ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMERO 175 - NOVEMBRE 1993 MJD

15 FICHES TECHNIQUES EN PLUS
CENTRALE DE DISSUASION
CHENILLARD SUR PC
AFFICHEUR LCD
RECEPTEUR CB SIMPLE, ETC.



BELGIQUE : 158 FB - LUXEMBOURG : 158 FL - SUISSE : 6,20 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : $ 6,50 - ANTILLES-GU : 28,80 F



T 2437 - 175 - 24,00 F

SPECIAL SALON **ENTREE A TARIF REDUIT**

ELECTRONIQUE PRATIQUE

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
H. Cadinot, P. Rasschaert, R. Knoerr, G. Isabel, Ch. Pannel, P. Rytter, P. Morin, P. Oguic, D. Roverch, A. Garrigou, Ph. Thiennot, P. Tissot, A. Sorokine.

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

Marketing/Ventes : **Jean-Louis PARBOT**
Tél. : 42.00.33.05
Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE, 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
Directeur commercial : **Jean-Pierre REITER**
Chef de publicité : **Pascal DECLERCK**
Assisté de : **Karine JEUFFRAULT**

Abonnement : **Marie-Christine TOUSSAINT**
Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 30).
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**

DIFFUSION CONTROLE OJD 1992

SPEP

« Ce numéro a été tiré à 69 500 exemplaires »

BVP

FICHE TECHN.
CONFORT
AUTO
JEUX
MODELISME
MESURES
HIFI
GADGETS
INITIATION

N° 175 NOVEMBRE 1993
I.S.S.N. 0243 4911

SOMMAIRE

		Revue	Pdf
REALISEZ VOUS-MEME			
Afficheur à écran LCD		31	3
Convertisseur analogique/numérique		39	10
Centrale de dissuasion		44	13
Chasse-taupe		51	19
Roue électronique		57	25
Chenillard sur PC		79	43
Fréquencemètre à quartz		83	47
Testeur de continuité		91	55
Bascule sensitive		93	57
Récepteur CB original		99	62
Amplificateur pour baladeur		117	76
EN KIT			
L'enceinte Audio-Club TOP 18		95	59
PRATIQUE ET INITIATION			
Robotique vivante		101	63
Un microcontrôleur dans vos montages		107	69
La compression et l'expansion de signaux audio		113	74
Les filtres pour enceintes acoustiques		126	78
15 fiches composants		59	27
L 4960, LS 7223, SLB 0586, MC 1350, NE 602, NE 604, NE 605, SSI 202 P, TCM 5089, SL 490, SL 486, ML 926/27, NE 592, ISD 1016, TDA 2030.			
DIVERS			
Le courrier des lecteurs		131	81
Encart Weka		67, 68, 69, 70	—
Bibliographie		116	—
Rendez-vous à Expotronic		119	—

AFFICHEUR LCD



Le but de ce montage est d'afficher et de mémoriser un nombre qui peut varier de 0 à 1999. Le nombre sera formé simplement en positionnant des commutateurs. L'emploi d'un afficheur LCD 3 digits et demi permet une alimentation par pile sans problème. En effet, le montage consomme en moyenne 11 mA. Il va sans dire que ce montage présente avant tout un aspect didactique permettant au lecteur de comprendre les fonctions présentées dans cet article.



PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'AFFICHEUR LCD (fig. 1)

Ces afficheurs étant des éléments capacitifs, ils doivent être alimentés par un signal carré entre 50 et 200 Hz. L'électrode commune est appelée Black-Plane BP (broches 1 et 40).

Allumage d'un segment (fig. 2A)

Dans ce cas, le signal carré appliqué sur le BP et le segment est en opposition de phase. Il en résulte une tension d'amplitude de 2U sur le segment.

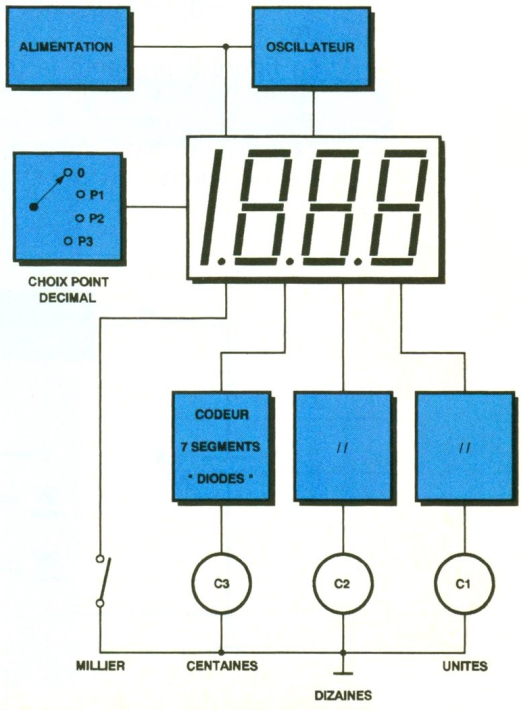
Extinction d'un segment (fig. 2B)

Il faut relier le segment au commun BP. Alors le segment reçoit une tension nulle. En effet, le segment étant relié au BP la différence de potentiel entre ces deux points est nulle quelle que soit la tension appliquée sur le BP.

PRINCIPE DU MONTAGE (fig. 3)

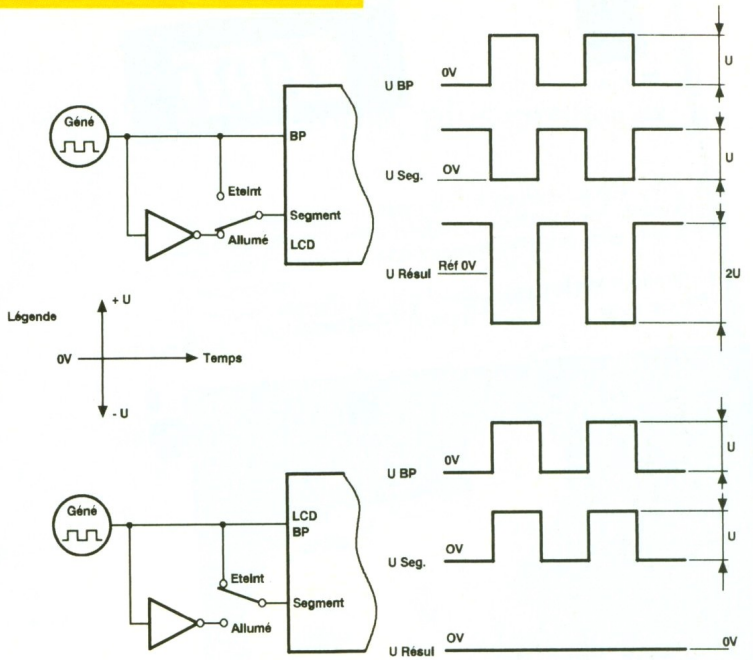
Sur le commun de l'afficheur BP, on envoie la tension $\overline{Q}$ de l'oscillateur à travers R_3. D'autre part, le segment reçoit la tension Q à travers R_1. Q et $\overline{Q}$ étant en opposition de phase, le segment est allumé.

Pour éteindre le segment « a », il suffit de fermer l'interrupteur IT_1. Ce qui le relie à la masse à travers la diode D_1. Le segment « b » reste allumé car D_2 est ici polarisée en inverse.
Si maintenant on ferme IT_2, on éteint les segments « a » et « b » à l'aide des diodes D_2 et D_3.
Les diodes permettent de former différentes combinaisons. Dans le montage, les inters sont remplacés par un commutateur à un circuit et douze positions qui nous donne la possibilité de faire les dix combinaisons correspondant aux chiffres de 0 à 9.
Sur la **figure 4**, vous avez le câblage du commutateur des unités avec la matrice de diodes. Pour ce digit seulement, vous avez cinq résistances de formes classiques qui sont reliées à CR pour allumer les segments « a, b, c, e, f ». Pour le reste des segments et les autres digits, on utilise des réseaux de résistances. Ils sont composés ici de huit résistances identiques ayant un point commun. Sur la **figure 5**, vous avez le schéma équivalent. Le décodage des unités, dizaines, centaines est toujours le même. Reportez-vous à la **figure 6** pour le repérage des diodes. On a pour le chiffre 9 la diode D_{11} pour les unités, D_{111} pour les dizaines et D_{211} pour les centaines. L'afficheur utilisé, très courant maintenant, est dédié à l'affichage d'un voltmètre numérique 2 000 points. C'est pourquoi il possède seulement une unité pour les milliers.
Il est possible aussi de positionner le point décimal à l'aide d'un commutateur 1C 4P. Une position aucun point + celui des unités, dizaines et centaines.



1 *Le principe retenu reprend des fonctions simples.*

2 *L'allumage et l'extinction d'un segment.*



ETUDE DU SCHEMA

Sur la **figure 7**, vous avez le repérage des segments appelés a, b, c, d, e, f, g et leur position. En fait, pour se souvenir de leur position, il suffit de savoir que le « a » est en haut : les autres se suivent en tournant dans le sens des aiguilles d'une montre, le dernier segment (g) étant au centre.

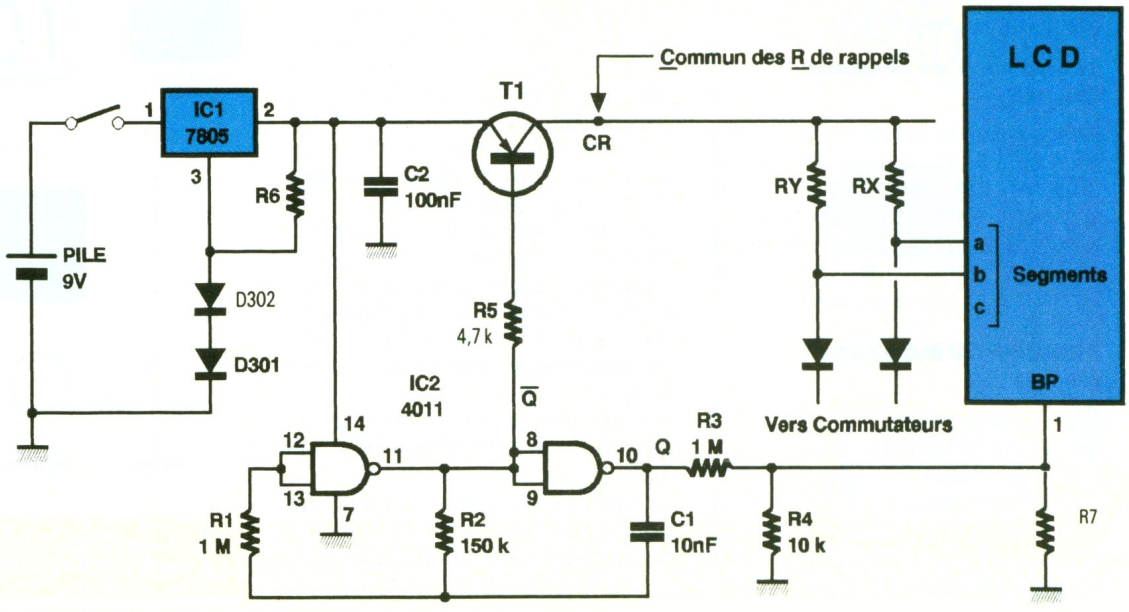
La **figure 8** présente la table de vérité pour la gestion d'un afficheur 7 segments. Prenons un exemple, le chiffre « 0 » sur la table de vérité : on constate que (= 1) sauf le « g » (= 0). En examinant de près la table de vérité, on voit qu'elle est composée de 49 « 1 » et de 21 « 0 ». C'est la raison pour laquelle au départ tous les segments sont allumés. Suivant la valeur a affichée, on éteint les segments en trop. Pour former les dix chiffres, nous aurons à générer 21 « 0 » au lieu de 49 « 1 ». D'où un gain de diodes intéressant (vu le nombre de diodes utilisées, ce n'était pas négligeable).

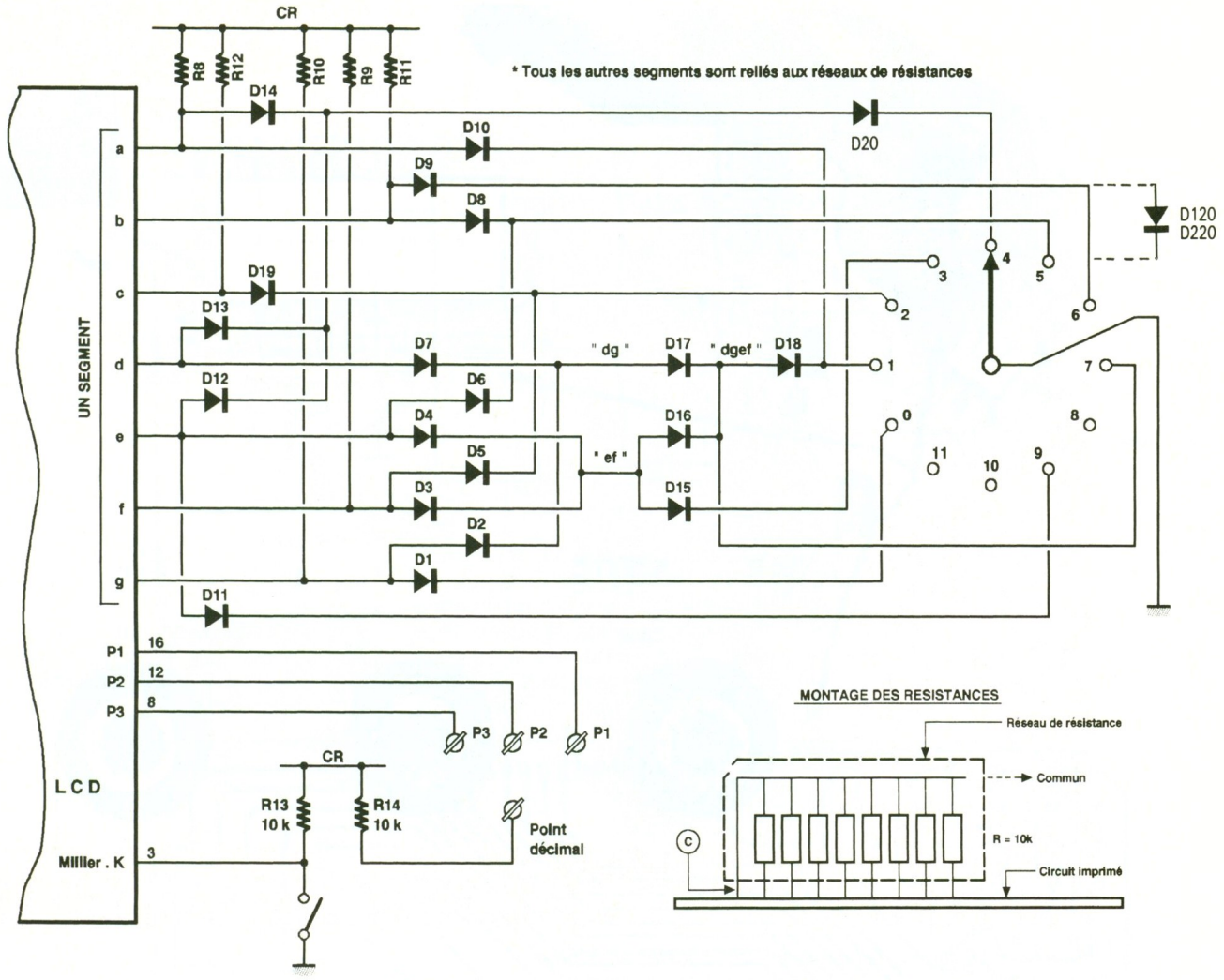
Examinons la **figure 9** pour comprendre le décodage. Pour la position 0, on constate que seul le segment « g » est mis à la masse par la diode D_1. Mais pour la position 1 on a encore le segment « g » à 0 plus « defg ». Dans ce cas, c'est maintenant D_2 qui va mettre « g » à la masse.
D'autre part, sur la table de vérité, on voit que pour le 3 on a « ef », et pour 1 « efdg », d'où le regroupement de « ef » avec les diodes D_4 et D_5. En effet le groupe « ef » est utilisé pour le chiffre 3 à l'aide de D_{15}. Nous avons aussi le groupe « dg » formé avec D_2 et D_7. De ces deux groupes avec D_{17} et D_{16} nous réalisons le groupe « efdg » qui est utilisé pour les chiffres 1 et 7.

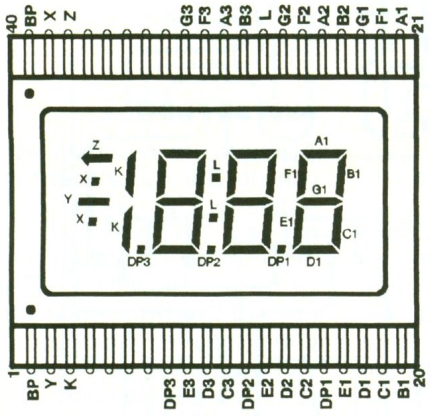
SCHEMA ELECTRIQUE (fig. 10)

La résistance R_3 ramène le BP à la masse. Elle a été déterminée par essais pour obtenir l'extinction la plus rapide des segments. Vous pouvez la modifier pour optimiser votre montage.
Le régulateur avec deux diodes en série sur la patte de référence donne une tension de 6,2 V, valeur max acceptée par l'afficheur donnant le meilleur contraste.
Les deux portes utilisées du 4011 forment l'oscillateur qui génère la tension carrée. En 10 vous avez la sortie Q et en 11 le complément $\overline{Q}$.
Le transistor Q_1 tamponne la sor-

3 *Le schéma électronique reste simple.*







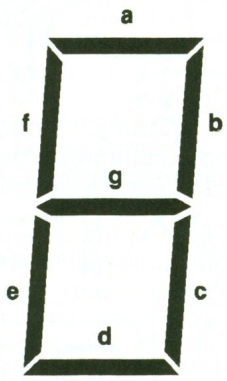


TABLE DE VERITE

Segments

	a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	0	0	0
2	1	1	0	1	1	0	1
3	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	1	0	0	1	1
5	1	0	1	1	0	1	1
6	1	0	1	1	1	1	1
7	1	1	1	0	0	0	0
8	1	1	1	1	1	1	1
9	1	1	1	1	0	1	1

REPERAGE DES DIODES ET COMMUTATEURS

	CENTAINES	DIZAINES	UNITES
Diodes	D_{201} à D_{220}	D_{101} à D_{120}	D_1 à D_{20}
Commutateurs	C_3	C_2	C_1

4/5/6/7/8 *Le câblage du commutateur des unités. Les résistances en réseaux DIL. Brochage des afficheurs LCD. Table de vérité.*

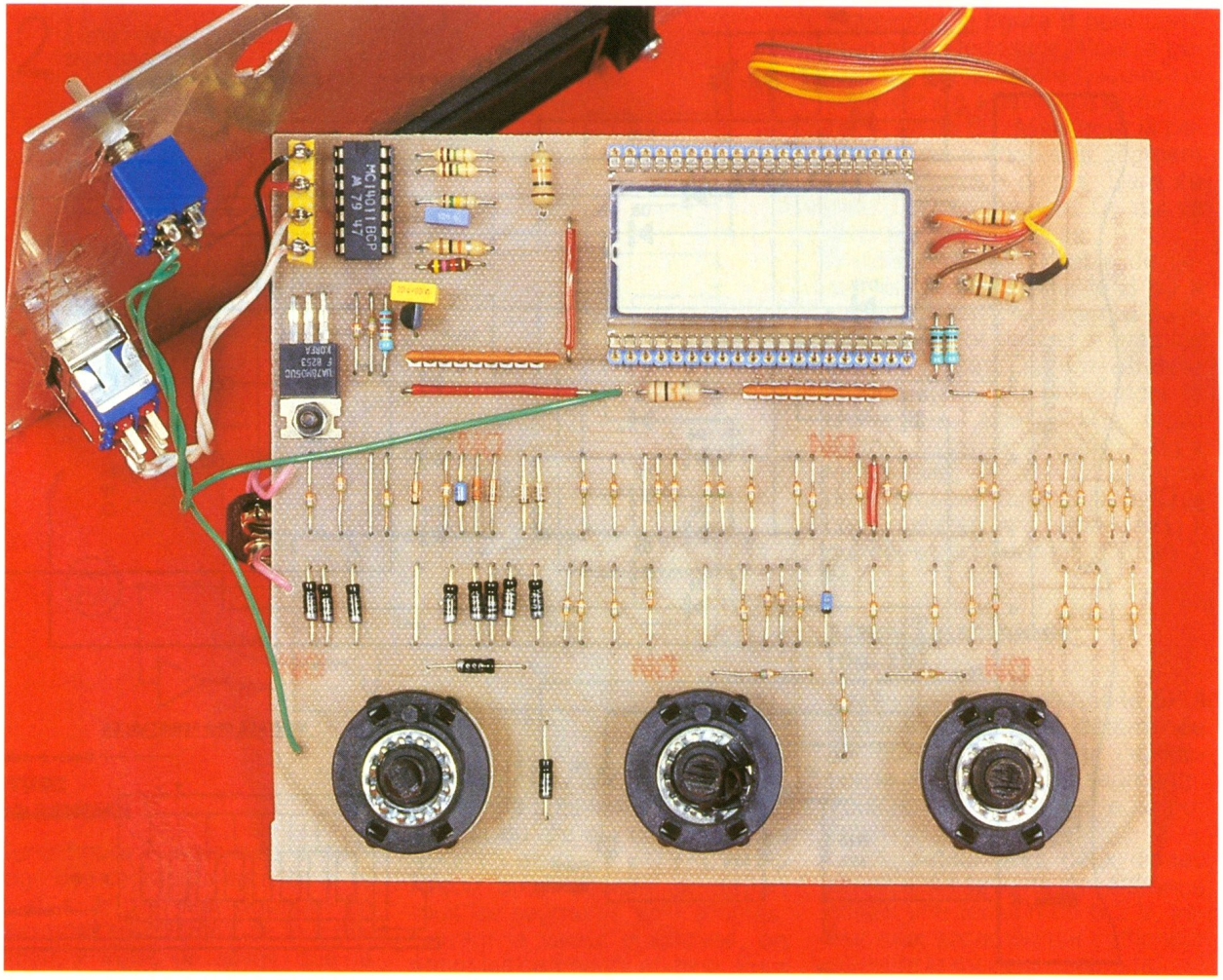


Photo 2. – La carte et la face avant sont câblées ensembles.

tie $\overline{Q}$ de l'oscillateur qui n'est pas assez puissante pour assurer l'affichage dans certaines configurations. Le collecteur repéré CR (Commun Résistances) est relié à la masse par R_{15}. Cette résistance met en forme le signal CR. Tous les segments sont reliés aux CR par une résistance de 10 kΩ pour les allumer.

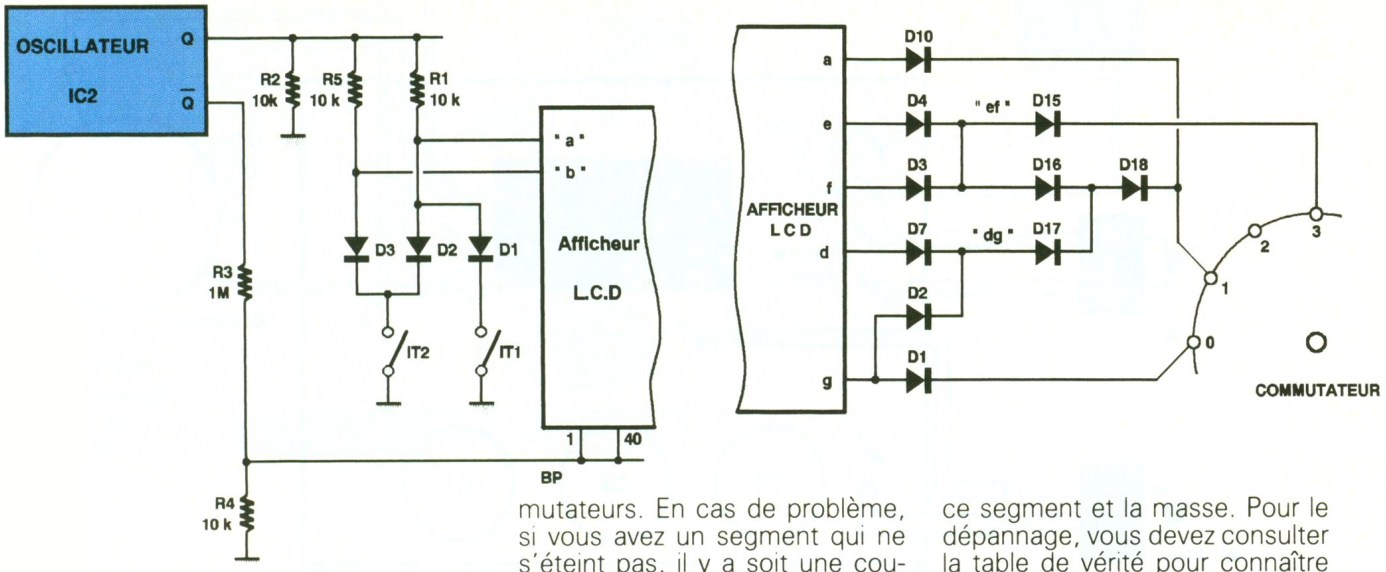
CABLAGE (fig. 11, 12 et 13)

Le circuit imprimé supporte tous les composants à part la pile, l'interrupteur marche/arrêt, le commutateur du point décimal et l'interrupteur des milliers.
Comme toujours, vous commencez par vérifier le circuit imprimé : coupure de piste et court-circuit ?
Ensuite câblez les diodes D_{18} au-dessus dans l'axe de P_1 (unités) et D_{112} au-dessus dans l'axe de P_2 (dizaines) qui sont inversées par rapport aux autres diodes. Soudez les huit straps, ensuite insérez les autres diodes et le reste des composants.
Si vous n'avez pas de réseaux de résistances, vous pouvez câbler des résistances classiques suivant la méthode donnée en **figure 5**.
Le câblage ne nécessite pas plus de commentaires puisque l'ensemble des composants a été intégré sur le circuit imprimé.
Peut-être une remarque au sujet du perçage, si vous n'êtes pas sûr de vous. Réalisez la fenêtre pour l'afficheur puis, pour les commutateurs, percez seulement à diamètre 6,5 mm afin de laisser passer la tige des commutateurs. Ensuite positionnez la face avant sur le circuit imprimé et allumez l'afficheur pour vérifier si tout est en place. Si la fenêtre est bien centrée, alors vous pouvez agrandir les trous à 10 mm avec la perceuse, sinon vous les agrandissez à la lime de manière à corriger le défaut.
Le blocage des commutateurs à dix positions est réalisé en positionnant la rondelle avec l'ergot. Il doit être placé dans le trou numéro 10. Si vous n'avez pas de repère, alors il vous faudra compter les positions pour repérer la 10e position.

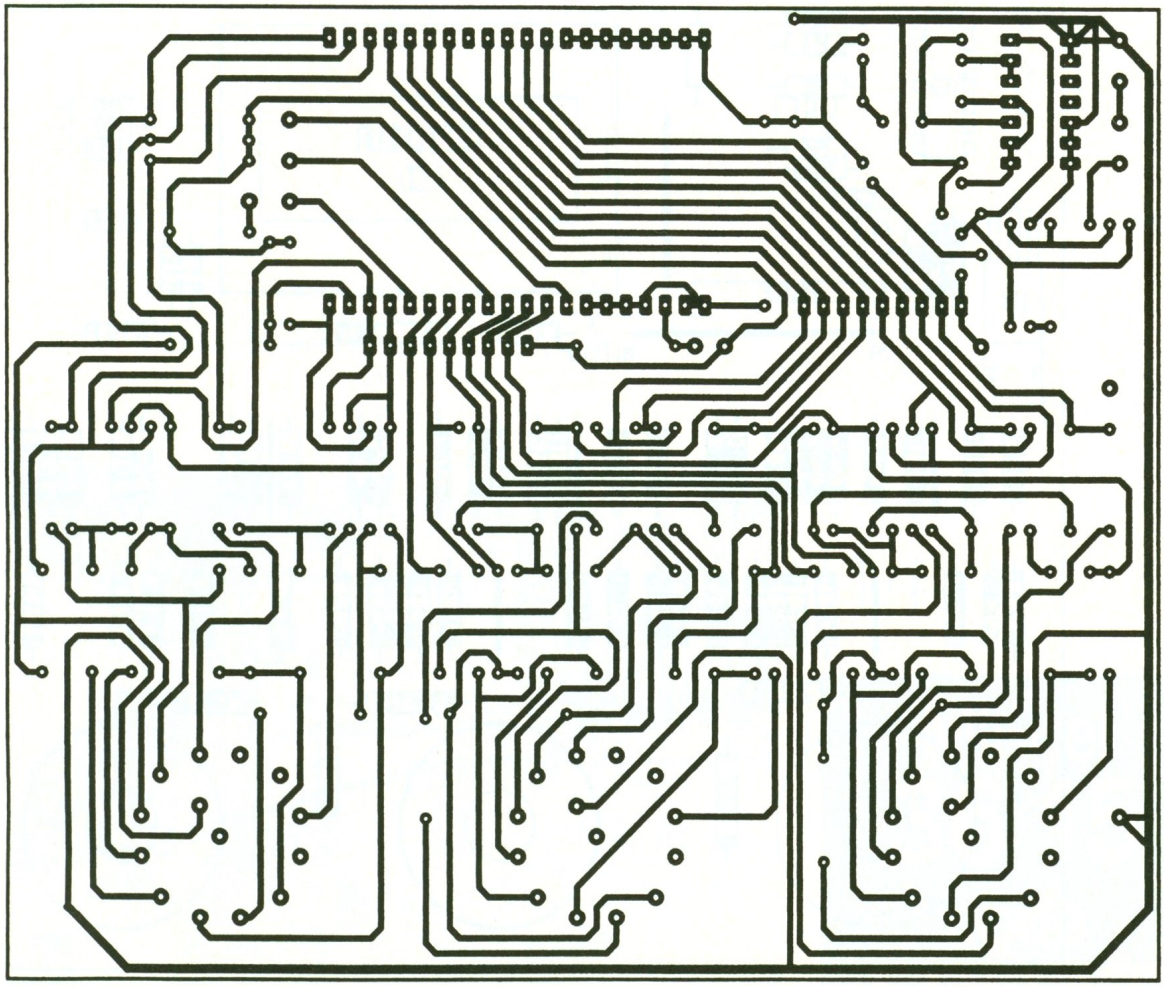
MISE AU POINT

Alimentez le montage avec une pile de 9 V ou une alimentation réglée à 9 V. La consommation est de 9 mA pour un affichage de 1000 et de 12,6 mA pour un affichage de 1111. C'est la consommation maximale. Si vous trouvez beaucoup plus, stoppez tout et vérifiez le câblage (s'il n'y a pas de court-circuit entre pistes du circuit imprimé).
Sur la patte 3 de régulateur, on a 1,4 V et en 2 on a 6,5 V. Avec un multimètre digital et un affichage réglé sur 1000, on a sur le CR 16,2 mV, sur un segment allumé 3,3 V (par exemple patte 20) et 0 V sur un segment éteint.
Avec un oscilloscope, on a sur le point CR un signal carré (voir **fig. 14**) pour la forme, de 6 V d'amplitude et de 30 microsecondes de période.

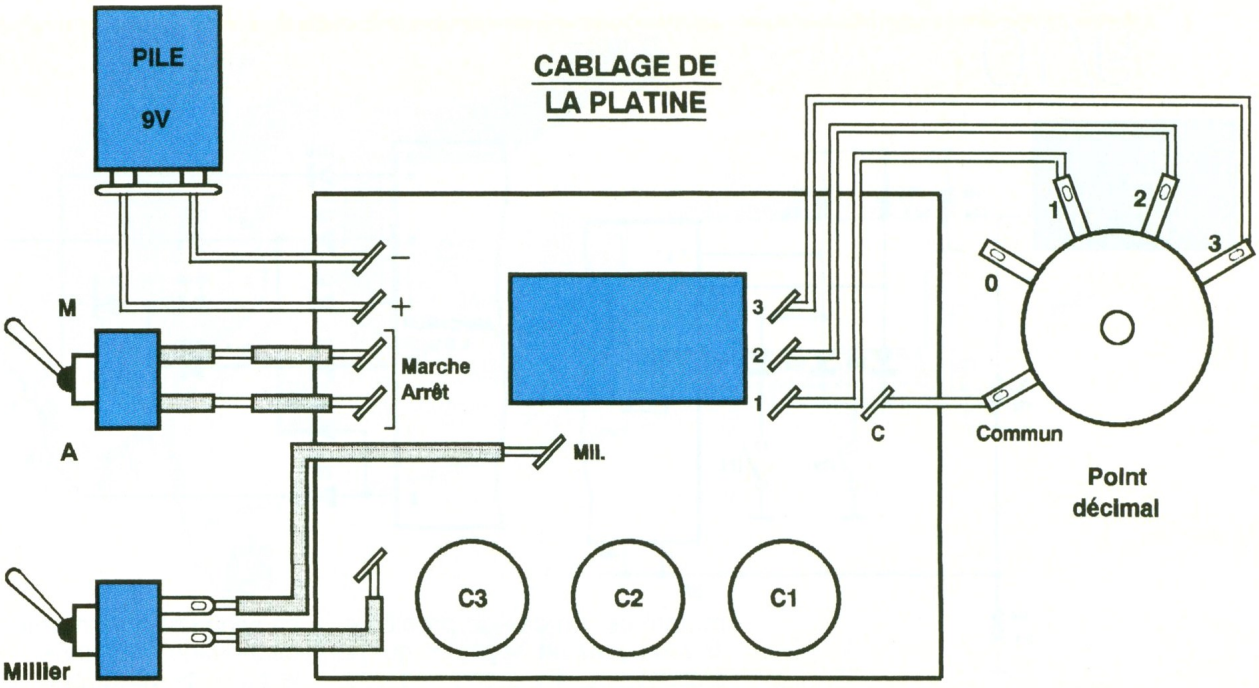
9/10 *Principe du décodage pour les afficheurs.*



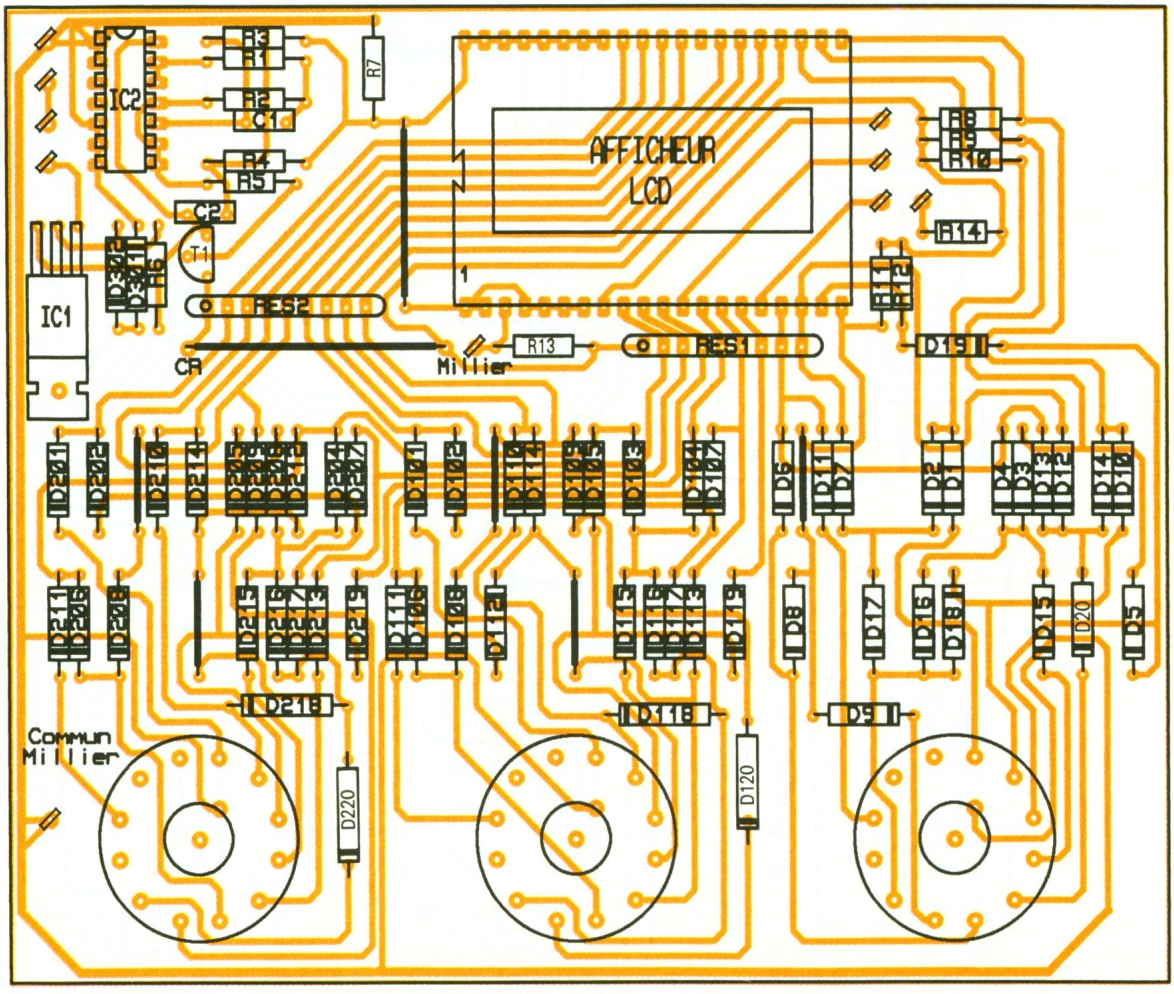
Si vous êtes arrivé ici sans problème, alors le plus dur est fait. Maintenant il faut essayer tous les chiffres en utilisant les commutateurs. En cas de problème, si vous avez un segment qui ne s'éteint pas, il y a soit une coupure de piste soit une diode inversée. A l'inverse, si un segment ne s'allume jamais, il y a sûrement un court-circuit entre ce segment et la masse. Pour le dépannage, vous devez consulter la table de vérité pour connaître les segments concernés et partir du plot du commutateur, et vous remontez vers les segments. La position des segments est don-



11 *Dessin du circuit imprimé.*



12 *Implantation des composants.*



13 *Câblage des éléments.*

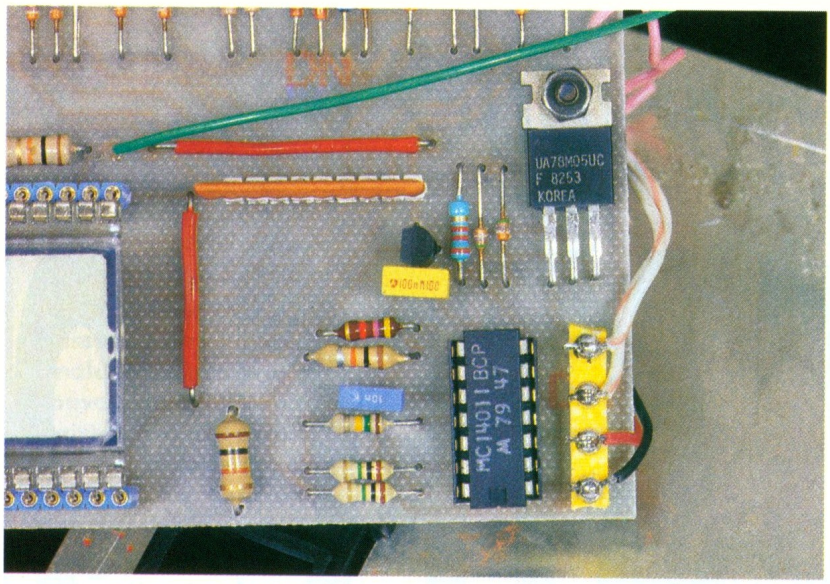


Photo 3. – Les réseaux de résistances RES1 et RES2 résolvent les éventuels problèmes de câblage.

née en **figure 6.** Ici le dépannage est relativement aisé puisqu'une erreur est visible sur l'afficheur.

MISE EN BOITE

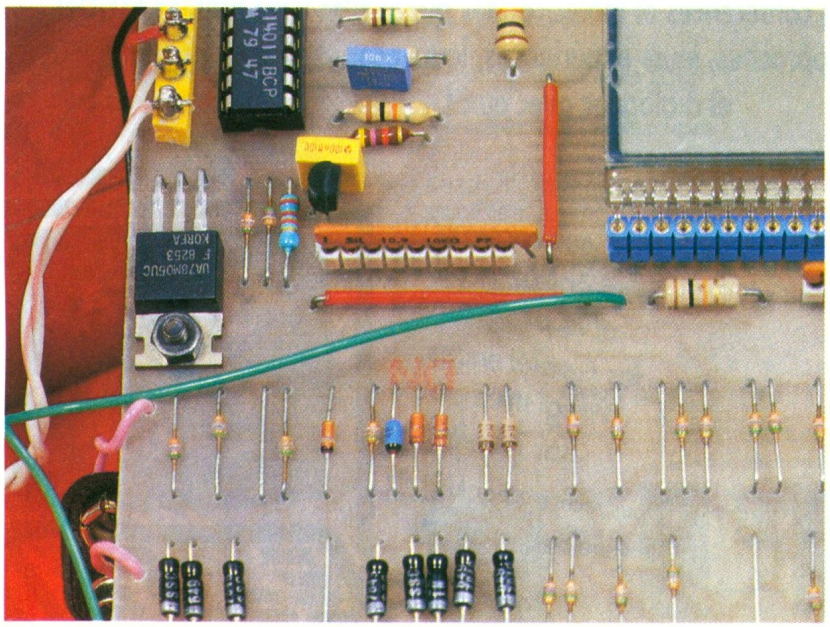
La position de l'afficheur et des commutateurs est à respecter impérativement (ils sont câblés sur le circuit imprimé). En revanche, vous pouvez placer l'interrupteur marche/arrêt, l'interrupteur des milliers et le commutateur des points décimaux où vous voulez. Pensez tout de même à éviter le circuit imprimé. La pile est fixée sur la maquette par deux bouts de fils rigides et deux trous dans le circuit imprimé.

UTILISATION POSSIBLE

Ce montage pourra être réalisé pour tester des afficheurs LCD tout simplement. Il pourra aussi mémoriser les points au cours de jeux divers, seulement il sera nécessaire de réaliser autant de montages qu'il y aura d'équipes. Pour l'affichage d'un prix dans une vitrine, il serait peut-être intéressant de monter le commutateur des points décimaux et l'inter marche/arrêt dans le bas du boîtier.

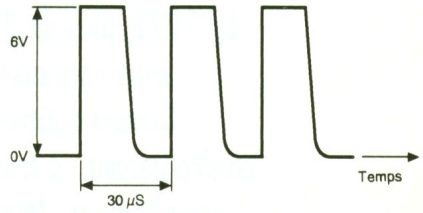
Ph. Thiennot

Photo 4. – Les commutateurs actionnent les diodes pour permettre l'affichage du chiffre.



