les pattes 10 et 9 au même potentiel. La tension de sortie est donc donnée par la formule:

$$V_S = 1,25 \times (R_4 + R_5) / R_5.$$

Réalisation pratique

Le circuit imprimé à reproduire est visible en **figure 3** et la vue d'implantation en **figure 4**. Veillez au sens des composants. Le transistor Q₁ sera immobilisé sur le circuit imprimé à l'aide d'une petite vis. L'inductance sera un modèle standard que l'on peut se procurer facilement chez un revendeur. La petite puissance mise en jeu par notre montage ne pose pas de problème. Toutefois, ne changez pas les valeurs du montage sous peine de voir la tension s'écrouler en sortie. Les valeurs de L, R₁, R₄, R₅ et C₂ sont liées. Vous n'avez pas vraiment de liberté quant aux valeurs des composants.

Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter une meilleure utilisation de vos piles grâce à cette petite alimentation.

Pascal MORIN

Liste des composants

C₁ : 220 µF/63 V sorties axiales

C₂ : 220 pF

C₃ : 470 µF/16 V sorties axiales

D₁, D₂ : BYV27

L₁ : inductance 47 µH

Q₁ : MJE2954T

R₁ : 1 Ω 1/2 W

R₂ : 330 Ω 1/4 W (orange, orange, marron)

R₃ : 33 Ω 1/2 W (orange, orange, noir)

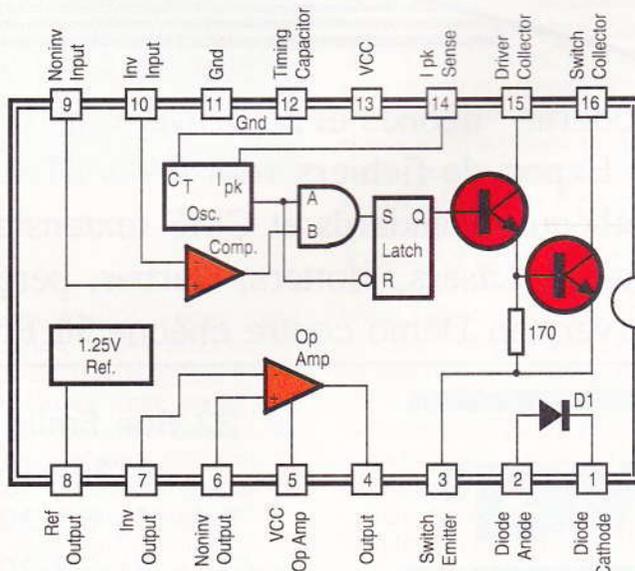
R₄ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R₅ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)

U₁ : µA78S40 + support 16 broches

5

LA STRUCTURE INTERNE DU 78S40.



CATALOGUE COMPOSANTS

93/94 PROX. 10'

12000
REFERENCES



Electronique - Diffusion

15 RUE DE ROMME 59061 ROUBAIX
BOITE AUX LETTRES CAPITAL 1300-0007
TEL. 20 70 23 42 - FAX 20 70 26 40
TELEX 331 311 P

NOS AGENCES

LIJÈRE	234 rue des Postes	30 20 97 98 - Fax 98 98
DOUAI	18 rue de la Croix d'Or	27 87 70 71 - Fax 98 98
DUNKERQUE	19 rue Dr Lemaître	28 08 80 80 - Fax 98 98
VALENCIENNES	38, avenue de St Armand des Min	27 20 27 21 - Fax 98 98
ARRAS	30, avenue Lubbock	01 71 18 81 - Fax 98 98
LILLE	129 bd Louis Blanc	07 83 76 90 - Fax 07 71 63 33

CATALOGUES « ELECTRONIQUE DIFFUSION »

La société **ELECTRONIQUE DIFFUSION** nous propose ses deux catalogues, l'un est réservé plus particulièrement au service des écoles et lycées techniques (disponible également sur disquette 3"1/2), et l'autre est plutôt axé sur les composants électroniques actifs pour le grand public. Ce dernier dispose, sur ses 130 pages, d'un vaste choix de semi-conducteurs :

- Microprocesseurs.
- Réseaux logiques programmables.
- CI logiques.
- CI japonais
- Transistors tout usage.
- Transistors radio fréquence, de puissances et faible bruit.
- Optoélectronique, etc.

ELECTRONIQUE DIFFUSION, 15, rue de Rome, BP 607, 59061 Roubaix Cedex 1 - Tél. : 20.70.23.42.

Electronique - Diffusion

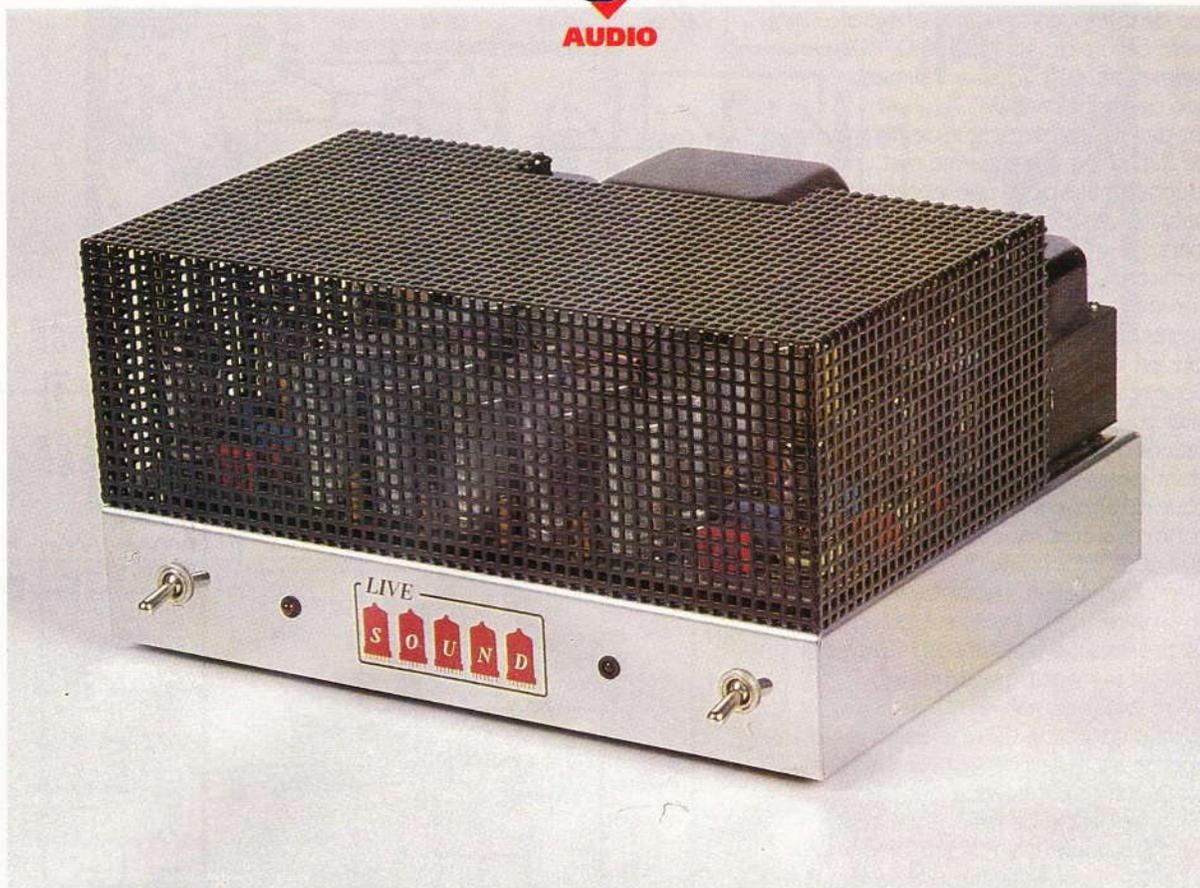
15 RUE DE ROMME 59061 ROUBAIX
BOITE AUX LETTRES CAPITAL 1300-0007
TEL. 20 70 23 42 - FAX 20 70 26 40
TELEX 331 311 P



59000 LILLE	324 RUE DES POSTES	TEL. 20 70 23 42 - FAX 20 70 26 40
59000 DOUAI	18 RUE DE LA CROIX D'OR	TEL. 27 87 70 71 - FAX 98 98
59140 DUNKERQUE	19 RUE DR LEMAITRE	TEL. 28 08 80 80 - FAX 98 98
59000 VALENCIENNES	38 AV DR ST ARMAND	TEL. 27 20 27 21 - FAX 98 98
59000 ARRAS	30 AV LUBBOCK	TEL. 01 71 18 81 - FAX 98 98
59400 LILLE	129 BL LOUIS BLANC	TEL. 07 83 76 90 - FAX 07 71 63 33



AUDIO



LIVE SOUND 2 X 8 WATTS RMS PSEUDO TRIODE

Cet ampli de classe A, disponible en kit auprès de la société TSM, a déjà comblé de nombreux audiophiles. Il se décompose en trois étages et une alimentation surdimensionnée.

Voyons en détail le premier étage équipé d'une 6A693. Un potentiomètre de 220 k Ω Log règle le niveau d'entrée 100 mV. Cette grande sensibilité d'entrée permet de se passer de préamplificateur. CD, tuner et magnéto pourront donc attaquer directement cet amplificateur. Un condensateur d'isolement de 0,16 μ F évite toute dérive à très bas-

se fréquence. La résistance de 5,49 k Ω prévient toute oscillation H.F.

La charge de cathode partiellement découplée recevra la boucle de contre-réaction issue du secondaire du transfo de sortie, on remarquera le double découplage.

La présence d'un potentiomètre de 220 k Ω destiné à faire varier le taux de C.R. Celle-ci est pratiquement nulle quand le potentiomètre est au maximum de sa valeur. La résistance d'anode 36 k Ω étant relativement faible, gage d'une excellente réponse aux fréquences élevées, le second étage reprend la même configuration. Ce circuit de cathode est découplé en totalité par 150 μ F tantale et 1 μ F polycarbonate.

La sortie s'effectue vers la grille de l'excellent TE692 à travers un réseau R.C. 0,25 μ F-5,49 k Ω .

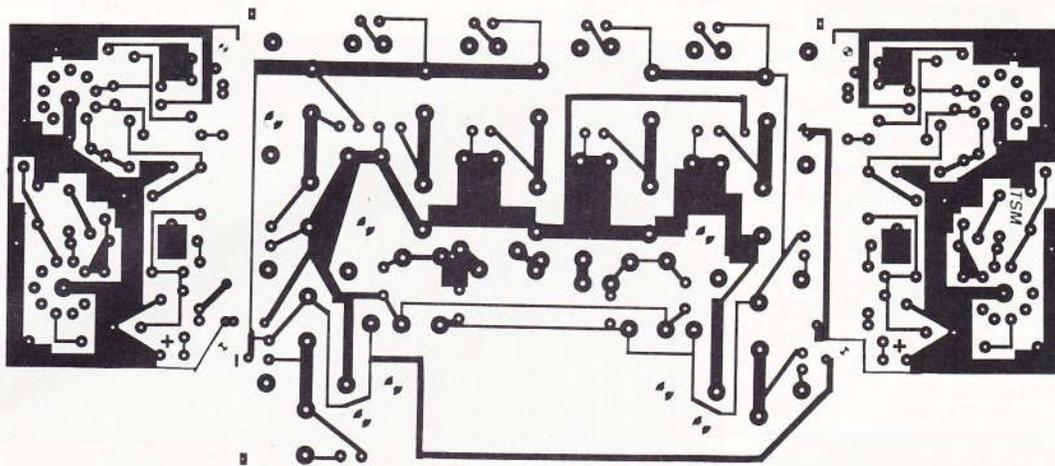
Ce tube professionnel monté en pseudo-triode, l'écran est relié à la plaque via 120 Ω -4 W, voit son circuit anodique chargé par le primaire d'un transfo de sortie de 2000 Ω . Il est polarisé en classe A avec un cou-

rant de repos de 100 mA de façon automatique par une résistance de cathode de 620 Ω (17 W) dont le découplage a été parfaitement soigné (150 μ F chimique, 1 μ F polypropylène et 4,7 nF styroflex).