LISTE DES COMPOSANTS

IC_1 : 7805 régulateur 5 V
IC_2 : CD4011, 4 portes NAND
3 commutateurs 1C 12P
1 commutateur 3C 4P
1 interrupteur
1 afficheur LCD 3 1/2 digits 13 mm (réf. LTD 222 ou équivalent)
1 fenêtre enjoliveur pour afficheur
2 réseaux de 8 résistances 10 kΩ
R_1, R_3 : résistances 1/4 W 1 MΩ (marron, noir, vert)
R_2 : résistance 1/4 W 150 kΩ (marron, vert, jaune)
R_4 : résistance 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_5 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_6 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_7 à R_{14} : 10 kΩ (marron, noir, orange)
D_1 à D_{20} : diodes 1N914, 1N4148
D_{101} à D_{120} : diodes 1N914, 1N4148
D_{201} à D_{220} : diodes 1N914, 1N4148
D_{301} à D_{302} : diodes 1N914, 1N4148
C_1 : condensateur 10 nF
C_2 : condensateur 100 nF
T_1 : transistor NPN BC559 ou équivalent
4 boutons pour les commutateurs
1 pile 9 V et connecteur
1 boîtier plastique Teko pupitre réf. : 363

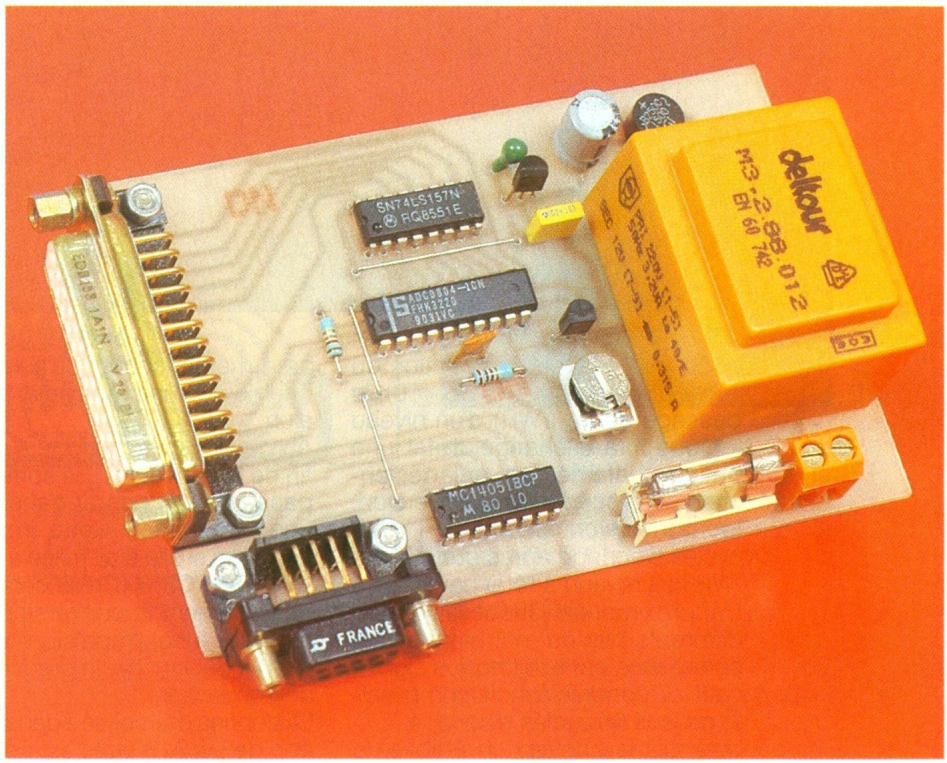


14 *Forme du signal carré disponible au point CR.*

Minitel
36 15
code
EPRAT

CAN 8 ENTREES POUR PC

L'analyse d'événements physiques par un ordinateur passe par une conversion analogique/numérique, conversion qui a donné naissance à des circuits spécialisés couramment appelés CAN. Cette interface CAN 8 entrées permettra, par une simple liaison au port centronics, d'interpréter quasi-simultanément huit tensions analogiques.



INTRODUCTION

Il est parfois intéressant de confier à un ordinateur la saisie d'informations analogiques, que ce soit pour mémoriser des relevés pour ensuite les analyser ou encore rediriger l'information vers d'autres périphériques. Tout événement analogique est une suite d'états périodiques ou apériodiques caractérisés par une amplitude et une fréquence. Or, de tels événements peuvent être ramenés à une variation de tension. Ainsi température, pression, humidité, vitesse, force peuvent, par l'intermédiaire d'un capteur adapté, être traduites à un instant donné en une tension. Ces quelques exemples sont autant d'interfaces qui pourront attaquer l'une des huit entrées de cette carte CAN et constituer, par exemple, une petite station météo. Le nombre d'applications ne manque pas. Nous pensons entre autres aux applications suivantes : multisonde de température, analyseur analogique 8 voies très basses fréquences, banc de mesures...

Le convertisseur A/N

L'ADC0804 de National Semiconducteur, très répandu et bon marché, a été retenu. Dérivé de l'ADC0800, il appartient à la famille ADC0801, 0802, 0803, 0804, 0805, convertisseurs A/N 8 bits compatibles 100 % avec les microprocesseurs de type 8080, ainsi qu'avec tout autre microprocesseur, moyennant une logique d'interface simple. Ses entrées et sorties sont compatibles TTL et MOS. Le temps de conversion est de l'ordre de 100 µs et l'erreur totale varie d'un type à l'autre de cette famille entre ± 1/4 de LSB et ± 1 LSB.
L'oscillateur est interne, et sa fréquence comprise entre 100 kHz et 1,46 MHz est déterminée par un simple réseau RC. La précision de conversion est garantie pour une fréquence d'horloge de 640 kHz. Différentes gammes de température de fonctionnement sont disponibles pour chaque référence alors complétée par un indice approprié.

Le synoptique

Il est représenté en **figure 1.**

Le schéma électronique

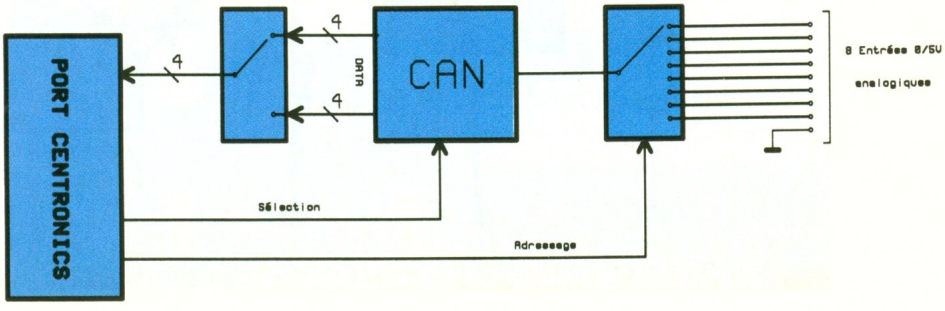
Les huit entrées analogiques disponibles sur un socle DB 9 broches, attaquent les huit entrées d'un commutateur analogique 8 voies, de technologie MOS et de référence 4051.

Ce multiplexeur analogique, alimenté sous 5 V, supportera des tensions analogiques comprises entre 0 et 5 V. La sélection de l'entrée à mesurer est donnée par le mot binaire présent sur les trois entrées A, B, C de ce circuit. Ce mot est fixé par l'état des sorties 17, 14, 1 du port centronics, soit respectivement les informations Select in, Autofeed, Strobe.
Cet adressage est résumé par le tableau de la **figure 3.**

Le signal analogique sélectionné est appliqué à l'entrée analogique Vin(+) du convertisseur dont la fréquence de conversion est déterminée par le réseau R_1, C_1, tandis que la tension de référence est régulée par une diode de précision. Aj_1 calibre cette tension à 2,5 V.

Les entrées /CS, /RD, /WR gèrent la conversion et sont respectivement reliées aux broches 2, 3, 4 du port centronics, soit D_0, D_1, D_2. /CS = D_0 = 1 inhibe les entrées /RD et /WR, tandis que D_0 = 0 sélectionne

1 *Les 8 entrées analogiques sont à droite avant de se retrouver sur le port centronics du compatible PC.*



Voie 4051	0	1	2	3	4	5	6	7	G	/A-B	InA	InB	OutY
Broche DB9	3	2	1	4	7	9	6	8	1	X	X	X	0
Select in	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	X	0
Autofeed	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	X	1
Strobe	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	X	0	0
AD.OUT	11	3	9	1	10	2	8	0	0	1	X	1	1

le boîtier. Une fois la sélection du convertisseur activée (/CS = 0), le passage de D_2 (/WR) d'un niveau logique 1 à 0 change d'état une bascule interne, ce qui déclenchera la procédure de conversion. La conversion débutera 1 à 8 cycles d'horloge après que /CS ou /WR soit revenu à l'état haut.

L'approximation successive des différents bits du mot binaire final commence par le bit le plus significatif et conduit à huit comparaisons, soit 64 cycles d'horloge.

Une fois la conversion établie, le mot binaire est mémorisé par un tampon de 8 bascules aux sorties à trois états. Cette valeur binaire sera mémorisée jusqu'au déclenchement d'une nouvelle conversion.

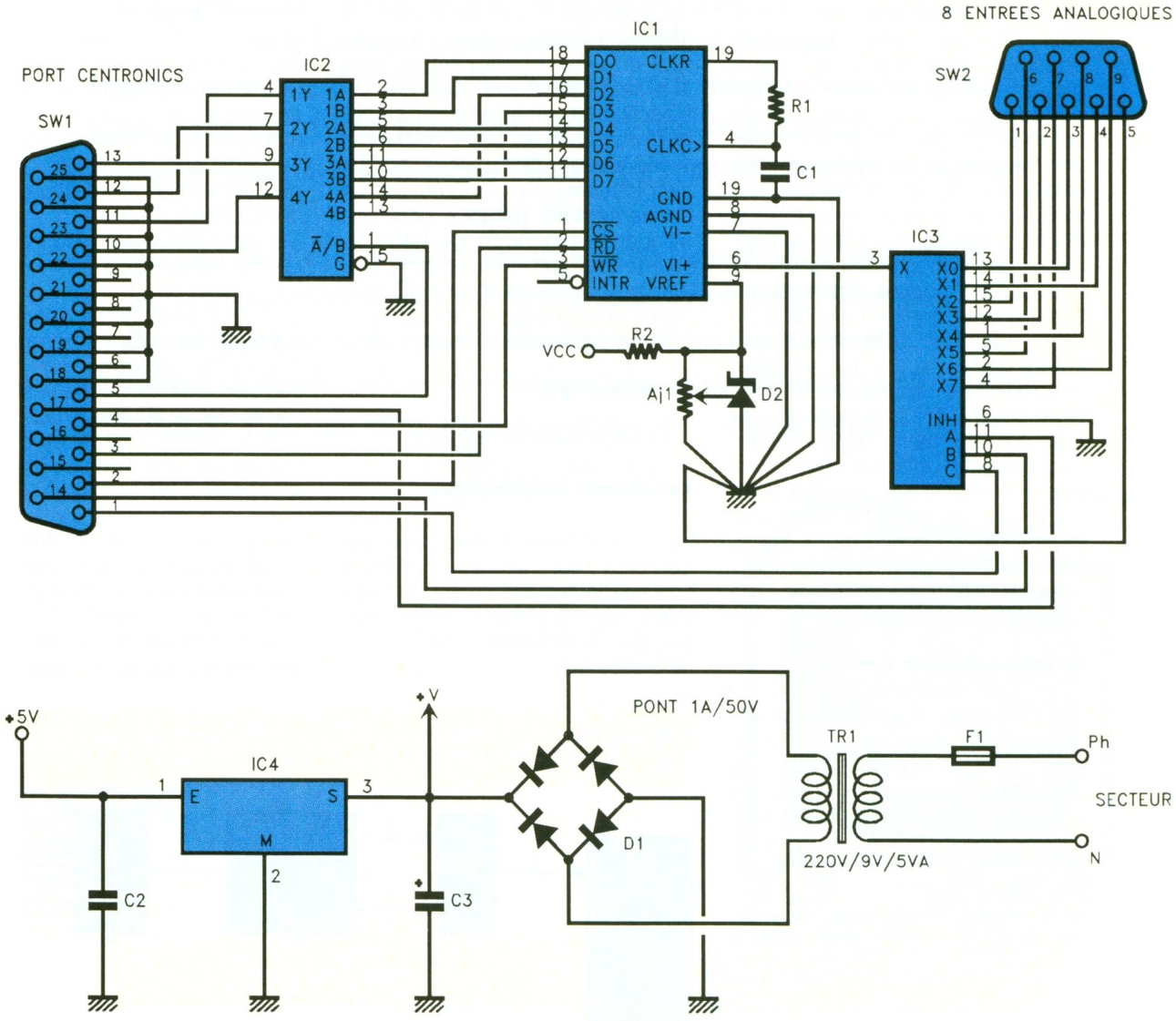
Au demi-cycle d'horloge suivant la fin de la conversion, la sortie /INTR passe à l'état bas et génère ainsi une interruption. Cette impulsion négative, si elle était reliée à l'entrée /WR avec /CS = 0, relancerait automatiquement la conversion. Dans ce cas, une impulsion externe devrait déclencher le premier cycle de conversion.

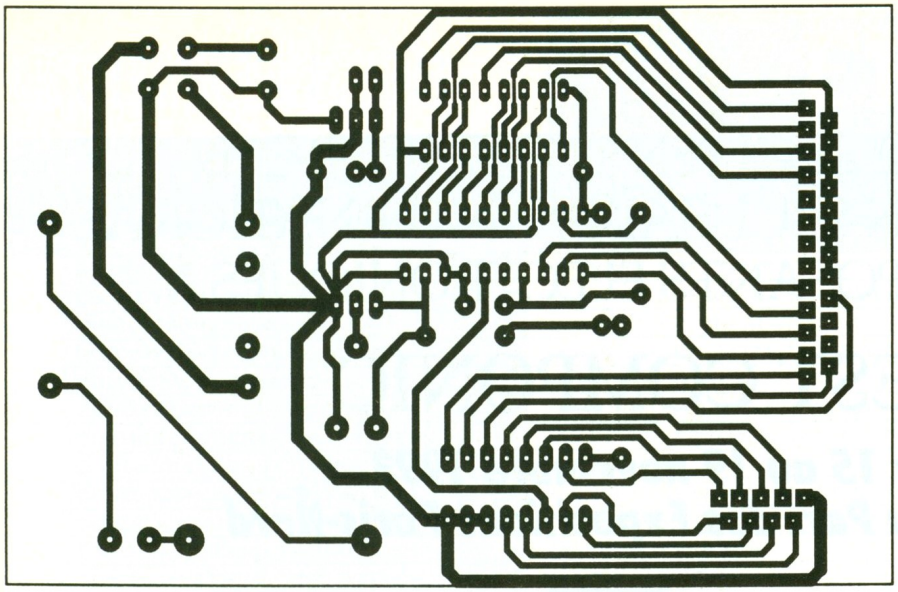
La donnée mémorisée dans la tempon de sortie 3 états est active sur le bus de données pour /CS = 0 et /RD = 0. Cet état ramènera d'autre part /INTR à 1.

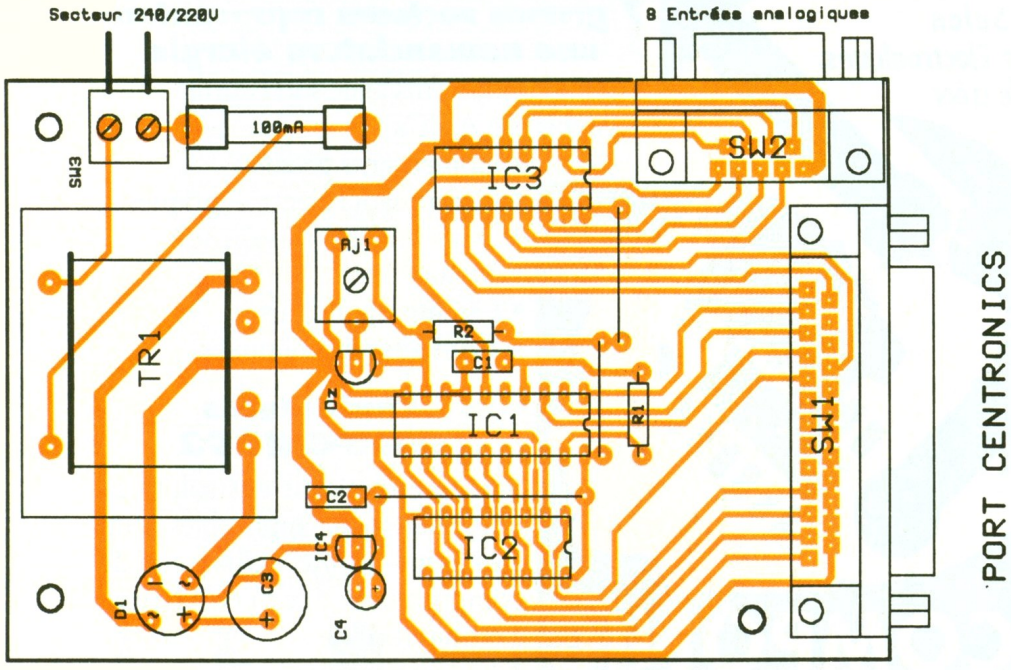
La ligne D_4 du port centronics commande la commutation du multiplexeur. D_4 = 0 valide la tranche A et D_4 = 1 valide la tranche B. Les quatre sorties de IC_2 étant reliées aux broches 11, 12, 13, 10 du port centronics, les deux quartets seront successivement lus après le changement d'état de D_4 par une analyse des lignes Busy, Paper End, Select et Acknoledge.

Le port centronics ne possédant

2 *La capacité C4 se trouve en parallèle sur C2.*







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

que cinq entrées, la donnée sera lue en deux tranches grâce à un quadruple multiplexeur, le 74LS157, dont la table de vérité apparaît en **figure 3.**
Les quartets A et B sont respectivement D_0, D_4, D_6, D_2 et D_1, D_5, D_7, D_3.
Une alimentation de constitution classique — transformateur, pont, condensateur de filtrage et régulateur 7805 — complète le schéma et rend autonome la carte.

REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé aux dimensions de 115 x 65 sera réalisé à partir d'un verre époxy présensibilisé simple face.
Une fois percé, on procédera à l'implantation des composants en prenant soin de placer le convertisseur, quelque peu onéreux, sur un support, afin de prévenir toutes erreurs d'insertion ou d'alimentation. L'implantation achevée, la tension de référence, fixée à 2,5 V, sera calibrée à l'aide de Aj_1. La mesure sera relevée par un voltmètre numérique placé sur la broche 9 de IC_1.

```
110 'AD.DATA=888:AD.IN=889:AD.OUT=890:REM LPT1
120 AD.DATA=632:AD.IN=633:AD.OUT=634:REM LPT2
200 INITIALISATION DES VARIABLES
210 CLS:DEFINT A,N:VREF=2.5
220 VOIE(0)=1+2+8:VOIE(1)=1+2+0:VOIE(2)=1+0+8:VOIE(3)=1+0+0
230 VOIE(4)=0+2+8:VOIE(5)=0+2+0:VOIE(6)=0+0+8:VOIE(7)=0+0+0
250 NR(0)=3:NR(1)=2:NR(2)=1:NR(3)=4:NR(4)=7:NR(5)=9:NR(6)=6:NR(7)=8
300 REM ANALYSE DES VOIES
310 FOR E=0 TO 7
320 OUT AD.OUT,VOIE(E):GOSUB 500
330 PRINT "TENSION VOIE N°";NR(E);" =" MOT*2*VREF/256
340 NEXT E
490 END
500 REM CONVERSION
510 MOT=0
520 OUT AD.DATA,0+2+0+0:REM CS=0, RD=1, WR=0, A/B=0
530 OUT AD.DATA,0+2+4:REM CS=0, RD=1, WR=1
550 OUT AD.DATA,0+0+4+0:REM CS=0, RD=0, WR=1, A/B=0
560 LSB=INP(AD.IN)
570 IF (LSB AND 16)=16 THEN MOT=64
580 IF (LSB AND 32)=32 THEN MOT=MOT+16
590 IF (LSB AND 64)=64 THEN MOT=MOT+1
600 IF (LSB AND 128)<>128 THEN MOT=MOT+4
610 OUT AD.DATA,0+0+4+8:REM CS=0, RD=0, WR=1, A/B=1
620 MSB=INP(AD.IN)
630 IF (MSB AND 16)=16 THEN MOT=MOT+128
640 IF (MSB AND 32)=32 THEN MOT=MOT+32
650 IF (MSB AND 64)=64 THEN MOT=MOT+2
660 IF (MSB AND 128)<>128 THEN MOT=MOT+8
680 RETURN
```

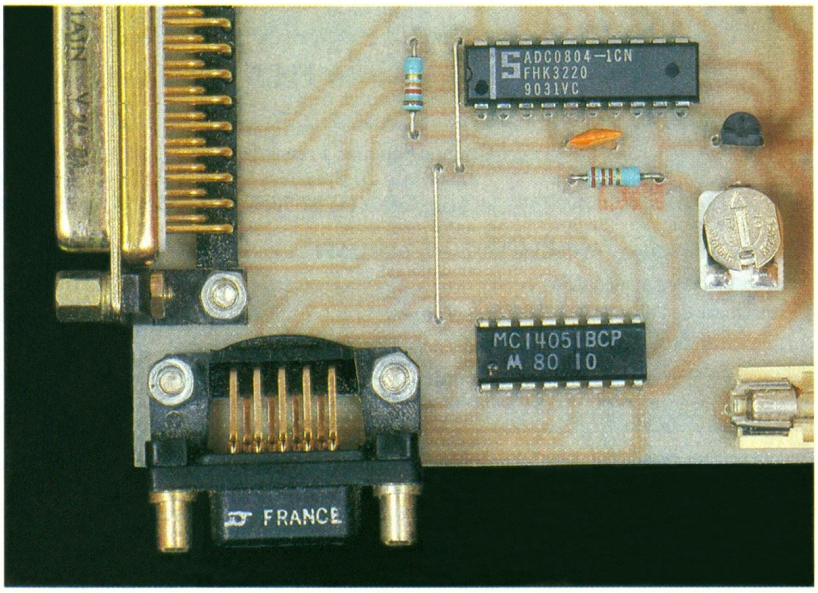
LE LOGICIEL

Le programme proposé affiche les tensions présentes sur chaque entrée. Simple et écrit en GWBasic, il est la base à un développement personnel. **H. CADINOT**

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
R_2 : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
IC_1 : ADC0804
IC_2 : 74LS157
SW_1 : DB25
C_1 : 150 pF
IC_3 : 4051
SW_2 : DB9
D_1 : pont 1 A/50 V
D_2 : LM336
TR_1 : 220 V/9 V/5 VA
IC_4 : 78L05
C_2 : 100 nF
C_3 : 100 µF/16 V
F_1 : fusible 100 mA avec son support pour circuit
C_4 : 10 µF/10 V tantale
SW_3 : bornier 2 plots
Aj_1 : ajustable 10 kΩ

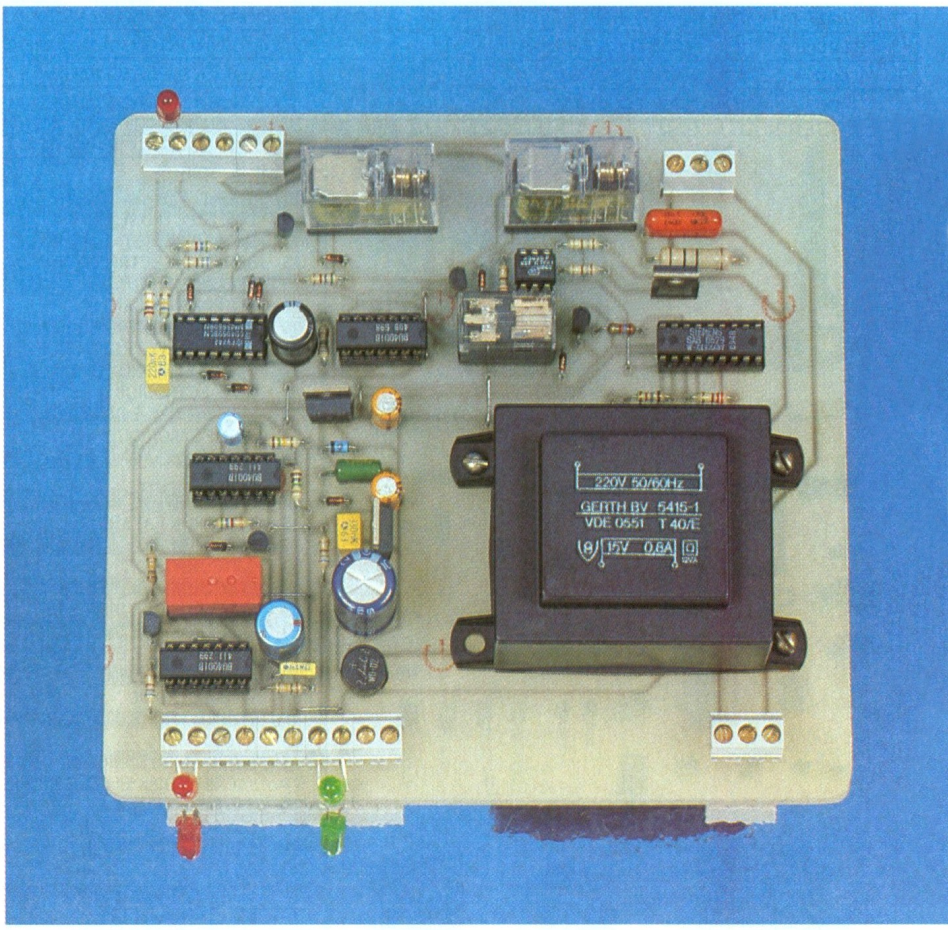
Photo 2.— Les connecteurs d'entrée-sortie

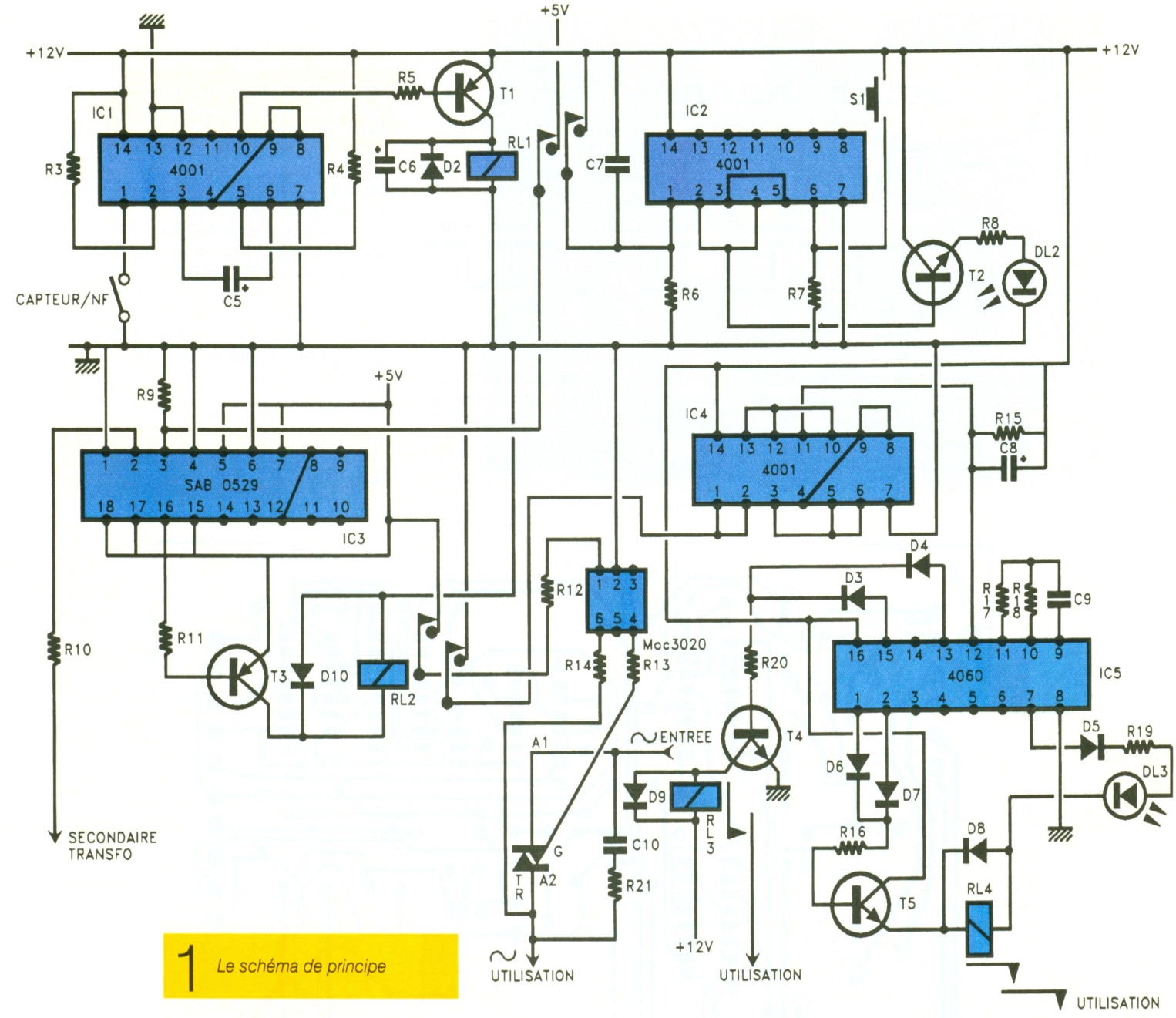


UNE CENTRALE DE DISSUASION

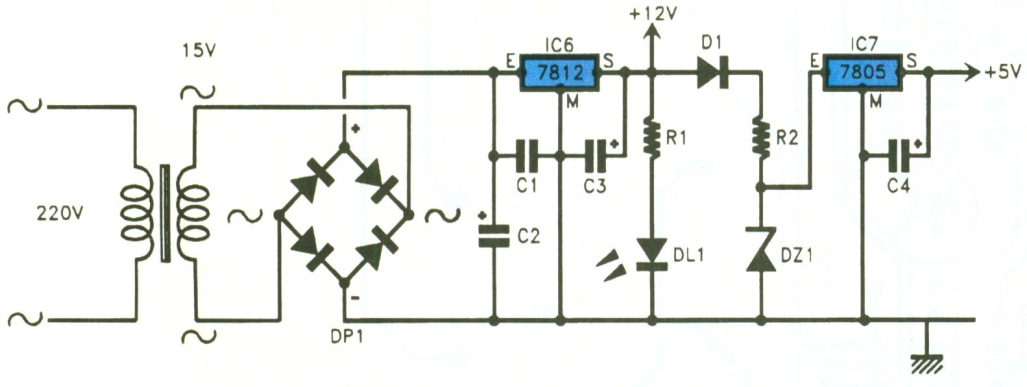
Les pêcheurs, les chasseurs, les militaires, les affairistes et d'autres, emploient les leurres comme technique de base pour attraper, duper ou mystifier l'adversaire. Ce montage propose une démarche similaire pour leurrer les cambrioleurs et autres casseurs qui pourraient s'intéresser d'un peu trop près à votre porte d'appartement... et surtout, à ce qui se trouve derrière.

Son action est basée sur une simulation de présence déclenchée par un ou des capteurs appropriés.
Comme son nom l'indique, cette centrale est conçue pour dissuader, pour prévenir d'une effraction plutôt que pour la réprimer, concept contraire à celui communément admis pour les centrales d'alarme domestiques classiques. En règle générale, celles-ci tentent de faire fuir le voleur lorsque celui-ci est détecté dans la zone surveillée (il est donc déjà dans la place !) puisque la quasi-totalité des capteurs sont disposés à l'intérieur des locaux protégés.
Le concept de cette centrale de dissuasion repose sur une théorie simple : tout faire pour déstabiliser l'adversaire.
On sait que les petits casseurs, qui représentent environ 90 % des cambriolages dans les zones urbanisées, n'insistent guère lorsque surviennent des difficultés inhabituelles. Dans ce cas, ils passent leur chemin et cherchent un « autre coup » présentant un moindre risque.
Le principe de comportement du montage est le suivant : après avoir reçu un ordre du ou des capteurs, la centrale enchaîne une suite hiérarchisée de réactions inaccoutumées voire insolites pour un rôdeur en quête d'un butin facile, ce qui aura pour effet de le surprendre, de le déconcerter et de le faire déguerpir. C'est en tout cas l'objectif visé.
Sur détection, l'ordre du capteur (nous y reviendrons) parvient sur la boucle NF du module de validation, lequel exécute deux fonctions simultanées *via* son relais. D'une part, il déclenche la temporisation du cycle d'animation, de l'autre, il envoie une impulsion qui sera mémorisée par une LED témoin de l'événement.
Tant que la temporisation maintient le cycle, le module d'animation envoie ses ordres de fonctionnement aux différents terminaux.
Voilà pour le survol du principe de fonctionnement. Bien que le schéma fasse appel à cinq circuits intégrés, le montage reste extrêmement simple à réaliser.
Voyons d'un peu plus près comment tout cela fonctionne.
Le module de validation utilise un MOS 4001 (IC_1) dont la première porte, par ses entrées 1 et 2 reliées à la masse, *via* le capteur, constitue la boucle NF de déclenchement. Tant que ce circuit est en état de veille, la sortie 3 est à « 1 ». Lorsque le capteur ouvre la boucle NF (normalement fermée), la sortie 3 passe à « 0 », état logique maintenu sur la sortie 10 de la troisième porte durant 1 seconde environ grâce à R_4 et C_5, durée pendant laquelle T_1 devient conducteur et alimente RL_1, un petit relais enfichable 2RT qui permet d'exploiter l'impulsion nécessaire pour les deux fonctions suivantes.
Un second 4001 (IC_2), dont deux des portes NOR sont utilisées pour réaliser une bascule de type Set/Reset, permet de mémoriser l'activation de la validation par l'allumage d'une LED témoin dont la RAZ s'effectue manuellement par le poussoir S_1.
La petite capacité C_7 de 1 nF entre la broche 1 et l'alimentation supprime les éventuels déclenchements intempestifs.
La temporisation du cycle d'animation est confiée à un SAB 0529 (IC_3), circuit spécialisé que les lecteurs connaissent bien.
Le choix de ce remarquable composant programmable est directement lié à sa simplicité de mise en œuvre qui n'appelle que bien peu de composants périphériques, à savoir deux résistances ! Difficile de faire avec moins...
Dans la majorité des nombreux schémas déjà proposés, ce composant est directement alimenté par le secteur 220 V, notamment lorsque celui-ci commande un triac. Cette fois-ci, nous lui ferons





1 *Le schéma de principe*



commander un relais et nous l'alimenterons en basse tension continue 5 V, ce qui explique l'alimentation double tension 12/5 V que vous aviez remarquée sur le schéma de principe.

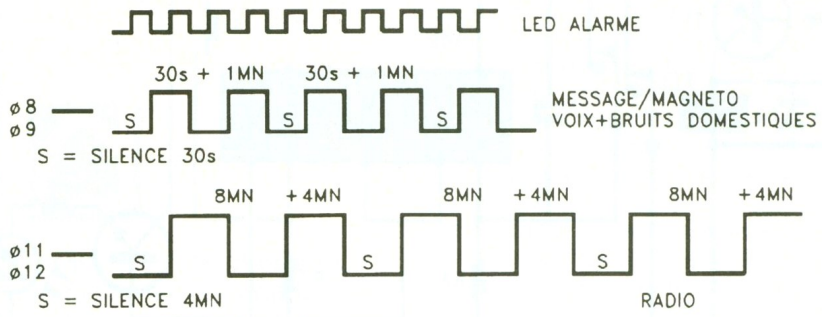
Puisque le SAB 0529 nécessite une référence de temps, R_{10} prélève le 50 Hz au secondaire du transformateur.

Lorsque la broche 3 de déclenchement (normalement maintenue à un état bas) reçoit une impulsion positive, c'est le cas lors du bref collage de RL_1, la temporisation commence. Sa durée est fonction de la programmation adoptée, celle-ci pouvant aller de 1 seconde à 31 h 30, ce que vous rappelle le tableau de la figure 5.

La programmation retenue est de 24 min ; broches 5-7 au + et 6 à la masse = 3 min de base x 8 avec la broche 12 connectée à la broche 8 (R) = 24 min.

Il est à noter que cette temporisation est réamorçable et que toute nouvelle impulsion réinitialise le circuit, ce qui constitue un avantage intéressant pour cette centrale de dissuasion qui prolongera d'autant la simulation de présence en cas de détection renouvellée.

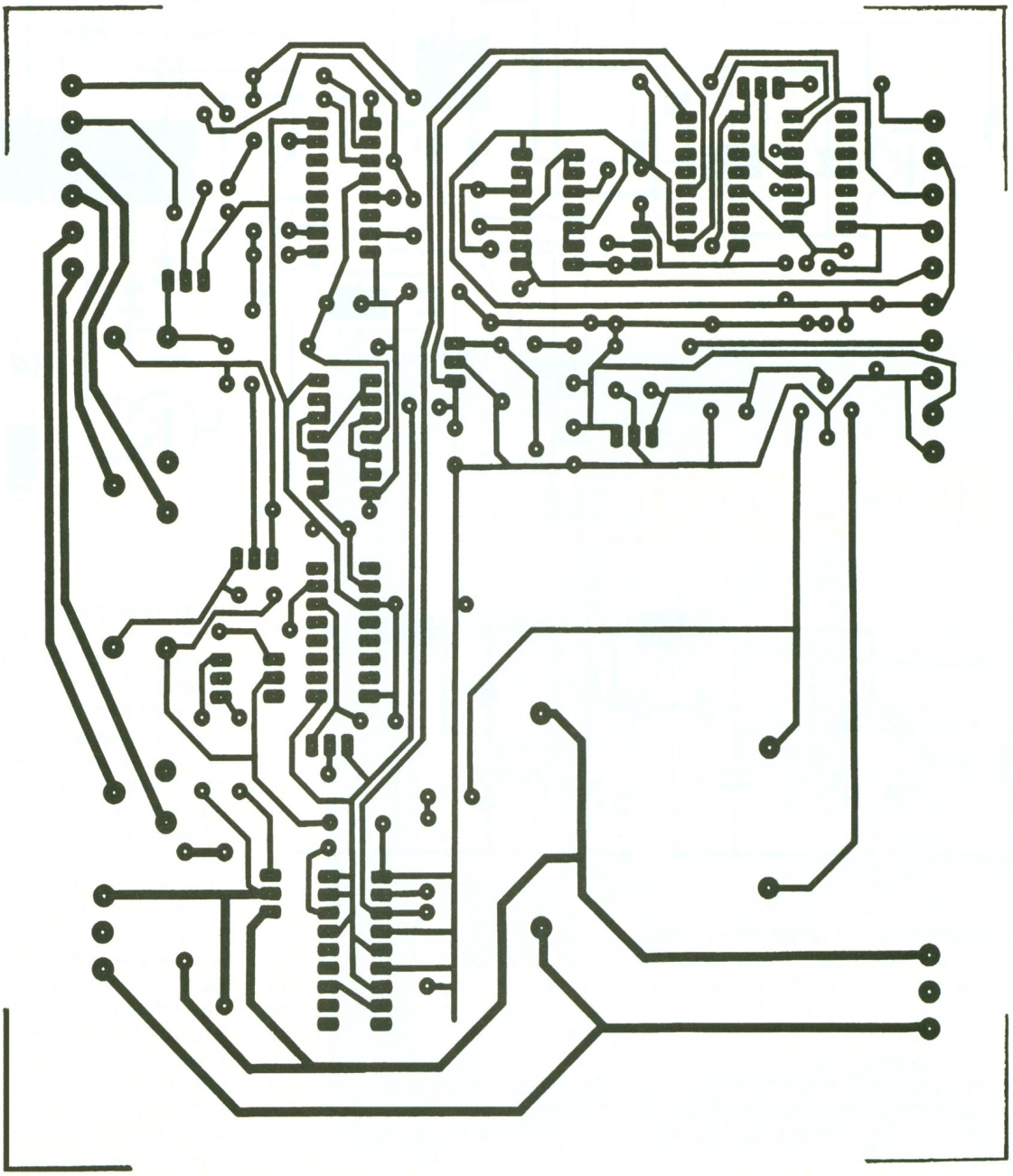
Les broches 1 et 4 sont connectées à la masse tandis que 15-17-18 le sont au + 5 V, la broche de sortie 16 commande la conduction de T_2 qui alimente RL_2, relais 6 V, 2RT. Puisque RL_2 possède deux contacts travail, nous exploitons l'un d'eux pour alimenter un optotriac MOC 3020 (ou équivalent), lui-même suivi d'un triac 6 ou 8 A afin



2 *La forme des signaux que l'on doit obtenir lors du fonctionnement.*

de disposer de la première sortie « animation » sur laquelle sera raccordé l'éclairage du palier.
L'animation est plus particulièrement ordonnée par un MOS 4060 (IC_5), compteur binaire à 14 étages doté d'un oscillateur interne qui présente à nouveau l'avantage de ne nécessiter que très peu de composants complémentaires.
Cependant, il faut assurer son déclenchement. Rappelons que le compteur démarre lorsque sa broche 12 est soumise à un état bas, tandis qu'il reste bloqué si l'on maintient cette broche à un état haut, et qu'une impulsion positive a pour effet de remettre toutes les sorties à zéro.
Nous pouvions donc réaliser cette commande de déclenchement à

3 *Le circuit imprimé.*



partir du second contact RT de RL_2, mais, dans ce cas, le compteur se verrait bloqué en fin de temporisation du SAB 0529, toutes les animations s'arrêteraient en même temps, ce qui risquerait de trahir la supercherie en allant à l'encontre du but recherché.
Lorsque cesse la temporisation du SAB 0529, la lumière du palier s'éteint, mais les autres animations doivent se poursuivre « un certain temps ».
Pour qu'il en soit ainsi, nous utili-

4 *L'implantation des composants.*

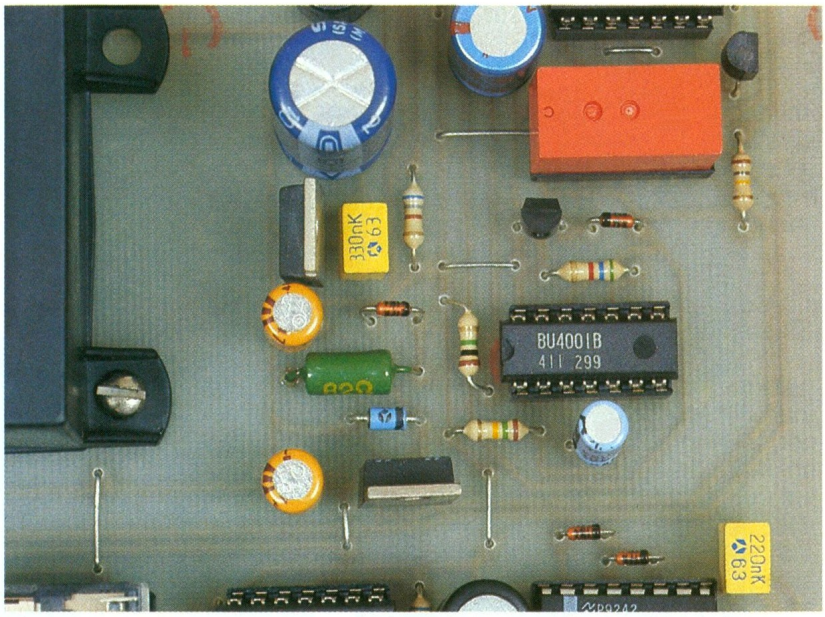
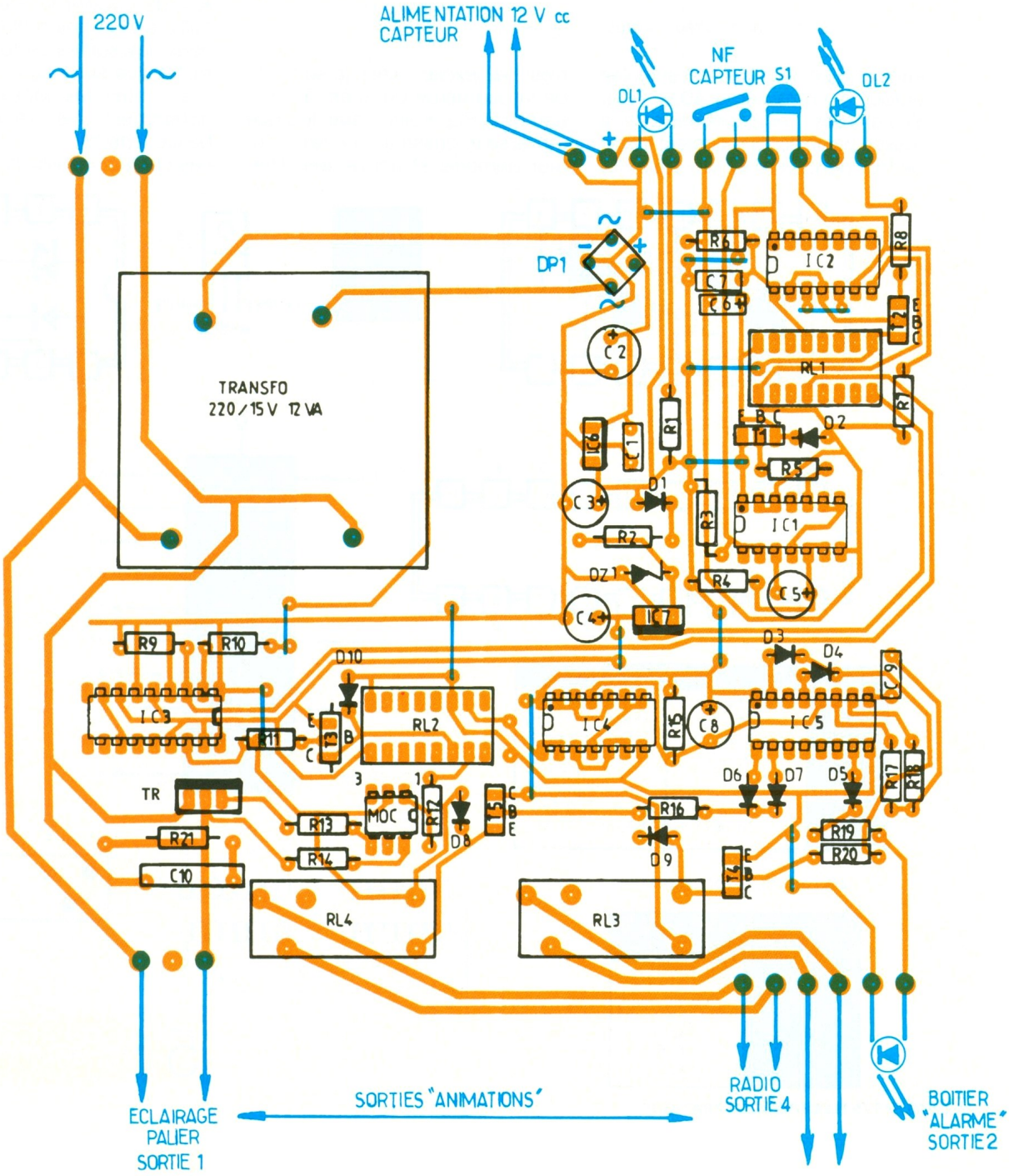


Photo 2. — La section « alimentation » avec le relais RL1.