Un ingénieux système muni d'une LED prévient toute surcharge de l'étage de sortie. Le transfo de sortie réalisé avec des tôles à grains orientés et le nombre important d'enroulements garantissent un temps de montée inférieur à 4 μ S.

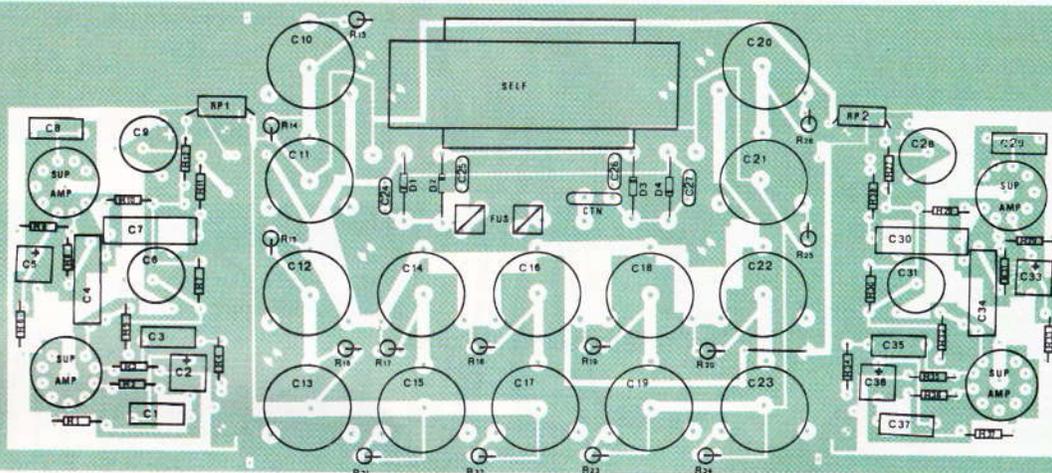
L'alimentation de cette réalisation a été particulièrement bien soignée, un transfo possédant un circuit magnétique de 150 VA a été retenu. Le redressement a été confié à quatre diodes rapides BYW95c/d. Chacune d'entre elles est découplée par un condensateur de 1500 pF disque céramique, afin de supprimer le pic de surtension toujours désagréable à l'écoute. Le filtrage très énergique fait appel à 14 condensateurs 220 μ F-250 V à faible résistance série et à une self largement dimensionnée.

Une C.T.N. 100 Ω assume une mon-



2

LE CIRCUIT IMPRIME A L'ECHELLE 1/2.



3

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS A L'ECHELLE 1/2.

Il aura toute sa place dans le cadre d'une multi-amplification, se trouvant tout naturellement sur les voix médium ou aiguës.

Son fabricant nous annonce la venue prochaine sur le marché d'un filtre actif 12 dB octave hybride. La dernière partie de cette écoute s'est achevée par la substitution de ce sympathique amplificateur par un modèle à transistors 2 x 80 W, dit « haut de gamme », coûtant cinq fois plus cher, et là, surprise... la musique s'en est allée.

Montage et câblage du circuit imprimé

Celui-ci ne pose pas de difficulté. Tous les éléments sont repérés grâce à la sérigraphie (attention au sens des diodes et à certains électrochimiques).

Une fois tous ces éléments assemblés et soudés sur le circuit imprimé, souder les différents fils de câblage sur celui-ci, côté cuivre, afin d'effectuer les liaisons entre la platine et les divers éléments dans le châssis.

Ordre de montage mécanique

Commencer par fixer :

A — Sur face avant :

- 1) les deux interrupteurs secteur;
- 2) les deux LED rouges avec leur support.

B — Sur face arrière :

- 3) les quatre potentiomètres avec leurs boutons;
- 4) les deux prises RCA en utilisant les quatre rondelles bakélite, afin d'éviter tout contact avec le châssis. Si besoin est, vérifier à l'aide d'un ohmmètre qu'il n'y a aucun contact entre la masse et le châssis. Très important;
- 5) le bornier 4 sorties HP. Les deux barettes métal seront fixées à l'aide de vis $\varnothing 3 \times 12$ avec le bornier et seront soudées sur les deux plots de celui-ci;
- 6) porte-fusible avec un fusible 1,25 A;
- 7) cordon secteur 2 P + T avec son passe-fil.

C — A l'intérieur du châssis :

- 8) les deux résistances de puissance 620 Ω à l'aide des deux griffes et des vis Parker; les connexions respectives dirigées vers les tubes AMT 692;
 - 9) les deux condensateurs 330 $\mu\text{F}/375 \text{ V}$ à l'aide des deux griffes et des vis Parker. Utiliser les quatre colliers Tyrap pour les fixer;
 - 10) les deux supports ampoules en utilisant deux entretoises de longueur 10 mm et une rondelle ép. 2 mm pour chaque vis. Fixer pour chaque support une barette 3 broches, côté transfo alimentation. Les détrompeurs des supports de tubes devront être dirigés vers les transfo;
 - 11) les transfos sur le châssis.
- Les opérations terminées, fixer la platine sur le châssis, sans oublier de mettre les entretoises $L = 5 \text{ mm}$, ce qui donnera une très bonne aération d'ensemble.
- Le montage mécanique est maintenant terminé, il vous suffit d'effectuer les liaisons diverses entre les élé-

ments. Pour cela, suivre les schémas fournis.

Lors des divers essais, il faudra prendre toutes les précautions d'usage contre la haute tension qui est une source continue très élevée, donc dangereuse.

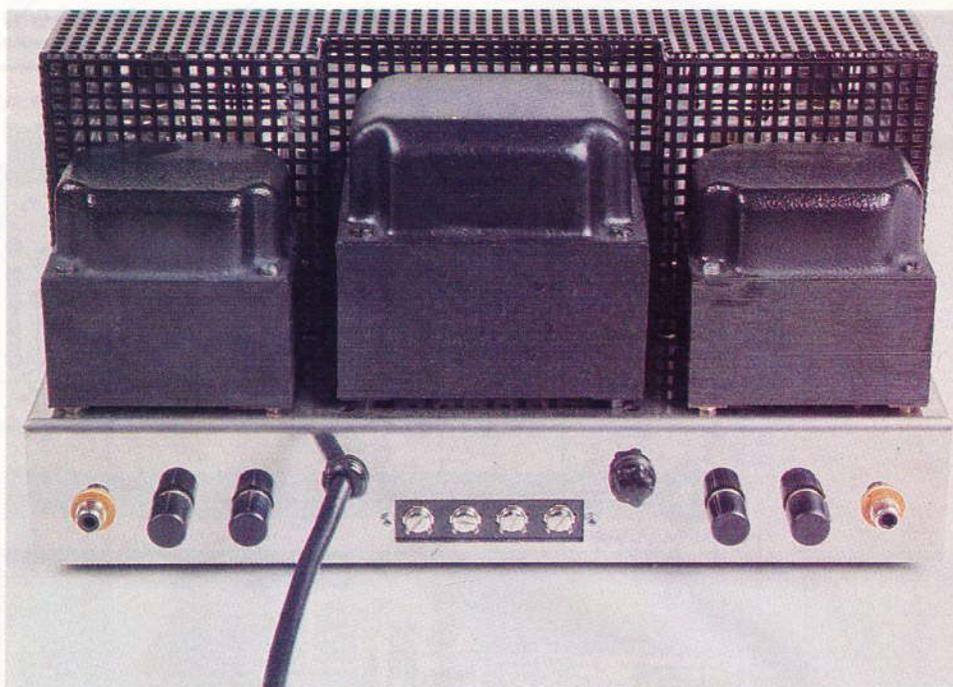
L'amplificateur fonctionnant, il reste à fixer le capot qui sera vissé par le dessous du châssis avec des vis $\varnothing 3 \times 12$ et ensuite, le fond du châssis par quatre vis TF $\varnothing 3 \times 12$.

NOMENCLATURE BOITIER

- 1 châssis
- 1 capot
- 1 fond
- 4 pieds
- 1 lot visserie châssis (4 vis TF $\varnothing 3 \text{ L} = 10 \text{ mm}$, 4 vis TC $\varnothing 3 \text{ L} = 12 \text{ mm}$)
- 2 inters secteur
- 2 LED rouges $\varnothing 5 \text{ mm}$
- 2 supports LED
- 4 potentiomètres 220 KB, axe $\varnothing 4 \text{ mm}$
- 4 boutons axe $\varnothing 4 \text{ mm}$
- 1 porte-fusible châssis
- 1 fusible 1,25 A Temp.
- 2 prises RCA
- 4 rondelles bakélite pour prise RCA
- 1 bornier 4 sorties HP (+ 2 barettes métal)
- 1 passe fil
- 1 cordon secteur 2 P + T
- 2 plaquettes 3 broches
- 4 supports à doubles griffes
- 4 vis Parker $\varnothing 4 \text{ L} = 10 \text{ mm}$
- 6 vis TC $\varnothing 3 \text{ L} = 20 \text{ mm}$
- 2 vis TC $\varnothing 3 \text{ L} = 12 \text{ mm}$
- 2 vis TC $\varnothing 3 \text{ L} = 30 \text{ mm}$
- 6 entretoises $\varnothing 3 \text{ L} = 5 \text{ mm}$
- 8 entretoises $\varnothing 3 \text{ L} = 10 \text{ mm}$
- 26 écrous $\varnothing 3$
- 6 rondelles éventail $\varnothing 3$
- 4 écrous $\varnothing 4$
- 1 cosse œillet $\varnothing 3$
- 4 rondelles plates $\varnothing 3 \text{ ép. } 2 \text{ mm}$
- 2 fils HT pour tube
- 2 tubes AMT 692 +
- 2 supports
- 4 colliers Tyrap
- 1 transfo 220 V/300 V, 6 V
- 2 transfos sortie

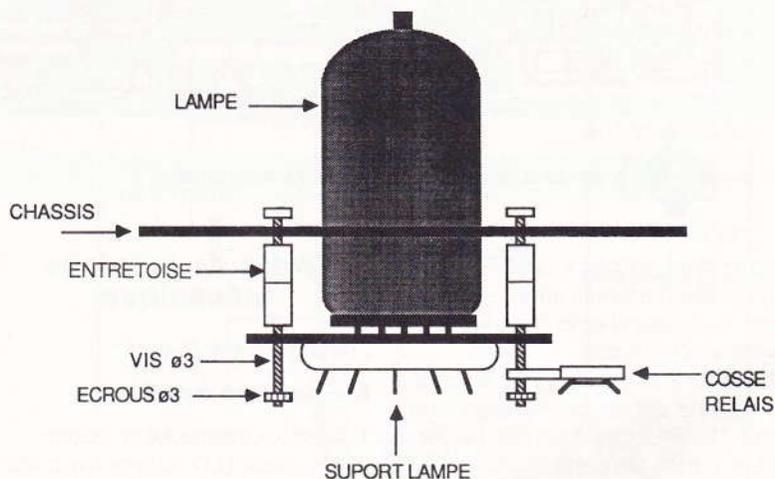
Condensateurs

- C₃₈, C₃₉ : 330 μF 375 V polarisé
- C₄₀, C₄₁ : 150 μF 180 V polarisé
- C₄₂, C₄₃ : 4,7 μF 160 V non polarisé
- C₄₄, C₄₅ : 4,7 nF 160 V non polarisé



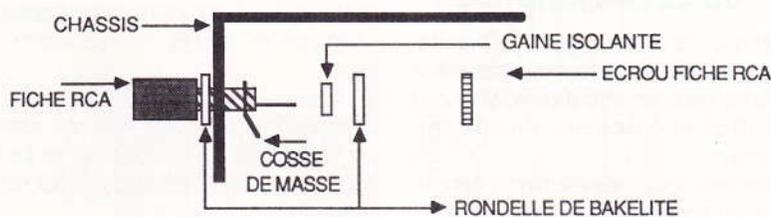
VUE DE LA FACE ARRIERE DE L'AMPLIFICATEUR.