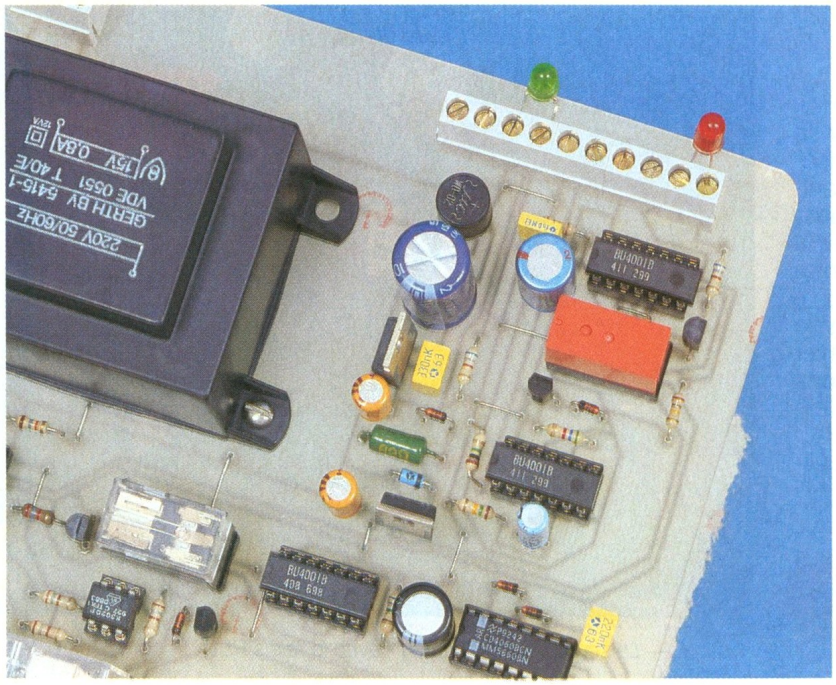


Photo 3. — Le bornier d'entrées-sorties.

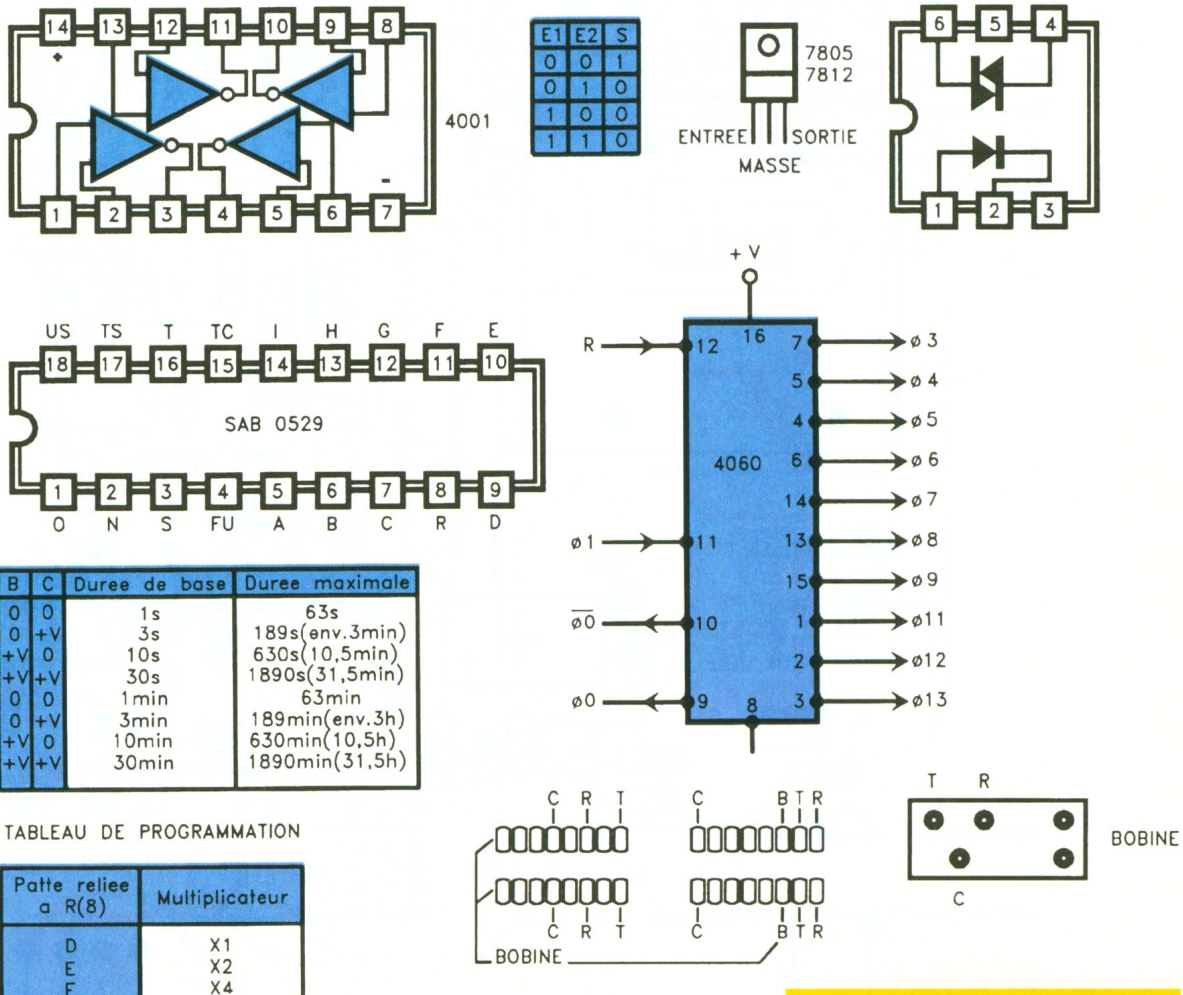
sons une petite circuiterie articulée autour d'un troisième 4001 (IC_4). Ses entrées 1 et 2 sont reliées à la masse par le second contact travail de RL_2, donc « en l'air » lorsque RL_2 n'est pas excité ; ainsi, la sortie 11 de la quatrième porte est à « 1 ». Lorsque RL_2 colle, l'état logique s'inverse et passe à « 0 », le compteur démarre et active ses différentes sorties Q3 à Q13 dont trois sont utilisées pour notre application (en fait 3 + 2, comme nous le verrons).

Dans le même temps, C_8 se charge et constitue « une réserve d'énergie en attente » pour ne se décharger lentement qu'après que le cycle de temporisation soit terminé, ce qui a pour effet de maintenir la broche 12 du compteur à un état bas pendant environ 2 min, avec la valeur utilisée, donc de poursuivre l'animation pendant cette durée.

Les composants connectés aux broches 9-10-11 du 4060 déterminent la fréquence de l'oscillateur interne, il est donc aisé d'en modifier les valeurs si l'on souhaite créer un programme d'animation différent.

Afin de pouvoir y relier sans difficulté le plus grand choix de terminaux, les sorties se font sur relais plutôt que sur triacs, ce qui autorise toutes les idées possibles, notamment les raccordements basse tension.

Les contacts d'utilisation des deux



A	B	C	Duree de base	Duree maximale
0	0	0	1s	63s
0	0	+V	3s	189s(env.3min)
0	+V	0	10s	630s(10,5min)
0	+V	+V	30s	1890s(31,5min)
+V	0	0	1min	63min
+V	0	+V	3min	189min(env.3h)
+V	+V	0	10min	630min(10,5h)
+V	+V	+V	30min	1890min(31,5h)

TABLEAU DE PROGRAMMATION

Patte reliee a R(8)	Multiplicateur
D	X1
E	X2
F	X4
G	X8
H	X16
I	X32

5 *Le brochage des composants.*

relais sont « secs » et peuvent, de ce fait, s'adapter à toutes les configurations.
Dans le cas qui nous occupe, le terme de « terminaux » s'applique aux radio, TV, magnéto-cassette, lecteur CD, bruiteur, module de synthèse vocale, simulateur à LED, éclairage palier, etc., tous ces appareillages qui pourraient faire supposer votre présence dans le lieu. C'est dire que la voie est ouverte à l'imagination...
Pour organiser le cycle d'animation, nous avons choisi (arbitrairement) de mettre en fonction :
Sortie 1 : un éclairage palier (c'est dissuasif, car le rôdeur pensera systématiquement que « quelqu'un l'a allumé, plutôt que « quelque chose »).
Sortie 2 : à l'extérieur, près du bouton de sonnette, un petit boîtier de simulation d'alarme, dont la LED rouge, clignote à environ 1 Hz (c'est toujours inquiétant).
Sortie 3 : un magnéto-cassette autoreverse diffusant un enregistrement significatif (mais impersonnel) de la vie familiale, bruits et conversations.
Sortie 4 : un récepteur de radio.

Afin d'obtenir une animation aussi réaliste que possible, il fallait éviter que les temps de fonctionnement soient identiques en durée aux temps de silence.
Ce résultat est obtenu en associant les sorties Q8/Q9 et Q11/Q12. Voir le graphique des cycles.
En ce qui concerne les capteurs compatibles avec cette centrale, il apparaît comme évident que les capteurs traditionnels, périmétriques ou volumétriques IR, ne conviennent pas.
Il faut employer des capteurs capables de détecter préventivement une présence inopportune devant votre porte, comme ceux présentés dans l'article *« Deux capteurs d'alarme » (EP n° 172),* ou encore *« Un capteur basse tension micro-ondes »*.
Ce capteur est également appelé radar hyperfréquence. Son rayonnement a la particularité de traverser les cloisonnements de faible épaisseur, comme une porte par exemple, à condition toutefois que celle-ci ne soit pas blindée.
Cela n'exclut pas de concevoir d'autres capteurs de détection de présence adaptés à cette application préventive.
Malgré son apparence, l'alimentation du montage reste très classique. La partie 12 V, ordonnée autour d'un régulateur 7812, ne présente aucune particularité sur laquelle il faille s'étendre. Sur la partie 5 V, le rôle de R_1 et DZ_1 est d'abaisser la tension de 12 à 9 V, afin de la rendre compatible avec la tension d'entrée du régulateur 7805.
Mise en garde : le secteur est présent en de nombreux points du montage, aussi la prudence est-elle de règle.
Le montage ne doit pas poser de problème si l'on respecte, comme à l'accoutumée les brochages et les polarités en commençant l'implantation des composants par les moins fragiles. Ne pas omettre les inévitables straps, dont un est à mettre en place avant le soudage du support de RL_1.
Attention au SAB 0529 et au MOC 3020 qui sont implantés à l'envers par rapport aux autres circuits intégrés.
Aucun réglage ni mise au point fastidieuse, le montage doit fonctionner dès son achèvement et l'on pourra procéder à un essai de fonctionnement en connectant sur l'entrée « capteur » un poussoir contact « repos » pour activer l'ouverture de la boucle NF, un poussoir contact « travail » pour S_1, les trois LED à leur emplacement respectif et une douille/ampoule connectée à son bornier.

Dès l'ouverture de la boucle, on constate alors : l'allumage immédiat de l'ampoule pour un cycle de 24 min, de la LED DL_2 témoin d'événement, le clignotement de DL_3, le collage de RL_3 après 30 s, et le collage de RL_4 après 4 min, etc.
Vous lui choisirez un coffret adapté ainsi qu'un emplacement adéquat et vous passerez quelques heures à tirer des câbles pour relier les terminaux que vous aurez choisis, mais, au bout du compte, cette centrale de dissuasion, ce leurre, vous évitera probablement de figurer sur la longue liste des victimes de la cambriole.

Pier RASSCHAERT

LISTE DES COMPOSANTS

R = 1/4 W sauf R_2 et R_{21}
R_1, R_8, R_{19} : 680 Ω (bleu, gris, marron)
R_2 : 82 Ω/1 W (gris, rouge, noir)
R_3 : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R_4 : 150 kΩ (marron, vert, jaune)
R_5 R_{16}, R_{20} : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)
R_6 , R_7 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_9 : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
R_{10} : 18 kΩ (marron, gris, orange)
R_{11} : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
R_{12}, R_{13}, R_{14} : 180 Ω (marron, gris, marron)
R_{15} : 6,8 MΩ (bleu, gris, vert)
R_{17} : 560 kΩ (vert, bleu, jaune)
R_{18} : 270 kΩ (rouge, violet, jaune)
R_{21} : 100 Ω/2 W (marron, noir, marron)

DP_1 : pour diodes 1,5 A
D_1 à D_{10} : 1N4148
DL_1 : LED verte
DL_2, DL_3 : LED rouge
DZ_1 : zener 9,1 V/1 W

Transformateur : 220 V/15 V, 12 VA

C_1 : 330 nF
C_2 : 1 000 µF/25 V
C_3, C_4 : 47 µF/25 V
C_5 : 10 µF/25 V
C_6 : 220 µF
C_7 : 1 nF
C_8 : 470 µF/25 V
C_9 : 220 nF
C_{10} : 0,1 µF/400 V
IC_1, IC_2, IC_4 : 4001
IC_3 : SAB 0529
IC_5 : 4060
IC_6 : 7812
IC_7 : 7805

MOC : MOC 3020
Triac 6/8 A

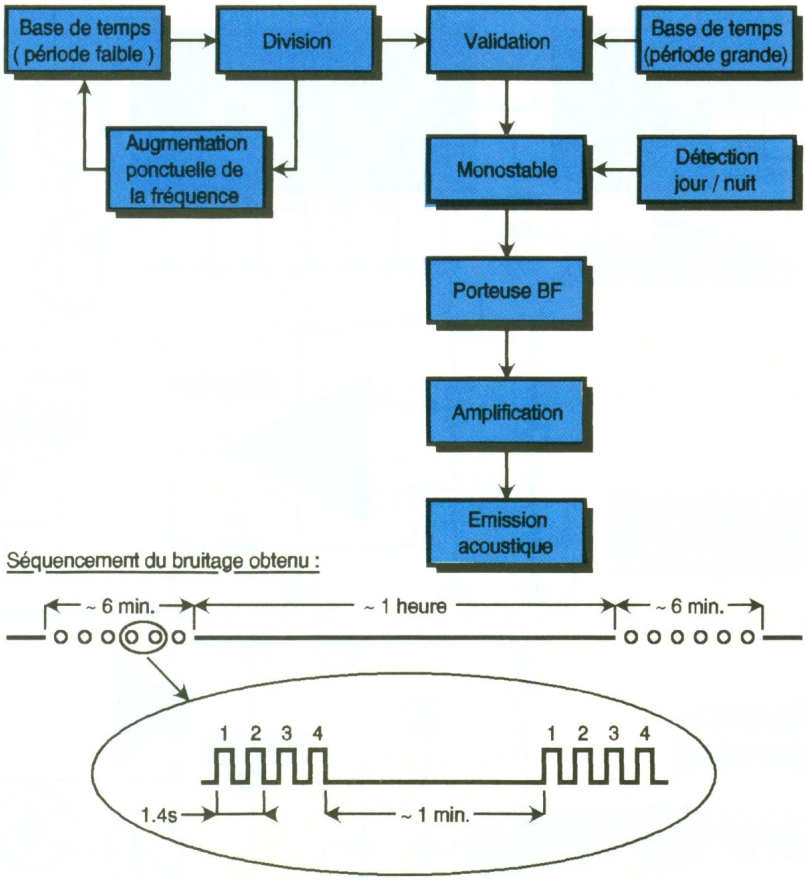
T_1 : 2N2907
T_2 : BC238
T_3 : 2N2907
T_4 : 2N2222
T_5 : 2N2222

Divers

1 poussoir « travail »
RL_1 : relais NEC 12 V
RL_2 : relais Matsushita 6 V
RL_3, RL_4 : relais Finder 12 V
Borniers :
2 de 3 plots
1 de 6 plots
1 de 10 plots
Mémo 12 straps
— 8 supports pour circuits int.
+ 2 supports 16 pins pour RL_1/RL_2

UN CHASSE-TAUPES

Les taupes ont horreur du bruit, surtout s'il est transmis sous la forme de puissantes vibrations à travers leurs nombreuses galeries souterraines. Alors, si vous ne voulez plus que votre pelouse ou votre potager se trouvent dégradés par de disgracieuses taupinières, le montage proposé résoudra votre problème.



1 *Le fonctionnement général du montage met en œuvre des principes simples.*

I – LE PRINCIPE (fig. 1)

Le montage est totalement autonome étant donné qu'il est alimenté par une batterie rechargeable dont la durée de vie peut atteindre plusieurs semaines. Il repose sur le principe d'une émission acoustique puissante délivrée par un haut-parleur et véhiculée dans les galeries souterraines par le biais d'un tube cylindrique. Le bruit, piloté par un dispositif de chronomètre, se caractérise par une succession de quatre claquements secs séparés de pauses d'environ 1,4 seconde, cette séquence se renouvelant environ toutes les minutes pendant six minutes. Les mêmes phénomènes se reproduisent par intervalles réglables que l'on peut fixer par exemple à une heure pour obtenir une bonne efficacité.
Le dispositif cesse automatiquement de fonctionner dès la tombée de la nuit et redevient opérationnel au lever du soleil, le lendemain matin.

2. LE FONCTIONNEMENT (fig. 2, 3 et 4)

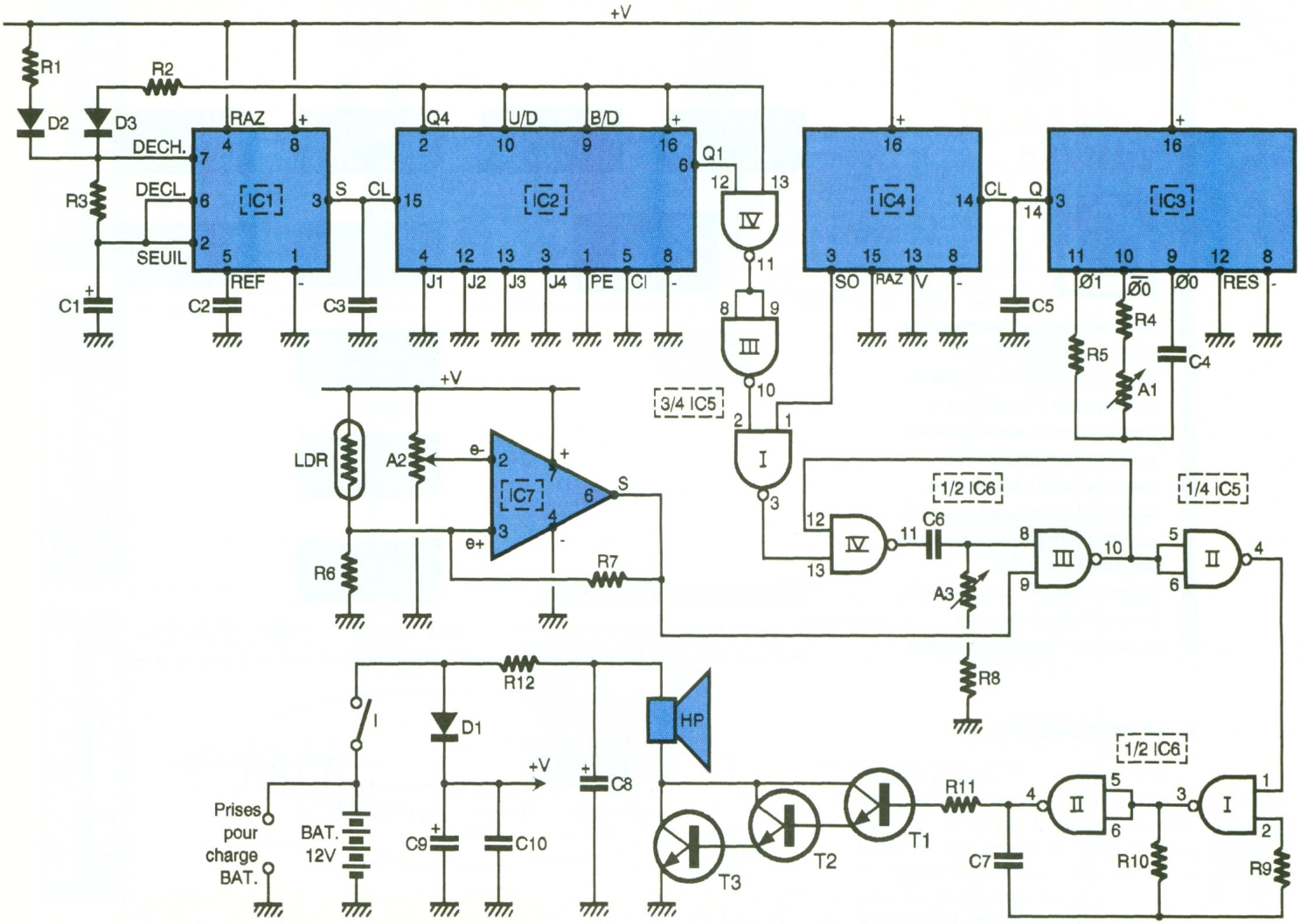
a) Alimentation

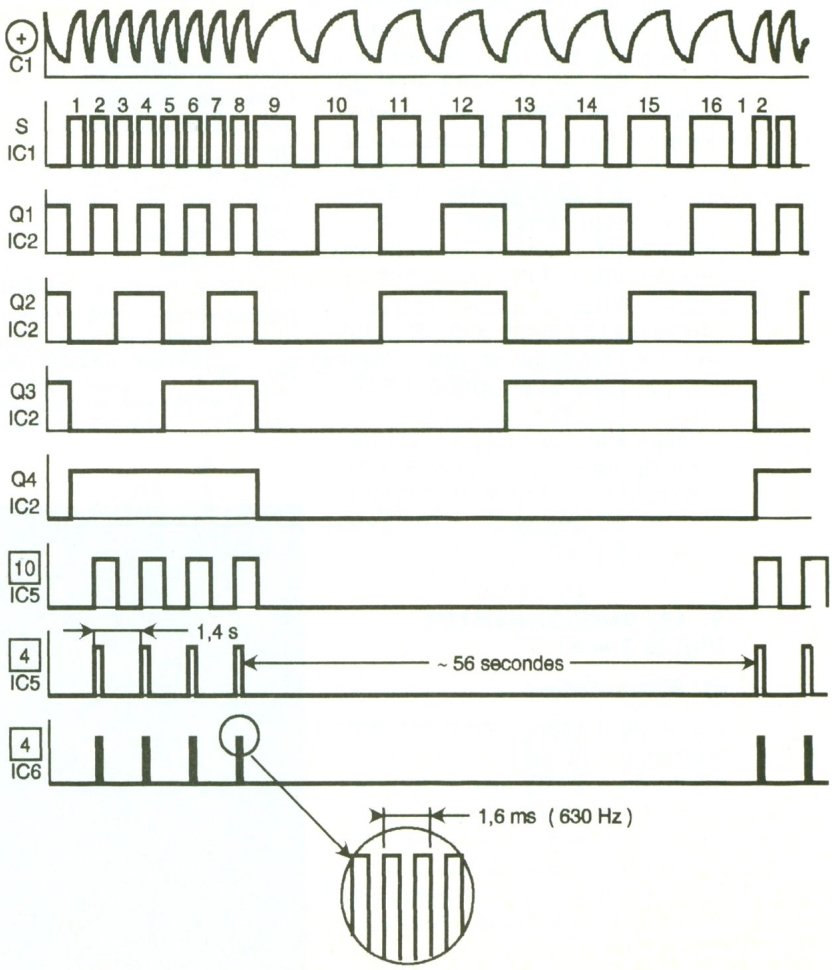
L'énergie est fournie par une batterie au plomb de 12 V d'une capacité de 1,2 Ah. Deux embases « banane » extérieures et fixées sur la face avant du boîtier permettent la charge de la batterie. Un interrupteur I commande la mise sous tension du montage.

Le potentiel d'alimentation de l'électronique de commande est acheminé sur l'armature positive de la capacité C_9 par l'intermédiaire d'une diode D_1. Ce dispositif découple la partie basse puissance de celle qui alimente le haut-parleur. Afin de ne pas soutirer à la batterie des intensités ponctuelles trop importantes, une capacité de très forte valeur se charge, en différé, entre deux impulsions consécutives, à travers R_{12}. Lorsque le haut-parleur est sollicité, cette capacité-tampon C_8 restitue alors brutalement sa charge.

Grâce à cette disposition, on réalise une régulation de la consommation. Celle-ci est d'ailleurs extrêmement faible : une dizaine de milliampères en situation de veille et une pointe de l'ordre de 50 mA aussitôt après un « top » sonore. Avec une telle consommation, l'autonomie de l'alimentation est de plusieurs semaines.





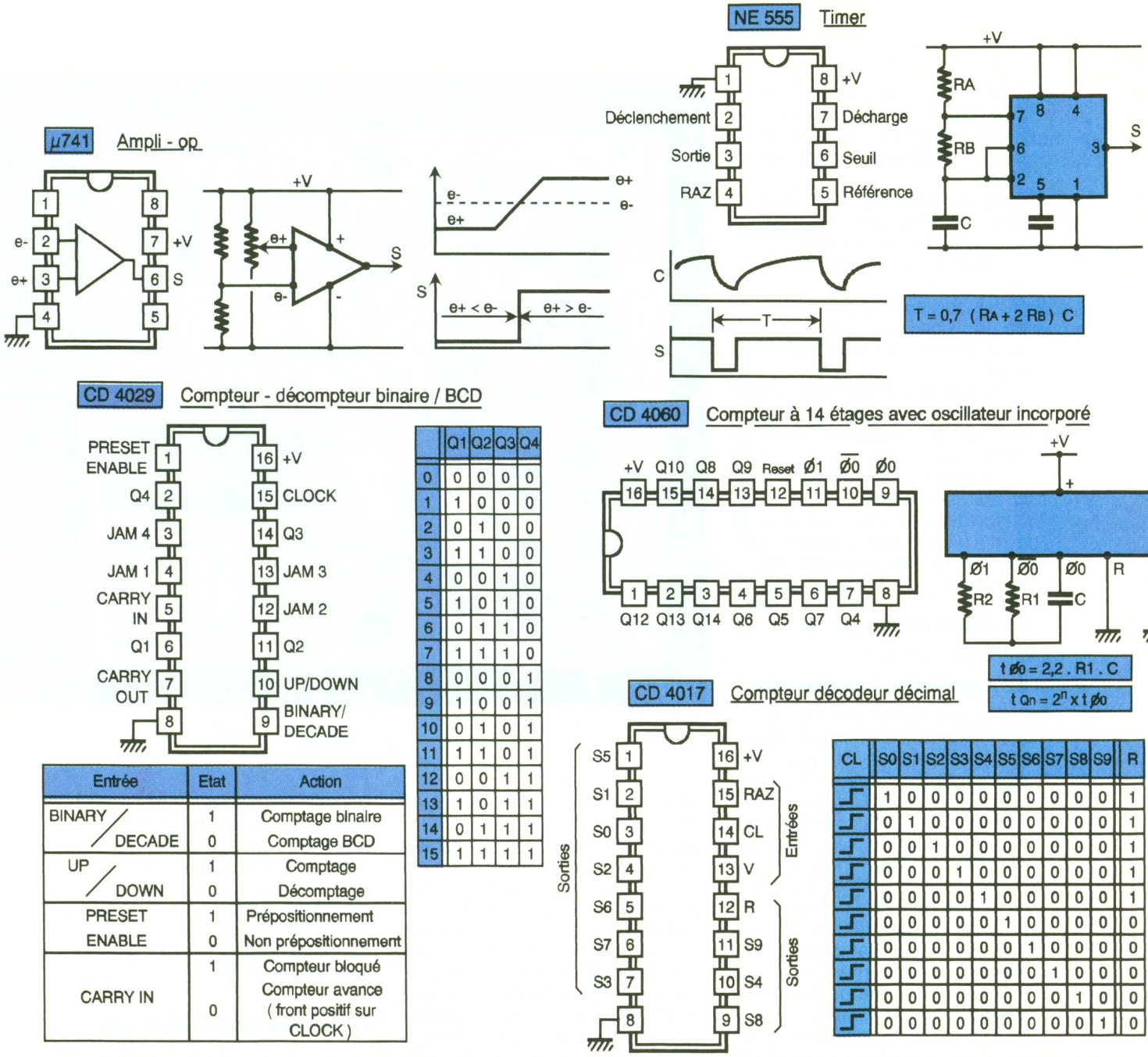


2/3

Le schéma électronique et la forme que prennent les signaux lors du fonctionnement.

b) Base de temps (période faible)

Le boîtier référencé IC_1 est un 555. Il délivre sur sa sortie des créneaux dont la période dépend des valeurs des composants périphériques R_1, R_2, R_3 et C_1. Les créneaux attaquent l'entrée de comptage de IC_2 qui est un CD4029, c'est-à-dire un compteur-décompteur binaire/BCD. Etant donné que son entrée de commande UP/DOWN ainsi que l'entrée BINARY/DECADE sont reliées à un état haut, le compteur avance par positions croissantes de la valeur 0 à la valeur 15, et ainsi de suite. Il en résulte que la sortie Q_4 présente alors un état bas pour 8 positions (0 à 7) et un état haut pour les 8 autres positions (8 à 15), étant donné les règles relatives du comptage binaire.



	Q1	Q2	Q3	Q4
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1

Entrée	Etat	Action
BINARY / DECADE	1	Comptage binaire
	0	Comptage BCD
UP / DOWN	1	Comptage
	0	Décomptage
PRESET ENABLE	1	Prépositionnement
	0	Non prépositionnement
CARRY IN	1	Compteur bloqué
	0	Compteur avance (front positif sur CLOCK)

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

4 *Les brochages des circuits intégrés.*

Lorsque Q_4 présente un état bas, la période des créneaux générés par IC_1 dépend de R_1, R_3 et C_1. Dans le cas présent, celle-ci est de l'ordre de 7 secondes. En revanche, quand un état haut est disponible sur Q_4, la période des créneaux élémentaires diminue très sensiblement, étant donné que R_2 a une valeur beaucoup plus faible que R_1. Elle passe a environ 0,7 seconde, ce qui représente en fait une accélération de la vitesse d'avance du compteur IC_2. La porte NAND IV de IC_5 a ses deux entrées reliées d'une part à la sortie Q_4 de IC_2 et d'autre part à Q_1 du même circuit intégré. Le lecteur vérifiera aisément, qu'en vertu des principes de fonctionnement d'une porte NAND et du comptage binaire, on relève sur la sortie de la porte NAND III de IC_5 :

– une succession de quatre impulsions positives à une période de 1,4 seconde (état haut sur Q_4) ;

– une pause correspondant à la durée de l'état bas sur la sortie Q_4, c'est-à-dire égale à 7 secondes x 8 = 56 secondes.

c) Base de temps (grande période)

Le circuit intégré IC_3 est un CD4060. Il s'agit d'un compteur binaire de quatorze étages à oscillateur incorporé. Au niveau de son entrée de comptage O_0, on relève des créneaux dont la période dépend essentiellement des valeurs de R_4, A_1 et C_4. Si le curseur de l'ajustable A_1 est placé sur sa position médiane, la période des créneaux délivrés est de l'ordre de 22 millisecondes. Etant donné le montage en cascade de 14 étages consécutifs qui sont autant de bascules bistables, la sortie Q_{14} délivre alors un créneau carré dont la période a pour valeur 0,022 seconde x 2^{14} = 0,022 x 16 384 = 360 secondes, soit 6 minutes.

La sortie Q_{14} de IC_3 est reliée à l'entrée de comptage de IC_4, un

CD4017 qui avance au rythme des fronts montants des créneaux présentés. Sur la sortie S_0 de ce compteur, on enregistre alors :
– un état bas pendant 9 périodes délivrées par IC_3, soit 9 × 6 minutes = 54 minutes ;
– un état haut pendant 6 minutes.
Sur la sortie de la porte NAND I de IC_5, on peut alors relever, sous la forme d'impulsions négatives :
– la séquence évoquée précédemment au paragraphe « b », pendant une durée de l'ordre de 6 minutes ;
– un état haut de repos pendant environ 54 minutes.
Naturellement, ces valeurs de 6 et de 54 minutes peuvent prendre des valeurs plus grandes ou au contraire plus faibles dans de très grandes proportions, grâce au réglage du curseur de l'ajustable A_1.

d) Commande des impulsions

Les portes NAND III et IV de IC_6 sont montées en bascule monostable. Celle-ci délivre, pour chaque impulsion négative de commande présentée sur l'entrée 13, un état bas dont la durée est calibrée à une valeur fixe, entièrement déterminée par les composants C_6, R_8 et A_3. Cette bascule fonctionne normalement à condition que l'entrée 9 reste soumise à un état haut ; nous verrons ultérieurement que cela est vrai en période de jour. Pour une position médiane du curseur de l'ajustable A_3, on relève sur la sortie de la bascule monostable des impulsions négatives d'une durée de l'ordre de 27 millisecondes, en phase avec celles qui sont délivrées par la porte NAND I de IC_5. La porte NAND II de IC_5 inverse ces impulsions en impulsions positives.
Les portes NAND I et II de IC_6 constituent un multivibrateur astable commandé. Tant que son entrée 1 se trouve soumise à un état bas, il présente sur sa sortie un état bas de repos. En revanche, pendant les états hauts délivrés par la porte NAND II de IC_5, le multivibrateur entre en oscillation en générant des créneaux carrés dont la période dépend des valeurs de R_{10} et de C_7. Dans le cas présent, cette période est d'environ 1,6 milliseconde, ce qui correspond à une fréquence de l'ordre de 625 Hz, c'est-à-dire une fréquence dite musicale de la bande audible.

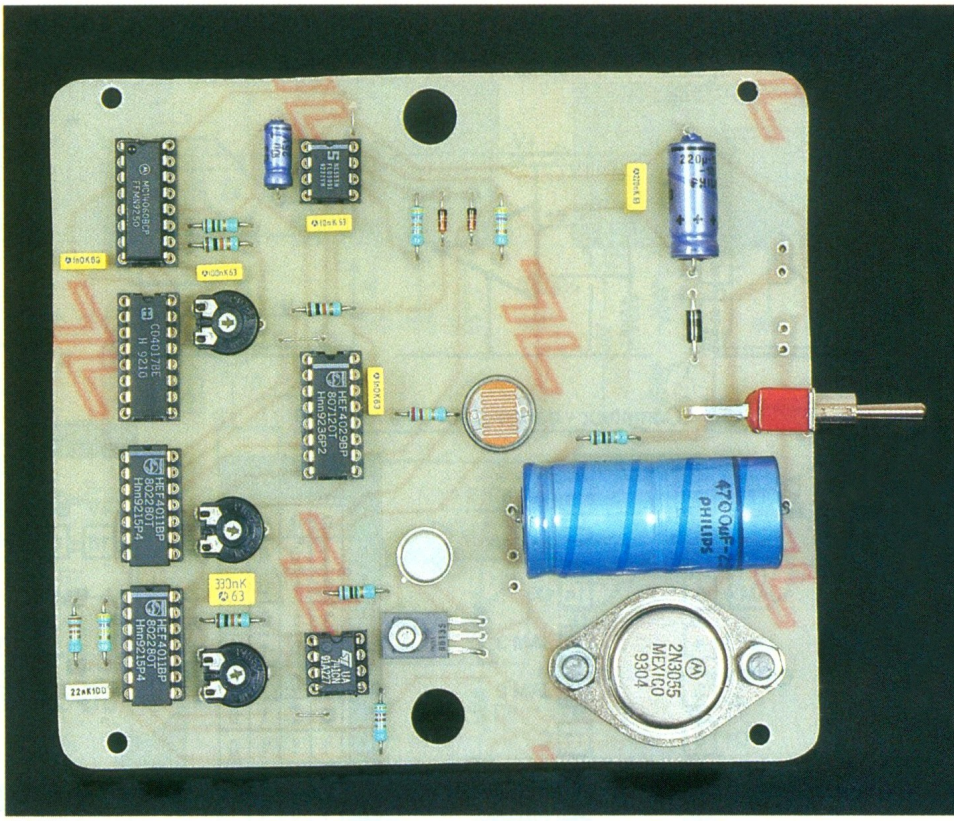


Photo 2. – La carte électronique.

Photo 3. – Le montage du « canon » devant le haut-parleur.