MONTAGE DES SUPPORTS OCTAUX

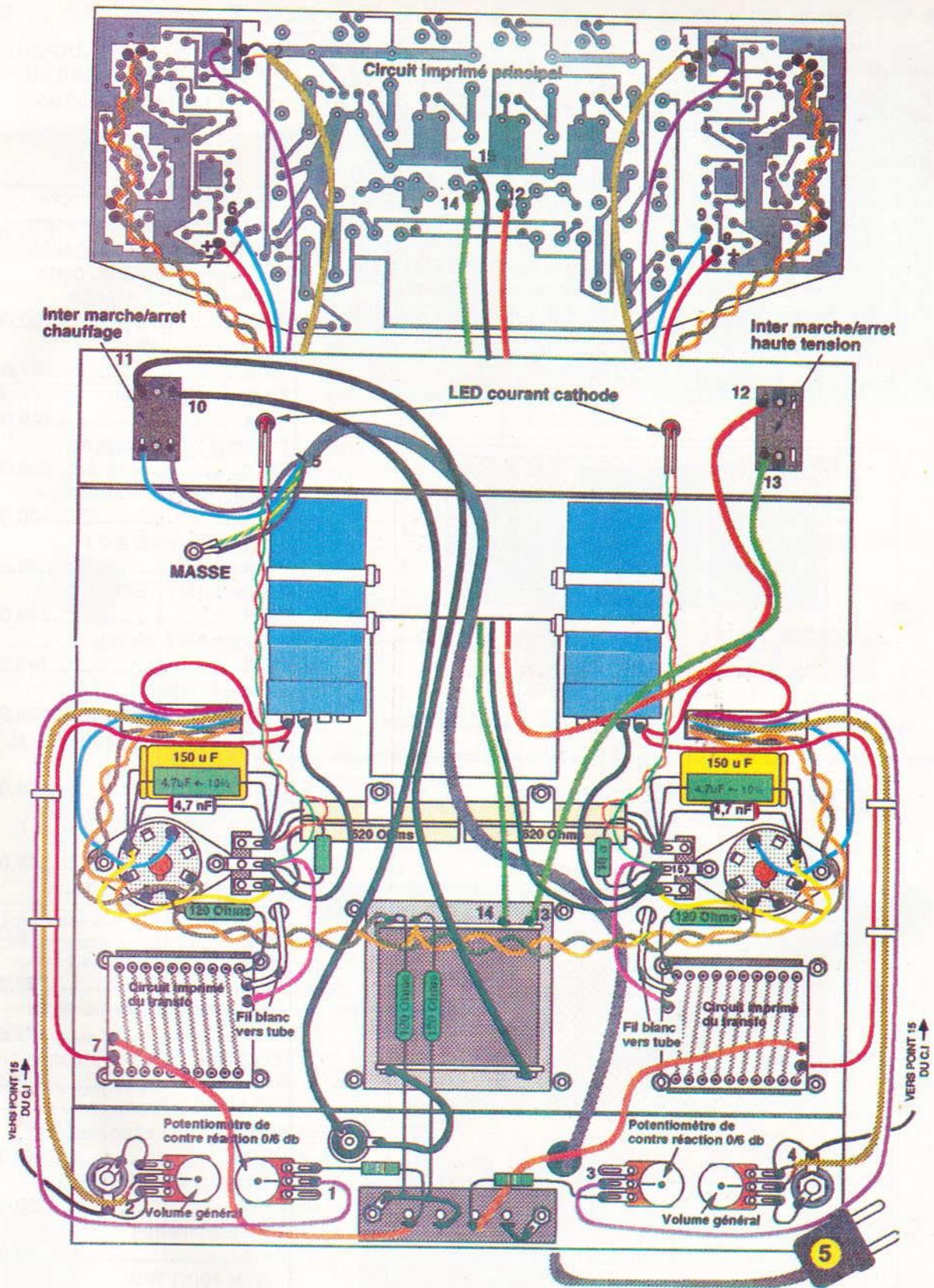


4 LA MISE EN PLACE DU TUBE FINAL.

MONTAGE DE LA FICHE RCA



5 MONTAGE DES FICHES RCA.



LE CABLAGE DE L'ENSEMBLE.

Résistances

R₃₉, R₄₀ : 620 Ω 10 W
R₄₁, R₄₂ : 470 kΩ 1/2 W
R₄₃ à R₄₆ : 120 Ω 5 W
R₄₇, R₄₈ : 18,7 kΩ 1/4 W
 (marron, gris, violet, rouge)
R₄₉, R₅₀ : 10 Ω 4 W

NOMENCLATURE CIRCUIT IMPRIME

4 tubes AMT 6A693 +
4 supports
1 CTN 100 Ω 7 W
1 self
1 strap

4 liaisons fils sous circuit
2 pinces porte-fusibles
1 circuit imprimé
1 fusible 1,25 A Temp.

Condensateur

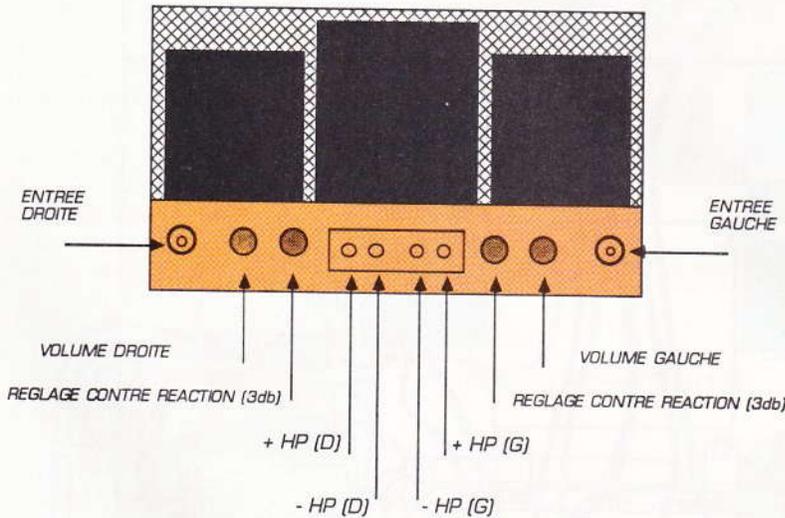
C₁, C₈, C₂₉, C₃₇ : 1 µF 100 V non

polarisé
C₂, C₅, C₃₃, C₃₆ : 150 µF 16 V
polarisé
C₃, C₃₅ : 0,26 µF 160 V non
polarisé
C₄, C₇, C₃₀, C₃₄ : 0,047 µF 630 V
non polarisé
C₆, C₉, C₂₈, C₃₁ : 22 µF 385 V
polarisé radial
C₁₀ à C₂₃ : 220 µF 250 V
polarisé radial
C₂₄ à C₂₇ : 330 pF 400 V

Résistances

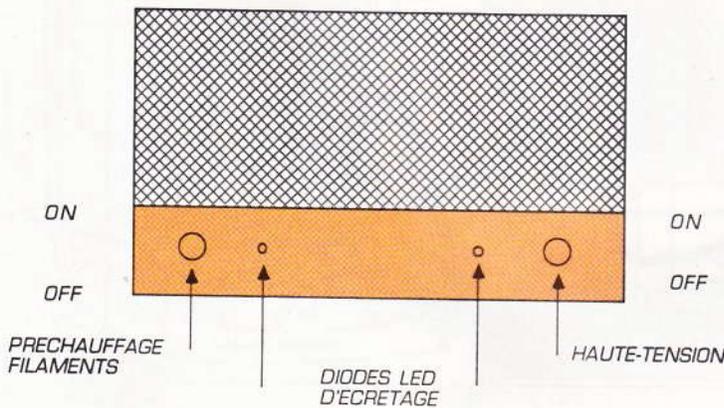
R₁, R₃₇ : 73,2 Ω 1/4 W 1 %

(violet, orange, rouge, or)
R₂, R₆, R₃₆, R₃₃ : 536 Ω 1/4 W
1 % (vert, orange, bleu, noir)
R₃, R₉, R₂₉, R₃₅ : 430 kΩ 1/4 W
2 % (jaune, orange, jaune)
R₄, R₇, R₈, R₁₁, R₁₂, R₂₇, R₃₀,
R₃₁, R₃₄, R₃₈ : 5,49 kΩ 1/4 W
1 % (vert, jaune, blanc,
marron)
R₅, R₁₀, R₂₈, R₃₂ : 36 kΩ 1/2 W
(orange, bleu, orange)
R₁₃ à R₂₇ : 470 kΩ 1 W (jaune,
violet, jaune)
RP₁, RP₂ : 180 Ω 10 W



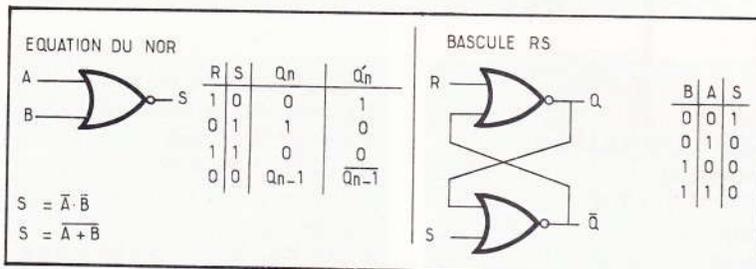
7

LA FACE ARRIERE.



8

LA FACE AVANT.



COMPOSANTS VENDU SEPAREMENT

- Chassis inox chromé, capot noir, fond noir, pieds, 2 inters connectiques (prise HP-RCA ETC), cordon secteur, porte fusible, et lot de visserie. PRIX.....1200,00F
- 1 Self PRIX.....67,00F
- 2 Transfos de sortie PRIX.....720,00F
- 1 Tranfo d'alimentation PRIX.....260,00F
- 2 Support octaux céramique PRIX.....100,00F
- 4 Supports noval à C.I PRIX.....40,00F
- 2 Tubes AMT TE692 PRIX.....240,00F
- 4 Tubes AMT 6A693 PRIX.....240,00F
- 1 Circuit imprimé PRIX.....135,00F
- 14 Condensateurs chimique H.T 220µF 255v PRIX.....224,00F
- 4 Condensateurs chimique H.T 22µF 385v PRIX.....48,00F
- 2 Condensateurs chimique H.T 330µF 375v PRIX.....76,00F
- Jeu de résistances 4Ω 17W PRIX.....36,00F
- Jeu de resistances 1/2 et 2w PRIX.....72,00F
- 2 Fils connection H.T plaque PRIX.....48,00F
- Lot de condensateurs polypropilaine et polyesters PRIX.....260,00F
- 4 Diodes rapide BYW 95c/d PRIX.....20,00F
- 4 Potentiomètres PRIX.....48,00F
- 1 CTN 100Ω 10W PRIX.....20,00F

PRIX du kit complet.... 3850,00F

TSM : DISTRIBUTEUR SUPRAVOX

Haut-parleur conseillé pour le TSM 400 ampli à tube. H.P large bande 0dB 50Hz à 16 KHz ø200 livré avec plan de montage de l'enceinte. PRIX.....750,00F



UN CIRCUIT ENREGISTREUR: ISD1100

ISD (Information Storage Devices) lance un nouveau produit, dans la lignée des ISD10XX: le ISD1100, d'une durée d'enregistrement de 10 secondes. La technologie ChipCorder (enregistrement sur puce) permet le stockage de la voix ou d'une musique à l'intérieur d'une simple puce et la restitution du message sonore à l'aide d'un petit haut-parleur connecté directement aux sorties du circuit. Le message peut être réenregistré autant de fois que l'on désire, et ce, tout simplement, par appui sur un bouton-poussoir.

De plus, cette technologie permet le stockage de l'échantillon sonore sans qu'il ne soit fait appel à aucune source d'énergie, ce qui permet de le garder un temps infini (la fiche technique donne une durée moyenne de 100 ans).

La petite taille des circuits obtenus par utilisation de ce composant le destine tout particulièrement à son intégration dans des cartes de vœux, des décorations de fêtes, ainsi que dans les jouets électroniques et les peluches ou poupées. Les applications possibles ne manquent pas et nous sommes sûrs que nos lecteurs auront tôt fait d'accommoder l'ISD 1100 à toutes les sauces.

La technique de stockage

L'ISD utilise une méthode de stockage haute densité « multiniveau ». Cette technique permet de stocker les signaux d'entrée sous leur forme analogique (256 niveaux possibles). Chaque échantillon est placé dans une case mémoire d'une EEPROM, ce qui, contrairement à la technique de digitalisation des sons, permet la conservation d'un plus grand nombre d'informations dans le même espace. En effet, le stockage di-

rect du signal analogique permet de réduire dans un rapport d'environ 8 la place mémoire nécessaire, par comparaison à l'autre méthode qui, avec seulement deux niveaux disponibles (0 ou 1), requerrait 8 fois plus de place pour emmagasiner la même information ($2^8 = 256$ niveaux).

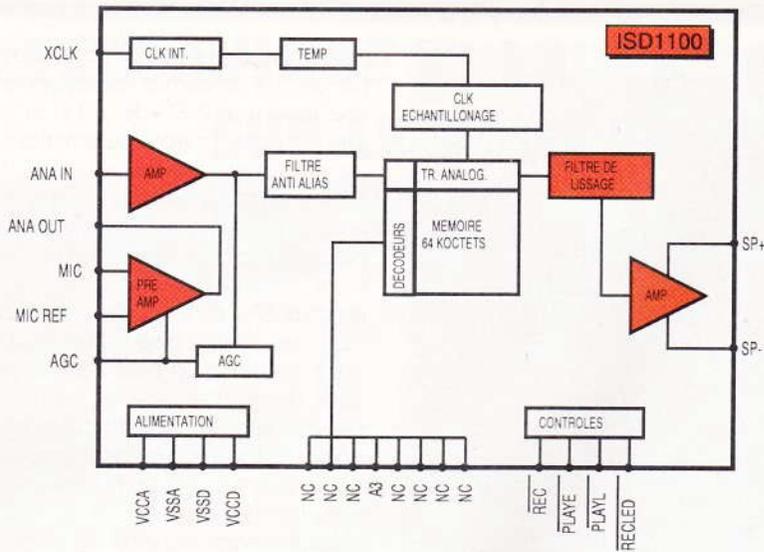
De plus, le besoin de convertisseurs A/D et D/A est éliminé, ce qui permet un gain considérable de place et une mise en œuvre simplifiée à l'extrême.

Description de l'ISD1100

Son schéma interne est représenté en **figure 1**. Cette puce CMOS, grâce à une intégration poussée, insère tous les sous-ensembles nécessaires à son fonctionnement.

- un oscillateur interne;
- un préamplificateur de microphone;
- un contrôle automatique de gain;
- un filtre anti-alias;
- un filtre de lissage;
- un amplificateur BF de petite puissance.

Sa mise en œuvre ne nécessite que deux boutons-poussoirs, un microphone, un haut-parleur, quelques



1 LE SYNOPTIQUE DE L'ISD 1100.

composants passifs et une pile. Le constructeur annonce les caractéristiques suivantes : 100 000 cycles d'enregistrement, rétention du message sonore durant 100 ans, consommation de 0,5 µA en mode standby. Le produit sera commercialisé sous la forme DUAL-IN-LINE 28 broches et sous la forme d'un petit module (voir fig. 2) de dimensions très réduites intégrant tous les composants nécessaires à son fonctionnement.

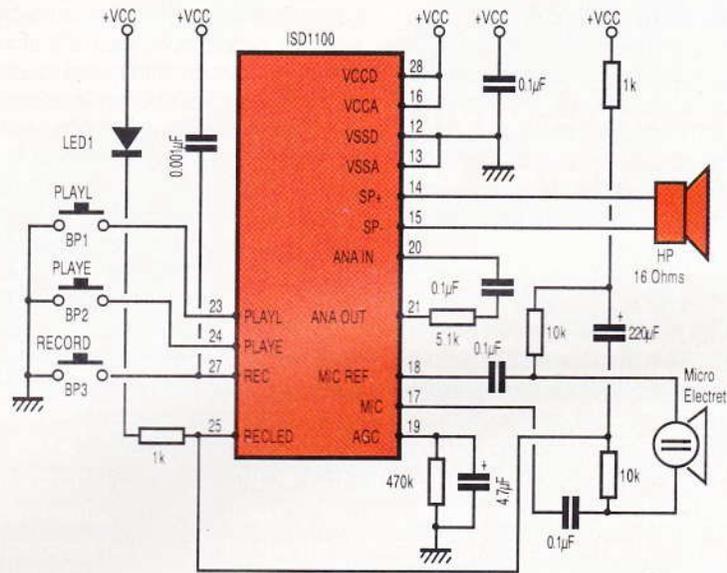
Mise en œuvre de l'ISD1100

La figure 3 donne le schéma d'application préconisé par le constructeur. Nous donnons dans ce paragraphe la fonction des différentes broches du circuit.
Broche REC barre (patte 27) : cette broche est active lorsqu'un niveau

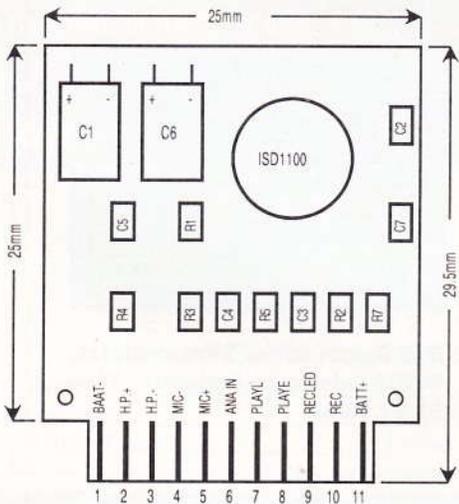
bas lui est appliqué. Ce niveau doit être maintenu durant toute la durée de l'enregistrement. Le signal REC barre a priorité sur les autres signaux (PLAYE barre et PLAYL barre). Si la broche REC barre reçoit un niveau bas durant une séquence de repro-

duction du message, l'ISD1100 passe immédiatement en mode enregistrement. Ce mode prend fin lorsque la broche correspondante passe au niveau haut. Un « marqueur » de fin de message est généré en interne, qui est utilisé par le mode de reproduction. Le circuit se met automatiquement en mode standby lorsque le signal haut est appliqué sur REC barre.
Broche RECLED barre (patte 25) : cette sortie est au niveau bas durant tout le cycle d'enregistrement. Elle peut être utilisée pour la commande d'une LED afin de signaler ce mode. De plus, la broche reçoit une courte impulsion négative lorsqu'un « marqueur » de fin de message est ren-

contré durant un cycle de lecture. Broche PLAYE barre (patte 24) : quand un flanc descendant est détecté sur cette entrée, un cycle de reproduction du message sonore débute. Ce dernier prend fin quand il rencontre le « marqueur » de fin de message ou qu'il a atteint la fin de l'espace mémoire. Le circuit passe alors en mode standby. Si durant la reproduction un niveau haut est appliqué à la broche PLAYE barre, ce dernier reste sans effet et le message sera reproduit dans son intégralité.
Broche PLAYL barre (patte 23) : un cycle de lecture débute lorsqu'un flanc descendant est détecté sur cette broche, et se poursuivra jusqu'à ce que le signal de départ ne revienne à l'état haut, qu'un « marqueur » de fin ne soit détecté ou que l'espace mémoire disponible n'ait été lu entièrement. Comme pour les broches précédentes, le circuit passe en mode standby im-



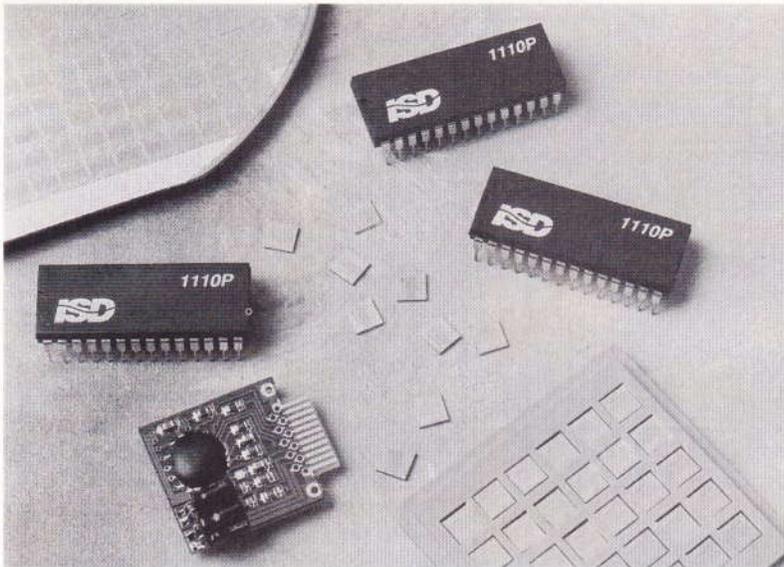
2 TAILLE D'UNE CARTE UTILISANT LE CIRCUIT.