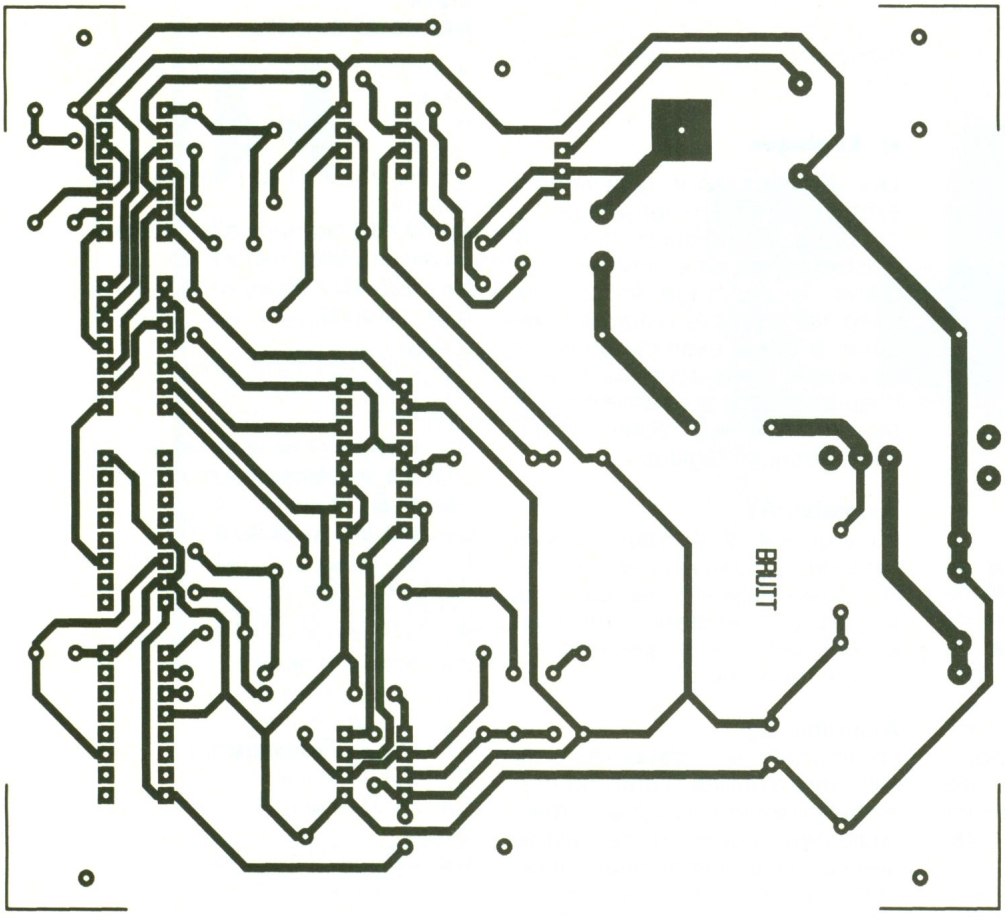


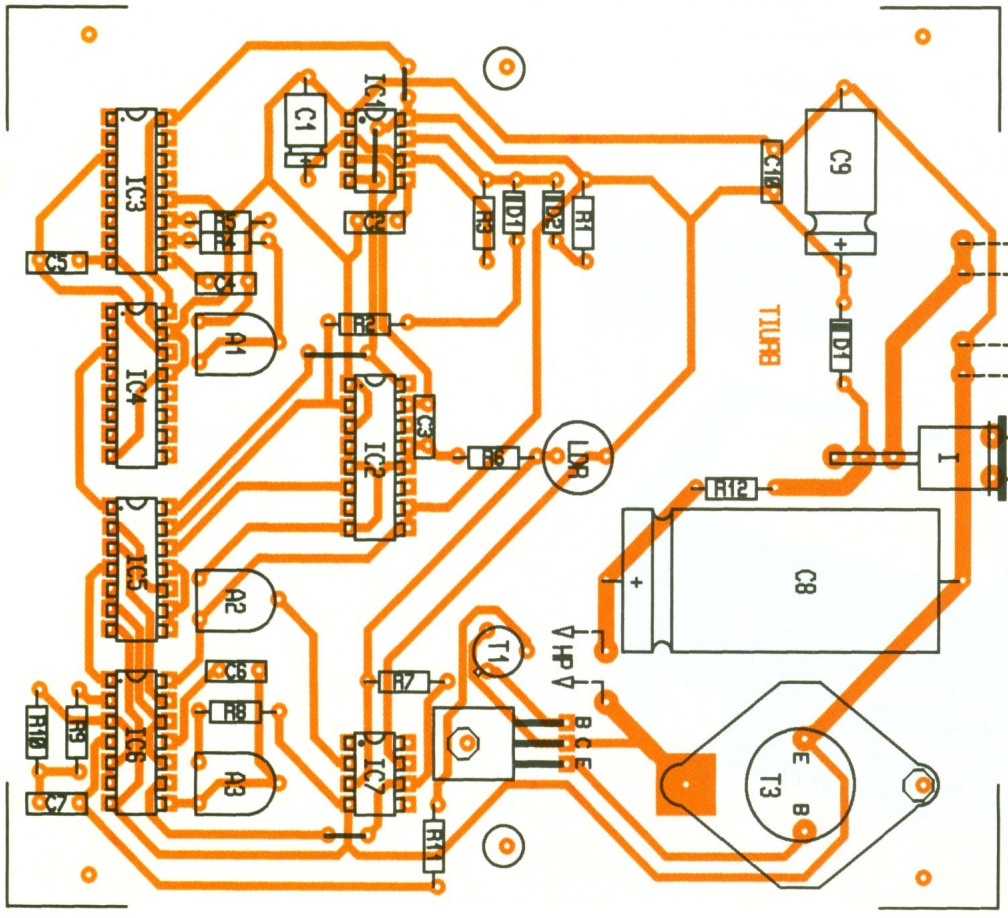
e) Génération du bruit

Les transistors T_1, T_2 et T_3 sont montés en Darlington. Un tel montage réalise un gain très important en courant. Le transistor T_3 est un 2N3055. Il s'agit d'un modèle de puissance relativement importante. Un haut-parleur de 40 W est monté dans le circuit collecteur du Darlington. Il restitue sous la forme d'un bruit sec, proche d'une faible détonation, les impulsions délivrées par le multivibrateur astable : lors des pauses entre sollicitations consécutives, la capacité de forte valeur C_8 se charge à travers R_{12}. Pendant les périodes d'activation du Darlington, la capacité C_8 se décharge alors rapidement dans l'enroulement du haut-parleur en produisant des signaux carrés riches en harmoniques.

f) Prise en compte de la nuit

Le circuit intégré IC_7, un 741, est monté en comparateur de potentiel. L'entrée inverseuse est soumise à un potentiel de référence réglable grâce au curseur de l'ajustable A_2. Quant à l'entrée directe, elle est reliée au point médian d'un pont de résistances constitué par une LDR et R_6. Rappelons qu'une LDR est une photorésistance dont la résistance ohmique n'est que de quelques dizaines d'ohms lorsque sa surface active est frappée par la lumière. En revanche, si la LDR est plongée dans l'obscurité, la résistance atteint plusieurs mégohms. Ainsi, quand la LDR est soumise à l'obscurité de la nuit, le potentiel de l'entrée directe de IC_7 est relativement faible ; plus bas en tout cas que celui qui constitue la référence sur l'entrée inverseuse. La sortie du compa-





rateur présente un état bas, ce qui neutralise l'action de la bascule monostable ; aucun bruit ne saurait donc se faire entendre sur le haut-parleur.

Lorsque la LDR reçoit l'éclairement normal du jour, le potentiel sur l'entrée directe est largement supérieur à celui de l'entrée inverseuse : la sortie présente un état haut, ce qui permet à la bascule monostable de remplir normalement sa mission.

La résistance R_7 introduit, lors des changements d'état du comparateur, une réaction positive qui radicalise le basculement par un passage franc. Enfin, en faisant varier la position du curseur de l'ajustable A_2, on décèle le pont de basculement jour/nuit vers plus de clarté ou, au contraire, vers plus d'obscurité.

III – LA REALISATION

a) Circuit imprimé (fig. 5)

Peu de remarques sont à faire en ce qui concerne la réalisation du circuit imprimé. Dans le cas d'une reproduction directe, les éléments de transfert Mecanorma peuvent être appliqués sur le cuivre bien dégraissé du module époxy. Après la gravure dans un bain de perchlorure de fer, le module sera abondamment rincé ; puis toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 millimètre de diamètre. Certains trous seront à agrandir afin de les adapter aux connexions des composants concernés. Notons que les pistes destinées à véhiculer un courant plus important se caractérisent par des longueurs plus grandes.

5/6
Le dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants.

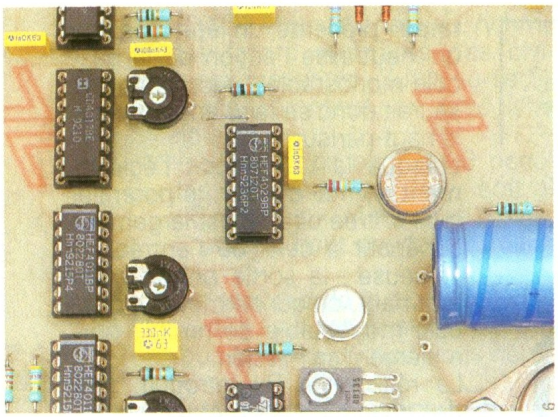


Photo 4. – Le capteur jour/nuit repose sur l'emploi d'une LDR.

b) Implantation des composants (fig. 6)

Après la soudure des straps de liaison, on implantera les résistances, les diodes et les supports de circuits intégrés. Ensuite, ce sera le tour des ajustables, des transistors et des capacités. On n'insistera jamais assez sur l'importance de l'attention à apporter vis-à-vis de l'orientation des composants polarisés. Toute erreur à ce niveau compromet totalement les chances de fonctionnement d'un montage, sans parler des risques de détériorations des composants concernés.

L'interrupteur de mise en service est d'un type permettant son montage sur circuit imprimé. Le branchement du haut-parleur, les liaisons avec les embases bananes et les cosses de la batterie sont réalisés à l'aide de fil souple isolé.

Pour obtenir un meilleur contact de la tête de vis de fixation du transistor T_3 et les pistes, il est recommandé d'étamer abondamment la pastille de forme carrée.

c) Réglages

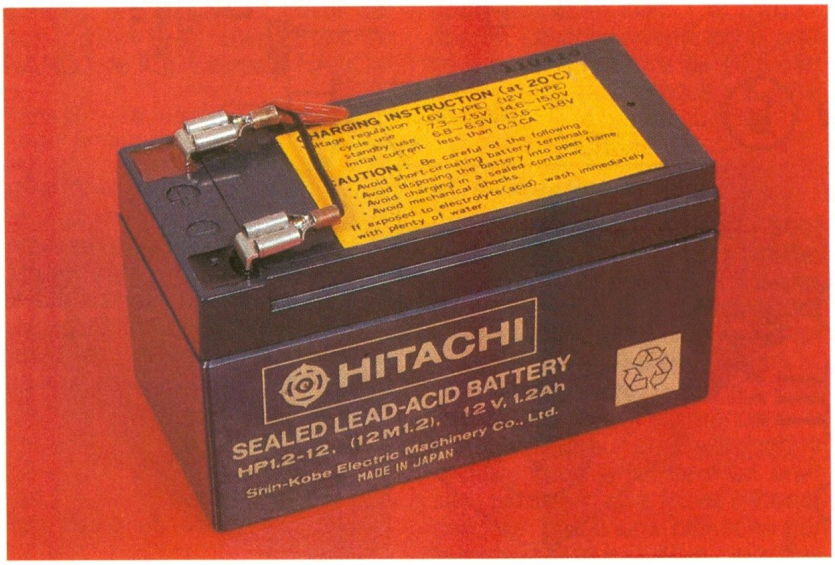
Les réglages sont relativement simples. Première remarque : si on place les curseurs des trois ajustables sur une position médiane, le montage fonctionne avec les caractéristiques indiquées à titre d'exemple en cours des explications données dans le chapitre « Fonctionnement ». On peut évidemment obtenir d'autres valeurs de réglage.

Ajustable A_1
En tournant le curseur dans le sens des aiguilles d'une montre, la pause séparant les périodes actives de génération de bruit augmentent : elles peuvent atteindre deux heures.

Ajustable A_2
En tournant le curseur dans le sens des aiguilles d'une montre, le basculement jour/nuit (mais également nuit/jour) se réalise pour un éclairement plus important. Ce point de basculement s'effectue pour un éclairement moins important si on tourne le curseur dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

Ajustable A_3
Si on tourne le curseur dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, le bruit émis devient plus sec et de plus courte durée. Ce réglage est à effectuer à l'oreille, afin d'obtenir la meilleure efficacité sonore. ■

Photo 5. – La batterie étanche rend autonome ce montage.

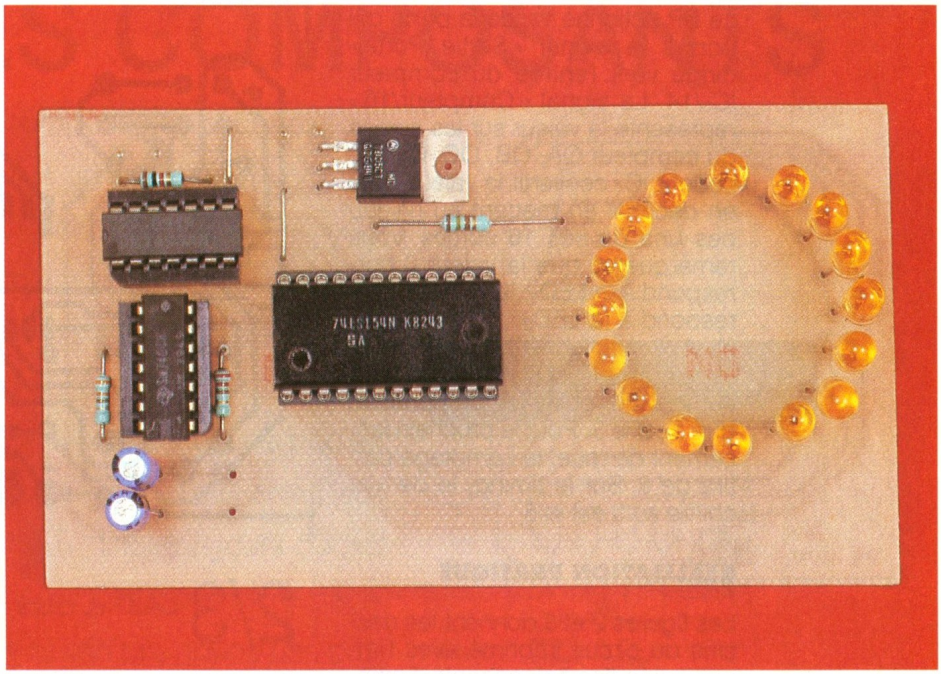


LISTE DES COMPOSANTS

4 straps (2 horizontaux, 2 verticaux)
R_1, R_9 : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
R_2, R_4, R_8 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_3 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R_5, R_7 : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R_6 : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R_{10} : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R_{11} : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_{12} : 100 Ω (marron, noir, marron)
A_1 à A_3 : 3 x ajustables de 220 kΩ, implantation horizontale, pas de 5,08
D_1 : diode 1N4004, 4007
D_2 et D_3 : 2 diodes-signal 1N4148, 1N914
LDR : photorésistance
C_1 : 10 µF/16 V, électrolytique
C_2 : 10 nF, milfeuil
C_3, C_5 : 1 nF, milfeuil
C_4 : 0,1 µF, milfeuil
C_6 : 0,33 µF, milfeuil
C_7 : 22 nF, milfeuil
C_8 : 4 700 µF/16 V, électrolytique
C_9 : 220 µF/16 V, électrolytique
C_{10} : 0,22 µF, milfeuil
T_1 : transistor NPN 2N1711, 1613
T_2 : transistor NPN BD 135, 137
T_3 : transistor NPN 2N3055
IC_1 : NE 555 (Timer)
IC_2 : CD4029 (compteur-décompteur, BCD-binaire)
IC_3 : CD4060 (compteur 14 étages avec oscillateur)
IC_4 : CD4017 (compteur décodeur décimal)
IC_5 et IC_6 : 2 x CD4011 (4 portes NAND)
IC_7 : µA 741 (ampli-op)
2 supports de 8 broches
2 supports de 14 broches
3 supports de 16 broches
I : inverseur monopolaire à bascule (pour circuit imprimé)
HP : haut-parleur 4 Ω ou 8 W (40 W, ø 70)
2 cosses pour branchement sur batterie
Batterie 12 V/1,2 Ah
2 embases « banane » (1 rouge, 1 noire)
Coffret MMP, 145 x 120 x 83

UNE ROUE

La roue génère un nombre de 1 à 16 matérialisé par une LED allumée. Lorsque vous appuyez sur le bouton poussoir, il fait tourner la roue. La vitesse de la roue étant rapide avec les valeurs données dans la nomenclature est de 0,2 seconde par tour. On en déduit qu'une LED reste allumée pendant 200 ms/16 = ~ 12 ms. Il est donc impossible d'arrêter la roue sur un nombre voulu.

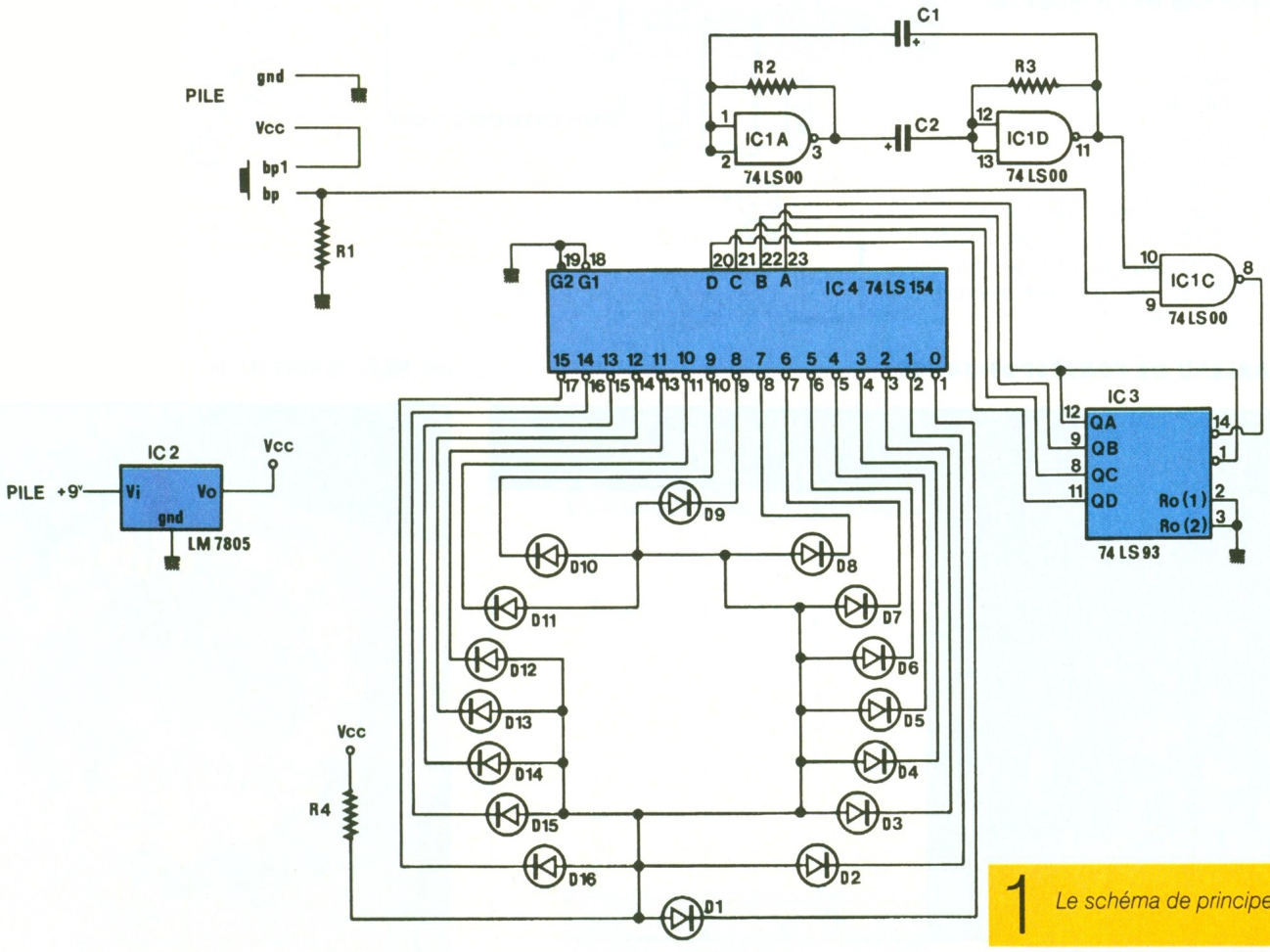


LE PRINCIPE

Un oscillateur génère une fréquence simulant la rotation de la roue. Cette fréquence est envoyée à un compteur *via* une porte ET qui permet la commande de la rotation avec un BP. Le compteur attaque un décodeur qui allume la LED correspondant au nombre sorti.

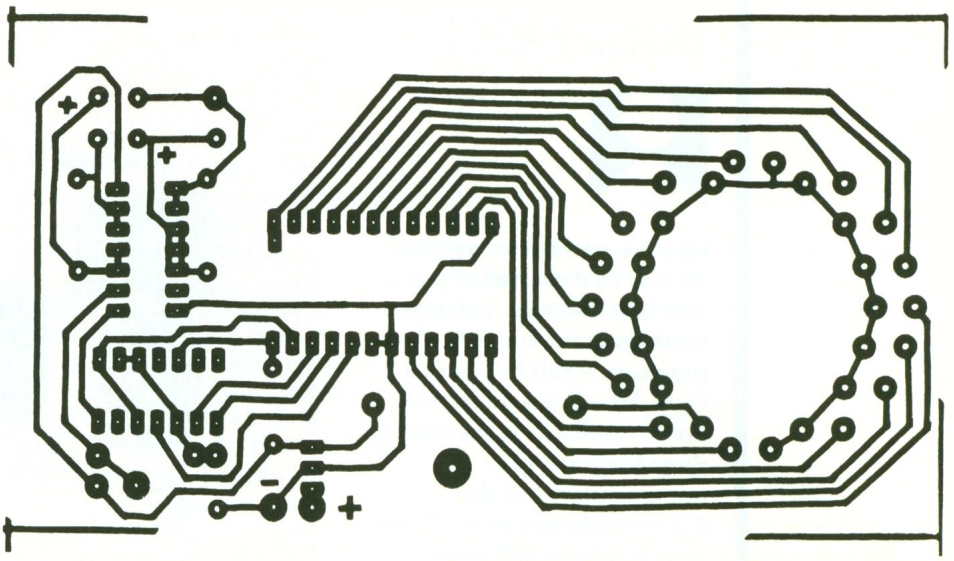
FONCTIONNEMENT (fig. 1)

Le fonctionnement est entièrement visible sur le timing. L'oscillateur fourni le signal « Horloge » $IC_1/11$.



1 *Le schéma de principe.*

Le BP actionné valide la porte qui donne le signal « Sortie Porte » dirigé vers l'entrée du compteur IC_3/14. Le signal « Compteur/16 » représente la valeur sur les sorties du compteur QA, QB, QC, QD. Le codeur IC_4 convertit la valeur BCD en décimal en mettant au niveau bas une de ses 16 sorties. Vous remarquerez que la valeur 0 correspond à la LED_1, la valeur 1 correspond à la LED_2... Quand le BP n'est plus actionné, le numéro sorti reste présent jusqu'au nouveau lancement de roue ; ici, on constate que c'est le 3. Pour le prochain lancement de roue, le comptage partira de 3. Sur le timing, le dernier chiffre sorti est le 8.

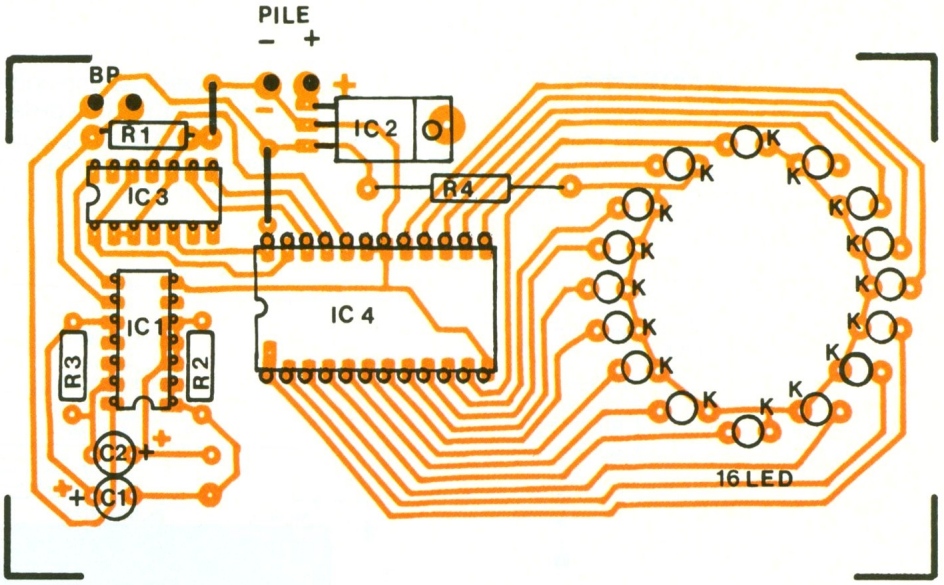


2/3 *Dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants.*

REALISATION PRATIQUE

Les figures 2 et 3 donnent les dessins du circuit imprimé avec l'implantation des composants. Le travail le plus fastidieux consiste à implanter les 16 DEL en respectant les polarités. En principe, le fonctionnement doit être immédiat, lors de l'appui sur le bouton poussoir.

PH. THIENNOT



LISTE DES COMPOSANTS

IC_1 : 74LS00
IC_2 : 7805
IC_3 : 74LS93
IC_4 : 74LS154
C_1 : 22 µF, 16 V
C_2 : 22 µF, 16 V
R_1 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_2 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R_3 : 330 Ω (orange, orange, marron)
R_4 : 150 Ω (marron, vert, marron)
D_1 à D_{16} : LED_5

TABLEAU DE CORRESPONDANCE

BCD QD	QC	QB	QA	Décimal	N° de LED
0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	1	2
0	0	1	0	2	3
0	0	1	1	3	4
0	1	0	0	4	5
0	1	0	1	5	6
0	1	1	0	6	7
0	1	1	1	7	8
1	0	0	0	8	9
1	0	0	1	9	10
1	0	1	0	10	11
1	0	1	1	11	12
1	1	0	0	12	13
1	1	0	1	13	14
1	1	1	0	14	15
1	1	1	1	15	16

Les 16DEL forment la roue.



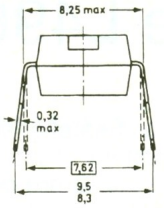
15 FICHES COMPOSANTS

Nous avons élaboré 15 fiches composants qui correspondent aux circuits intégrés les plus utilisés tout au long de l'année dans votre revue d'électronique. Il a fallu les réaliser de telle manière qu'elles soient claires, explicites, en essayant de regrouper à chaque fois les principales caractéristiques, schéma interne ou synoptique, le tout agrémenté d'un schéma d'application typique. Il est clair qu'en une page tout ne peut être dit sur chacun d'eux et les lecteurs intéressés se reporteront aux différents *data-books* pour de plus amples informations. Cette première page vous donne les différentes dimensions physiques des boîtiers DIL 8 à 28 broches, en millimètres.

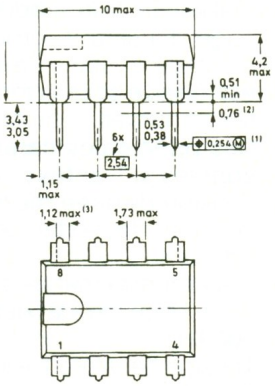
Attention aux soudures de vos circuits :

— fer à 300 °C, pas plus de 10 s ;

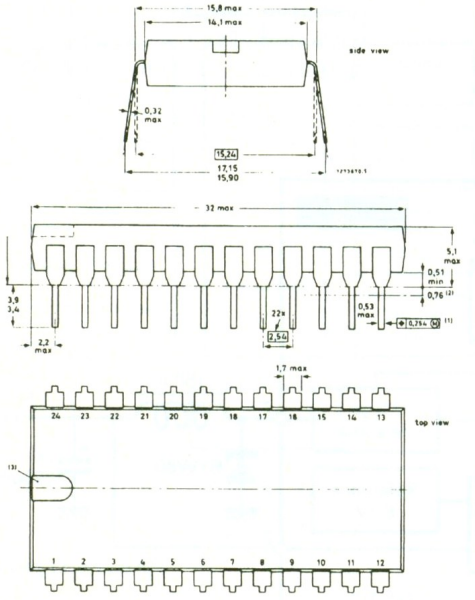
— fer de 300 °C à 400 °C, pas plus de 5 s.



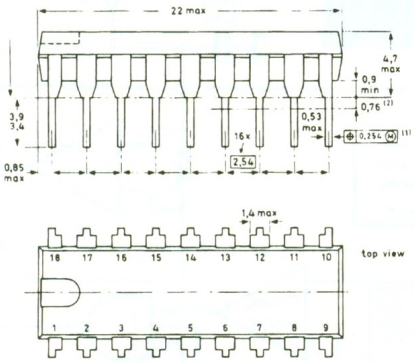
Vue de face des circuits DIL 8 à DIL 20.



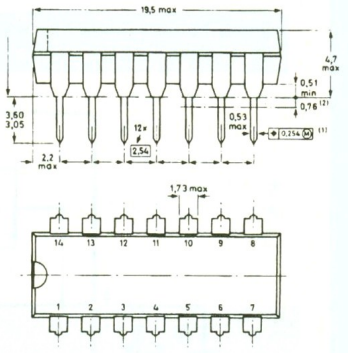
DIL 8 SOT-97A



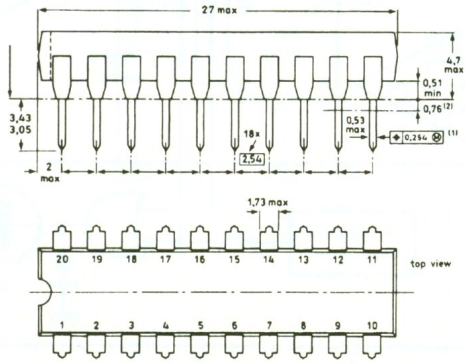
DIL 18 SOT-102



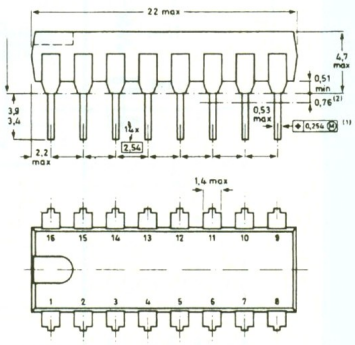
◀ DIL 24 SOT-101



DIL 14 SOT-27



DIL 20 SOT-146 ▲
◀ DIL 24 SOT-101



DIL 16 SOT-38

FICHE COMPOSANT

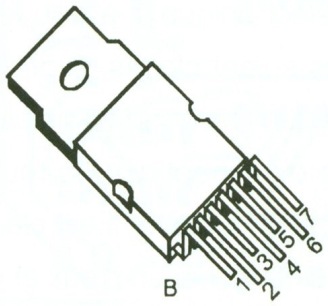
ALIMENTATION A DECOUPAGE

Le L4960 *Thomson*

Les alimentations à découpage permettent d'obtenir des rendements de l'ordre de 70 % par rapport aux alimentations classiques. Elles peuvent débiter des centaines d'ampères et fonctionner en mode élévateur, abaisseur et/ou inverseur de tension. Le L4960 autorise la réalisation d'un module à découpage qui sera incorporé dans un montage existant. Sa présentation est réalisée sous la forme d'un boîtier Heptawatt (7 broches).

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Tension d'entrée maximale : 50 V.
Tension de sortie possible : de 5,1 V à 40 V.
Courant maximal de sortie : 2,5 A.
Fréquence de découpage : 20 à 200 kHz.
Tension de référence interne : 5,1 V à ± 2%.
Blocage de la sortie lorsque la température de jonction atteint 150 °C.
Hystérésis de 30 °C.



BROCHAGE DU L4960

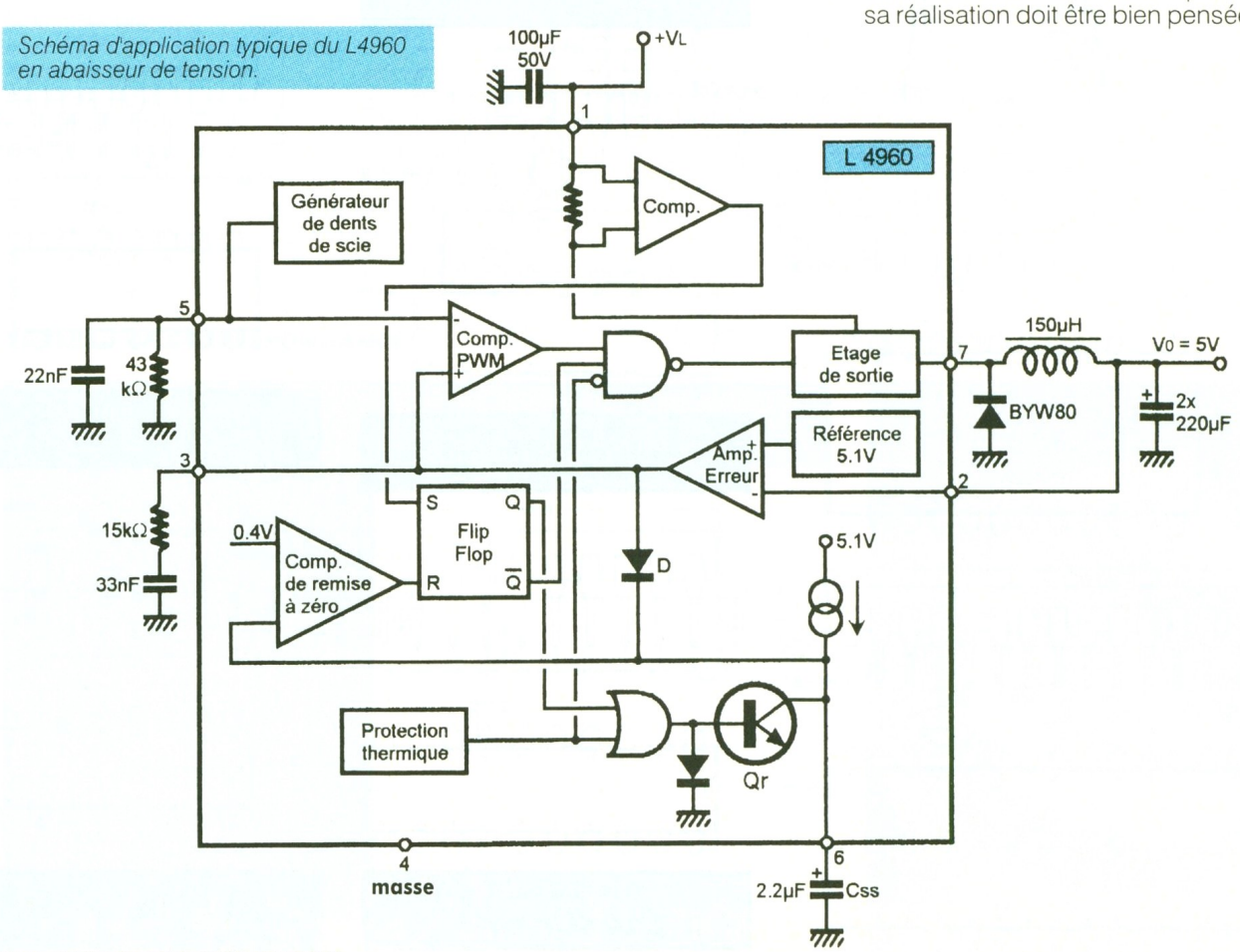
1 tension d'entrée
2 entrée de l'amplificateur d'erreur
3 constante de temps de l'amplificateur d'erreur (filtre)
4 masse
5 produit RC de la dent de scie
6 filtre de la tension de référence
7 sortie du circuit

LES COMPOSANTS CRITIQUES

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

La diode : c'est une diode très rapide, soit une diode à jonction PN ultrafast avec un temps de recouvrement inférieure à 35 ns, ou mieux : utiliser une diode Shottky. Les diodes Shottky ont une chute de tension directe de moitié des diodes à jonction PN et, en plus, elles sont très rapides Tr < 10 ns.
La self : elle doit montrer une capacité à supporter un courant continu élevé sans saturation et présenter de faibles fuites de flux pour ne pas perturber l'environnement de l'alimentation. Pour le circuit imprimé, sa réalisation doit être bien pensée.

Schéma d'application typique du L4960 en abaisseur de tension.



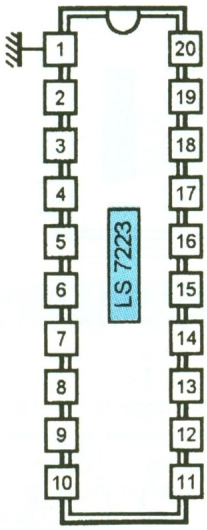
CODEUR POUR SERRURE A CLAVIER MATRICE

Le LS7223

Ce circuit intégré permet la réalisation de serrures codées à clavier matricé de 16 touches. La mise en œuvre est tout à fait simplifiée par le peu de composants périphériques devant lui être adjoints. On peut à tout moment modifier les trois codes d'accès. Ses sorties se présentent sur des bascules bistables ou monostables avec une détection du code erroné. Le LS7223 présente une grande immunité aux bruits pour éviter les déclenchements intempestifs.

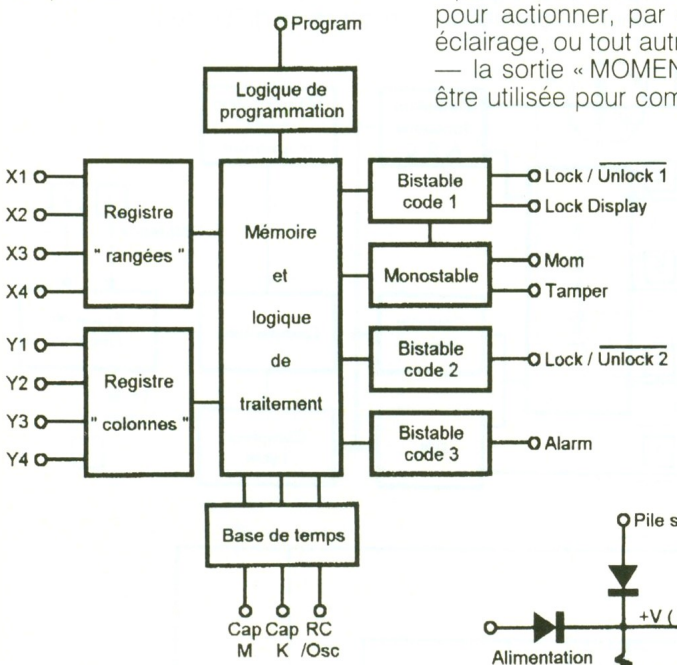
Les principales caractéristiques sont les suivantes :

Alimentation : 5 à 18 V.
Consommation : 12 à 50 µA en veille.
Courant de sortie : quelque milliampères.



BROCHAGE DU LS7223

1 masse
2 base de temps RC
3 matrice X1
4 matrice X2
5 matrice X3
6 matrice X4
7 matrice Y1
8 matrice Y2
9 matrice Y3
10 matrice Y4
11 sortie programme active dans ce mode
12 Cap-M détermine l'impulsion sur Momentané
13 Tamper, passe à l'état haut si le code est erroné
14 sortie Momentané
15 Alarm, passe à l'état haut si le code 3 est correct
16 sortie haute si code 1 est correct
17 sortie haute si code 2 est correct
18 visualisation de sortie, code correct ou non
19 Cap-K, détermine le temps pour enter le code
20 alimentation



APPLICATIONS

A noter que si on voulait utiliser un clavier de douze touches, genre clavier téléphonique, la colonne Y_4 serait simplement laissée « en l'air ». Dans l'exemple proposé, on dispose d'un temps alloué de l'ordre de 6 ou 7 s pour entrer le code, et la durée de l'impulsion positive sur « MOMENTARY » est d'environ 0,01 s, compte tenu des valeurs adoptées pour les capacités C_K et C_M. Quant aux utilisations, elles sont multiples.

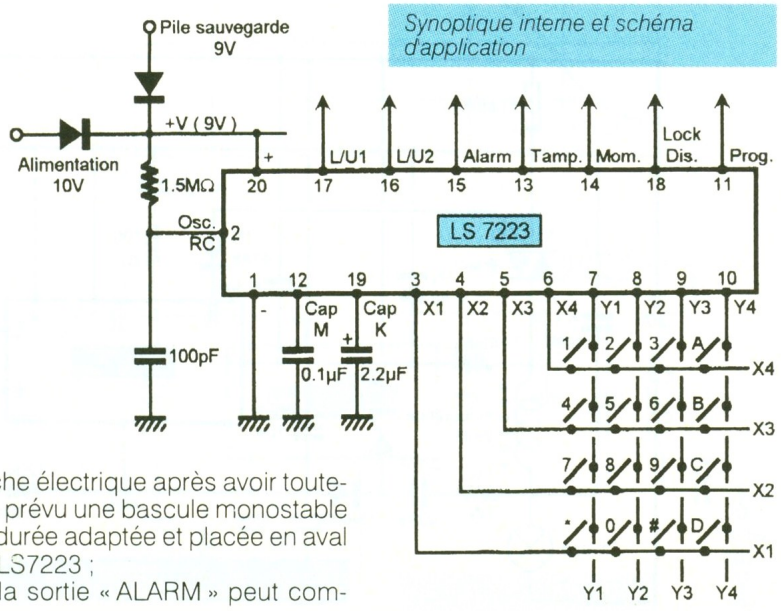
— les sorties LOCK/UNLOCK 1 et 2 peuvent être mises à contribution pour actionner, par exemple, un éclairage, ou tout autre récepteur ;

— la sortie « MOMENTARY » peut être utilisée pour commander une gâche électrique après avoir toutefois prévu une bascule monostable de durée adaptée et placée en aval du LS7223 ;

— la sortie « ALARM » peut commander la mise en marche et l'arrêt d'un signal d'alarme.

Enfin, une pile de secours assure la sauvegarde de la programmation au cas où l'alimentation issue du réseau viendrait momentanément à faire défaut.

Synoptique interne et schéma d'application



FICHE COMPOSANT

INTERRUPTEUR ELECTRONIQUE 220 V

Le SLB0586 *Siemens*

Ce circuit intégré permet de réaliser un interrupteur directement sur le 220 V et peut s'utiliser en graduateur progressif. La commande s'effectue soit par boutons poussoir soit par touches sensitives. 3 modes de fonctionnement sont obtenus :

A : Sollicitation courte, arrêt ou puissance maximale (< 400 ms) Sollicitation longue, démarrage à puissance minimale

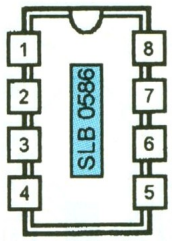
B : Sollicitation longue, graduation progressive de la puissance mais s'inverse à chaque sollicitation longue, broche 2 en l'air (> 400 ms)

C : Identique au mode A, mais le sens s'inverse à chaque nouvelle sollicitation, broche 2 à l'état haut

Broche 2 à l'état bas

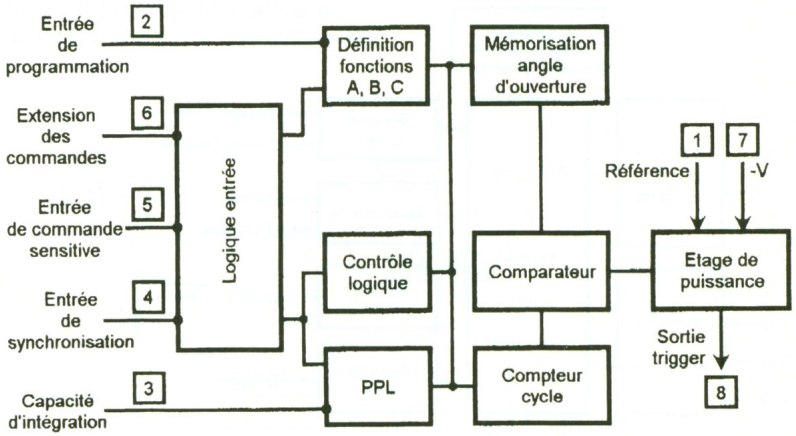
Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Alimentation : 5,6 V.
Puissance dissipée : 10 mW.
Consommation en veille : 0,45 mA.
Courant de la commande sensitive : 33 µA.
Courant de sortie du trigger : 25 mA.
— la synchronisation avec la fréquence du réseau est réalisée grâce à la résistance de 1,5 MΩ et à la capacité de 6,8 nF ; l'ensemble assurant le filtrage du signal de synchronisation ;
— l'alimentation du circuit intégré a lieu grâce à un couplage capacitif *via* la résistance de 0,1 µF/400 V et la résistance de 1 kΩ/1 W. La diode Zener de 5,6 V écrête les alternances positives, et l'armature négative de la capacité de 100 µF présente, par rapport à la référence, un potentiel de l'ordre de — 5,3 V ;
— les deux résistances de 4,7 MΩ protègent l'opérateur qui agit sur la commande sensitive ;
— la sensibilité peut être réglable grâce à une valeur différente de 1 MΩ montée entre les entrées 1 et 5 (de 1 MΩ à 4,7 MΩ) ;
— les résistances de 470 kΩ et de 120 kΩ/0,4 W limitent le courant en cas d'extension vers d'autres commandes ;
— l'ensemble est antiparasité par l'inductance de 2 mH et la capacité de 0,1 µF/400 V, pour limiter les effets du triac vis-à-vis des centres récepteurs du secteur.