3 LE SCHEMA D'APPLICATION.

duction du message, l'ISD1100 passe immédiatement en mode enregistrement. Ce mode prend fin lorsque la broche correspondante passe au niveau haut. Un « marqueur » de fin de message est généré en interne, qui est utilisé par le mode de reproduction. Le circuit se met automatiquement en mode standby lorsque le signal haut est appliqué sur REC barre.
Broche RECLED barre (patte 25) : cette sortie est au niveau bas durant tout le cycle d'enregistrement. Elle peut être utilisée pour la commande d'une LED afin de signaler ce mode. De plus, la broche reçoit une courte impulsion négative lorsqu'un « marqueur » de fin de message est ren-

immédiatement lorsque le cycle est achevé.
Broche MIC (patte 17) : le microphone est connecté à cette broche au travers d'un condensateur série. La valeur préconisée par le fabricant détermine avec la résistance de 10kΩ interne la fréquence de coupure basse du filtre passe-bande.
Broche MIC REF (patte 18) : lorsque cette broche est couplée en alternatif à la masse du microphone, le bruit superposé à l'enregistrement est sensiblement réduit. Si cette broche n'est pas utilisée, elle ne doit



2

LA GAMME DES PRODUITS ISD.

en aucun cas être connectée à aucun signal ni tension: elle doit demeurer « en l'air ».

Broche ANA OUT (patte 21): sur cette broche se retrouve le signal amplifié provenant du microphone. Le gain en tension du préamplificateur est déterminé par le niveau de la tension appliquée au contrôle automatique de gain. Le gain maximal de cet étage est de 24 dB pour les signaux d'entrée de petite amplitude. Broche ANA IN (patte 20): la valeur de la capacité connectant la sortie ANA OUT à l'entrée ANA IN forme avec l'impédance d'entrée de 3 k Ω de cette dernière un filtre supplémentaire coupant les fréquences basses de la bande parole. L'entrée ANA IN peut également être utilisée

comme entrée secondaire de signaux analogiques. Un condensateur doit également être utilisé.

Broche AGC (patte 19): la fonction de cette broche est d'ajuster le gain du préamplificateur en fonction du niveau d'entrée. Des signaux dont l'amplitude peut varier dans de grandes proportions peuvent alors être appliqués en entrée sans causer de distorsion. Pour utiliser le contrôle automatique de gain, une résistance ainsi qu'un condensateur externes sont nécessaires, dont les valeurs recommandées par le fabricant sont de 470 k Ω et 4,7 μ F. Le « temps de montée » de l'AGC est déterminée par l'impédance de la source (5 k Ω) et par le condensateur externe. Le « temps de descente », quant à lui, est fixé par la résistance et le condensateur externes. Pour une tension d'AGC de 1,5 V et moins, le gain du préamplificateur

est maximal (24 dB). La réduction du gain de ce dernier débute pour une tension d'AGC de 1,8 V. Si la fonction de contrôle automatique de gain n'est pas nécessaire, la broche correspondante doit être reliée à la masse et le gain du préamplificateur reste toujours à son maximum.

Broches SP+ et SP- (pattes 14 et 15): ces sorties peuvent directement alimenter un haut-parleur de 16 Ω d'impédance. Ces broches passent dans un état de haute impédance lors d'un cycle d'enregistrement et sont maintenues au potentiel de la masse lorsque le circuit passe en mode standby.

Broche XCLK (patte 26): l'horloge interne de l'ISD1100 a une précision de fonctionnement de 2,5 % en fonction de la température et de la tension d'alimentation. Si une plus grande précision est désirée, le signal d'horloge généré en externe sera appliqué sur cette entrée.

Broches VCCD et VCCA (pattes 28 et 16): ce sont des broches d'alimentation du circuit pour la partie analogique et la partie numérique. Elles doivent être reliées ensemble et découplées à la masse par un condensateur placé le plus près possible du boîtier.

Broches VSSA et VSSDE (pattes 13 et 12): elles seront reliées ensemble le plus près possible du boîtier, puis à la masse.

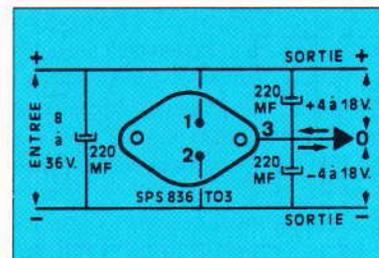
En conclusion, nous pensons que ce circuit intégré rendra de bons services car une multitude d'applications possibles sont envisageables. Nous aurons sûrement l'occasion de vous proposer des réalisations basées sur ce produit.

NOUVEAUTE DXE

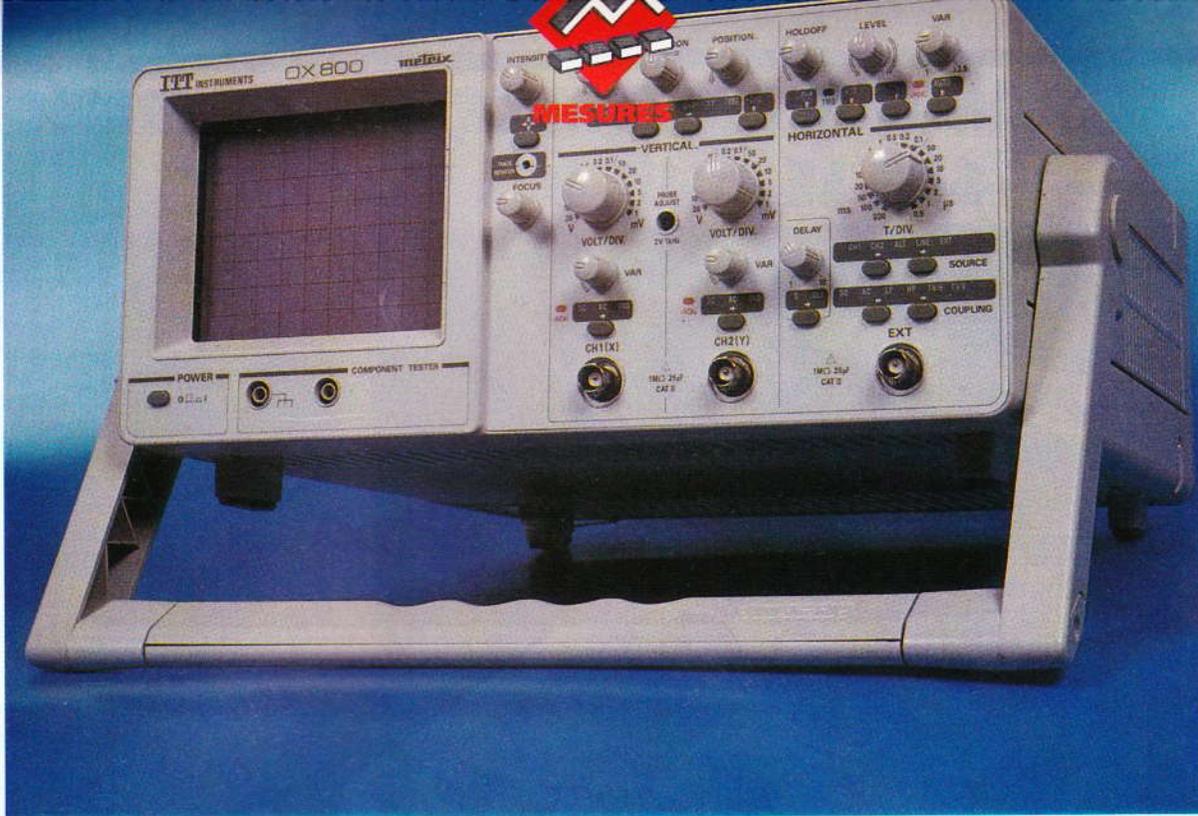
La société **DXE**, on s'en souvient, a mis sur le marché en 1987 une gamme de régulateurs de tensions hybrides qui incorporaient le réglage de la tension de sortie.

Cette année, vient s'ajouter le SPS836, un symétriseur de tension hybride. Il permet, comme le montre le schéma, de diviser par rapport au 0 V une tension d'entrée de 8 à 36 V de manière symétrique (± 4 à 18 V); autrement dit, les deux

tensions obtenues de part et d'autre de la masse médiane (0 V) sont égales à la moitié de la tension d'entrée. L'impédance de sortie masse vaut typiquement $8 \cdot 10^{-3} \Omega$, le SPS836 accepte dans sa connexion de masse des courants de déséquilibre entrant ou sortant de 3 A pour 2 x 4 V et de plus 1 A pour 2 x 18 V. La dissipation maximale vaut 20 W, le module se présente sous la forme d'un boîtier TO3 rempli de résine haute température qui résiste aux chocs, à l'eau, au fréon et à la plupart des solvants. La gamme de température va de -60°C à $+180^\circ\text{C}$.



**DXE Applications Electroniques,
24270 Calviac-en-Périgord - Tél.:
53.59.30.32.**



TECHNIQUES DE MESURE EN REGIME SINUSOIDAL (2)

En régime sinusoïdal et pour l'électronique, les mesures de résistances terminales mettent en jeu des méthodes bien particulières basées sur les propriétés des circuits série et parallèles.

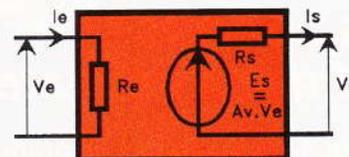
Le matériel nécessaire à ces mesures est constitué d'un générateur BF sinusoïdal, d'une boîte à décades de résistances (ou parfois de résistances étalons), et soit d'un oscilloscope (préférable), soit d'un voltmètre avec les mêmes impératifs sur sa bande passante que pour les précédentes mesures.

Généralités

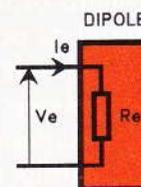
La **figure 1** rappelle le schéma équivalent de tout montage pouvant se mettre sous la forme d'un quadripôle. Du point de vue de l'entrée, celui-ci se comporte comme une simple résistance que nous noterons « R_e ». Côté sortie, le schéma équivalent est constitué par la mise en série d'un générateur de tension « E_s » et d'une résistance « R_s ». Le générateur de tension est qualifié de piloté ou commandé par la tension V_e appliquée à l'entrée du montage. « AV » représente l'amplification en tension du quadripôle. Du point de vue de l'entrée, on se trouve exactement dans la même situation que pour un dipôle (**fig. 2**) et l'on peut appliquer dans ce cas les techniques de mesure adaptées à ceux-ci.

Pour la sortie, la présence du générateur de tension nous conduira généralement à employer une méthode de mesure différente, bien que le fait d'imposer une tension V_e nulle conduirait à une structure en sortie tout à fait identique à celle de l'entrée.

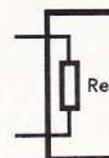
Pour la suite, nous utiliserons le schéma partiel de la **figure 3** pour représenter la résistance d'entrée.



1 SCHEMA DU QUADRIPOLE.



2 DIPOLE D'ENTREE.



3 RESISTANCE D'ENTREE.

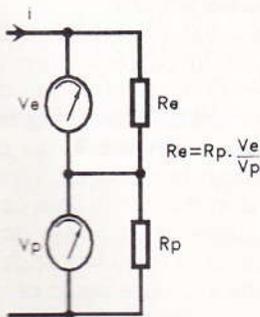
Résistance d'entrée

a) Méthode de comparaison

1° Principe

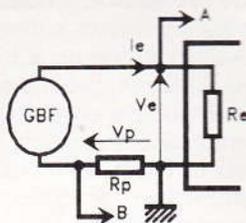
Le principe de cette méthode est basé sur le fait que les tensions aux bornes de deux résistances en série sont proportionnelles à ces mêmes résistances puisque le courant « I » qui les traverse est identique (fig. 4). Si l'on a pris soin de choisir comme élément de comparaison une résistance étalon « Rp », on peut mesurer la résistance inconnue avec une bonne précision en appliquant la formule $R_e = R_p \cdot V_e/V_p$ qui découle de l'expression du courant $I = V_e/R_e = V_p/R_p$.