BROCHAGE DU SLB0586

1 référence 0 V
2 programmation des modes A, B, C
3 capacité d'intégration
4 entrée de synchronisation
5 commande sensitive
6 extension des commandes
7 tension — Vcc
8 sortie de commande du triac



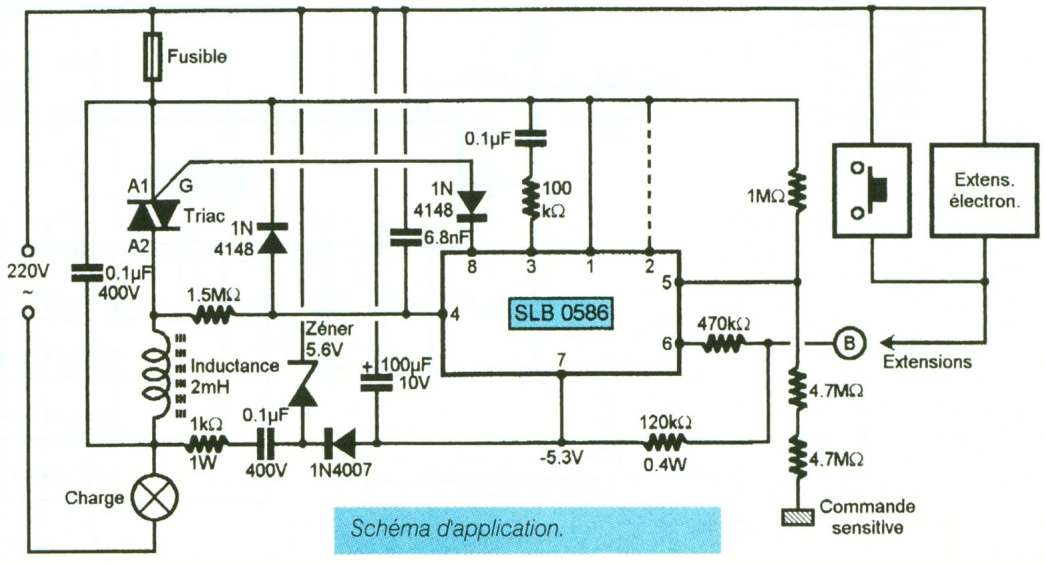


Schéma d'application.

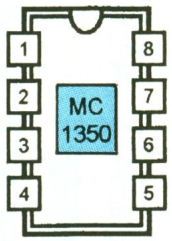
AMPLIFICATEUR LINEAIRE 60 MHz

Le MC1350 *Motorola*

Ce circuit remplit les fonctions d'amplificateur FI dans les téléviseurs et postes radio. Il dispose d'un contrôle de gain et peut trouver sa place dans les applications jusqu'à 100 MHz. Les impédances d'entrée et de sortie restent approximativement constantes par rapport aux variations de gain du CAG. Le MC1350 est capable de fonctionner sous une tension de 12 V.

Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Consommation : 14 mA.
Gain en puissance : 50 dB à 60 MHz, 60 dB à 455 kHz.
Variation du gain avec le CAG : 65 dB.
Impédance d'entrée : 3,2 kΩ à 455 kHz, 2 kΩ à 60 MHz, 830 Ω à 100 MHz.
Impédance de sortie broche 1 ou 8 : 125 kΩ à 455 kHz, 8,3 kΩ à 60 MHz.
Capacité d'entrée : 7 pF.
Capacité de sortie : 2 pF.
Figure de bruit à 50 MHz : 6 dB pour 0 dB de réduction de l'AGC, 22 dB pour 30 dB de réduction de l'AGC.
Le gain de cet amplificateur varie avec la fréquence, 60 dB à 455 kHz et 50 dB à 58 MHz. La figure montre un schéma d'application classique. Il peut fonctionner sur la plage de fréquences indiquées plus haut. L'entrée s'effectue sur un réseau passe-bande accordé sur la fréquence de la MF de 455 kHz à 60 MHz. Les éléments seront calculés en fonction de la bande passante désirée. Le pont capacitif permet de transformer la basse impédance d'entrée à celle présente aux bornes de l'inductance L_1. La tension appliquée sur la broche 5 vient du détecteur AM ou d'un potentiomètre pour le contrôle manuel du gain. L'étage de sortie reste classique avec son circuit accordé par les capacités C_3 et C_4 ; cette dernière transforme la haute impédance du MC 1350 à 50 Ω. Ce circuit intégré s'adapte à de nombreuses applications, tant au niveau de la mesure que des circuits radio-fréquences. Bien distribué, il reste d'un prix modique pour l'amateur.



Boîtier DIL 8 broches.

BROCHAGE DU MC1350

1 sortie —
2 alimentation Vcc
3 masse
4 entrée —
5 commande de CAG
6 entrée +
7 masse
8 sortie +

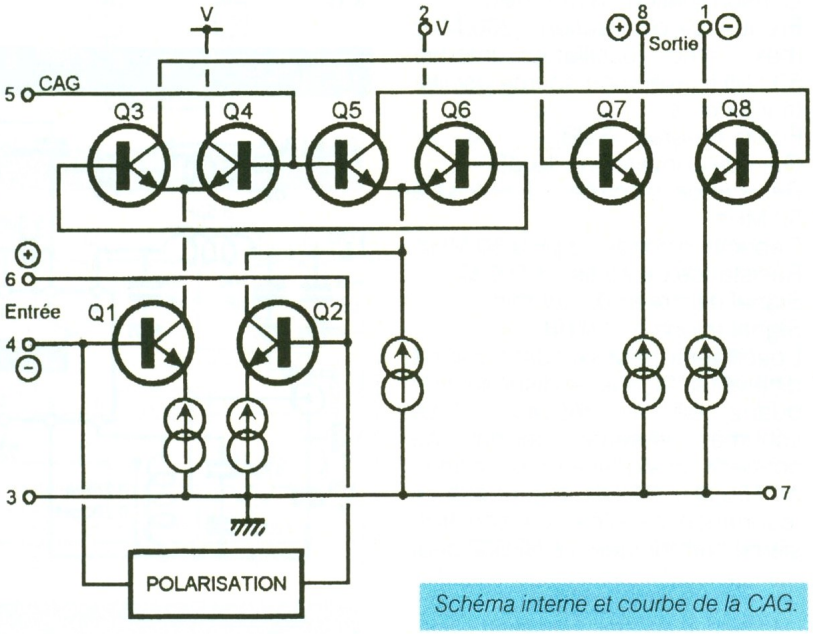
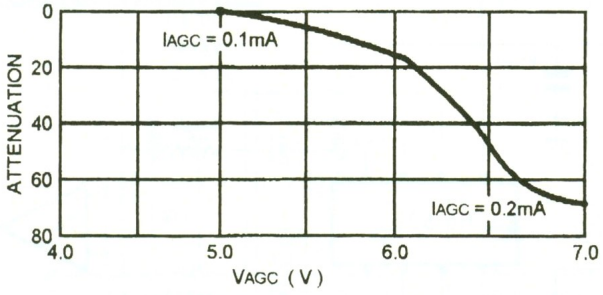


Schéma interne et courbe de la CAG.



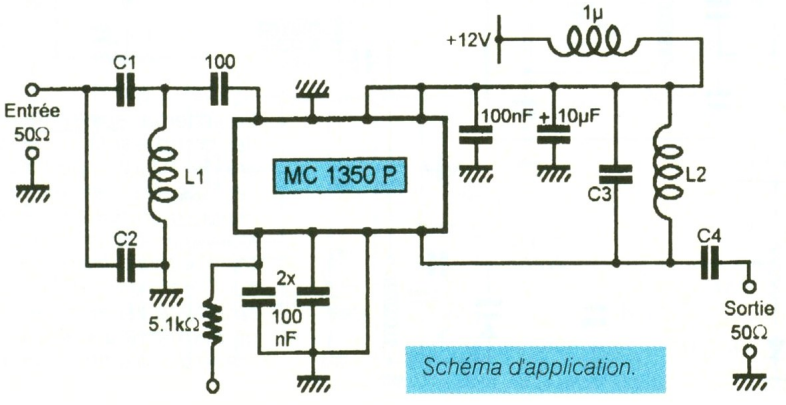


Schéma d'application.

FICHE COMPOSANT

FICHE COMPOSANT

CONVERTISSEUR 500 MHz

Le NE602 *Philips*

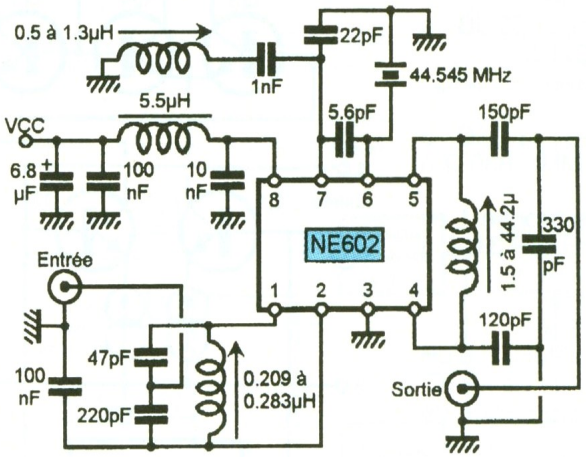
Le NE602 est un mélangeur actif disposant d'un oscillateur interne autorisant son fonctionnement dans les gammes VHF. Son régulateur interne et ses circuits de polarisation lui assure une bonne stabilité. On le trouve en boîtier DIL8.

Caractéristiques principales sous 6 V

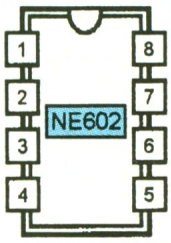
Consommation : 3 mA max.
Fréquence d'utilisation : 200 MHz max. avec l'oscillateur interne, 500 MHz avec une source oscillateur externe.
Figure de bruit : 6 dB.
Gain de conversion : 15 dB.
Résistance d'entrée : 1 500 Ω à 50 MHz.
Capacité d'entrée : 3 pF à 50 MHz.
Résistance de sortie : 1 500 Ω.
Signal d'entrée : 0,7 µV min.
Signal sur bruit : 10 dB.
L'oscillateur peut se configurer de différentes façons en disposant un quartz ou un réseau LC. Le schéma présenté permet de convertir un signal à 45 MHz en FI de 455 kHz à l'aide d'un quartz en résonance parallèle sur son troisième harmonique. Le NE602 peut recevoir une source extérieure pour travailler à partir de 200 MHz, son amplitude doit être de 200 mV minimum.
L'autre schéma permet de réaliser un récepteur ondes courtes dans la bande des 7 MHz. Son principe repose sur la conversion directe des fréquences pour les restituer sous la forme de signaux audibles. Il est possible de démoduler l'AM et la BLU.

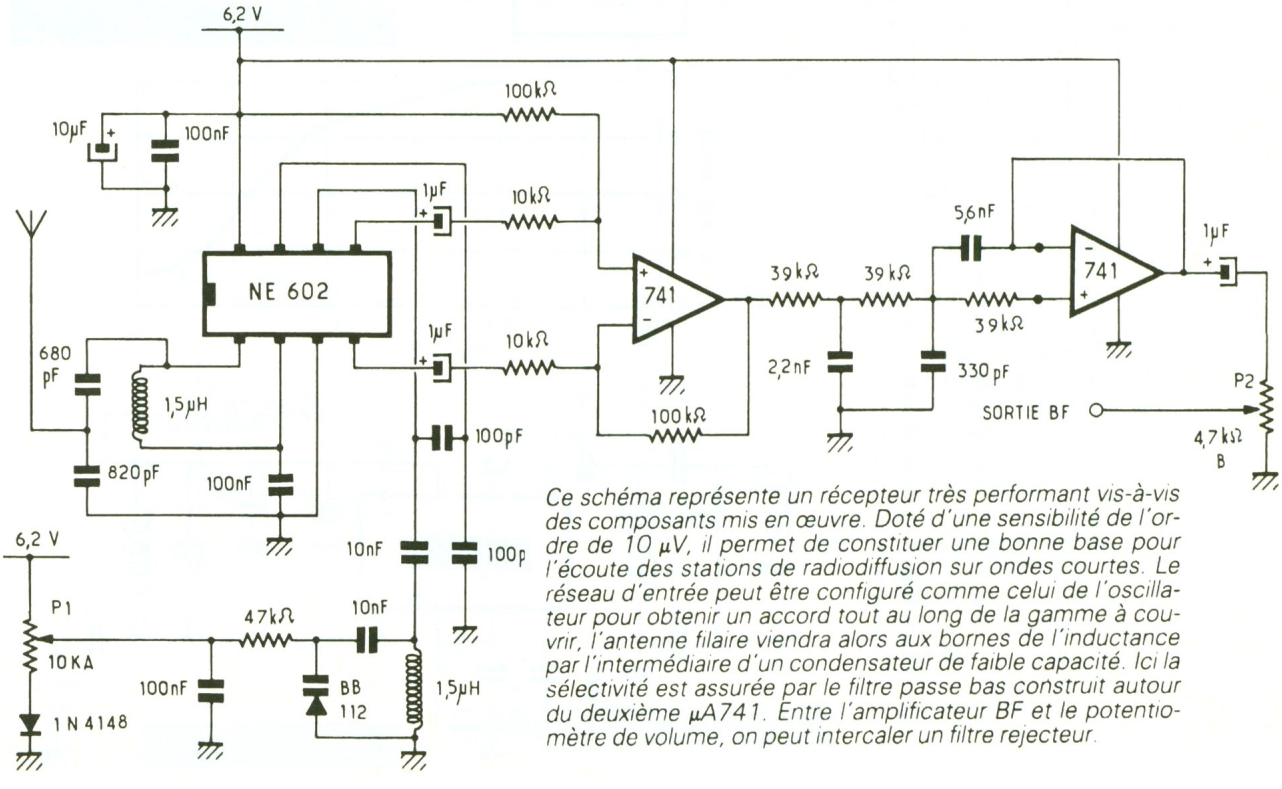
BROCHAGE DU NE602
1 entrée A
2 entrée B
3 masse
4 sortie A
5 sortie B
6 base de l'oscillateur
7 émetteur de l'oscillateur
8 alimentation de 5 à 7 V

Convertisseur équipé d'un quartz.



Boîtier DIL 8.





Ce schéma représente un récepteur très performant vis-à-vis des composants mis en œuvre. Doté d'une sensibilité de l'ordre de 10 µV, il permet de constituer une bonne base pour l'écoute des stations de radiodiffusion sur ondes courtes. Le réseau d'entrée peut être configuré comme celui de l'oscillateur pour obtenir un accord tout au long de la gamme à couvrir, l'antenne filaire viendra alors aux bornes de l'inductance par l'intermédiaire d'un condensateur de faible capacité. Ici la sélectivité est assurée par le filtre passe bas construit autour du deuxième µA741. Entre l'amplificateur BF et le potentiomètre de volume, on peut intercaler un filtre rejecteur.

DEMODULATEUR FM RSSI 25 MHz

Le NE604 *Philips*

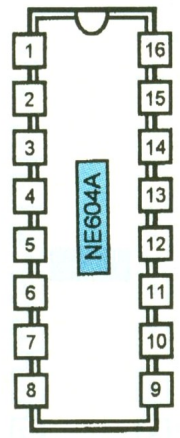
Ce circuit intégré permet l'amplification et la démodulation des signaux FI modulés en fréquence, jusqu'à 21 MHz. Il dispose d'une sortie RSSI indiquant le niveau d'entrée, sa courbe très linéaire et sa grande dynamique lui donnent d'excellentes performances. Il peut s'utiliser dans les systèmes radio à bandes larges ou étroites ; de plus, il est muni d'une sortie audio équipée d'un silencieux.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Tension d'alimentation : de 5 à 7 V.
Consommation de courant : 4 mA max.
Sensibilité sous 50 Ω adapté : 0,3 µV.
Rapport S/B : 10 dB.
Amplitude audio avec désaccentuation de 150 pF : 500 mV.
Niveau RSSI (Sous 100 kΩ) : 0,2 V pour — 118 dBm (0,3 µV) ; 5 V pour — 18 dBm (28 mV).
Dynamique RSSI : 90 dB.
Linéarité : ± 1,5 dB.
Impédance d'entrée : 1,6 kΩ.
Impédance broche 14 : 1 kΩ.
Impédance broche 12 : 1,6 kΩ.
Impédance broches 6, 7 : 58 kΩ.
Niveau d'action du silencieux : en fonction : 1,7 V ; hors fonction : 1 V.
Pente du RSSI : 0,5 V/20 dB.

La sortie des limiteurs FI sur la broche 9 est dirigée *via* un condensateur de déphasage sur la broche 8. Elle constitue l'entrée du démodulateur à quadrature. Le comparateur de phase dispose d'une structure similaire à celle des mélangeurs. Les démodulateurs FM comparent une seule et même fréquence, mais sur l'une de ses entrées elle est décalée en phase de 90° à f_0.

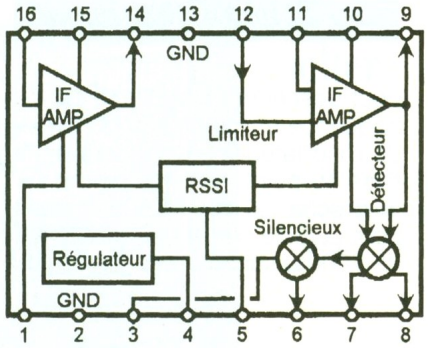
Le condensateur de 1 pF provoque le déphasage de 90° à $w_0 = 2 \pi f_0$, le circuit LC sélectionne dans une bande passante donnée la gamme des fréquences à démoduler.



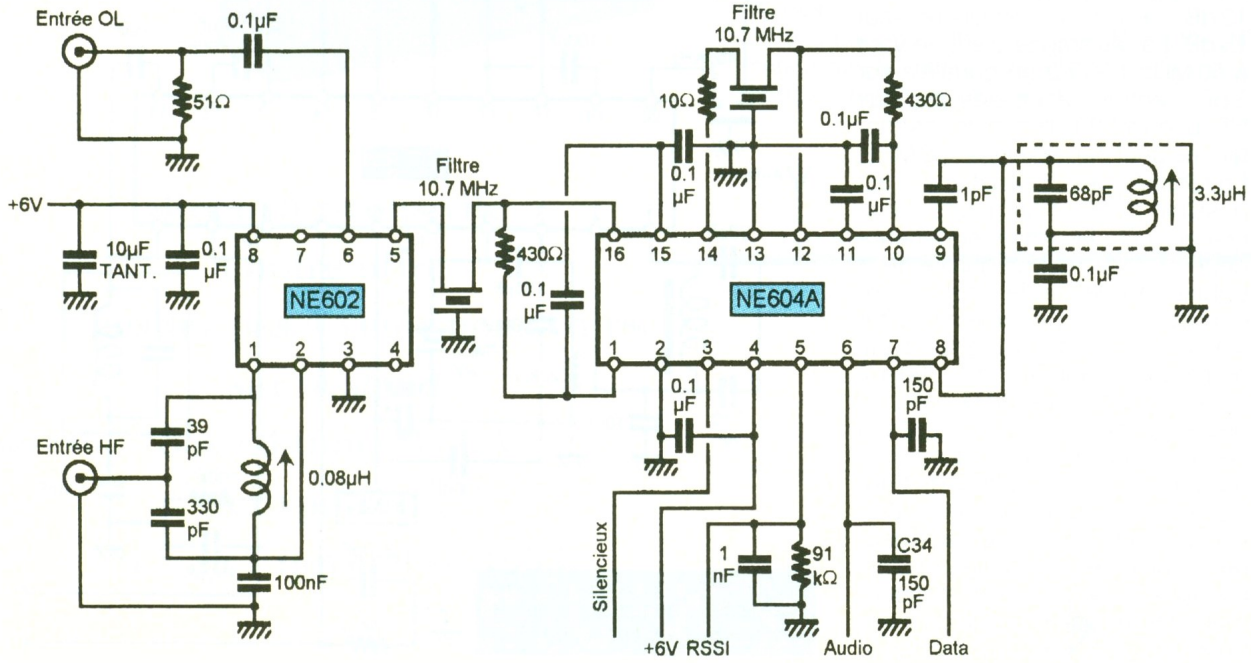
Boîtier DIL 16 broches.

BROCHAGE DU NE604

1 découplage de l'ampli d'entrée
2 masse
3 entrée du contrôle du silencieux
4 alimentation Vcc
5 sortie RSSI
6 sortie audio avec le silencieux
7 sortie audio sans le silencieux
8 entrée du démodulateur
9 sortie du limiteur
10 découplage du limiteur
11 découplage du limiteur
12 entrée du limiteur
13 masse
14 sortie de l'ampli FI
15 découplage de l'ampli FI
16 entrée de l'ampli FI.



Synoptique interne et schéma d'application.



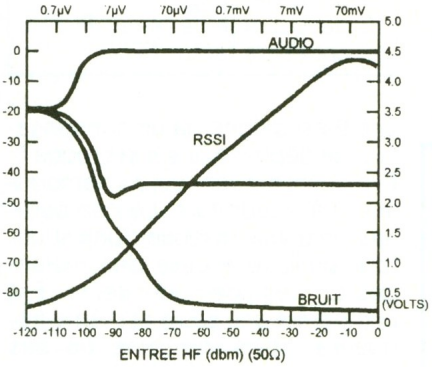
FICHE COMPOSANT

RECEPTEUR FM RSSI 500 MHz

Le NE605 *Philips*

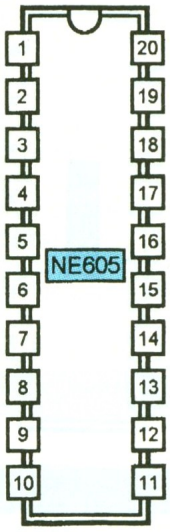
Ce circuit remplit à lui tout seul toutes les fonctions d'un récepteur pouvant opérer jusqu'à 200 MHz. Il regroupe en fait dans son boîtier 20 broches, un NE602 et un NE604. Ses performances lui confère la possibilité de créer un excellent récepteur sous un volume très restreint, et ce avec des composants courants.

Ses principales caractéristiques correspondent à celles des NE602 et NE604 décrits précédement.



Courbe RSSI.

Grâce à sa faible figure de bruit, le NE605 est capable de capter un signal aussi faible que 0,3 µV pour un rapport signal sur bruit de 12 dB ; le gain de conversion vaut 15 dB. La résistance d'entrée vaut à 50 MHz 1 500 Ω en parallèle sur 3 pF. L'entrée reçoit des signaux HF jusqu'à 500 MHz mais l'oscillateur ne peut dépasser les 200 MHz. En fonction des applications, il est possible d'utiliser un quartz ou un réseau LC, la limite supérieure dépend du facteur de qualité de la bobine. Au-delà de cette fréquence, il reste possible d'injecter sur la broche 4 un signal d'une amplitude minimale de 200 mV crête à crête sous 50 Ω ; elle ne devra pas dépasser 500 mV. Dans certains cas, on pourra placer une résistance entre l'émetteur du transistor oscillateur et la masse. Son effet permettra d'augmenter le courant drainé par le transistor, ainsi l'oscillateur démarre systématiquement dès la mise en route du montage. La valeur de cette résistance



Boîtier DIL 20 broches

peut descendre jusqu'à 10 kΩ. La fréquence et l'amplitude du signal de l'oscillateur peuvent, lors de la mise au point, être contrôlées sur la broche 20 du NE605. Il suffit pour cela de placer une résistance de 1 000 Ω sur l'une des entrées du mélangeur. Ce dernier se voit alors transformé en simple amplificateur. Le buffer divise par 3 le niveau présent sur la base du transistor alors que, sur la broche 20, on retrouve le même niveau que sur la broche 4.

BROCHAGE DU NE605

1 entrée HF
2 découplage HF
3 oscillateur
4 base de l'oscillateur
5 contrôle du silencieux
6 alimentation Vcc
7 sortie RSSI
8 sortie audio avec le silencieux
9 sortie audio directe
10 entrée du démodulateur
11 sortie du limiteur
12 découplage du limiteur
13 découplage du limiteur
14 entrée du limiteur
15 masse
16 sortie de l'ampli FI
17 découplage de l'ampli FI
18 entrée de l'ampli FI
19 découplage de l'ampli FI
20 sortie du mélangeur

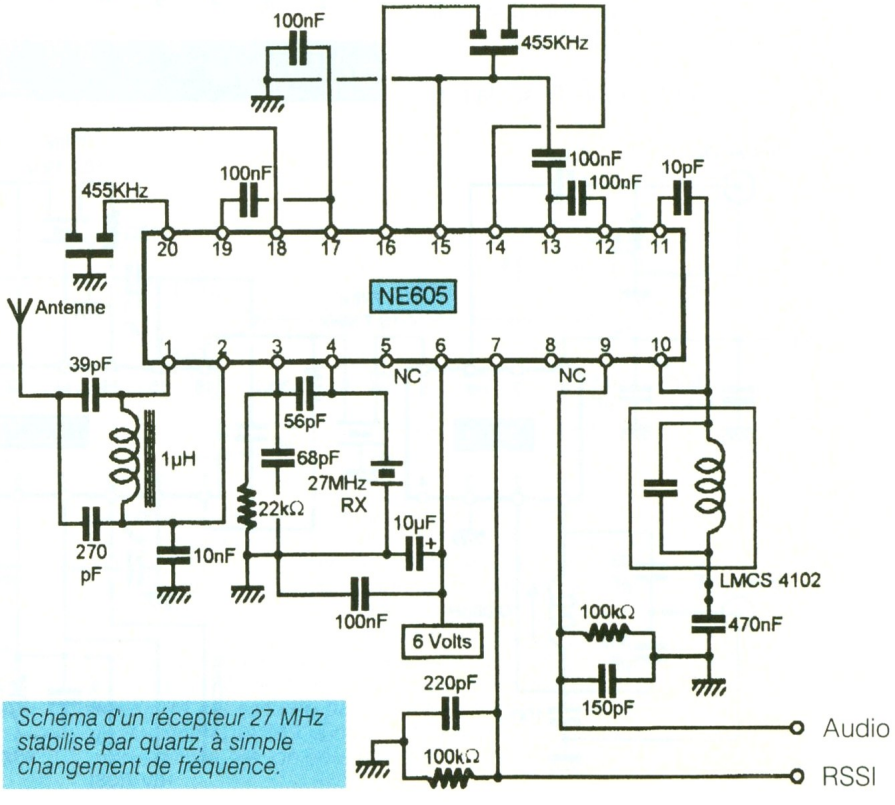


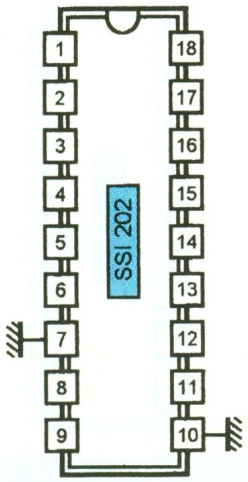
Schéma d'un récepteur 27 MHz stabilisé par quartz, à simple changement de fréquence.

DECODEUR DE FREQUENCES DTMF

Le SSI202P *SSI*

Le SSI202P assure le décodage des signaux DTMF utilisés particulièrement dans les systèmes téléphoniques. Il peut décoder seize paires de fréquences standard pour les transcoder en mode binaire ou hexadécimal, les sorties sont à trois états (bas, haut et haute impédance). Avec les entrées ATB, il est possible de faire travailler plusieurs SSI202 avec le même quartz. Un condensateur de liaison sera nécessaire lorsque les signaux d'entrée verront leur amplitude dépasser celle d'alimentation.

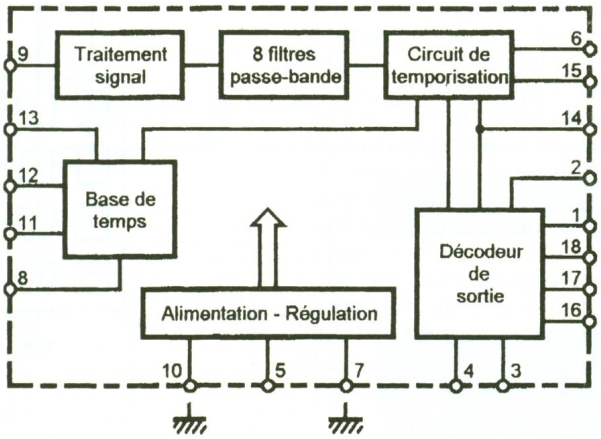
Ses principales caractéristiques sont les suivantes :
Alimentation : 5 V.
Consommation : 10 mA.
Sensibilité d'entrée : — 32 dBm à — 2 dBm (19 à 615 mV) sous 600 Ω.
Impédance d'entrée : 100 kΩ avec 15 pF en parallèle. Placer une capacité de 100 nF sur l'entrée si la composante continue dépasse la tension d'alimentation du SSI202P.
Base de temps : f = 3,5795 MHz. La base de temps est entièrement définie et générée intérieurement par le recours à un quartz de 3,579545 MHz (le même qui est utilisé pour le TCM5089). Ce quartz est à relier aux broches X_{IN} et X_{OUT}. Une résistance de 1 MΩ est également à monter en parallèle sur ces mêmes broches. La base de temps est opérationnelle à la condition que l'entrée X_{EN} soit soumise à un état haut ; si on relie cette entrée à un état bas, la base de temps interne est neutralisée.
La sortie ATB peut être utilisée pour reporter la base de temps interne, après division, vers d'autres circuits intégrés SSI202/203 qui, dans ce cas, n'auront pas besoin d'être équipés de quartz. Dans cette configuration, le SSI « pilote » est monté normalement comme décrit ci-dessus ; en revanche, les SSI « pilotés » auront :
— leur entrée X_{IN} reliée à un état haut,
— leur entrée X_{EN} reliée à un état bas,
— leur broche ATB (qui est une entrée dans ce cas) reliée à la sortie ATB du circuit intégré « pilote ».



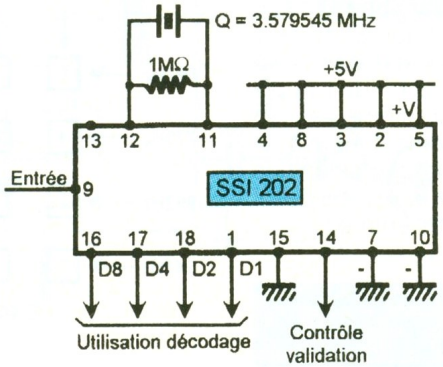
Boîtier DIL 18 broches.

BROCHAGE DU SSI202P

1 sortie D1
2 sélection binaire/hexadécimal, à 1 : hexa, à 0 : bin.
3 validation des sorties à l'état haut, à 0 : sorties à haute impédance
4 validation de la colonne 1 633 Hz, touches A B C D, si état bas
5 alimentation positive
6 NC
7 masse
8 validation de la base de temps si état haut
9 entrée DTMF
10 masse
11 sortie de la base de temps
12 entrée de la base de temps
13 sortie de la base de temps
14 contrôle du décodage, si OK, elle passe à l'état haut
15 mise à zéro de la sortie 14 en la soumettant à un état haut
16 sortie D8
17 sortie D4
18 sortie D2



Structure interne du SSI202P et schéma d'application, peu de composants sont nécessaires au fonctionnement.



FICHE COMPOSANT

CODEUR DE FREQUENCES DTMF

Le TCM5089 *MOSTEK*

Le TCM5089 est un circuit utilisé en téléphonie pour générer le code DTMF standard. Pour cela, il suffit d'un clavier 16 touches et d'un quartz *ad hoc*. La liaison sur la ligne téléphonique peut se faire par un condensateur non polarisé de 1 µF pouvant accepter une tension de 100 V. Le niveau de sortie du TCM5089 étant relativement faible, il faudra le faire suivre par un amplificateur BF disposant d'un réglage du gain, un TBA 820 conviendra parfaitement.

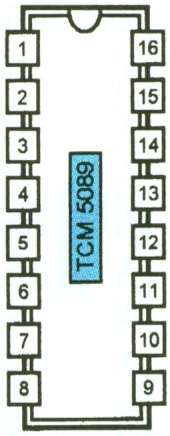
Le circuit présente les caractéristiques suivantes :

Alimentation : 3 à 10 V.
Consommation : 100 µA en veille.
Base de temps : 3,5795 MHz, 8 fréquences DTMF de base.

En règle générale, cette broche 15 est laissée « en l'air » : elle est en effet maintenue à un état bas grâce à une résistance interne. Dans ce cas, si on relie seulement soit une rangée, soit une colonne à un état bas, aucun signal n'est disponible sur la sortie. Il est cependant possible de pouvoir disposer d'une fréquence de base unique. Ainsi si on veut obtenir un signal correspondant à une colonne « j », il convient de soumettre la colonne en question à un état bas, et l'entrée « single tone inhibit » à un état haut. Aucun son n'est obtenu en revanche si on soumet plus d'une colonne à l'état bas. Dans le même ordre d'idées, si on désire obtenir une fréquence de base correspondant à une rangée « i », il convient de maintenir l'entrée « single tone inhibit » à l'état haut, la rangée « i » choisie à l'état bas, en même temps que deux quelconques colonnes « j ».

La broche 2 est aussi généralement laissée « en l'air ». Elle est en effet soumise, par une liaison interne, à un état haut. Si on relie cette broche à un état bas, il se produit la neutralisation de l'amplificateur-mélangeur interne : aucun signal n'est disponible en sortie dans ce cas, quels que soient les niveaux logiques auxquels sont soumises les autres entrées.

Les signaux de sortie et les fréquences DTMF transmises lors de l'appui sur les touches du clavier.

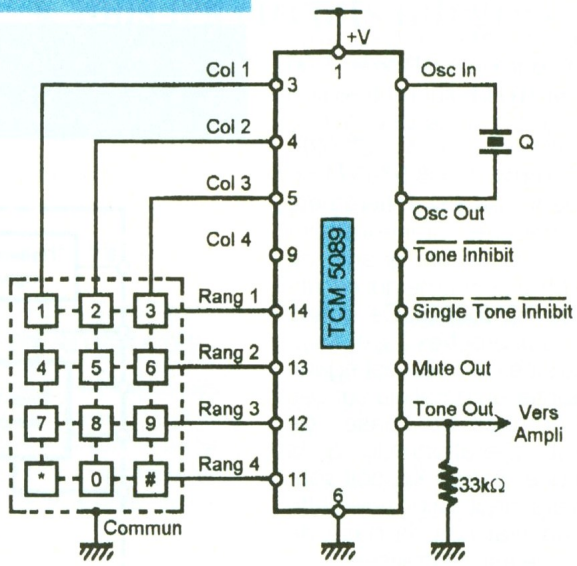


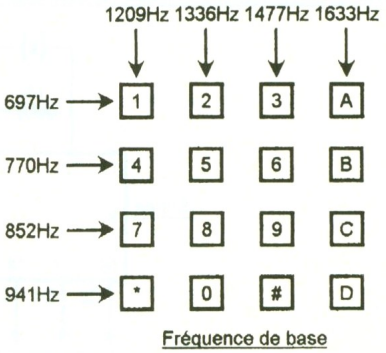
Boîtier DIL 16 broches.

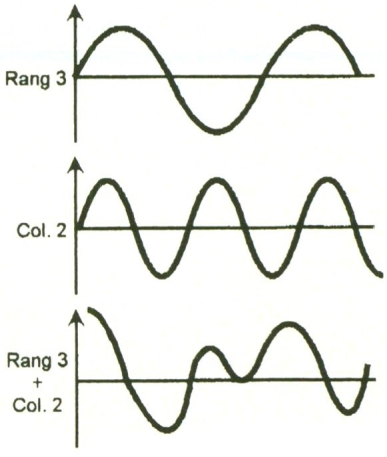
BROCHAGE DU TCM5089

1 alimentation positive
2 soumise à l'état bas elle neutralise la sortie
3 clavier colonne 1
4 clavier colonne 2
5 clavier colonne 3
6 masse
7 entrée de l'oscillateur
8 sortie de l'oscillateur
9 clavier colonne 4
10 collecteur ouvert, à l'état bas, si des touches sont enfoncées
11 clavier rang 4
12 clavier rang 3
13 clavier rang 2
14 clavier rang 1
15 soumise à un état haut, une seule fréquence en sortie
16 sortie des signaux DTMF

Schéma d'application du TCM5089.







EMETTEUR POUR TELECOMMANDE IR

Le SL490 *Plessey*

Le SL490 permet de réaliser un système de télécommande à infrarouge avec un clavier matricé pouvant comporter jusqu'à 32 touches. Le codage s'effectue en PPM, signal cyclique modulé en largeur d'impulsion, un intervalle long représente un 0 logique, un intervalle court correspond à un 1 logique. La fréquence porteuse peut varier et aller jusqu'à 200 kHz. Le SL490 dispose d'un dispositif automatique de mise en veille pour limiter la consommation de courant.

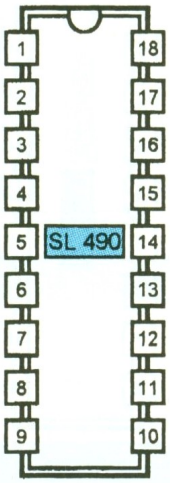
Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Alimentation : 9 V, un dispositif interne assure la régulation de tension.
Consommation : 8 mA en fonction, 6 µA en veille.
Modulation : PPM.
Codage : 5 bits, 32 commandes.
Vitesse de transmission : 1 bit/sec. à 10 kbit/sec.
Fréquence porteuse : 0 Hz à 200 kHz.
Courant de commande : 1 mA.
Tension de sortie : 1 V.
Durée de t_1 : $t_1 = 0{,}95 . R_1 . C_1$ pour $15\ k\Omega < R_1 < 60\ k\Omega$.
Rapport t_0/t_1 : 1,4 à 1,6.
Largeur de t_p : $0{,}11\ t_1 < t_p < 0{,}22\ t_1$.
Durée entre deux mots de 5 bits : $t_g = 3\ t_1$.

Le codage de l'émission s'effectue par un signal cyclique modulé en longueur d'impulsion (PPM). La position d'une touche dans la matrice est détectée et convertie en un train de six fines impulsions égales séparées par des intervalles variables qui déterminent un mot de 5 bits de type EDCBA. Un intervalle large correspond à un 0 logique et un intervalle court à un 1 logique. Le rapport entre les deux étant de 1,5 environ. Le schéma d'application donné représente la totalité des composants nécessaires et suffisants pour réaliser un émetteur IR complet. Pratiquement, il suffira de donner à R_1 une valeur fixe de 33 kΩ et de jouer sur C_1 afin de choisir la fréquence d'émission adaptée à chaque cas de figure.

Lors de l'appui sur une touche naissent au niveau des diodes IR D_1 et D_2 des impulsions de courant de 15 µs, fournies par l'émetteur de T_2 et qui peuvent atteindre 8 A crête. Le condensateur C_4 de valeur importante sert de réservoir d'énergie entre chaque impulsion. La transmission de données peut aussi s'effectuer à l'aide d'un transducteur ultra-sonore qui dans ce cas est relié directement aux broches 2 et 3 du circuit intégré.

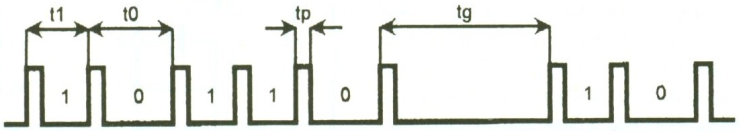
Pour terminer, il est à noter que le SL490 contient aussi un interrupteur électronique de la tension d'alimentation, ainsi qu'un régulateur qui lui permettent, lorsque aucune touche n'est enfoncée, d'avoir une consommation propre de 6 µA seulement (8 mA en fonction). Tout interrupteur mécanique d'alimentation devient de ce fait inutile.



Boîtier DIL 18 broches.

BROCHAGE DU SL490

1 masse
2 sortie 1 PPM
3 sortie 2 PPM
4 alimentation positive
5 à 15 matrices du clavier 32 touches
16 constante de temps t_1 du codage PPM
17 sortie du régulateur interne, 4,1 à 4,9 V sous 1 mA max.
18 fréquence de la porteuse, $\frac{1}{f_c} = 0{,}7 . R_1 . C_2$



Chronogramme de sortie du SL490.

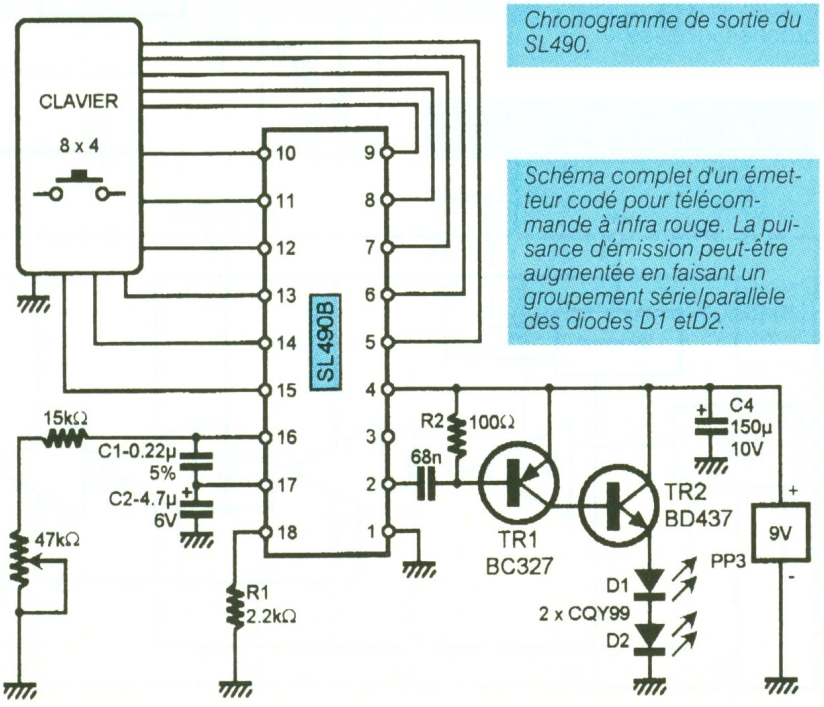


Schéma complet d'un émetteur codé pour télécommande à infra rouge. La puissance d'émission peut-être augmentée en faisant un groupement série/parallèle des diodes D1 etD2.

FICHE COMPOSANT

FICHE COMPOSANT

RECEPTEUR DE TELECOMMANDE IR

Le SL486 *Plessey*

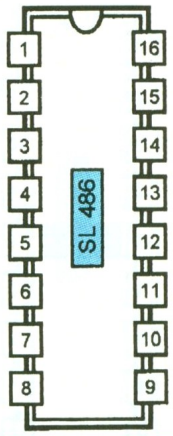
Le SL486 est un préamplificateur à grand gain utilisé dans les systèmes de transmission à infrarouge. Le circuit dispose d'une sortie directe et d'une sortie d'impulsions élargies. Le dispositif de CAG compense les variations de niveau à l'entrée et préserve au signal de sortie une amplitude constante.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Alimentation : 5 à 9 V directement ou 18 V avec le régulateur.
Consommation : 10 mA.
Dynamique de la CAG : 68 dB.