Les tensions V_e et V_p seront relevées avec le même voltmètre (ou à l'oscilloscope). On s'assurera cependant que l'impédance de l'appareil de mesure utilisé est très supérieure à R_e et R_p , sous peine d'obtenir des résultats erronés.



4

METHODE DE COMPARAISON.



5

MESURE DE LA RESISTANCE D'ENTREE.

2° Mode opératoire

La figure 5 donne le schéma de mesure. Grâce à la disposition de la résistance étalon dans le retour de masse, on évite le déplacement simultané des deux bornes du voltmètre pour mesurer V_e et V_p . Avec un scope bicourbe, les deux tensions sont appliquées à chacune des voies.

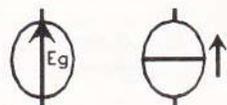
3° Remarque

Des calculs simples montrent que le résultat est connu avec une meilleure précision si V_e et V_p sont de valeurs voisines. On aura donc intérêt à choisir une résistance étalon R_p de valeur assez proche de celle de R_e (quitte à refaire une nouvelle mesure si cette condition n'était pas respectée).

b) Méthode de la demi-déviaton

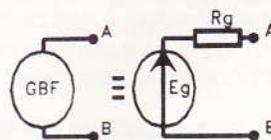
1° Notion de générateur de tension et de courant

Il existe en fait deux méthodes de mesure utilisant ce principe suivant que le GBF utilisé peut être considéré comme un générateur de tension ou de courant parfait (fig. 6a et 6b). Cette subtile distinction est liée à l'inévitable résistance interne de tout GBF qui introduit une chute de tension, donc modifie la tension de sortie disponible dès qu'on charge sa sortie.



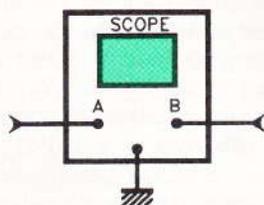
6a/6b

GENERATEUR DE TENSION ET DE COURANT.



6c

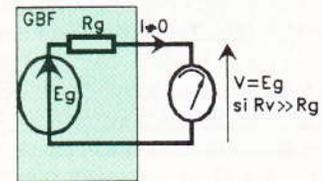
REPRESENTATION INTERNE DU GBF.



Nous pourrions considérer qu'un GBF de résistance interne « R_g » et de FEM « E_g » (fig. 6c) se comporte comme un générateur de tension parfait tant que la tension à ses bornes reste constante et égale à E_g supérieure ou égale à $100 \cdot R_g$.

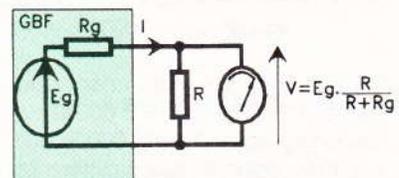
A l'inverse, il se comportera en générateur de courant si sa charge est de valeur inférieure où égale à

$R_g/100$, car, dans cette situation, le courant qui traverse la charge est à peu près constant et égal à E_g/R_g . Lorsque ces conditions sont respectées, on peut ignorer la résistance interne du générateur dans les schémas et les calculs.



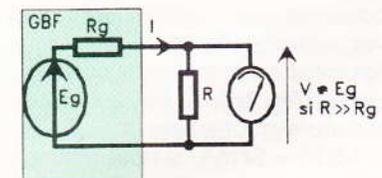
7a

MESURE DE LA TENSION DE SORTIE DU GENERATEUR.



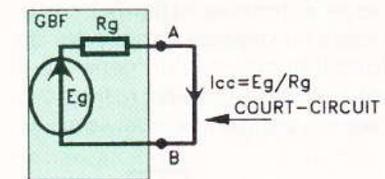
7b

MEME MESURE QU'EN 7a MAIS $R = 100 \Omega$.



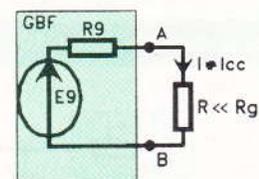
7c

$V = eg$ si $R > Rg$.



7d

LE GBF EN COURT-CIRCUIT, $I_{cc} = \frac{E_g}{R_g}$.



7e

LE GBF EN GENERATEUR DE COURANT.

Explication chiffrée

Les générateurs BF actuellement disponibles sur le marché ont généralement une résistance de sortie $R_g = 50 \Omega$ (exceptionnellement de 600Ω). Pour un réglage donné de l'amplitude, et à vide, un voltmètre de grande résistance interne ($> 20 \text{ k}\Omega/\text{V}$) indiquera par exemple $V_1 = 1,2 \text{ V}$ (fig. 7a). Cette valeur correspond à sa FEM E_g , car, dans ce cas, tout se passe comme si le GBF était à vide. Si l'on connecte sur la sortie de ce générateur une résistance $R = 100 \Omega$, le voltmètre n'indiquera plus que $V_2 = 0,8 \text{ V}$ (fig. 7b). En effet les deux résistances R_g et R constituent un diviseur de tension et :

$$V_2 = V_1 \cdot \frac{R}{R_g + R} = 1,2 \times \frac{100}{200} = 0,8 \text{ V}$$

Si nous prenons maintenant une charge $R = 50 \times 100 = 5000 \Omega$, la tension V_2 vaudra $1,2 \times (5000/5050) = 1,19 \text{ V}$, donc très peu différente de $1,2 \text{ V}$.

On constate que pour le cas ($R \geq 100 R_g$), la tension V_2 étant égale à la FEM du GBF à vide, celui-ci se comporte bien comme un générateur parfait qui maintient une tension constante à ses bornes quelle que soit sa charge (fig. 7c).

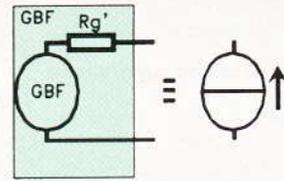
Fermons ce même GBF par un court-circuit (fig. 7d). Le courant I_c qui circule a pour valeur $I_c = E_g/R_g = 1,2/50 = 24 \text{ mA}$. Si nous remplaçons le court-circuit par une résistance de $0,2 \Omega$ ($< 50/100 = 0,5 \Omega$), le nouveau courant est alors de $1,2/(50 + 0,2) = 23,9 \text{ mA}$, très peu différent de 24 mA , ce qui traduit pour le GBF un comportement de générateur de courant (fig. 7e).

Cette connaissance des modes de fonctionnement d'un générateur est capitale si l'on veut réaliser des mesures cohérentes, aussi l'amateur



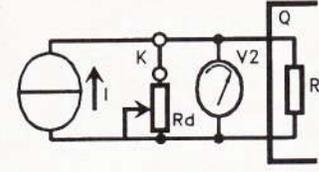
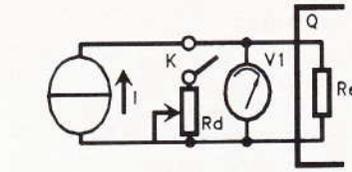
10a

LE GBF EN SOURCE DE COURANT.



10b

SCHEMA EQUIVALENT D'UNE SOURCE DE COURANT.



11

MESURE DE R_e .

devra-t-il toujours savoir comment son générateur se comporte.

2° Cas de l'attaque en tension $R_e > 100 R_g$

— Mode opératoire

Le montage à réaliser est représenté à la figure 8 où l'on a disposé une boîte à décade (ou, à défaut, un potentiomètre) entre le générateur et l'entrée du quadripôle. Un voltmètre ou l'une des voies d'un scope est monté en parallèle sur l'entrée de ce dernier.

1) E_g étant supposée constante, régler R_d à 0 et noter l'indication V_1 du voltmètre (ou du scope).

2) Modifier la valeur de R_d jusqu'à ce que l'indication du voltmètre soit exactement égale à la moitié de V_1 . La valeur de R_e est égale dans ce cas à R_d .

— Justification

La situation $R_d = 0$ permet de mesurer la FEM E_g du générateur, donc $V_1 = E_g$.

Dans la deuxième étape, la résistance R_d est de valeur non nulle et la tension aux bornes de R_e s'écrit $V_2 = E_g \cdot R_d / (R_d + R_e)$. Or, si $R_d = R_e$, cela conduit à $V_2 = E_g/2$. La valeur de E_g ayant par ailleurs été mesurée dans la situation $R_d = 0$, cela conduit à $V_2 = V_1/2$, d'où la dénomination de méthode de la demi-déviations.

— Remarque importance

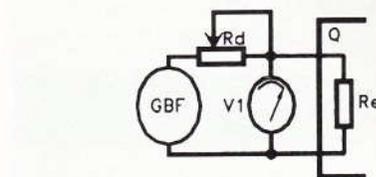
Pour s'assurer de la validité du résultat, il faut vérifier que la condition concernant le comportement du GBF en générateur de tension a bien été respectée. Il suffit pour cela de comparer R_e et R_g .

Si $R_e > 100 \cdot R_g$, pas de problème; sinon, il faut procéder à une nouvelle mesure soit en changeant de méthode, soit en modifiant R_g , comme le montre la figure 9, qui permet d'abaisser la résistance interne du GBF d'un facteur 10. Dans ce cas, il faut augmenter le niveau de sortie du GBF pour tenir compte de l'atténuation introduite par le pont diviseur que constitue la résistance additionnelle R' .

En résumé, nous retiendrons que, pour être valable, cette méthode ne convient qu'aux résistances de valeur supérieure à 100 fois R_g (cas de la fig. 8) ou 10 fois R_g (fig. 9).

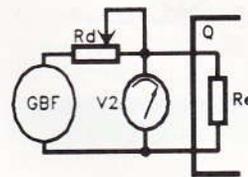
3° Cas de l'attaque en courant

Lorsque les résistances à mesurer ont des valeurs inférieures à $10 R_g$, soit 500Ω , il faut remplacer le générateur de tension par un générateur de courant. Malheureusement, avec une résistance interne $R_g = 50 \Omega$, le comportement en générateur de courant n'est possible que pour des charges $R < 0,50 \Omega$ ($R_g/100$). Pour remédier à cet inconvénient, on modifie le GBF en lui adjoignant en série un générateur R_s , comme le suggère la figure 10a. On obtient ainsi un générateur de courant de résistance interne $R'_g = R_s + R_g$ dont le schéma équivalent est donné à la figure 10b. Avec $R_s = 500 \text{ k}\Omega$, nous pourrions effectuer des mesures satisfaisantes pour toute valeur $R_e < 500 \Omega$. Là encore, il faut augmenter l'amplitude du signal de sortie du GBF pour tenir compte de la chute de tension dans R_s .



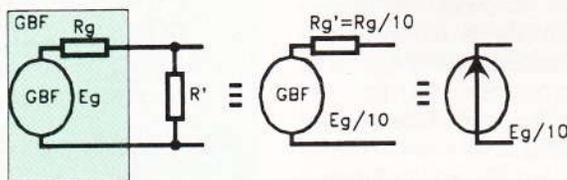
8

METHODE DE MESURE POUR $R_e > 100 R_g$.



9

METHODE DE MESURE POUR $R_e \leq 10 R_g$.



— Mode opératoire

1) Réaliser le montage de la **figure 11**.

2) Ouvrir l'interrupteur K et noter l'indication V_1 du voltmètre.

3) Fermer K et régler R_d pour que le voltmètre indique une tension exactement égale à la moitié de V_1 .

Dans ce cas, $R_e = R_d$.