Ce circuit possède une grande sensibilité et un gain élevé. Il est capable de traiter des variations du courant dans la diode de l'ordre de 10 nA. Nous pouvons en déduire tout de suite que la diode devra être câblée le plus près possible du circuit intégré pour éviter que les liaisons ne se transforment en antennes de réception pour parasites divers.

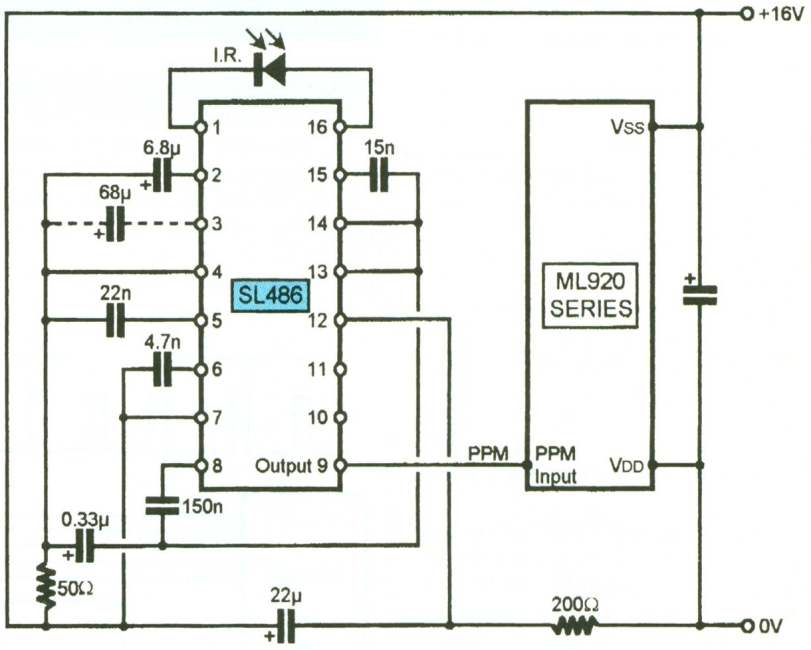
Une telle sensibilité nécessite des précautions pour n'amplifier si possible que les signaux utiles, c'est le rôle des contrôles automatiques des gains. Autre précaution : le constructeur a prévu de séparer les alimentations des premiers étages et des sorties, c'est pourquoi l'on trouve deux broches « V_{CC} » et deux broches « masse ».



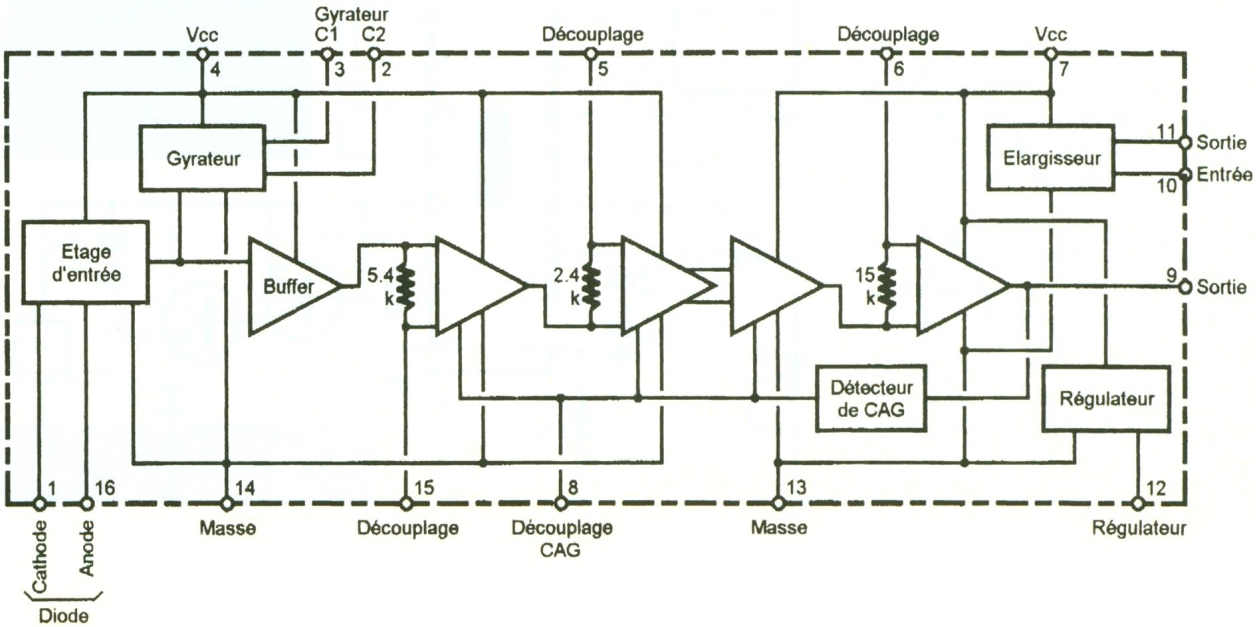
Boîtier DIL 16 broches.

BROCHAGE DU SL486

1 cathode de la diode IR
2 capacité 2 du gyrateur
3 capacité 1 du gyrateur
4 alimentation positive d'entrée
5 découplage du 2e étage
6 découplage du 4e étage
7 alimentation positive de sortie
8 découplage du CAG
9 sortie directe des impulsions
10 entrée de l'élargisseur
11 sortie de l'élargisseur
12 entrée du régulateur
13 masse de sortie
14 masse d'entrée
15 découplage du 1er étage
16 anode de la diode IR



Le schéma interne et un schéma d'application.



DECODEURS DE TELECOMMANDE IR

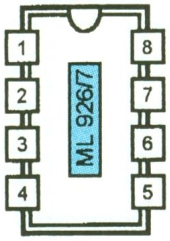
Le ML926/927 *Plessey*

Les ML926 et 927 sont prévus pour décoder les données PPM transmises par le SL490. Le ML926 interprète les 16 premiers codes alors que le ML927 décode les 16 suivants. L'oscillateur peut être ajusté entre 15 Hz et 150 kHz.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Alimentation : 12 à 18 V.
Consommation : 2 à 4 mA.
Résistances de charge : 3 kΩ vers le plus de l'alimentation.
Fréquence de l'oscillateur : 3 000 Hz avec C = 22 nF et R = 100 kΩ

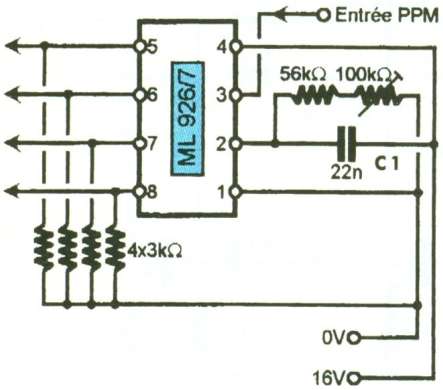
$$f_{osc} = \frac{1}{0{,}15\ RC}\ ,\ 56\ k\Omega < R < 156\ k\Omega$$

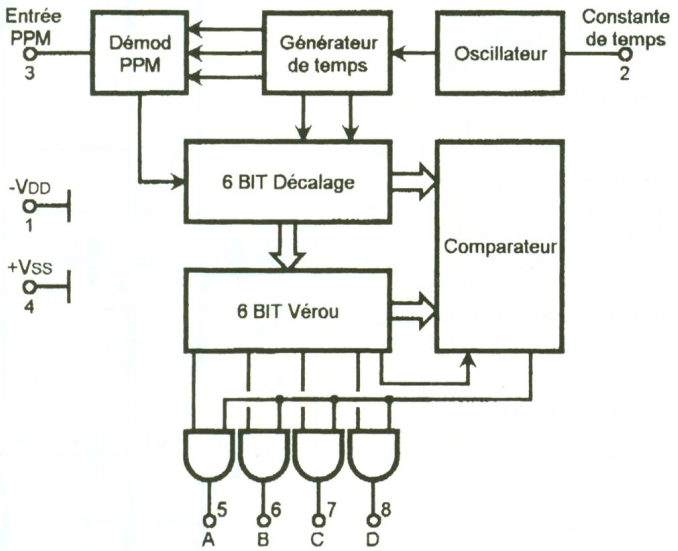


Boîtier DIL 8 broches.

BROCHAGE DU ML926/927

1 masse du circuit
2 constante de temps de l'oscillateur
3 entrée PPM
4 alimentation positive
5 à 8 sorties A B C D





Un schéma d'application et le synoptique interne.

Transmitter Code	ML926	ML927
E D C B A	D C B A	D C B A
0 0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
0 0 0 0 1	0 0 0 1	
0 0 0 1 0	0 0 1 0	
0 0 0 1 1	0 0 1 1	
0 0 1 0 0	0 1 0 0	
0 0 1 0 1	0 1 0 1	
0 0 1 1 0	0 1 1 0	
0 0 1 1 1	0 1 1 1	
0 1 0 0 0	1 0 0 0	
0 1 0 0 1	1 0 0 1	
0 1 0 1 0	1 0 1 0	
0 1 0 1 1	1 0 1 1	
0 1 1 0 0	1 1 0 0	
0 1 1 0 1	1 1 0 1	
0 1 1 1 0	1 1 1 0	
0 1 1 1 1	1 1 1 1	
1 0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
1 0 0 0 1		0 0 0 1
1 0 0 1 0		0 0 1 0
1 0 0 1 1		0 0 1 1
1 0 1 0 0		0 1 0 0
1 0 1 0 1		0 1 0 1
1 0 1 1 0		0 1 1 0
1 0 1 1 1		0 1 1 1
1 1 0 0 0		1 0 0 0
1 1 0 0 1		1 0 0 1
1 1 0 1 0		1 0 1 0
1 1 0 1 1		1 0 1 1
1 1 1 0 0		1 1 0 0
1 1 1 0 1		1 1 0 1
1 1 1 1 0		1 1 1 0
1 1 1 1 1		1 1 1 1

Le premier bit, E, détermine uniquement lequel des deux circuits récepteurs, 926 ou 927, interviendra à la réception d'un ordre donné !
Le reste du code (DCBA) se retrouve intégralement mais momentanément, tant que dure l'appui sur une touche de l'émetteur, sur les quatre sorties (5, 6, 7, 8).
Quelques composants annexes suffisent à rendre les ML926 et 927 opérationnels. Les quatre résistances aux broches 5 à 8 sont des résistances de tirage à la masse, on travaille donc en logique négative.
Le condensateur C1 est à dimensionner en fonction de celui de l'émetteur comme suit :

$$F_{rx} = \frac{1}{0{,}15\ .\ C_1\ .\ (R_5 + P_1)}$$

avec $F_{rx} = \frac{40}{t_0}$

t_0 est la période correspondant à un 0 logique, voir diagramme d'émission sur la fiche du SL490. L'association $P_1 + R_5$ (100 kΩ ajustable + la 56 kΩ fixe) permettra l'ajustage final entre l'émetteur et le récepteur, afin d'obtenir une liaison fiable et reproductible. Pour terminer avec le schéma d'application, nous noterons que la broche 3 d'entrée du signal PPM peut être reliée directement à un préamplificateur infrarouge intégré tel que le SL486 vue précédemment.

FICHE COMPOSANT

FICHE COMPOSANT

AMPLIFICATEUR VIDEO LARGE BANDE

Le NE592N8 *Philips*

Le NE592 est un circuit intégré spécifique à l'amplification de signaux avec une bande passante de 100 MHz. On peut le configurer en filtre passe bande, passe bas, réjecteur et passe haut par le biais de réseaux RLC accordés. L'entrée et la sortie peuvent se faire en mode symétrique ou assymétrique avec une variation du gain allant de 1 à 400.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

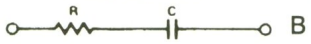
Alimentation : ± 6 V ou 12 V.
Consommation : 25 mA.
Bande passante : 100 MHz.
Résistance d'entrée : 8 kΩ avec 2 pF en parallèle.
Résistance de sortie : 20 Ω.
Niveau de sortie : 4 V crête à crête.
Gain en tension : 45 dB max.
Les broches 2 et 7 peuvent être reliées entre elles soit par une résistance de 1 Ω à 1 MΩ, le gain varie ainsi de 400 à 0,02. En plaçant un circuit accordé entre ces deux broches, on réalise ainsi un amplificateur sélectif.

Passe bas



A

Passe haut



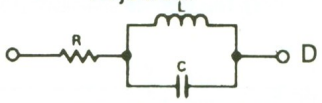
B

Passe bande



C

Réjecteur



D

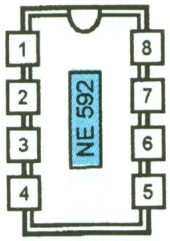
A $\frac{1.4 \times 10^4}{L}\left[\frac{1}{s + R/L}\right]$

B $\frac{1.4 \times 10^4}{R}\left[\frac{s}{s + 1/RC}\right]$

C $\frac{1.4 \times 10^4}{L}\left[\frac{s}{s^2 + R/Ls + 1/LC}\right]$

D $\frac{1.4 \times 10^4}{R}\left[\frac{s^2 + 1/LC}{s^2 + 1/LC + s/RC}\right]$

$S = j2\pi f$. fonctions de transfert : $\frac{Vs}{Ve}$



Boîtier DIL 8 broches.

BROCHAGE DU NE592N8

1 entrée 2
2 sélection du gain
3 masse ou alimentation négative
4 sortie 2
5 sortie 1
6 alimentation positive
7 sélection du gain
8 entrée 1

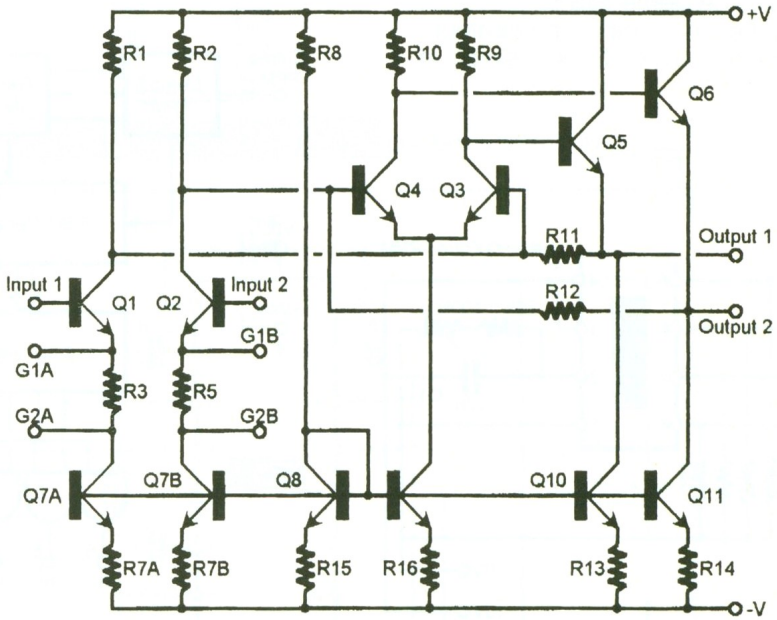
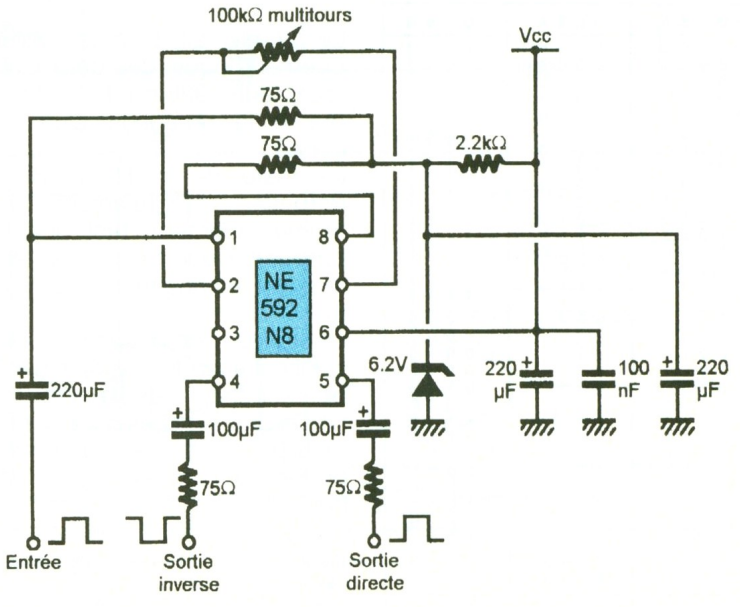


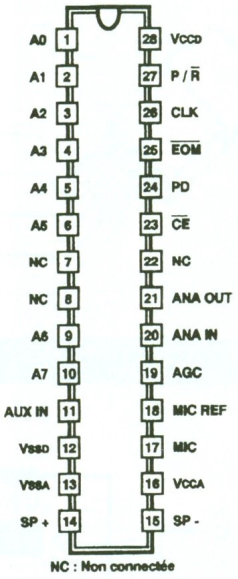
Schéma interne du circuit et application du NE592.



MEMOIRE NUMERIQUE DE PAROLES

LE ISD 1016 *ISD*

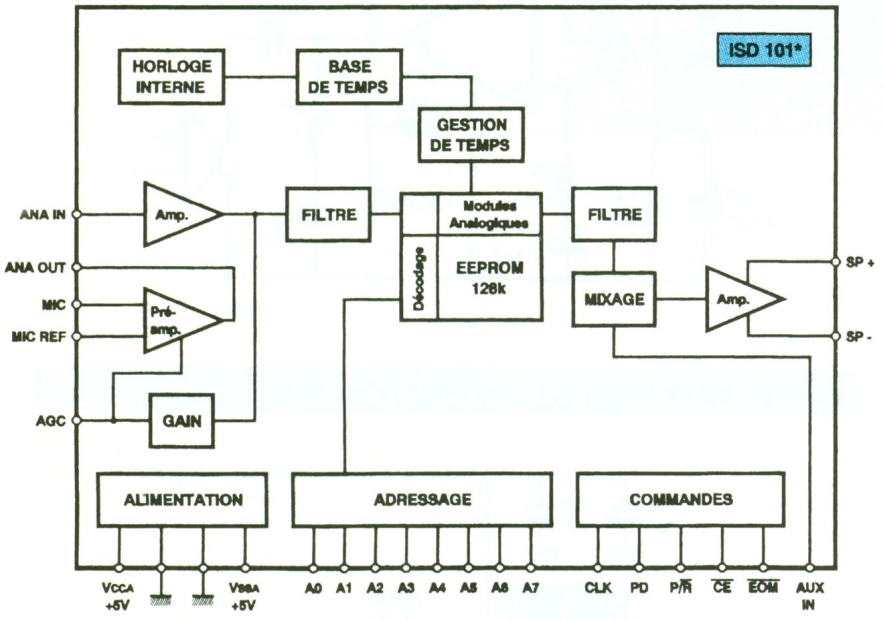
Ce circuit intégré fait partie d'une grande famille permettant l'enregistrement et la restitution de messages, comme le fait un magnétophone. La fidélité de reproduction est remarquable, mais dépend du temps d'enregistrement possible : 12, 16 et 20 s. Il s'alimente sous une tension de 5 V et sa consommation reste modérée. Le fabricant garantit 10 000 cycles d'enregistrement avec la conservation du message pendant dix ans. La restitution de la parole s'exécute directement sur un haut-parleur d'une impédance de 8 à 16 Ω. Le schéma représente une application typique du circuit intégré.

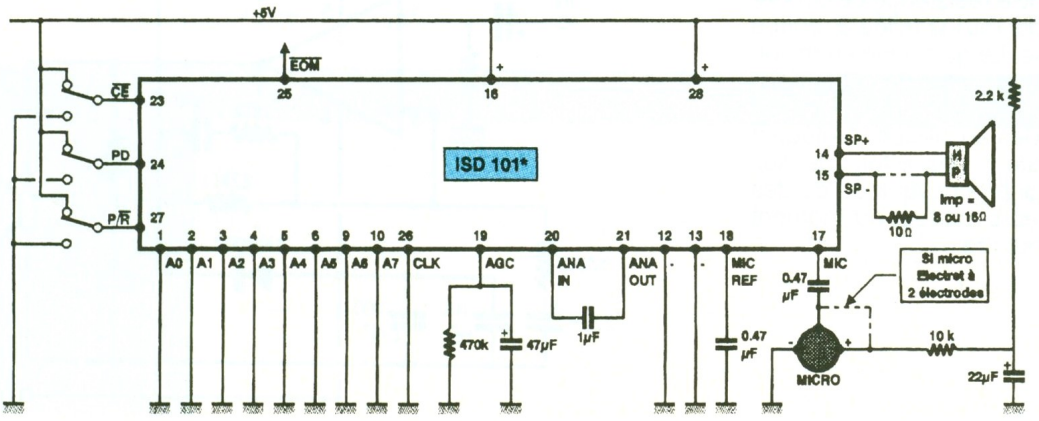


Boîtier DIL 28 broches.

LE BROCHAGE DU ISD1016

1 à 6 et 9, 10 entrées des adresses de configuration, A0 à A7 à la masse, on retrouve l'utilisation classique du ISD1016
7, 8 non connectées
11 permet de cascader plusieurs ISD, active si CE = 1, EOM = 0 en fin de message
12 masse digitale
13 masse analogique
14 sortie Hp+
15 sorti Hp—
16 alimentation Vcc analogique
17 entrée micro, un modèle électret convient avec un couplage capacitif
18 découplage du préamplificateur micro
19 CAG micro, elle ajuste la gamme dynamique d'utilisation du microphone. Pour $U_{19} \leq 1{,}5$ V, le gain est maximal (24 dB), à partir de 1,8 V le gain diminue.
20 entrée analogique à relier à la broche 21 par une capacité
21 sortie analogique, sortie du préamplificateur micro
22 non connectée
23 CE, mise à l'état bas en mode lecture et enregistrement, mise à l'état haut, l'entrée AUX-IN est reliée à l'amplificateur de sortie
24 position veille à l'état haut, faible consommation
25 EOM, passe à l'état bas en fin de lecture d'un message
26 sortie de la base de temps à 1 024 kHz
27 commande P/R à l'état haut, écoute ; à l'état bas, enregistre





Synoptique interne et schéma d'application.

FICHE COMPOSANT

FICHE COMPOSANT

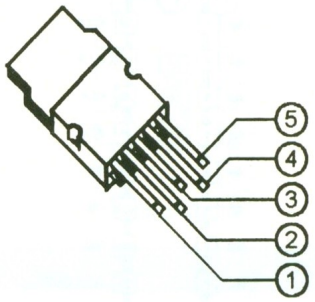
AMPLIFICATEUR AUDIO 14 W

Le TDA2030 — *SGS - THOMSON*

Le circuit TDA2030 est un amplificateur audio d'une puissance de 14 W facile à mettre en œuvre. Il se caractérise par un gain important et une large bande passante, son mode de fonctionnement est la classe AB équipé de protections contre les courts-circuits en sortie et la surchauffe du circuit.

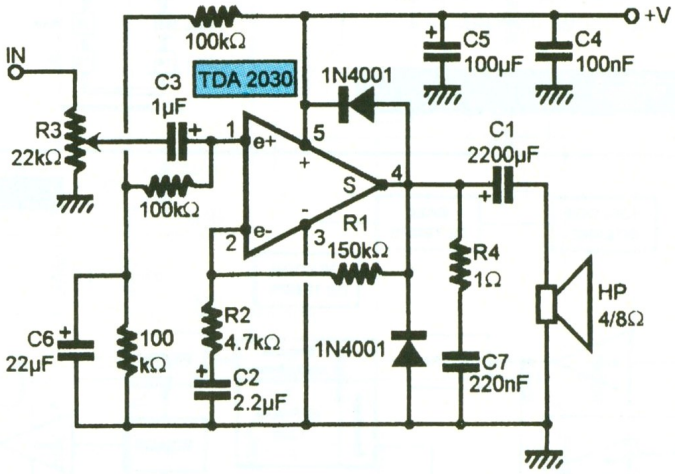
Ses principales caractéristiques sont les suivantes :
Alimentation : de ± 6 à ± 18 V.
Courant de repos : 40 à 60 mA.
Bande passante à G_V = 30 dB : 10 Hz à 140 kHz à — 3 dB.
Sensibilité : 250 mV.
Résistance d'entrée : 0,5 à 5 MΩ.
Gain en tension en boucle ouverte : 90 dB.
Gain en tension en boucle fermée : 30 dB.
Puissance de sortie à Vcc = ± 14 V : 12 W sous 4 Ω.
Courant de drain : 1 A.
Bruit à l'entrée : 10 µV.

Les montages illustrent deux utilisations type du TDA 2030 sous une alimentation simple. On distingue, indépendamment de l'alimentation « plus » et « moins », l'entrée de l'amplificateur. Les signaux sont prélevés par l'intermédiaire du curseur d'un ajustable et sont acheminés sur l'entrée par le biais d'une capacité. Un pont de résistance fixe un potentiel fixe de référence sur cette entrée.
Le signal de sortie alimente l'enroulement du haut-parleur par l'intermédiaire d'une capacité de valeur importante. La résistance de 1 Ω et la capacité de 220 nF stabilisent la fréquence. On reconnaît également la résistance de contre-réaction de 150 kΩ reliée à l'entrée inverseuse. Le gain varie en raison inverse de la valeur de cette résistance.
Deux diodes au silicium protègent l'amplificateur des effets de self dont l'origine peut venir du ou des haut-parleurs, surtout au moment de leur coupure.

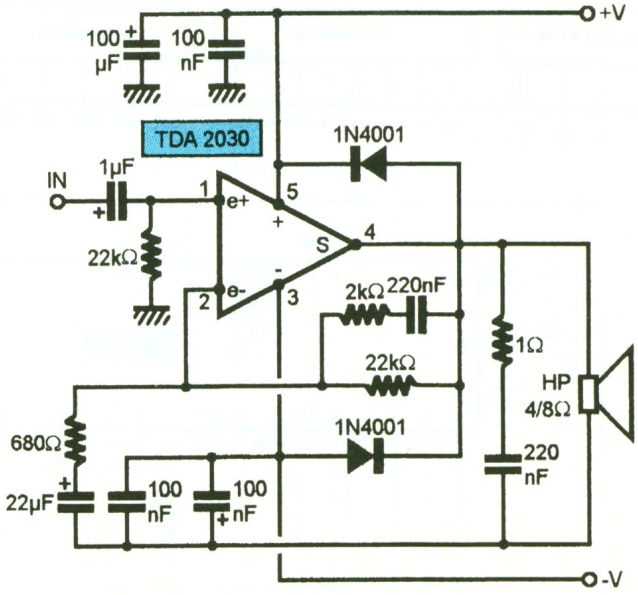


BROCHAGE DU TDA2030
Boîtier Pentawatt
1 entrée non-inverseuse
2 entrée inverseuse
3 alimentation — Vcc ou masse
4 sortie audio 4 à 8 Ω
5 alimentation + Vcc

Boîtier Pentawatt de puissance.

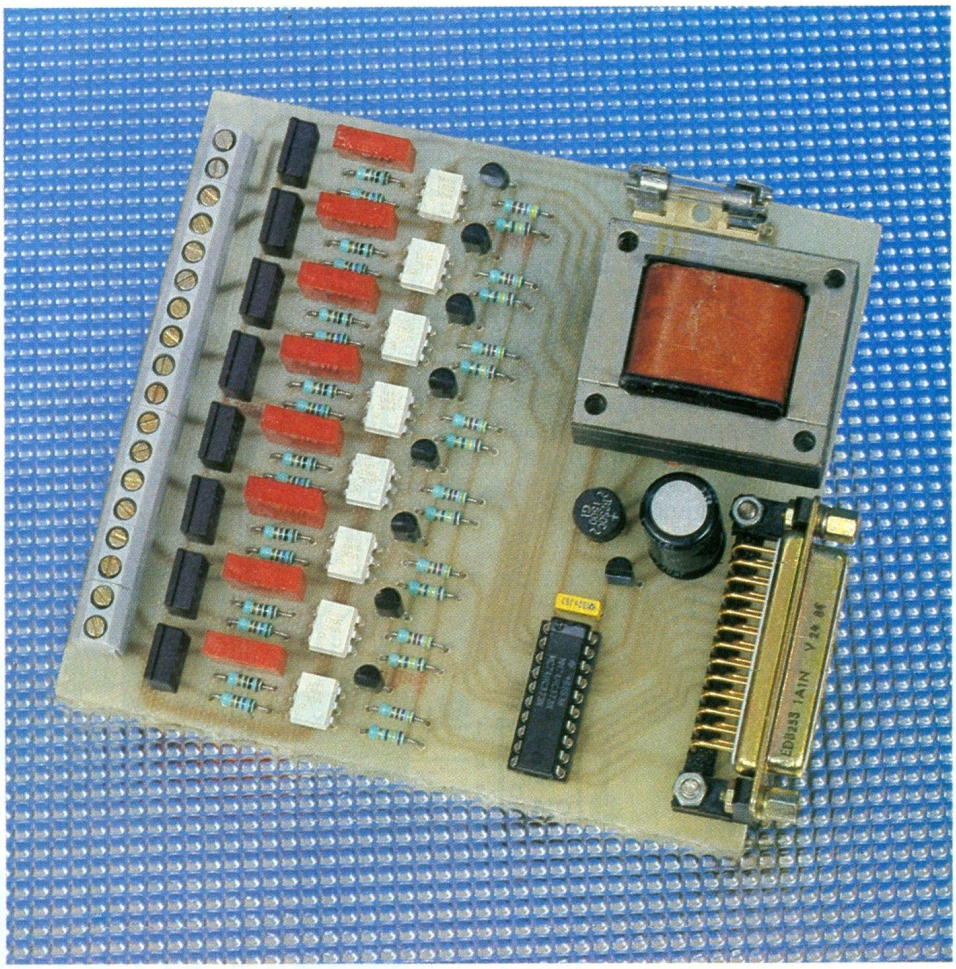


Deux schémas d'application.



CHENILLARD D'AMBIANCE POUR PC

L'association musique/informatique s'est généralisée ces dernières années alors que la logique numérique était déjà implantée dans les animations lumineuses. Aujourd'hui, nous associerons l'informatique aux jeux de lumière dans une application de chenillard multifonction.



Difficile de concevoir un jeu de lumière sans y associer le secteur 220 V, grandeur incompatible avec les bits numériques d'un ordinateur. Une isolation galvanique s'impose et peut être obtenue par des relais électromagnétiques ou par un optocouplage.
L'animation lumineuse met en œuvre des commutations fréquentes d'états brefs qui mettraient à rude épreuve les contacts des relais, sans oublier leur temps de réponse non négligeable.
Par conséquent, l'utilisation de relais n'est pas à retenir pour cette application.
L'optoélectronique, quant à elle, s'est considérablement développée ces dernières années et nous offre aujourd'hui des optotriacs spécialement conçus pour déclencher des triacs avec une parfaite isolation galvanique. Ici, pour l'application du chenillard d'ambiance pour PC, la séparation ordinateur/réseau secteur sera totale. Un autre atout des optotriacs est leur taille (boîtier DIP 6) ainsi que l'option d'un déclenchement au passage par le zéro secteur. Cette autre spécificité évite de hacher le courant secteur et élimine les parasites habituels. Motorola propose une gamme complète d'optocoupleurs dont une série d'optotriacs sous les références MOC 3009... MOC 3041... MOC 3083, dont les principales caractéristiques sont résumées dans le tableau.
Devenus familiers, les plus courants (MOC 3020 et MOC 3041) sont disponibles chez la plupart des boutiques électroniques.

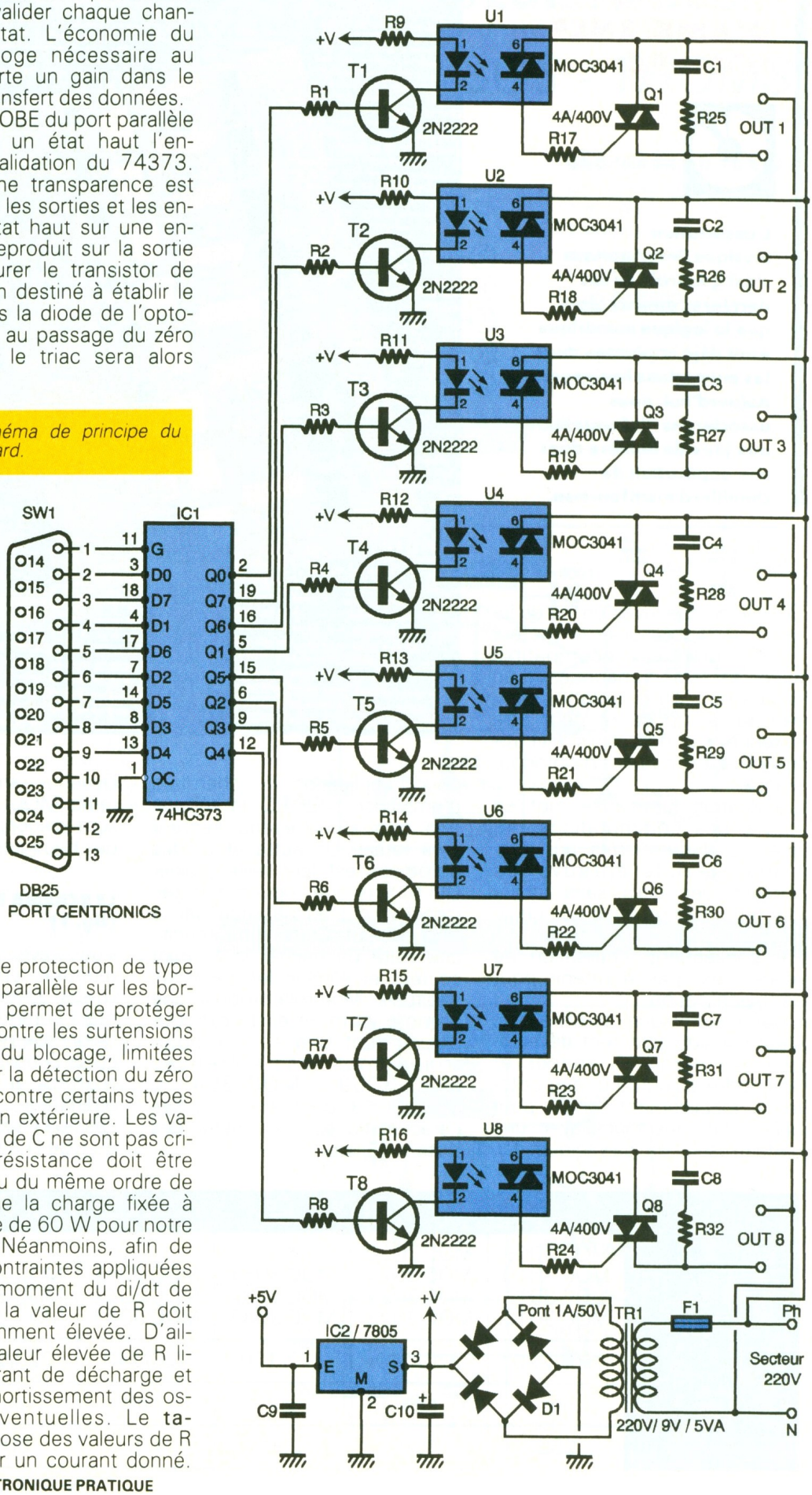
LE SCHEMA ELECTRONIQUE (fig. 1)

Vous l'avez compris, la base du montage repose sur l'association triacs/optotriacs, l'ensemble étant commandé de manière traditionnelle par un réseau de bascules D pilotées par le port Centronics d'un PC ou autre ordinateur.
Les huit bascules du 74373 sont du type D à verrouillage. Un front

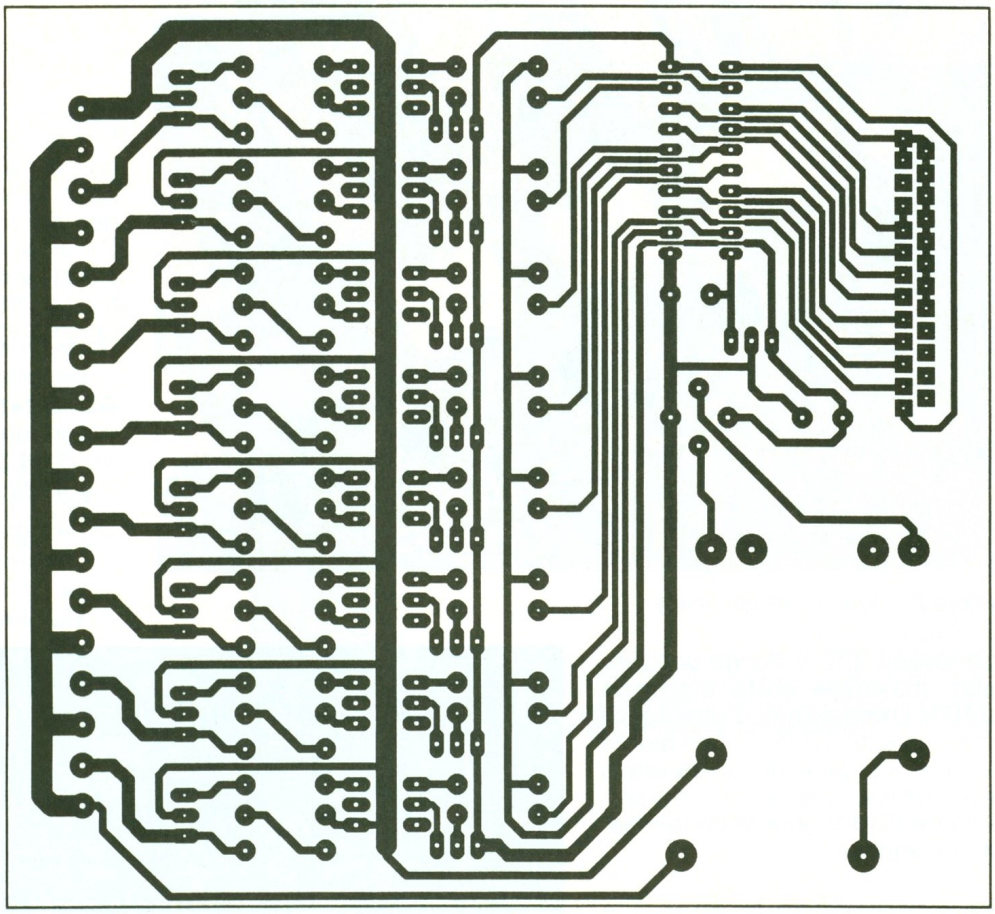
Courant Ift (max)	Références des différents optotriacs					
30 mA 15 mA 10 mA 5 mA	MOC 3009 MOC 3010 MOC 3011 MOC 3012	MOC 3020 MOC 3021 MOC 3022 MOC 3023	MOC 3031 MOC 3032 MOC 3033	MOC 3041 MOC 3042 MOC 3043	MOC 3061 MOC 3062 MOC 3063	MOC 3081 MOC 3082 MOC 3083
Tension secteur	110/220	220/240	110/120	220/240	220/240	220/240
Détection zéro	non	non	oui	oui	oui	oui
Vdrm (V)	250	400	250	400	600	800

d'horloge n'est donc pas nécessaire pour valider chaque changement d'état. L'économie du front d'horloge nécessaire au latchs apporte un gain dans le temps de transfert des données.
La ligne STROBE du port parallèle validera par un état haut l'entrée G de validation du 74373. Dès lors, une transparence est établie entre les sorties et les entrées. Un état haut sur une entrée D est reproduit sur la sortie Q pour saturer le transistor de commutation destiné à établir le courant dans la diode de l'optocoupleur et, au passage du zéro de tension, le triac sera alors amorcé.

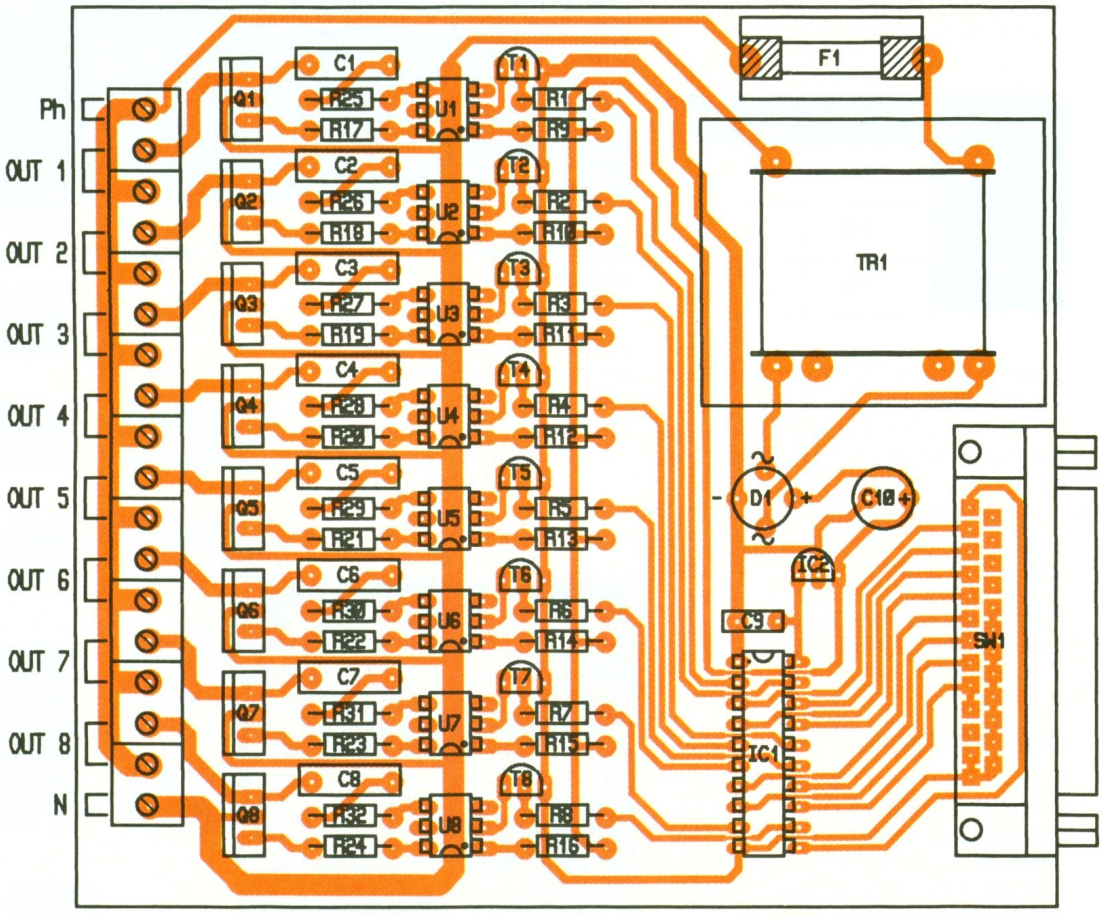
1 *Le schéma de principe du chenillard.*



Un réseau de protection de type RC série en parallèle sur les bornes du triac permet de protéger ce dernier contre les surtensions au moment du blocage, limitées d'ailleurs par la détection du zéro secteur, et contre certains types de surtension extérieure. Les valeurs de R et de C ne sont pas critiques. La résistance doit être plus faible ou du même ordre de grandeur que la charge fixée à une ampoule de 60 W pour notre application. Néanmoins, afin de limiter les contraintes appliquées au triac au moment du di/dt de l'amorçage, la valeur de R doit être suffisamment élevée. D'ailleurs, une valeur élevée de R limite le courant de décharge et favorise l'amortissement des oscillations éventuelles. Le **tableau 2** propose des valeurs de R et de C pour un courant donné.