— Justification

La méthode précédente est basée sur le fait qu'un courant constant se partage par moitié dans deux résistances égales, ce qui correspond à une tension deux fois plus faible que pour le courant complet passant dans une seule résistance.

Pour K ouvert, $V_1 = I_g \cdot R_e$ et pour K fermé, $V_2 = I_g \cdot R_e \cdot R_d / (R_e + R_d)$. Or, si $R_e = R_d$, alors $V_2 = R_e \cdot I_g / 2 = V_1 / 2$, qui correspond à la moitié du premier relevé, d'où le nom de la méthode.

— Remarque

Comme pour l'attaque en tension, une fois R_e connue, il faut s'assurer que $R_e < (R_g/100)$. Si ce n'est pas le cas, il faut alors soit changer le type d'attaque, soit modifier la résistance additionnelle R_s en conséquence.

c) Méthode de substitution

— Montage

Celui-ci est donné à la **figure 12**. Il comprend un GBF éventuellement associé en série avec une résistance R_s , un voltmètre (ou un scope), une boîte à décade R_d et, bien sûr, le quadripôle étudié.

— Mode opératoire

1) Mettre l'inverseur K en position 1 après avoir réglé le GBF à un niveau de tension compatible avec un fonctionnement correct du montage. Noter l'indication V_1 du voltmètre (ou du scope).

2) Passer K en position 2, puis régler R_d (boîte à décades) pour obtenir la même indication V_1 que dans la situation précédente.

La valeur de R_e est égale à celle de R_d .

— Principe

En position 1, le voltmètre dévie proportionnellement à la tension :

$$V_1 = E_g \frac{R_e}{R_e + R_g + R_s}$$

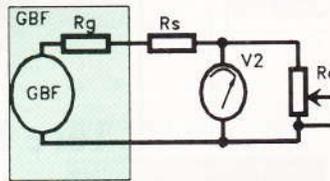
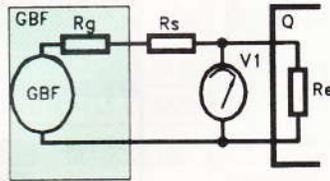
et en position 2 à :

$$V_2 = E_g \frac{R_d}{R_d + R_g + R_s}$$

L'égalité des indications V_1 et V_2 a lieu lorsque $R_e = R_d$.

— Remarque

Cette méthode donnera des résultats d'autant plus précis que $(R_g + R_s)$ sera proche de R_e , aussi faudra-t-il s'assurer que cette condition



12

METHODE DE SUBSTITUTION.

est respectée et recommencer les mesures en modifiant R_s si tel n'était pas le cas. Compte tenu de cette remarque, on utilisera celle-ci pour toute valeur R_e comprise entre $R_g/5$ et $5 \cdot R_g$, c'est-à-dire dans le domaine où le GBF ne se comporte ni en générateur de tension ni en générateur de courant.

Résistance de sortie

1° Montage

Lorsque le quadripôle étudié est passif, on peut utiliser les mêmes procédés que ceux que nous venons d'évoquer; en revanche, lorsqu'il s'agit de montages comportant des AOP ou des transistors, il est un peu rebutant d'attaquer leur sortie par un GBF.

Nous préférons dans ce cas utiliser la méthode décrite à la **figure 13**, qui peut aussi convenir pour mesurer la résistance interne de votre GBF.

Il s'agit encore d'une méthode de demi-déviations, sans restriction particulière cette fois. Le GBF connecté à l'entrée du montage est réglé pour que le montage fonctionne dans son domaine de linéarité.

2° Mode opératoire

a) Ouvrir K et noter l'indication V_1 du voltmètre.

b) Fermer K et régler R_d pour que la tension V_2 lue sur le voltmètre soit exactement égale à $V_1/2$.

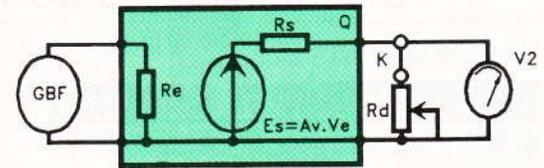
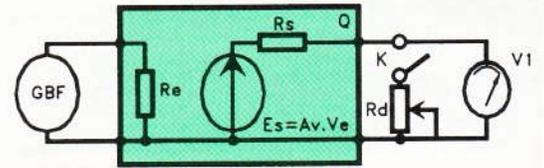
La résistance de sortie R_s égale à R_d .

3° Justification

Pour K ouvert, on mesure en réalité la FEM du générateur « $E_s = A_v \cdot V_e$ » du schéma équivalent en sortie, donc $V_1 = E_s$.

Pour K fermé :

$$V_2 = E_s \frac{R_d}{R_s + R_d}$$



13

MESURE DE R_s .

Or, pour $R_d = R_g$, $V_2 = E_s / 2 = V_1 / 2$, ce qui justifie le mode opératoire et les conclusions associées.

Conclusions

Toutes les méthodes décrites donnent d'excellents résultats à condition d'être employées dans le cadre pour lequel elles sont prévues. A vous de choisir en fonction du problème à résoudre ou en fonction du matériel disponible.

Ne pas oublier de comparer votre résultat expérimental à la valeur de R_g , résistance interne de votre GBF (éventuellement modifiée par une résistance série ou parallèle).

Que faire si l'on ne dispose pas d'une boîte à décade ?

Vous pouvez remplacer celle-ci par un (ou des) potentiomètre de valeur compatible avec une bonne précision.

Une fois les réglages imposés par les modes opératoires obtenus, vous devrez alors déconnecter celui-ci du montage et mesurer sa valeur à l'ohmmètre.

Pour une seule mesure, ce type de manipulation est envisageable mais deviendra vite fastidieux si vous avez une dizaine de mesures successives à effectuer, sans compter les sources d'erreurs possibles si, par inadvertance, vous modifiez la valeur du potentiomètre en le manipulant pour le passer à l'ohmmètre. Vous pouvez aussi réaliser une telle boîte à décade comme celle qui a été décrite dans la revue, ce que nous vous recommandons vivement.

Dans un prochain article, nous vous expliquerons comment mesurer des impédances, mais pour mettre en œuvre ces méthodes, il faudra se servir essentiellement d'un scope.

F. JONGBLOET

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.

1 M. CHAUSSADE

Je vous remercie de bien vouloir m'éclairer sur un petit problème. Peut-on raccorder directement la sortie HP du mémo Vox (Electronique Pratique n° 164, p. 107) sur une ligne téléphonique via un éventuel transformateur ? Je pourrais ainsi utiliser ce montage comme un simple répondeur.

Comme vous le mentionnez, il est nécessaire de prévoir un transformateur afin de séparer électriquement votre montage de la ligne téléphonique. Nous vous conseillons cependant de vous référer au montage proposé dans *Electronique Pratique* n° 165, p. 64 (répondeur téléphonique amélioré), qui présente un appareil correspondant exactement à votre demande.

2 M. CHOLLET

Comment graver une plaque de circuit imprimé qui a été déjà insouillée ? Je précise que je ne dispose pas de machine à graver.

Il est certain que la gravure d'une plaque cuivrée de circuit imprimé est largement facilitée par l'emploi d'une machine à graver (gain de temps et finesse de gravure). Pour les amateurs qui ne disposent pas

de cet équipement, il est nécessaire de recourir à la cuvette plastique (sinon le perchlore attaque le métal). Il suffit de laisser flotter la plaque, la face cuivrée orientée vers le bas. Pour éviter d'emprisonner des bulles d'air, agitez régulièrement la plaque.

La méthode pratique pour réaliser des circuits imprimés est largement développée dans *Electronique Pratique* n° 164, p. 79.

3 M. BERNARD

Je souhaiterais commander des convecteurs électriques au moyen de triacs. Sachant que l'installation est réalisée en triphasé (trois phases + un neutre), pensez-vous que cela soit réalisable ?

Grâce à l'optoélectronique, il est possible d'envisager des applications qui auraient nécessité, il y a quelques années, des transformateurs. Dans votre cas, il suffit d'équiper chacun de vos convecteurs triphasés d'un module MOC3041 et triac. Vous pourrez, à ce sujet, consulter utilement *Electronique Pratique* n° 175, p. 80, qui exploite ces optocoupleurs.

Les LED de commande de chacun de ces modules seront montées en série sous 12V via une résistance de 470Ω. Le simple fait d'alimenter ces LED (15mA) permettra de commander les résistances du convecteur placées sur les trois phases. Fini le bruit des contacteurs !

4 M. THERON

Je vous serais très reconnaissant de me communiquer quelques renseignements relatifs à la sonde voltmétrique parue dans Electronique Pratique n° 173. Je constate, lorsque la tension est inférieure à la tension de la diode zener, que T₁ se débloque et entraîne l'allumage de la LED D₁₃. Existe-t-il une parade pour éviter cette curieuse anomalie ?

D'après vos indications, il est clair que votre zener présente un courant de fuite anormal. Il est cependant facile de remédier à cette particularité. Il suffit de charger la zener DZ₂. Ainsi, cela compensera le courant

de fuite. Pour cela, vous placerez une résistance de 1kΩ entre la masse et l'anode de DZ₂.

5 M. FEIDT

Je suis à la recherche de plusieurs montages, et j'aimerais que vous m'indiquiez si vous avez déjà publié dans Electronique Pratique :

- Des truqueurs de voix
- Des serrures multicode
- Des modulateurs ?

Les sujets qui vous intéressent ont déjà fait l'objet d'une publication dans les colonnes de la revue :

- Truquer de voix : *EP* n° 150, p. 42.
- Serrure multicode : *EP* n° 151, p. 21.
- Accompagnement lumineux : *EP* n° 163, p. 41.

6 M. MAILLET

Vous avez proposé plusieurs montages de répéteurs d'appels téléphoniques. Le plus simple et le plus efficace a été décrit dans Electronique Pratique n° 164 p. 74. Cependant, souhaitant remplacer l'ampoule par une sonnerie, cela entraîne systématiquement la destruction du triac. Pouvez-vous me donner une astuce pour protéger le triac et obtenir un fonctionnement correct de mon application ?

Comme vous le mentionnez, la destruction du triac est due à l'effet de self du bobinage de la sonnerie. Pour limiter cette surtension, nous vous invitons à placer entre l'anode 1 et l'anode 2 du triac un réseau composé en série d'un condensateur 0,1µF 400V et d'une résistance de 100Ω environ.

Ainsi la tension de surtension due à la self de la bobine de la sonnerie sera limitée. La résistance limite le courant de décharge du condensateur dans le triac.

**ELECTRONIQUE
PRATIQUE**

2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19



9020
DOUBLE TRACE

9020
Double trace 2 x 20 MHz. Ligne à retard
Testeur de composants.
Chercheur de trace.
Livré avec 2 sondes combinées.

HEURES D'OUVERTURE : le lundi de 13 h 30 à 19 h
du mardi au samedi de 9 h 30 à 19 h SANS INTERRUPTION

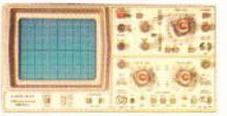
TOUTE LA GAMME ILP DISPONIBLE PRIX EN BAISSÉ !