2/3 *Dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants.*



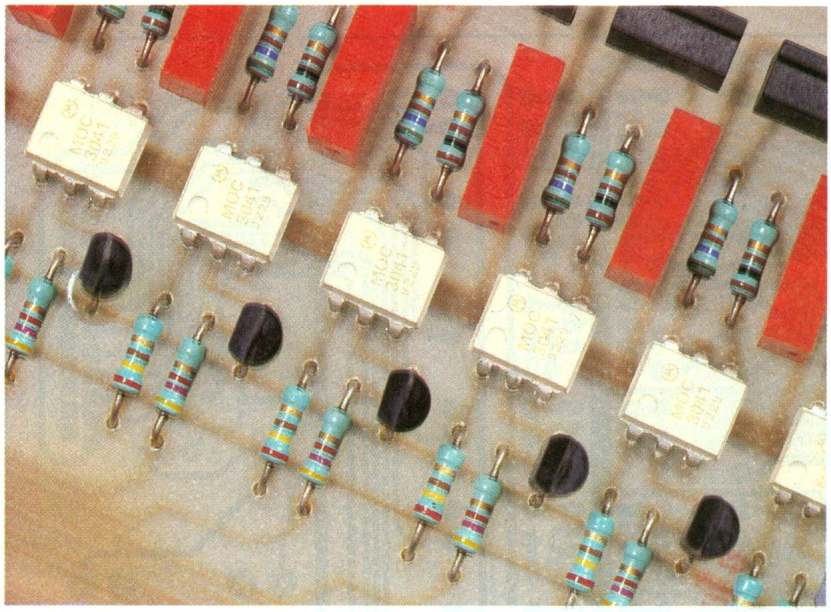


Photo 2. – Vue sur les optotriacs.

Le réseau 220 V donne une tension maximale crête d'environ 340 V compte tenu d'une dérive maximale de 10 %. Si l'on ajoute à cela les pics de surtensions éventuelles, une tension de service de 630 V pour le condensateur s'impose.

Pour notre application, le contexte non-industriel (pas de proximité de moteurs, machines...) nous permet l'emploi d'une tension de service de 400 V, ce qui minimise l'encombrement du condensateur.

I	R	C
0,5A	100	22 nF
2A	47	47 nF
4A	33	100 nF

L'alimentation, quant à elle, est rituelle avec un 78L05 pour réguler la tension d'alimentation des bascules. En revanche, et afin de ne pas échauffer le régulateur inutilement, le courant des optocoupleurs sera issu de la tension redressée filtrée. En effet, il n'est pas nécessaire que ce courant soit régulé puisque sa valeur peut varier de 15 à 60 mA.

LE LOGICIEL (tableau 3)

Ecrit en GW-Basic, il est une base à un développement plus personnel, fonction des applications qui vous sont chères et de la diversité de fonctions chenillard que l'ordinateur procure.

nir avec les connecteurs et le tranformateur. Avant la mise en service, on prendra soin de vérifier le sens d'implantation des composants polarisés. A la mise sous tension, la tension aux bornes du condensateur de filtrage C_1 ainsi que la tension régulée seront vérifiées. Ce constat établi, la connexion au PC et à la rampe de spots sera entreprise.

Alimentez la carte et lancez le programme.
Vous observerez alors le défilement des spots. Il ne vous reste plus qu'à imaginer toutes sortes d'animations.

H. CADINOT

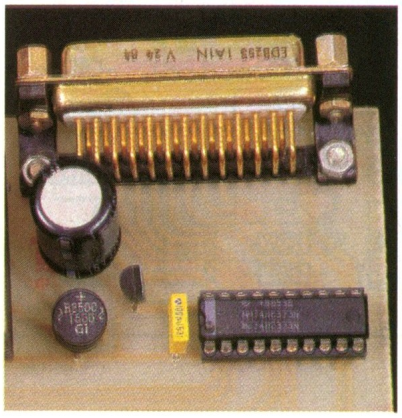
```
PROGRAMME SIMPLE DE GENERATION D'UN CHENILLARD CLASSIQUE

10 CLS:AD.DATA=888:AD.OUT=890
50 REL.POIDS(1)=1:REL.POIDS(2)=2:REL.POIDS(3)=8:REL.POIDS(4)=4
60 REL.POIDS(5)=32:REL.POIDS(6)=16:REL.POIDS(7)=64:REL.POIDS(8)=128
100 REM INITIALISATION
110 DONNEE=0:OUT AD.DATA,DONNEE:OUT AD.OUT,1:OUT AD.OUT,0:OUT AD.OUT,1
200 REM Chenillard simple
210 I=1:K$="":TEMPO=500:'TEMPO doit être adaptée à la vitesse du micro !
220 WHILE K$=""
230  DONNEE=REL.POIDS(I):GOSUB 500
240  FOR T=0 TO TEMPO:NEXT T
250  I=I+1:IF I=9 THEN I=1
260  K$=INKEY$
270 WEND
280 PRINT "FIN, au revoir."
290 END
500 REM LATCH
510 OUT AD.DATA,DONNEE:OUT AD.OUT,0:OUT AD.OUT,1:RETURN
```

REALISATION PRATIQUE (fig. 2 et 3)

Un circuit imprimé en verre époxy, réalisé selon une méthode photographique, sera préféré.
La réalisation est simple. On commencera traditionnellement par implanter les résistances, puis les divers boîtier DIP, pour fi-

Photo 3. – La prise DB25 qui permet le raccordement au PC.

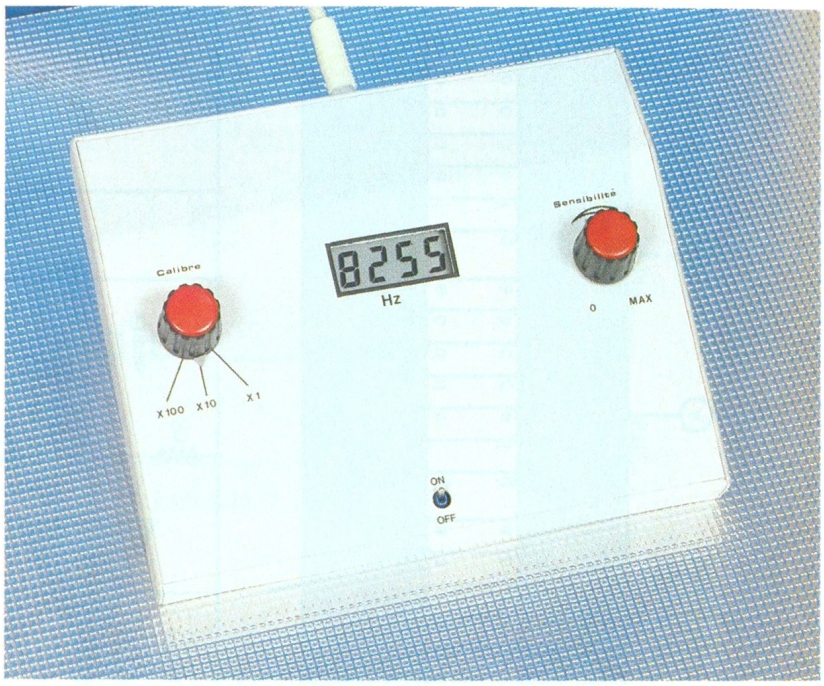


NOMENCLATURE

R_1 à R_8 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_9 à R_{16} : 240 Ω (rouge, jaune, marron)
R_{17} à R_{24} : 560 Ω (vert, bleu, marron)
R_{29} à R_{32} : 100 Ω (marron, noir, marron)
U_1 à U_8 : MOC 3041
Q_1 à Q_8 : triac 4 A/400 V
C_1 à C_8 : 22 nF/400 V
C_9 : 100 nF
C_{10} : 470 µF/16 V
T_1 à T_8 : BC 547B ou 2N2222
IC_1 : 74HC373
IC_2 : 78L05
F1 : fusible 100 mA
D_1 : pont 1 A/50 V
TR_1 : 220 V/9 V/5 VA
SW_1 : DB25
SW_2 : porte-fusible pour circuit
SW_3 à SW_{11} : borniers 2 plots
1 transformateur pour circuit 220 V/ 9 V-5 VA

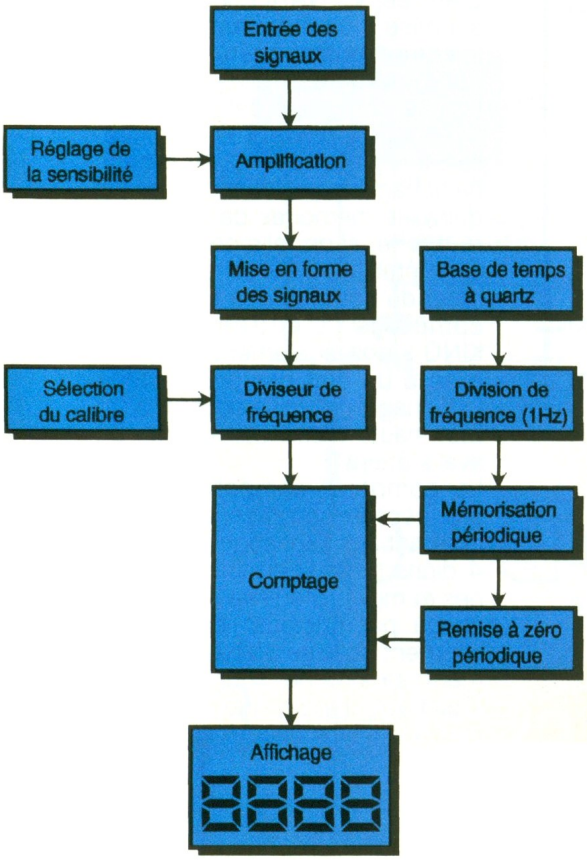
FREQUENCEMETRE DIGITAL A QUARTZ

Il est toujours intéressant d'enrichir à peu de frais ses possibilités de mesure. C'est la raison pour laquelle nous vous proposons la réalisation de ce fréquencemètre digital à 10 000 points. Piloté par un quartz, sa précision est tout à fait remarquable. De surcroît, aucune mise au point ne sera nécessaire. Il permet la mesure de fréquences jusqu'à 100 kHz, même à partir de signaux de faible amplitude.



I – LE PRINCIPE (fig. 1)

Les signaux subissent une amplification préalable suivie d'un traitement de mise en forme. Grâce à un potentiomètre, il est possible d'ajuster le gain de l'étage amplificateur à la valeur souhaitée.



Le signal alors obtenu peut voir sa fréquence divisée par 1, 10 ou 100, suivant le calibre sélectionné. Le comptage est réalisé par un MM 74 C 945 qui comporte quatre compteurs BCD montés en cascade. Ses sorties alimentent directement les segments à cristaux liquides de 4 digits, ce qui porte la capacité de l'affichage de 0 à 9999.
Une base de temps pilotée par un quartz délivre, après des divisions appropriées de fréquences, un créneau à une période rigoureusement calibrée à une seconde.
Il se produit alors, et à cette période, les opérations successives et cycliques suivantes :
– comptage,
– mémorisation du résultat,
– affichage maintenu de ce résultat,
– remise à zéro du comptage...
et ainsi de suite.

II – LE FONCTIONNEMENT (fig. 2, 3, 4 et 5)

a) Alimentation

L'énergie est fournie par une pile de 9 V qu'un interrupteur I permet de mettre en service. Afin de disposer d'un potentiel stable, quel que soit l'état de décharge de la pile, un régulateur délivre sur sa sortie une tension fixe de 5 V, valeur que nécessite par ailleurs le circuit intégré affecté au comptage-affichage. La capacité C_1 découple le montage de l'alimentation. L'intensité débitée par la pile reste très modeste : quelques milliampères, grâce au recours à l'affichage à cristaux liquides.

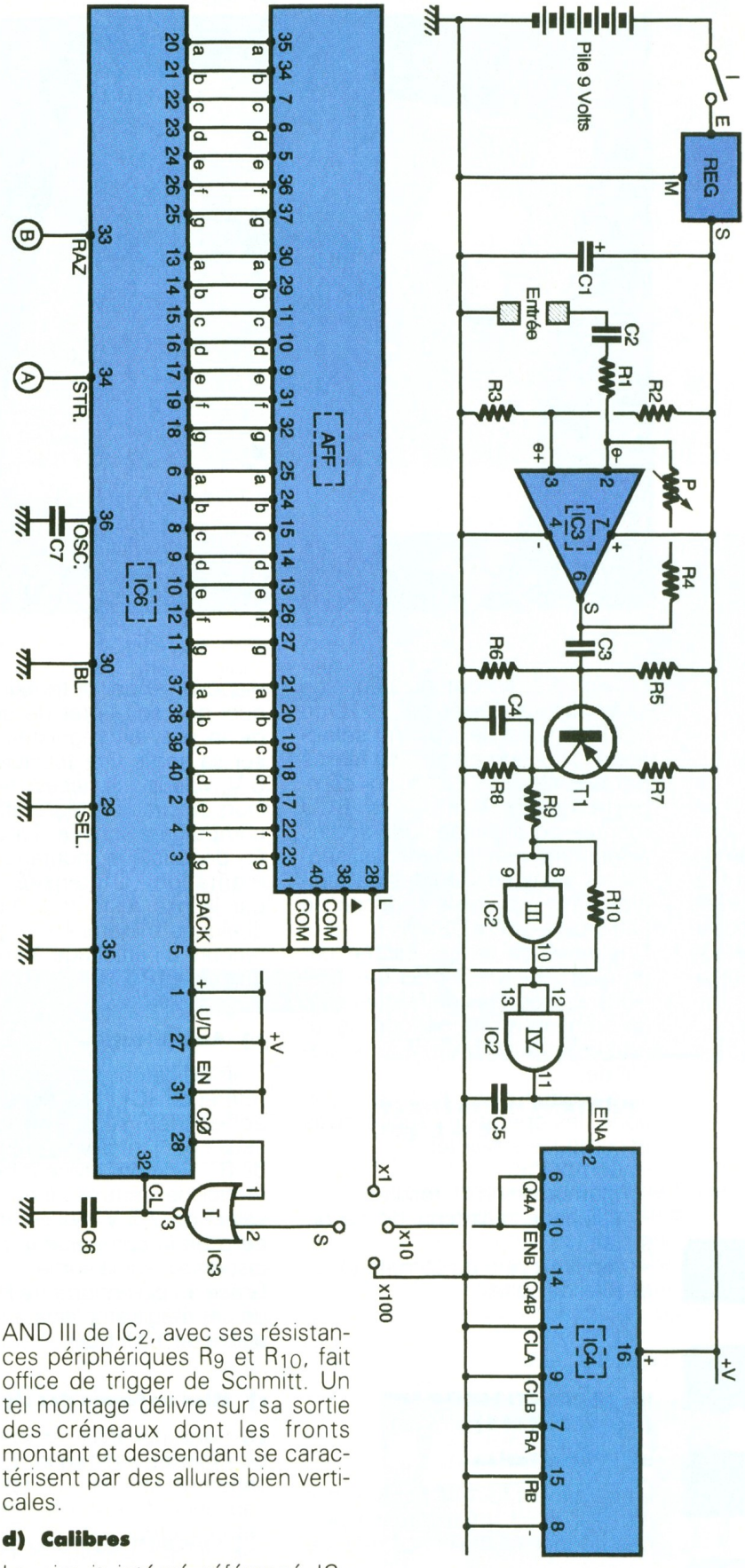
b) Amplification

L'amplificateur est un « 741 », référencé IC_1. Les signaux sont acheminés sur l'entrée inverseuse par l'intermédiaire de C_2 et de R_1. Un pont diviseur fixe le potentiel de l'entrée directe à une valeur de 2,5 V, qui est d'ailleurs celle de la composante continue disponible sur la sortie.
Grâce au potentiomètre P, le gain de cet étage amplificateur est réglable de 10 à 500.

c) Mise en forme des signaux

Le transistor PNP T_1 est monté en émetteur commun. La polarisation de sa base est telle qu'en l'absence de signaux, son potentiel collecteur est nul. En revanche, si des signaux d'amplitude suffisante se manifestent sur la sortie de IC_1, on enregistre sur le collecteur des impulsions positives de même fréquence que celle du signal mesuré. La porte

1 *Le principe du fréquencemètre.*



2 *Le schéma de l'entrée et de l'affichage.*

AND III de IC_2, avec ses résistances périphériques R_9 et R_{10}, fait office de trigger de Schmitt. Un tel montage délivre sur sa sortie des créneaux dont les fronts montant et descendant se caractérisent par des allures bien verticales.

d) Calibres

Le circuit intégré référencé IC_4 est un double compteur BCD ; il s'agit d'un CD 4518. Si la fréquence des créneaux de comptage sur l'entrée ENABLE A est de « F », on relève sur la sortie Q_4 A une fréquence égale à F/10. Cette sortie est reliée à son tour sur l'entrée ENABLE B, si bien que sur la sortie Q_4 B, la fréquence relevée est de F/100. La **figure 5** rappelle le brochage et le fonctionnement d'un tel compteur.

Ainsi, sur le point commun du sélecteur rotatif S, on dispose, suivant sa position :

– de la fréquence propre du signal (calibre « X1 »)
– de la fréquence divisée par 10 (calibre « X10 »)
– de la fréquence divisée par 100 (calibre « X100 »)

e) Comptage et affichage

Le circuit intégré référencé IC_6 est un MM 74 C 945. Il contient quatre compteurs BCD montés en cascade. L'entrée de comptage est repérée « CLOCK ». L'avance se réalise au rythme des fronts descendants des créneaux. Lorsque l'entrée « UP/DOWN » est reliée à un état haut, ce qui est le cas dans la présente utilisation, la sortie « CARRY-OUT » présente un état haut pour la position particulière 9999. Dans ce cas, la porte NOR I de IC_3 reste à un état bas de neutralisation sur sa sortie. Cette disposition évite les dépassements de capacité. Ainsi, si l'affichage atteint la valeur 9999, l'utilisateur saura qu'il convient de passer au calibre supérieur. L'entrée « ENABLE » doit être soumise à un état haut pour que le compteur soit opérationnel ; si cette entrée est reliée à un état bas, le comptage est neutralisé. Si l'entrée « SELECTION » est reliée à un état bas, il se produit l'affichage des valeurs contenues dans les mémoires de sortie. En revanche, si on relie cette entrée à un état haut, l'affichage est le reflet du contenu des cellules de comptage. L'entrée « BLANKING » doit également être soumise à un état bas pour obtenir l'affichage ; si on la soumet à un état haut, l'afficheur monté en aval s'éteint.

Le compteur comporte quatre groupes de sept sorties correspondant aux sept segements des 4 digits (unités, dizaines, centaines et mille). S'agissant d'un affichage par cristaux liquides, un segment sollicité voit alternativement sa broche soumise à un état haut, tandis que le « commun » de l'afficheur est soumis à

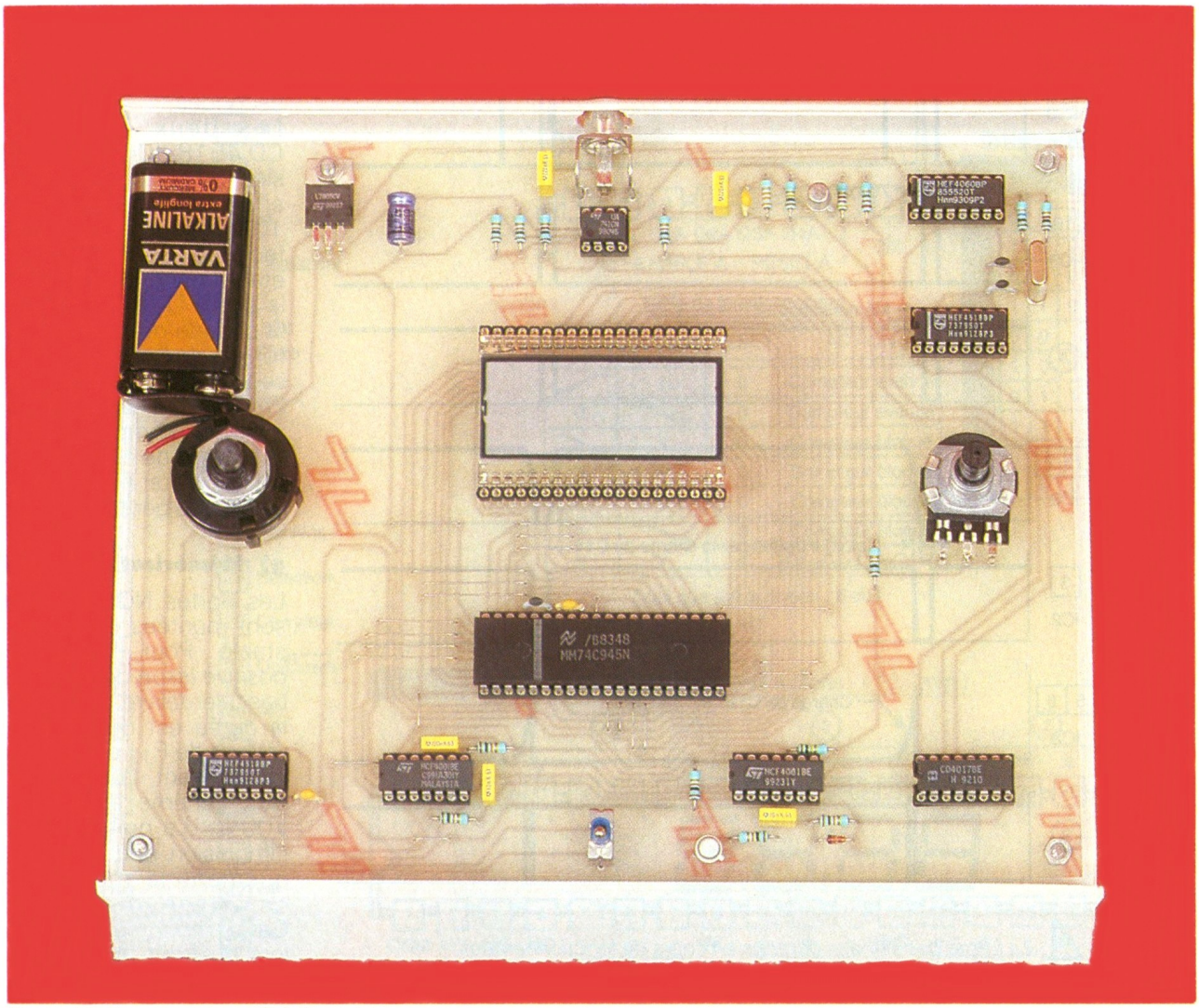
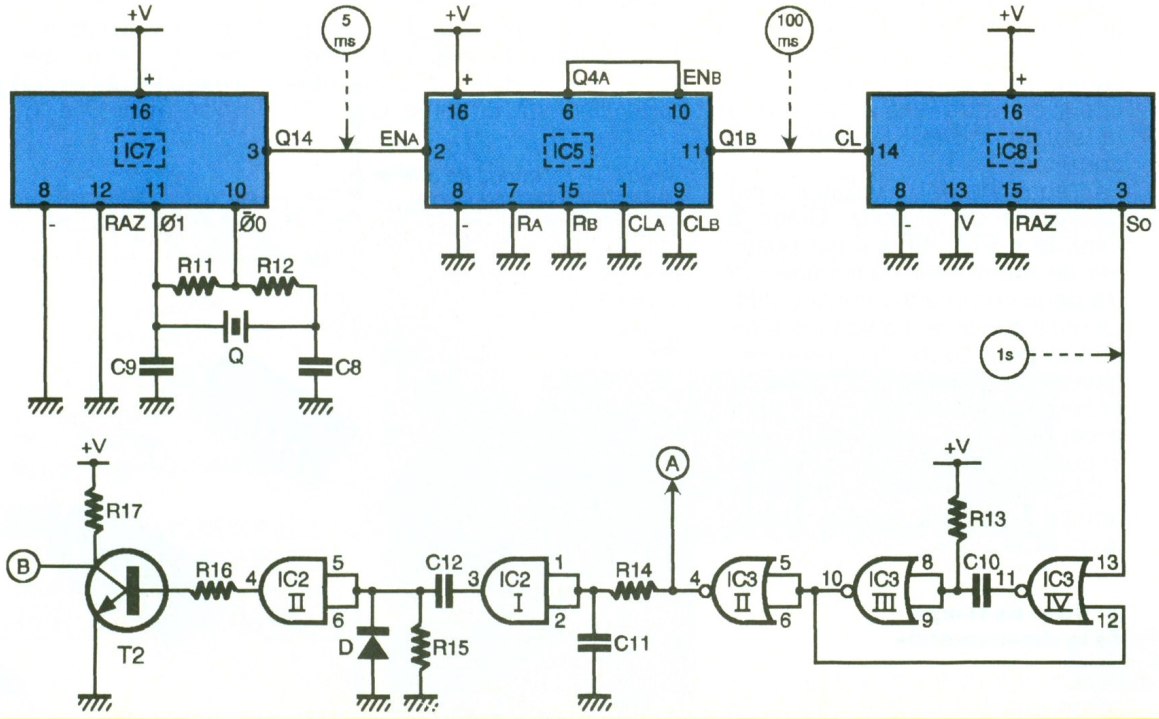
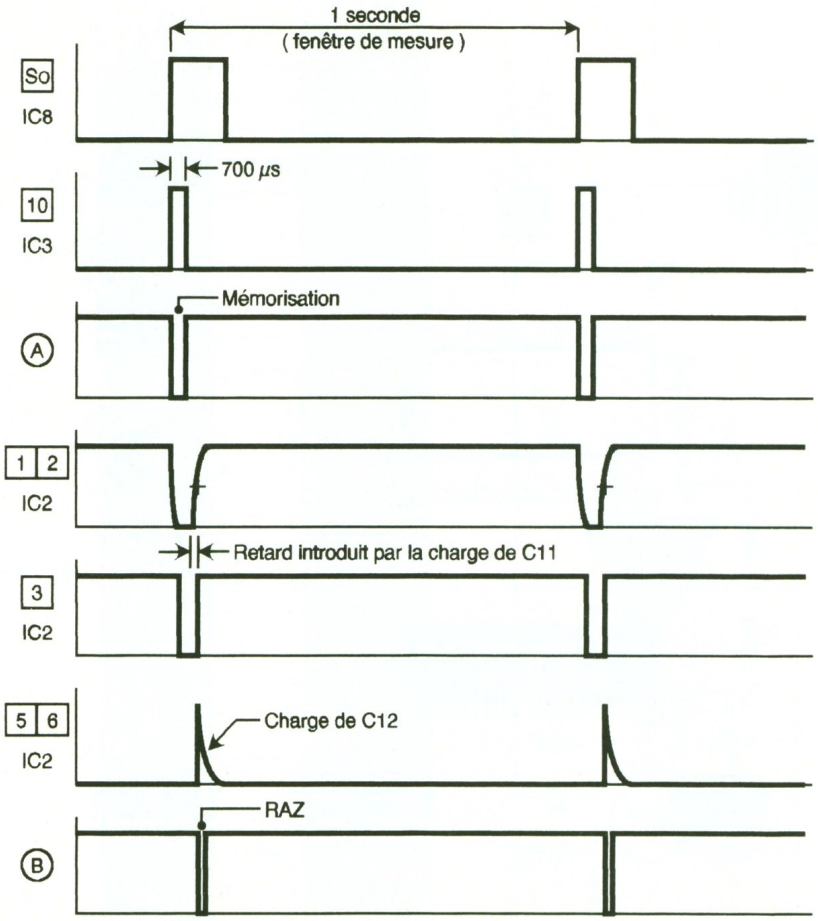


Photo 2. – Le montage prêt à l'emploi.



3 *Le schéma de la base de temps.*



4 *La forme des signaux obtenus en cours de fonctionnement.*

un niveau bas, puis subit une situation inverse (état bas sur la broche et état haut sur le « commun ») lors de l'alternance suivante. Le « commun » de l'afficheur doit être relié à cet effet à la sortie « BACKPLANE » du compteur.
La fréquence des oscillations est de l'ordre de 100 Hz. Grâce à l'entrée « STROBE » il est possible de mémoriser l'affichage entre deux comptages consécutifs. La mise à jour de l'affichage s'effectue pour toute impulsion négative sur l'entrée « STROBE », et cela au moment précis du front ascendant du signal. Enfin, toute impulsion négative sur l'entrée « RAZ » a pour effet immédiat la remise à zéro des quatre compteurs BCD.

f) Base de temps de la chronométrie

Le circuit intégré IC_7 est un compteur binaire de quatorze étages comportant un oscillateur incorporé. Sur la sortie 01, on dispose d'une base de temps pilotée par un quartz de 3,2768 MHz. Sur une sortie Q_i donnée du compteur, la période des créneaux disponible est donc de 2^i/3 276 800 seconde. En particulier, sur la sortie Q_{14}, on peut relever une période de 2^{14}/3 276 800 sec., soit 5 millisecondes.
Les deux étages BCD du CD 4518 (IC_5) réalisent une division de la fréquence par 20. En effet, le compteur A divise par 10, tandis que le compteur B effectue une simple division par 2, étant donné que l'on fait appel à la sortie Q_1 B. En conséquence, la période du créneau délivré par IC_5 est de 5 ms x 20 = 100 millisecondes.
Enfin, IC_8 est un CD 4017, c'est-à-dire un compteur décimal. Sur la sortie S de ce dernier, on enregistre un état haut de 100 ms, et cela à une période de 1 seconde.

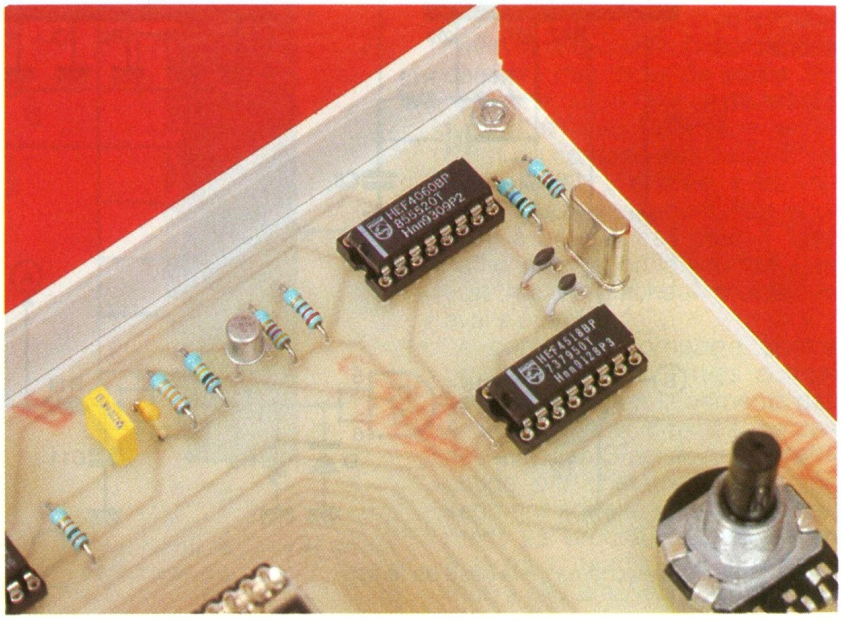
g) Mémorisation périodique

Les portes NOR III et IV de IC_3 sont montées en bascule monostable. Pour chaque impulsion positive issue de S_0 de IC_8, cette bascule délivre un état haut dont la durée est déterminée par les valeurs de R_{13} et de C_{10}. Dans le cas présent, la durée de l'impulsion générée est de l'ordre de 700 µs. La porte NOR II inverse l'impulsion pour assurer périodiquement la mémorisation du comptage chaque seconde. Cette mémorisation se produit lors du front ascendant de l'impulsion.

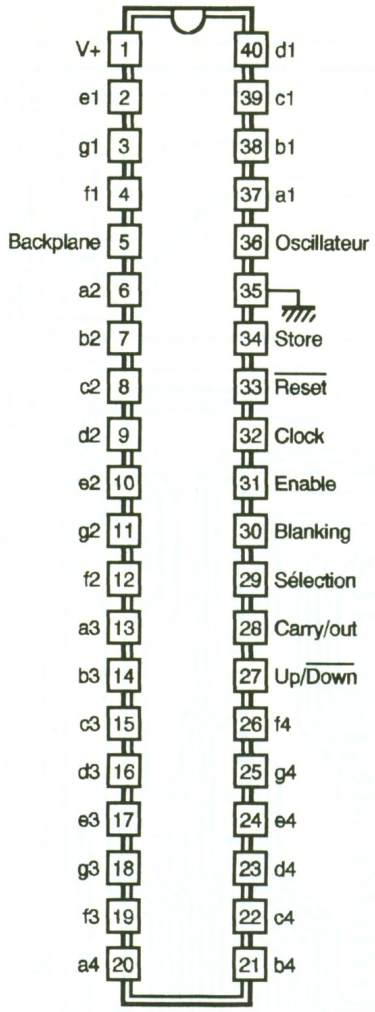
h) Remise à zéro périodique

Sur les entrées de la porte AND I de IC_2, l'état haut se manifeste avec un léger retard par rapport à l'opération de mémorisation,

Photo 3. – Le quartz de référence.



MM 74C 945 Compteur - décompteur 4 digits pour cristaux liquides



CD 4518 Double compteur BCD

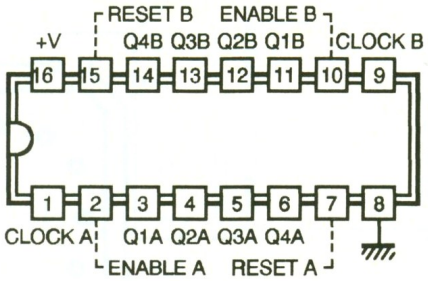


Table de fonctionnement

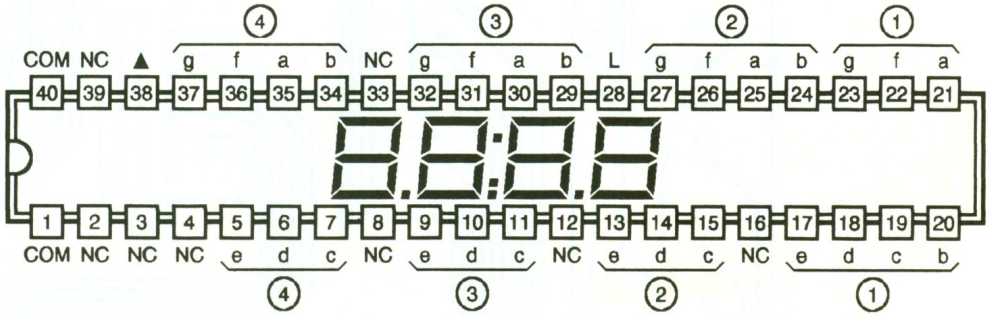
CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
⌐	1	0	Compteur avance
0	¬	0	Compteur avance
¬	X	0	Compteur bloqué
X	⌐	0	Compteur bloqué
⌐	0	0	Compteur bloqué
1	¬	0	Compteur bloqué
X	X	1	Q1=Q2=Q3=Q4=0

X : Quel que soit le niveau : 0 ou1

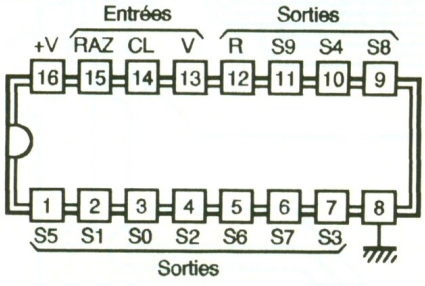
Système BCD

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

VI - 422 Afficheur à cristaux liquides - 4 digits - (12,7mm)

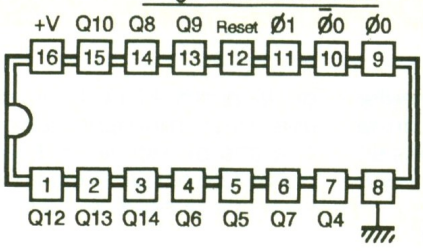


CD 4017 Compteur décodeur décimal



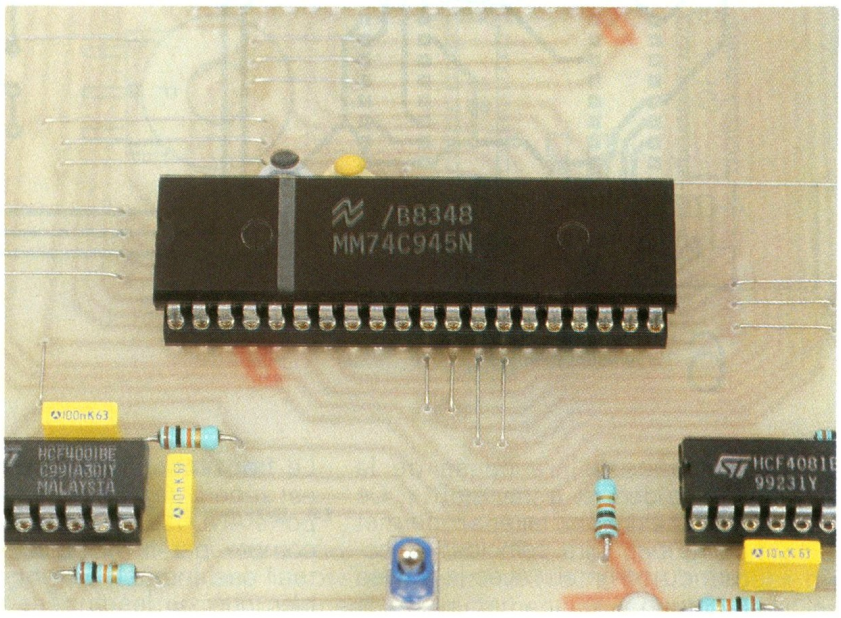
+V : + Alimentation
RAZ : Remise à zéro (RESET)
CL : Horloge (CLOCK)
V : Validation (CLOCK INHIBIT)
R : Report (CARRY OUTPUT)
⫽⫽ : - Alimentation
S0 à S9 : 10sorties d'utilisation

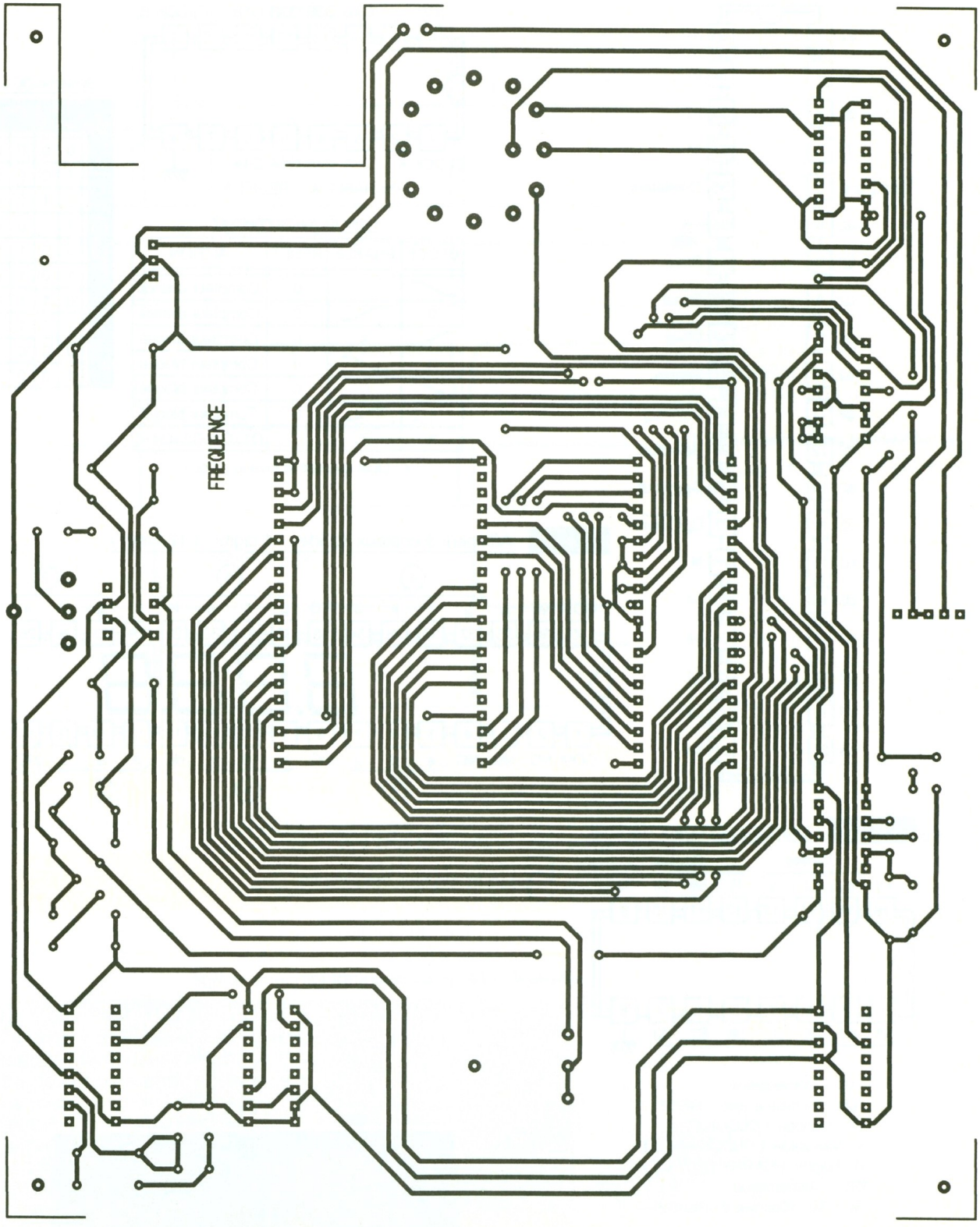
CD 4060 Compteur binaire à 14 étages avec oscillateur



5 *Les brochages des circuits.*

Photo 4. – Le circuit de comptage-décomptage.