- 9012 Double trace 2 x 20 MHz. Testeur
Composant. Livré avec 2 sondes **3590 F**
9020 Double trace 2 x 20 MHz. Ligne à retard
Testeur de composants. Chercheur de trace.
Livré avec 2 sondes combinées **3990 F**
9302 2 x 20 MHz. Mémoire numérique 2 K.
Sensibilité 1 mV/DIV. Livré avec 2 sondes **6990 F**
9016 Oscilloscope 2 x 60 MHz.
Livré avec 2 sondes **7389 F**

NOUVEAUTE

RMS 225 BI-WAVETEK 4 digits. Auto/Manuel. Bargraph
rapide. Gaine anti-chocs. Conforme aux normes sécurité
IEC 348, garantie 3 ans **1482 F**

OSCILLOSCOPES



- HM 203/7**
Double trace 2 x 20 MHz 2 mV à 2 V, add. soust. déclench.
AC-DC-HF-BF. Testeur de composants.
Livrés avec 2 sondes combinées **3990 F**
Sans sondes **3770 F**
HM 205/3
Double trace 2 x 20 MHz. Testeur de composants.
Mémoire numérique 2 x 1 K. Chercheur de trace.
Livrés avec 2 sondes combinées **6980 F**
HM 604
2 x 60 MHz avec expansion Y X 5.
Post. accéléré 14 KV avec 2 sondes combinées **6760 F**
HM 1005
3 x 100 MHz avec 2 sondes **8780 F**

SERIE MODULAIRE

- HM 8001**
Appareil de base avec alimentation
permettant l'emploi de 2 modules **1577 F**
HM 8011/3 Multimètre numérique **2395 F**
HM 8021/3
Fréquence-mètre 10 Hz à 1 MHz Digital **2360 F**
HM 8032
Générateur sinusoïdal 20 Hz à 20 MHz.
Affichage de la fréquence **2150 F**

MONACOR

LES «NEWS» MULTIMETRES DIGITAUX

- DMT 2010** 2000 PTS. 3^{1/2} Digits. Test. diodes **270 F**
DMT 2035 2000 PTS. 3^{1/2} Digits. Capacimètre.
Fréquence-mètre. Test. diodes. Test. Transistor.
Test. TTL **675 F**
DMT 2040 Modèle «Pocket» 4000 PTS. Hold.
Test. diodes **270 F**
DMT 2055 Automatique. Bargraph. 4000 PTS. 3^{1/2} Digits.
Data. Hold. Test. diodes. Fréquence-mètre **730 F**
DMT 2070. Testeur de composants.
Capacimètre. Test. diodes **675 F**
DMT 2075 2000 PTS. 3^{1/2} Digits. Capacimètre.
Fréquence-mètre. Test. transistors. Test. diodes.
Test. continuité. Anti-chocs **675 F**

DMT-2035

- 2000 pts = 3^{1/2} digits
- Capacimètre = 2 nF - 20 µF
- Fréquence-mètre avec Trigger = 2 kHz - 20 MHz
- V.DC = 1000 V • V.AC = 750 V
- A.AC/C = 20 A
- Ω = 200 Mohms
- Test transistors • Test diodes
- Test TTL logique • Test LED
- Test de continuité
- Précision de base = 0,5 %



675 F TTC

- AG 1000** Générateur de B.F. 10 Hz/1 MHz.
5 calibres. Faible distorsion.
Impédance 600 Ω **1440 F**
LGR 3500 Pont de mesure digital. Affichage LCD.
Mesure résistance, capacité, inductance et facteur de
dépendance **810 F**
RDM 815 GRIP - DIP mètre **850 F**
R D 1000 Décade de résistance **585 F**
CM 300 Capacimètre **576 F**

Documentation sur demande.

Accessoires mesure. Pince de test.
Adaptateur. Cordons. Pointe de touche.

MULTIMETRES



- DM 10 XL** - Modèle de poche **415 F**
DM 15 XL - AD/DC - 10 A - Bip **495 F**
DM 23 XT - AC/DC - 10 A - Résistance
2000 MQ TTL et CMOS test température
jusqu'à 750° **649 F**
DM 25 XT - Gain trans. Bip **719 F**
DM 71 **419 F**
DM 73 - Gamme Auto-Mini **559 F**
DM 78 - Multi de poche avec étui **249 F**
CM 20 - Capacimètre **829 F**
EDM 1122 - Multimètre digital. Très grand display.
11 fonctions. Test de continuité sonore. Fréquence-mètre.
Test de capacité. Test diode **649 F**
DM 27 XT - Multimètre numérique grand afficheur.
17 mm **PROMO 799 F TTC**
DM 93 - 4000 PTS. Bargraph rapide **879 F TTC**
DM 95 - 4000 PTS. Bargraph rapide.
Sélection auto-manuelle **1095 F TTC**
DM 97 - 4000 PTS. DATA - HOLD - PEAK - HOLD.
1 mémoire MIN et MAX **1279 F TTC**



MULTIMETRES

- KD 3200**
Bargraph, fonctions
automatiques livré avec gaine
anti-choc. Pince
ampéremétrique, cordons et
malette de transport.
L'ensemble **1300 F TTC**
+ 1 cadeau !



METRIX MULTIMETRES

- MX 112 A** avec boîtier
de transport **740 F**
MX 512 **1060 F**
MX 202 C. T. DC 50 mV à 1000 V.T.
AC 15 à 1000 V.
int. DC 25 µA à 5A. AC 50 mA à 5 A.
Résist. 10 Ω à 12 M Ω. Décibel 0 à 55
DB. 430 000 Ω/V **1440 F**
MX 462 G. 20 000 Ω/V CC/AC. 1,5
V/1,5 à 1000 V.
VA : 3 à 1000 V. IC : 100 µA à 5A. IA : 1 mA à 5A. 5 Ω à
10 MΩA **1352 F**
MX 50 **PROMO 1480 F**
MX 51. Affichage 5 000 points. Précision 0,1%
Mémorisation 5 mesures.
Buffer interne **PROMO 1838 F**
MX 52. Affichage 5 000 points. Bargraph. Mesure en pF.
Fréquence-mètre. Mémorisation.
5 mesures **PROMO 2597 F**



FREQUENCEMETRES



- UC 10**. 5 Hz à 100 MHz. Compteur. Intervalles.
Périodes. 8 afficheurs **3195 F**

CENTRAD

- 346**. 1 Hz à 600 MHz **1995 F**
961. Générateur de fonctions 1 Hz à 200 KHz.
Sinus carré - triangle - impulsion.
Sortie 15 V 50 Ω **1650 F**

GENERATEURS DE FONCTIONS

- FG 2A**. 7 gammes. Sinus carrés triangles.
Entrée VCF-OFFSET BI-WAVETEK **1770 F**
FG3 AE. 0,2 Hz à 2 MHz BI-WAVETEK **2700 F**
AG 1000. Générateur BF. 10 Hz à 1 MHz 5 calibres
Faible dist. imp. 600 Ω Monacor **1440 F**
SG 1000. Générateur HF. 100 kHz à 150 MHz 6 calibres
Précis. 1,5%. Sortie 100 mV. Monacor **1450 F**
869. Générateur de fonctions de
0,01 Hz à 11 MHz. Centrad **3490 F**

LABO-PLAQUES

Toujours à votre service pour réaliser
vos circuits imprimés.

PLAQUES EPOXY PRESENSIBILISEES

- 100 x 160 **14 F** pièce
PROMO ! les 10 pièces **110 F**
150 x 200 **23 F** pièce
200 x 300 **49 F** pièce

PERCEUSES MAXICRAFT

- Perceuse 42 W **98 F**
Perceuse 42 W avec outils + alimentations
en coffret **360 F** (l'ensemble)
Perceuse 50 W **230 F**
Alimentation pour perceuse **160 F**
Support perceuse **110 F**
Fer à souder gaz et
Mini chalumeau **198 F**

- BAC à GRAVER
Chauffant monté **295 F**
Insoleuse montée **580 F**
- BANC à INSOLER en KIT
Surface d'insolation 270 x 400
Minuterie temporisée de 0 à 7 minutes
Coffret plastique
Promo **999 F**
- MACHINE à GRAVER
Surface de gravure 180 x 240
Avec chauffage et coffret de commande
Promo **885 F**

ELC alimentations

- AL 745 AX de 1 V à 15 V - 3 A **730 F**
AL 812 de 1 V à 30 V - 2 A **790 F**
AL 781 N. de 0 V à 30 V - 5 A **1990 F**
AL 891. 5 V - 5 A **390 F**
AL 892. 12,5 V - 3 A **350 F**
AL 893. 12,5 V - 5 A **430 F**
AL 894. 12 V - 10 A **750 F**
AL 895. 12 V - 20 A **1350 F**
AL 897. 24 V - 6 A **750 F**

CONVERTISSEURS

A TRANSISTORS

- 12 V - DC - 220 V - AC **365 F**
CV - 101. Puissance 120 W **710 F**
CV - 201. Puissance 225 **710 F**

- ALIMENTATION 500mA** **25 F**

NEW

**FER A SOUDER
JBC**

Nouvelle station à souder
JBC SL 2300

Réglable de 150° à 450°. Prix **699 F TTC**
Fers JBC à partir de **155 F**
Nous consulter

- FER WELLER**
ENSEMBLE SOUDAGE
Fer thermostaté 24 V, 50 W **1150 F**

**Télécommande
universelle**
à partir de **290 F**
Autres modèles
nous consulter

- Kits électroniques
Kits collèges
Kits OK nous consulter

BOITIER MULTI PÉRITEL

- OMX 48. Répartiteur de 4 sources différentes vers un
téléviseur ou magnétoscope (vidéo composite R/V)
commutation électronique **970 F**
RP 10. Boîtier vidéo 5 périétes **170 F**
Répartiteur 3 périétes **79 F**
Cordon périéte **65 F**
Répartiteur C + multi TV **790 F**

Kits AUDAX

Nouvelle gamme



Kits fournis avec filtre, évent,
bornier et plan de montage

- HTP 170, la paire **640 F**
HTP 210, l'unité **580 F**
HTP 420, l'unité **925 F**
HTK 170, l'unité **1270 F**
HMP 1000, la paire **1600 F**
HMC 1700, l'unité **2120 F**
HMP 2100, l'unité **1635 F**
HMX 2100, l'unité **2360 F**
PRO 3814, l'unité **1790 F**
PRO 3817, l'unité **2240 F**

Kit TRIPHONIQUE

- HTP 817 **1100 F**



NOUVEAU HP SONO BEYMA SALADIER ALU

CELESTION TW MOTOROLA Piezo

- PROMO
KSN 1005 - 150 W - Façade carrée **65 - 45 F**
KSN 1016 - 100 W - Façade rect. **74 - 52 F**
KSN 1025 - 150 W - Médium **92 - 82 F**

KITS DAVIS NOUS CONSULTER

Kits SONO TERAL

- Kit SONO - T 150 - 3 voies - 3 HP - PA 160 W
1 boomer CELESTION 30 cm, 1 médium compression
1 tweeter PIEZO, 1 filtre **440 F**
Kit EBENISTERIE T 150 (Bois, grilles, coins, etc.) **399 F**
Kit SONO - T 200 - 3 voies - 5 HP - PA 300 W
- 2 boomers 30 cm, 1 médium compression,
1 tweeter + filtre **750 F**
Kit EBENISTERIE T 200 (Bois, grilles, coins, etc.) **599 F**
Kit SONO - T 250 - 3 HP - PA 250 W
- Boomer 38 cm CELESTION,
Tweeter médium compression, filtre **895 F**

TERAL, C'EST AUSSI LA HIFI ET LA SONO

Le son professionnel pour disco-mobile ou discothèques.
Venez voir et écouter dans notre show room.