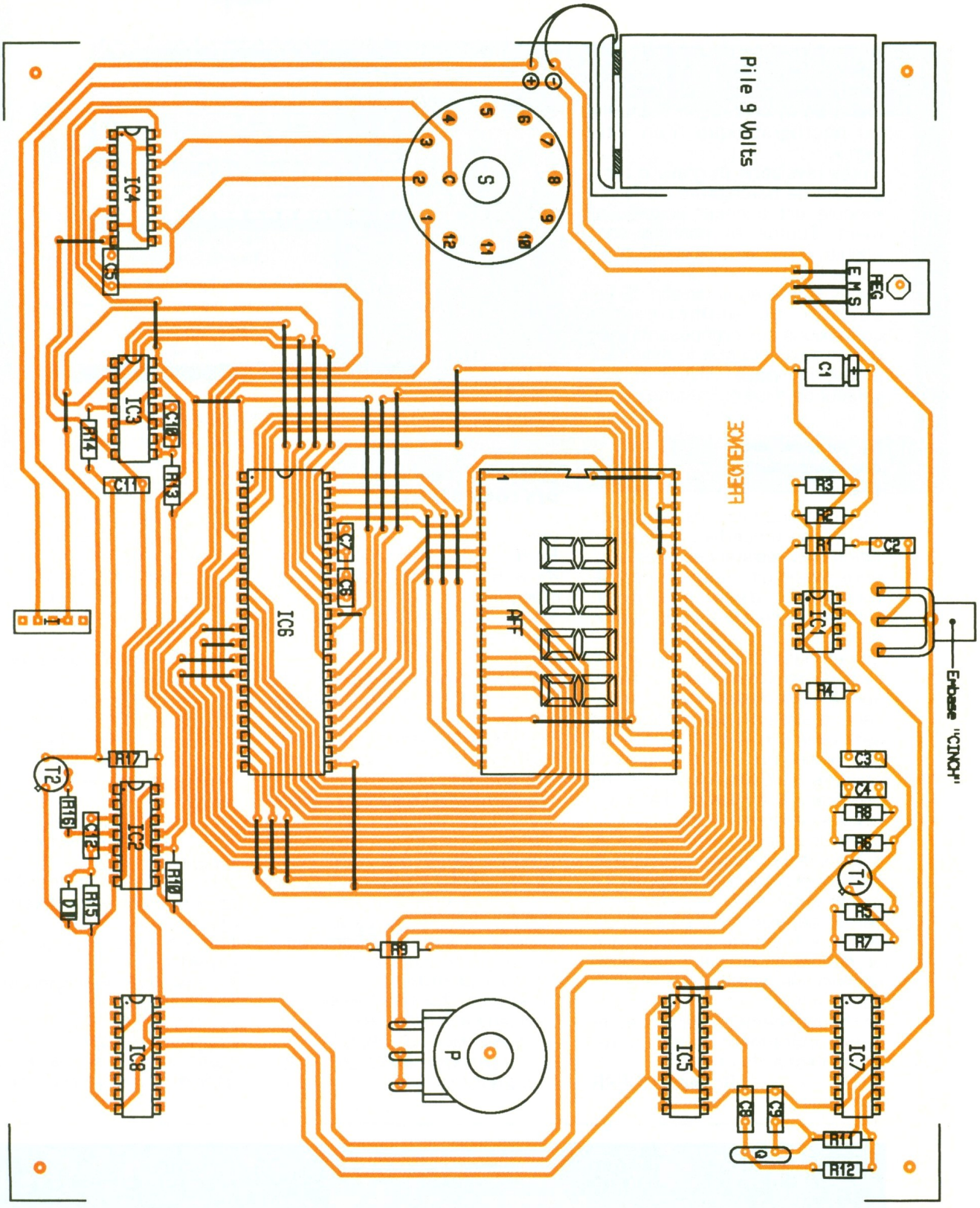




6 *Le circuit imprimé.*

(quelques μs), à cause de la charge de C_{11} à travers R_{14}. Ce retard est volontaire ; il permet de ne pas faire coïncider la lecture du compteur avec la remise à zéro.

Le front montant qui en résulte est répercuté sur la sortie de la porte AND I. Il est aussitôt pris en compte par le dispositif dérivateur que forment R_{15} et C_{12}, si bien que sur les entrées réunies de la porte AND II, on observe une brève impulsion positive due à la charge rapide de C_{12}. L'impulsion se trouve confirmée sur la sortie de la porte AND II ; elle se caractérise par une durée d'envi-



7 *L'implantation des composants.*

ron 50 µs. Le transistor T_2 réalise une inversion ; sur son collecteur, on dispose ainsi d'une impulsion négative assurant la remise à zéro périodique du compteur.

III – LA REALISATION

a) Circuit imprimé (fig. 6)

La densité des pistes a pour origine les nombreuses liaisons entre le compteur et l'afficheur à cristaux liquides. Malgré tout, la réalisation du circuit imprimé ne pose pas de problème particulier. Les éléments de transfert peuvent d'ailleurs être appliqués directement sur le cuivre préalable-

ment dégraissé de l'époxy. Bien entendu, il est tout à fait possible de transiter par le stade intermédiaire de la confection manuelle ou photographique d'un « typon ».
Après révélation et gravure dans un bain de perchlorure de fer, le module est à rincer soigneusement. Toutes les pastilles sont ensuite à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certaines sont à agrandir afin de les adapter au diamètre des connexions des composants plus volumineux tels que le sélecteur rotatif, l'embase CINCH et l'inverseur de mise en marche.

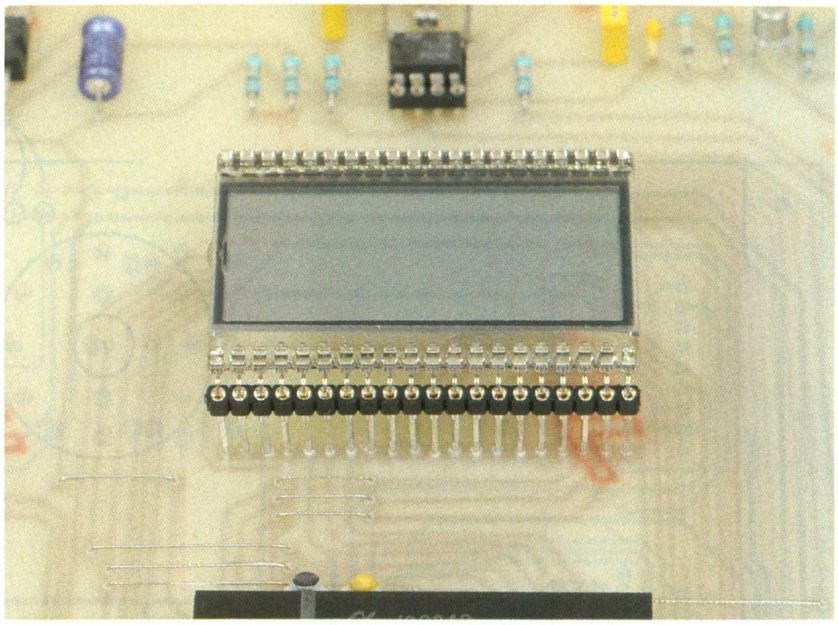


Photo 5. – L'afficheur à cristaux liquides.

b) Implantation des composants (fig. 7)

Après la soudure des straps de liaison, on procédera à l'implantation des résistances, des supports de circuits intégrés, des capacités et des transistors. Ensuite, ce sera le tour du quartz, du régulateur, du sélecteur rotatif de l'embase CINCH et de l'inverseur de mise en service. Attention à l'orientation des composants polarisés. Le potentiomètre sera collé sur le module et relié aux pistes par straps. Après la soudure du coupleur de pile, on procédera à la mise en place des circuits intégrés.
L'afficheur sera enfiché sur deux bandes de réhausses constituées de supports-tulipe à wrapper. La bande supérieure se caractérise par un dépassement plus important que la bande inférieure afin de donner à l'afficheur une position inclinée parallèle à la face supérieure du boîtier.
Le fréquencemètre est directement opérationnel ; aucun réglage n'est à effectuer.

Robert KNOERR

LISTE DES COMPOSANTS

28 straps (18 horizontaux, 10 verticaux)
R_1, R_{12} : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_2 à R_4 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_5 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_6, R_{10} : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_7 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R_8 : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R_{11} : 10 MΩ (marron, noir, bleu)
R_9, R_{13} à R_{17} : 10 kΩ (marron, noir, orange)
P : potentiomètre 470 kΩ linéaire
D : diode signal 1N4148, 1N914
REG : régulateur 5 V 7805
C_1 : 47 µF/10 V électrolytique
C_2 et C_3 : 2 x 0,22 µF, milfeuil
C_4 à C_6 : 3 x 220 pF céramique
C_7 et C_8 : 2 x 22 pF céramique
C_9 : 56 pF céramique
C_{10} : 0,1 µF milfeuil
C_{11} et C_{12} : 2 x 10 nF milfeuil
Q : quartz 3,2768 MHz
T_1 : transistor PNP 2N2907
T_2 : transistor NPN BC 108, 109, 2N2222
IC_1 : µA 741 (ampli op)
IC_2 : CD 4081 (4 portes AND)
IC_3 : CD 4001 (4 portes NOR)
IC_4 et IC_5 : 2 x 4518 (double compteur BCD)
IC_6 : MM 74 C 945 (compteur-décompteur 4 digits)
IC_7 : CD 4060 (compteur binaire 14 étages)
IC_8 : CD 4017 (compteur décodeur décimal)
1 support 8 broches
2 supports 14 broches
4 supports 16 broches
1 support 40 broches
S : sélecteur rotatif (1 x 12 positions)
2 boutons fléchettes
AFF : afficheur cristaux liquides 4 digits (VI-422)
2 supports-bande de 20 broches (à wrapper) pour fixation afficheur
Embase CINCH (pour circuit imprimé)
I : inverseur monopolaire (pour circuit imprimé)
Pile 9 V (6 LR)
Coupleur de pile
Coffret La Tôlerie Plastique (DPC2 17 (25 x 203 x 163)

LE MINITEL ELECTRONIQUE PRATIQUE

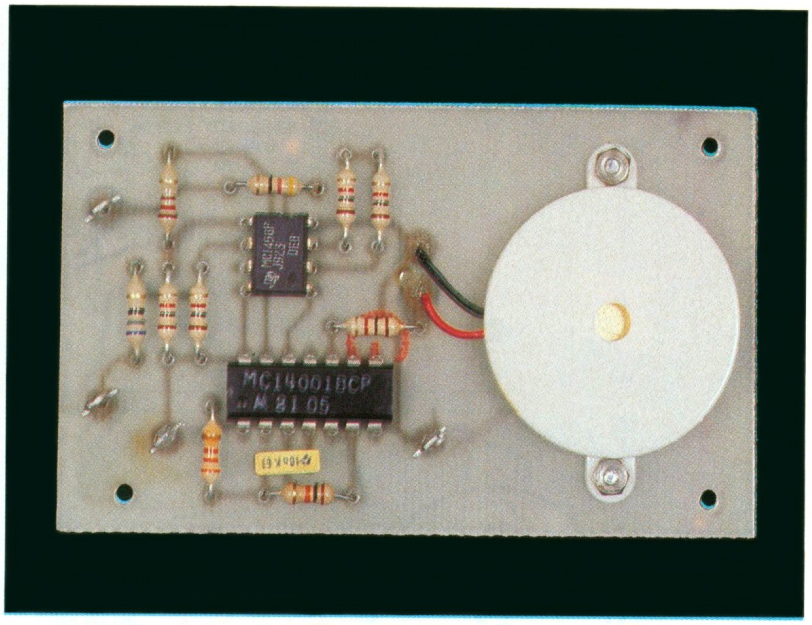
vous propose les services suivants :

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

Tapez 3615 code EPRAT

TESTEUR DE CONTINUITE

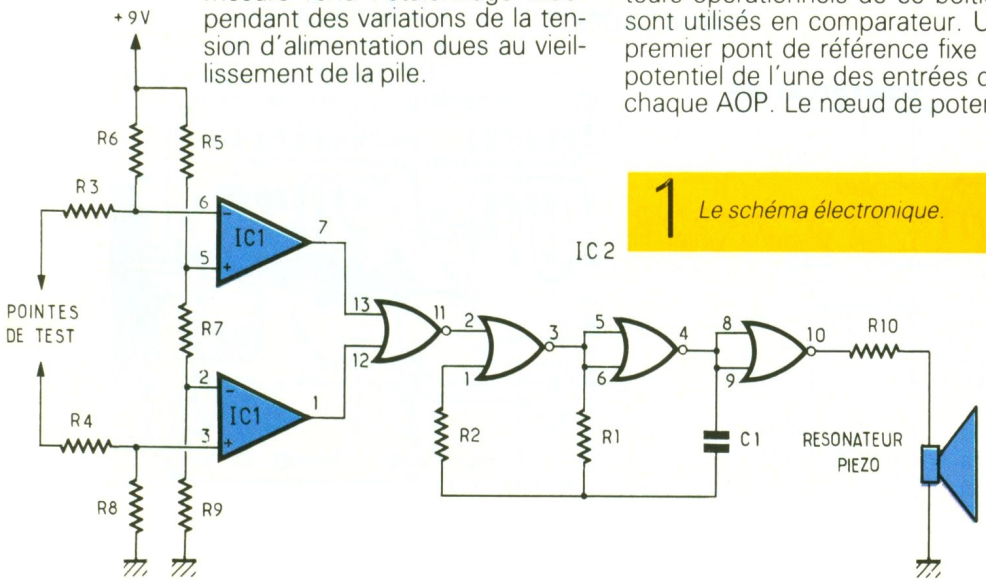
La mise au point et le dépannage de maquettes conduisent le plus souvent à utiliser un multimètre dernier cri en simple testeur de continuité. Conscient de ce besoin, nous vous proposons un testeur fiable et économique, sensible aux faibles résistances, donc idéal pour détecter les courts-circuits.



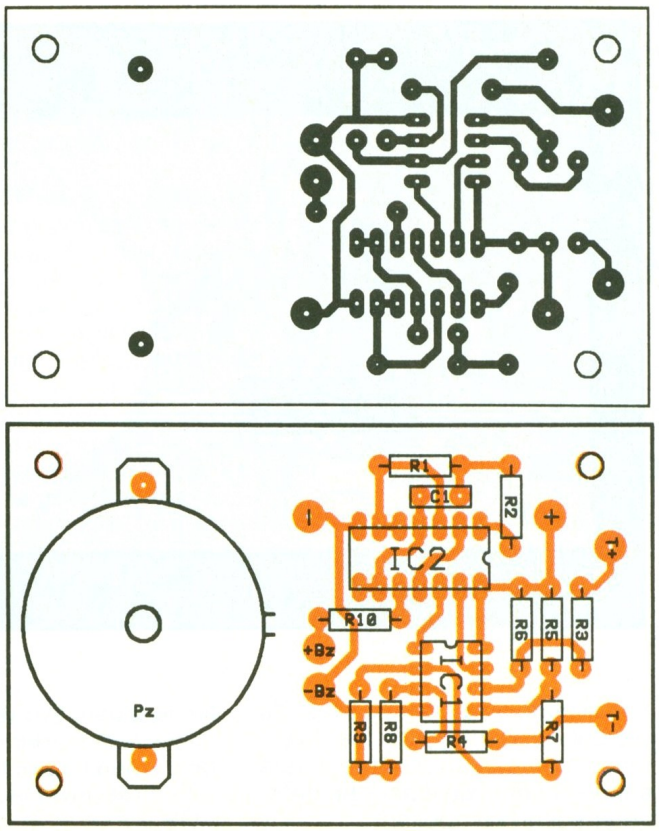
La plupart des pannes sont en effet dues à des courts-circuits provoqués par des soudures maladroites ou une gravure imparfaite du circuit imprimé. De même, une gravure trop poussée crée souvent des microcoupures difficiles à repérer sans sondage. De plus, la recherche de tels problèmes est parfois erronée par des composants voisins, implantés sur le circuit imprimé testé.
Aussi, et afin d'éviter toute confusion, notre testeur a été conçu pour détecter uniquement des liaisons de faible conductivité (inférieure à environ 10 Ω) sans réagir toutefois à la conduction d'une jonction.
L'étalonnage, quant à lui, est simplifié grâce à l'emploi de pont de résistances à 1 % ou de résistances appairées par un tri à l'ohmmètre numérique. De plus, l'utilisation d'un double pont de mesure rend l'étalonnage indépendant des variations de la tension d'alimentation dues au vieillissement de la pile.
Par ailleurs, les pointes de test du testeur présenteront une faible tension et le courant de test sera suffisamment faible pour ne détériorer aucun composant.
Quant au témoin de continuité, il est sonore, et ce choix repose sur les critères suivants : il est beaucoup plus pratique d'observer les pointes de test et d'écouter une signalisation sonore plutôt que de manipuler les pointes de test tout en observant un indicateur lumineux, et la consommation même d'une simple LED reste supérieure à celle d'un résonateur piézo-électrique.

LE SCHEMA ELECTRIQUE (fig. 1)

Il repose sur l'emploi d'un double amplificateur opérationnel de type indifférent (LM358, TL082...). Les deux amplificateurs opérationnels de ce boîtier sont utilisés en comparateur. Un premier pont de référence fixe le potentiel de l'une des entrées de chaque AOP. Le nœud de potentiel le plus élevé de ce pont sera relié à une entrée non-inverseuse tandis que l'autre nœud sera relié à l'entrée inverseuse du second AOP.
Un second pont, de caractéristiques voisines de celles du pont de référence, fixe le potentiel des deux autres entrées des AOP. La résistance centrale de ce pont, Ri, vaut : $R_3 + Rtest + R_4$.
Si Rtest est de faible valeur, alors Ri # $R_3 + R_4$ et Ri est alors inférieure à R_7. Dans ce cas, les sorties des amplis sont saturées et un niveau logique haut est présent sur chaque entrée de la porte NOR. Le niveau logique 0 en sortie de cette porte libère alors, par un niveau bas en sortie 11, les oscillations de l'astable réalisé autour des portes NOR et NOR.
En revanche, si Ri > R_7, cas d'un circuit ouvert ou microcoupure, l'état bas en sortie des amplis op (environ 1,5 V pour des AOP bipolaires) est compatible avec le zéro logique d'un CMOS.
La porte IV bloque alors l'astable en imposant un 1 logique sur l'entrée 2. L'état des sorties de chaque porte est alors figé et le résonateur reste muet.
La conception de l'astable est classique. Sa fréquence est fixée par R_1 et C_1. Quant à R_2, sa présence n'est pas rigoureusement nécessaire au fonctionnement de l'astable mais s'impose pour certaines séries de MOS. En effet, lorsque R_2 est économisée et remplacée par une liaison directe entre l'entrée 1 et le nœud de R_1



1 *Le schéma électronique.*



2/3 *Dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants.*

et C_1, certains MOS « s'équilibrent à Vcc/2 » et l'astable se trouve alors « gelé » et le résonateur muet.
L'intensité sonore du résonateur variera en fonction de la fréquence de l'astable. Elle sera maximale au voisinage de la fréquence de résonance du résonateur piézo-électrique, fréquence située aux environs de 4 à 5 kHz selon le modèle. Néanmoins, vous êtes libre de choisir, par un choix approprié de C_1, la fréquence de votre convenance. Le niveau sonore sera alors réglé par la résistance R_{10}.

REALISATION PRATIQUE (fig. 2 et 3)

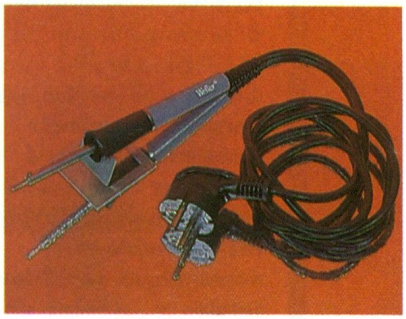
Si l'on souhaite détecter une conductivité très faible, on choisira $R_3 + R_4$ voisin de R_7 avec $R_3 + R_4 < R_7$. Néanmoins, la tolérance des résistances peut perturber l'équilibre théorique des ponts. Un choix de résistances à 1 % améliore la garantie d'un bon fonctionnement. Toutefois, un tri à l'ohmmètre numérique des résistances R_3 à R_9 est envisageable.
Dans tous les cas, on prendra soin d'appairer R_8 et R_9, ainsi que R_5 et R_6, et on vérifiera que la mesure de $R_3 + R_4$ est inférieure à la mesure de R_7.
La réalisation du montage est plus simple. On veillera simplement à fixer le résonateur sur le circuit imprimé à l'aide de petits boulons de 2 mm.
A la mise sous tension, le montage doit rester muet et le court-circuit des pointes de test doit entraîner l'oscillation du résonateur. En cas d'effets sonores sans court-circuit, vérifiez le bon équilibre des ponts ou choisissez une valeur de R_3 ou R_4 plus faible.

Hervé CADINOT

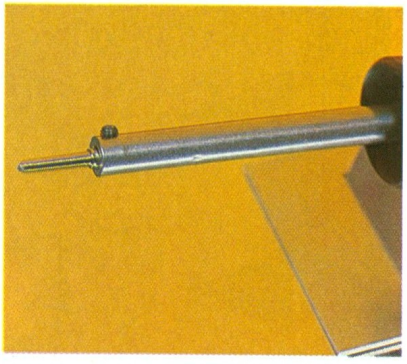
NOMENCLATURE

R_1 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_2 : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R_3 : 68 Ω (bleu, gris, noir)
R_4 : 47 Ω (jaune, violet, noir)
R_5, R_6, R_8, R_9 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_7 : 120 Ω (marron, rouge, marron)
R_{10} : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
C_1 : 10 nF
IC_1 : MC 1458
IC_2 : CD 4001
PZ : résonateur piézo-électrique

MINIFER A SOUDER WELLER

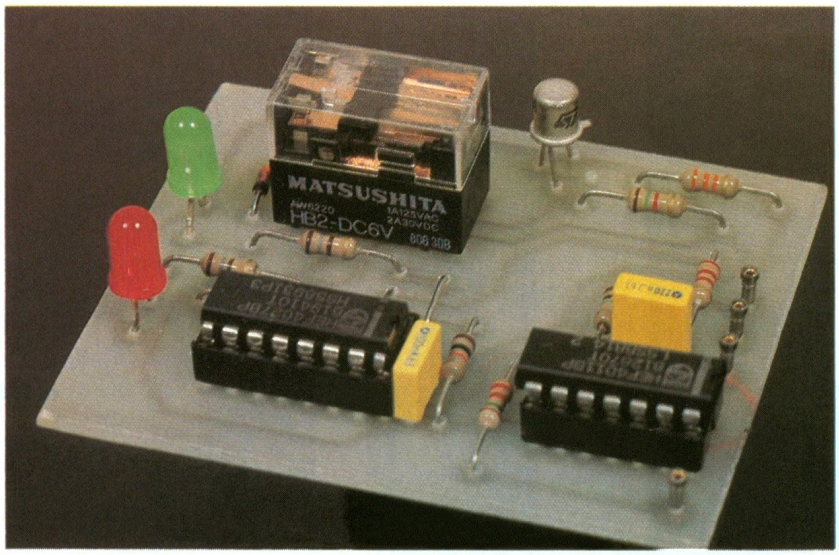


La société Weller nous présente son nouveau fer pour les travaux de soudure les plus délicats. Il s'adapte parfaitement aux usages des modélistes ferroviaires, à la réparation des servomécanismes et à la petite maintenance en électronique de précision. Alimenté sous 220 V, sa puissance atteint 12 W ; sur demande, l'amateur peut disposer de deux autres pannes dont les diamètres de 2,4 mm et 0,25 mm autorisent de multiples applications avec le minifer Weller. Avec la garantie de 1 an, les minifers à souder sont fabriqués à partir de matériaux de première qualité, chaque minifer étant soigneusement contrôlé et essayé avant l'expédition. Toutefois, la notice explicative livrée dans la boîte donne quelques précautions d'emploi concernant l'utilisation et l'entretien du fer à souder. Les produits Weller sont distribués en France par le groupe Cooper SA, ZA des Petits-Carreaux, B.P. 63, 4, avenue des Coquelicots, 94382 Bonneuil-sur-Marne. Tél. : 43.39.70.39.



UNE BASCULE BISTABLE SENSITIVE

Bon nombre d'appareils disposent aujourd'hui d'une commande sensitive, c'est-à-dire qu'il suffit à l'utilisateur de poser un doigt sur une surface conductrice pour activer ou désactiver un dispositif électronique. L'idée de base consiste à exploiter l'extrême sensibilité des portes logiques CMOS. Une bascule bistable recevra une impulsion pour la mise en marche, une autre, plus tard, la positionnant à l'arrêt, et ainsi de suite.

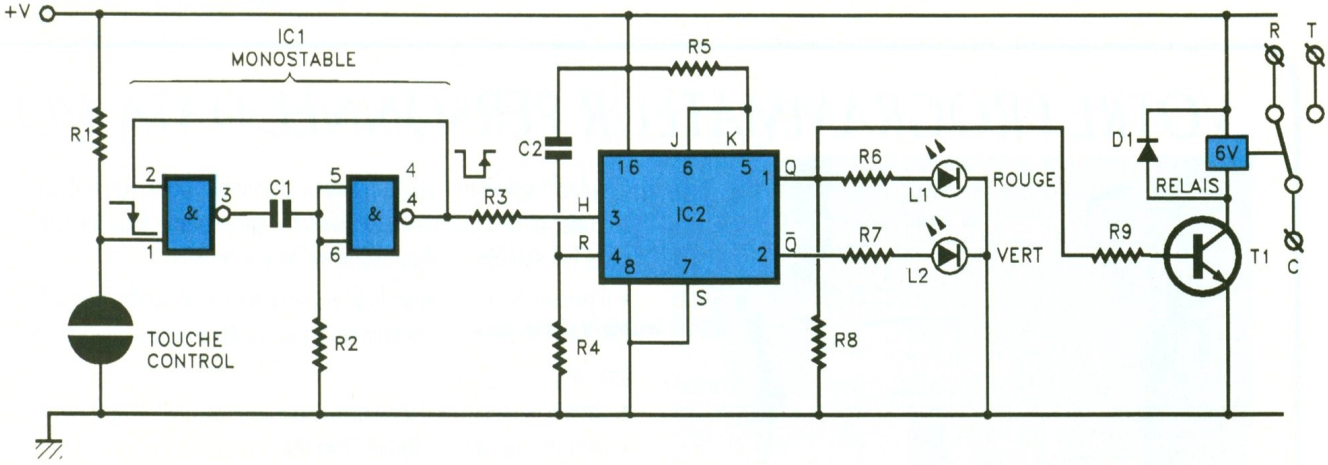


Un tel fonctionnement ressemble au principe du télérupteur électromécanique.

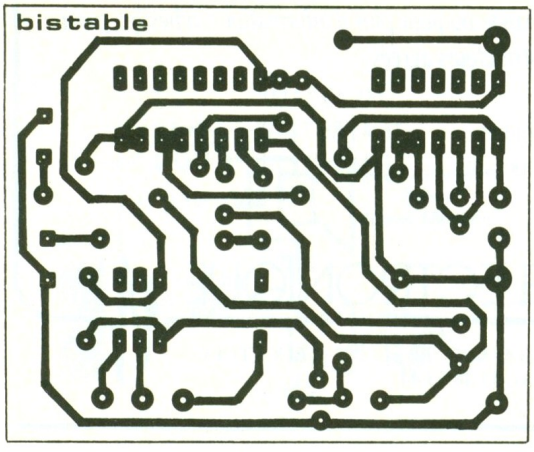
L'étage final de notre maquette dispose d'un petit relais et offre ainsi un circuit inverseur apte à bon nombre d'applications.

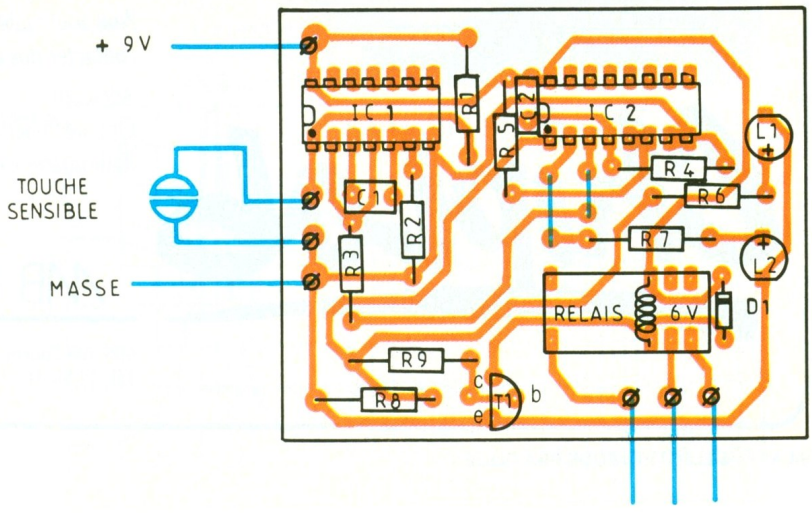
ANALYSE DU SCHEMA ELECTRONIQUE (fig. 1)

La bascule bistable de type JK, modèle CMOS 4027, est parfaitement adaptée à notre cas ; en reliant les entrées J et K à travers la résistance R_5 au niveau haut,



1/2/3 *Le Schéma de principe.*
Le circuit imprimé et son implantation.





chaque impulsion positive sur l'entrée 3 fera basculer les sorties complémentaires Q et $\overline{Q}$, respectivement sur les broches 1 et 2 du circuit IC_2. Les diodes LED L_1 et L_2 visualisent l'état exact de la bascule. La sortie Q est utilisée en outre pour commander à travers R_9 la base du transistor T_1, chargé d'aller alimenter le petit relais muni d'un contact inverseur.

La seule précaution consiste à n'envoyer qu'une impulsion de commande à la fois, car un contact mécanique classique génère de multiples rebonds indésirables. D'où la présence de la bascule monostable construite autour de deux portes CMOS NAND, selon une configuration désormais classique. Un simple contact bref sur la touche sensible produit un signal négatif unique sur l'entrée de la bascule, qui commande la mise en marche ou l'arrêt de notre mémoire électronique, en l'occurrence le circuit IC_2.

Signalons enfin qu'il est possible avec les deux portes NAND disponibles et l'autre bascule JK non utilisée de construire un autre dispositif identique à peu de frais.

Guy ISABEL

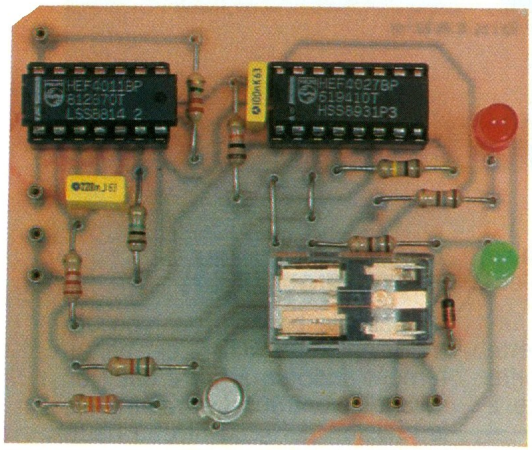
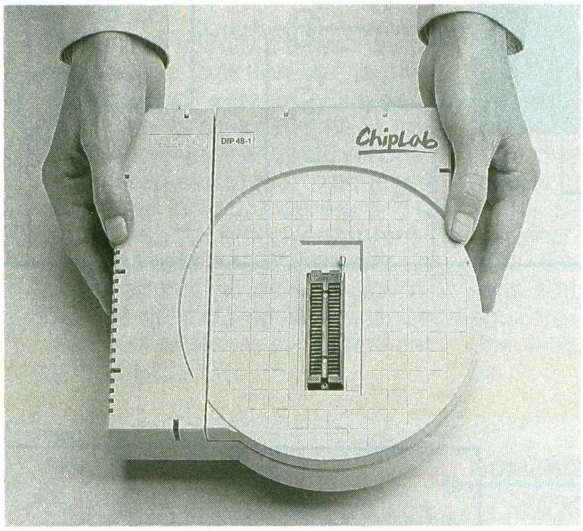


Photo 2. – Le relais permet d'activer un dispositif lorsqu'on place un doigt sur la touche sensible.

LISTE DES COMPOSANTS

IC_1 : quadruple NAND CMOS 4011
IC_2 : bascule JK CMOS 4027
T_1 : transistor NPN 2N2222 A
D_1 : diode commutation 1N4148
L_1 : diode LED rouge 5 mm
L_2 : diode LED verte 5 mm
R_1 : 2,2 MΩ (rouge, rouge, vert)
R_2 : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R_3 : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R_4 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_5 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_6, R_7 : 180 Ω (marron, gris, marron)
R_8 : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R_9 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
C_1 : plastique 220 nF
C_2 : plastique 100 nF
Relais DIL 16, bobine 6 V
1 support à souder 14 broches
1 support à souder 16 broches
Picots à souder

VOTRE PROGRAMMATEUR PERSONNEL DATA I/O



Chiplab™ est votre programmateur 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/0
- 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

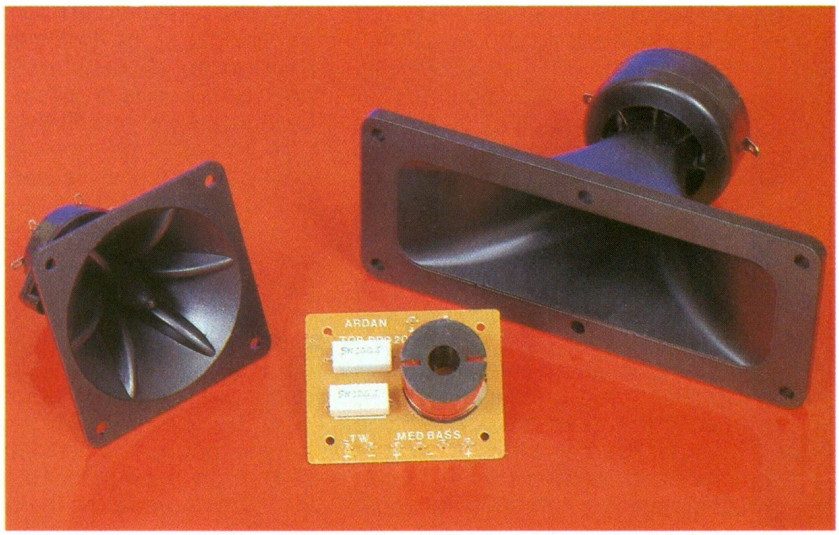
Chiplab

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 déposée de Data I/O Corporation

TOP 18 : UNE ENCEINTE SEMI-PROFESSIONNELLE EN KIT



Les enceintes professionnelles de sonorisation atteignent des prix tels qu'elles sont réservées... aux professionnels du spectacle et de la discothèque. Après cette lapalissade, disons qu'il est néanmoins possible de disposer d'une enceinte d'une puissance sonore confortable, sans trop d'irrégularités dans la courbe de réponse et avec une bonne fiabilité, suffisante pour animer une soirée entre amis ou un événement familial.

Cette solution de rechange, c'est l'enceinte semi-professionnelle, laquelle comportera des haut-parleurs certes moins prestigieux, un filtre moins élaboré et présentera une sensibilité en général moins élevée qu'une enceinte professionnelle, mais qui aura pour elle un avantage de poids : un prix bien plus raisonnable et, donc, plus abordable.

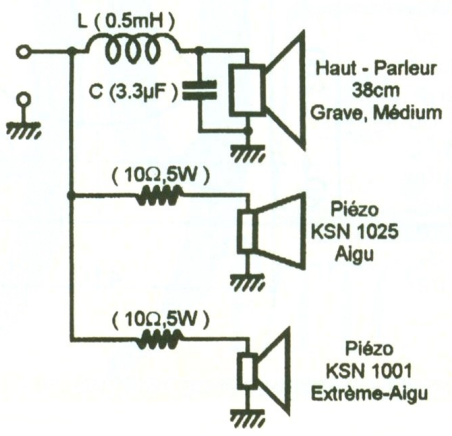
Enceinte de type semi-professionnel, la TOP 18 proposée par l'Audio Club est une enceinte trois voies faisant appel à un haut-parleur électrodynamique pour la restitution du grave et du médium, et à deux transducteurs piézo-électroniques pour celle du haut du spectre sonore ; le filtre qui les associe s'avère relativement simple, ce qui s'explique en partie par la nature des haut-parleurs qui viennent en complément de l'électrodynamique, comme nous le verrons plus loin. Une indication *a priori* essentielle : la TOP 18 est susceptible d'« encaisser » une puissance électrique de 300 W RMS, ce qui n'est déjà pas si mal, et mieux encore si l'on prend en considération et sa sensibilité (90 dB/1 W/1 m) et le prix de ses composants (haut-parleurs + filtre de l'ordre de 500 FF).

LES HAUT-PARLEURS

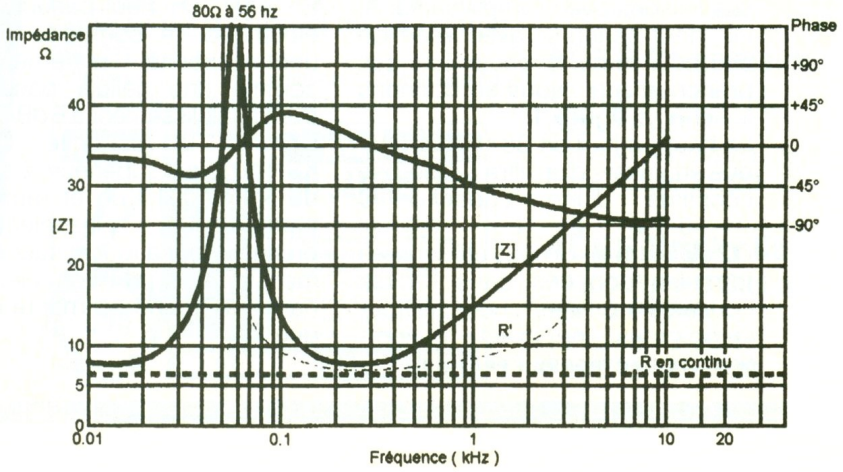
Le haut-parleur électrodynamique nous vient de l'étranger et plus exactement de Chine (celle de Pékin). Son diamètre est de 38 cm, sa bobine mobile fait, quant à elle, 50 mm de diamètre (2 pouces) et l'aimant ferrite qui la met en mouvement, quand elle est parcourue par le courant alternatif en provenance de l'amplificateur de puissance, atteint 15 cm de diamètre. *A priori*, si nous avions affaire à une enceinte HiFi ou encore à une enceinte moniteur de studio, il serait excessif de vouloir faire grimper un tel haut-parleur, comme c'est le cas ici, jusqu'aux environ de 3 500 Hz, à cause de l'intermodulation entre les fréquences les plus basses et les plus hautes et des ondes stationnaires radiales sur la membrane. En sonorisation musicale ou en disco, on est un peu plus tolérant : ce qui compte, c'est le prix de revient du watt et, dans le cas présent, il est particulièrement bas pour cette enceinte semi-pro ; comme compromis, nous devons accepter un peu plus de distorsion qu'une enceinte valant dix fois plus cher. Ce 38 cm est monté dans l'enceinte en bass-reflex.

Pour l'aigu et l'extrême-aigu, deux piézo-électriques, tous deux d'ori-

1 *Synoptique du filtre de la TOP 18.*



2 *Variations du module de l'impédance /Z/, de la phase et de la résistance R' de la bobine mobile d'un haut-parleur d'impédance nominale 8 Ω. En tirets, la valeur de la résistance de la bobine mesurée en courant continu (d'après John Borwick).*



gine Motorola qui a relancé ce type de transducteur au cours du milieu des années 60 : le KSN 1025 s'agissant de l'aigu, pourvu d'un pavillon de couplage à bouche rectangulaire (150 mm x 50 mm), et le KSN 1001, à bouche circulaire de 90 mm de diamètre et qui prolonge dans l'extrême aigu la réponse du précédant, alors que celui-ci commence à faiblir et donc à chuter dans la restitution des fréquences les plus hautes.

Ouvons ici une parenthèse pour rappeler que la piézo-électricité — découverte et étudiée à partir de 1880 par Pierre et Jacques Curie — consiste en la déformation de certains matériaux lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique et, réciproquement, en génération d'une tension électrique quand ils subissent des contraintes mécaniques. Le premier effet est mis à profit dans les haut-parleurs alors que le second a été exploité dans la conception de cellules lectrices de tourne-disque (analogique) ou encore de microphones. Des monocristaux, tel le quartz, sont, naturellement, piézo-électriques ; toutefois, d'autres substances, par une polarisation appropriée, acquièrent cette propriété que nous venons de rappeler ; il s'agit alors de matériaux ferroélectriques et le phénomène est alors connu sous le nom de ferroélectricité pour préciser qu'il ne s'agit pas de piézo-électricité naturelle.

Au nombre des matériaux ferroélectriques, les céramiques à base de titanates, parmi lesquelles on compte les céramiques PZT et qui consistent en un mélange de titanates et zirconates de plomb. Autres matériaux ferroélectriques, les polymères fluorocarbonés utilisés au cours des années 80 par Audax.

LE FILTRE

Il prend place sur une petite plaquette de circuit imprimé comportant toutes les indications quant à ses liaisons avec l'amplificateur et les haut-parleurs, avec mention des polarités à respecter lors des branchements. Nous en donnons le schéma **figure 1**.

Le haut-parleur de 38 cm est attaqué au travers d'un filtre passe-bas constitué d'une capacité C = 3,3 µF et L = 0,5 mH (12 dB/octave). Si nous utilisons les formules données dans l'article consacré aux filtres*, nous ne trouverons pas une exacte concordance entre la théorie et la pratique métrologique, ce qui mérite une explication, et cette explication, nous allons vous la donner.

Dans la théorie des filtres, on assimile l'impédance nominale d'un haut-parleur à une résistance pure R. Or, en fait, cette impédance, comme toute impédance, varie avec la fréquence.

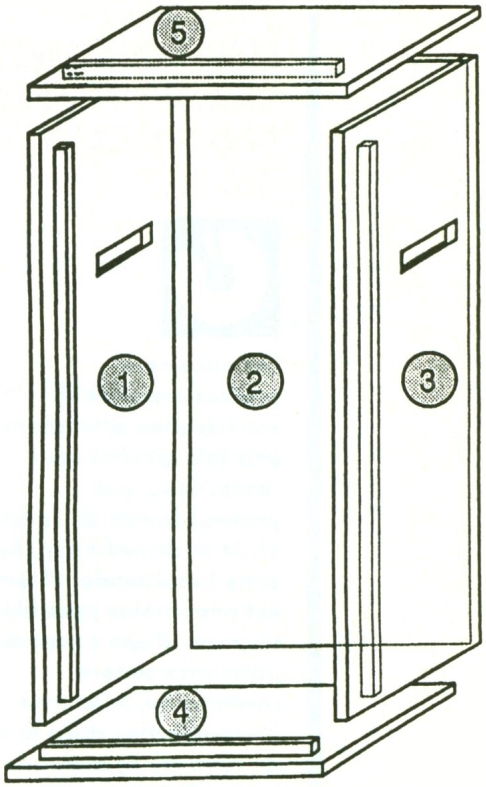
Sensiblement constant et voisin, entre 100 Hz et 500 Hz, de 8 Ω, le module de l'impédance de la bobine mobile croît avec la fréquence ; et dans ce module IZI (IZI $= \sqrt{L^2\omega^2 + R^2}$, R résistance de la bobine mobile), non seulement Lω croît, mais également R, à cause de l'effet de peau qui fait qu'au fur et à mesure que la fréquence augmente, les courants dans la bobine mobile se portent de plus en plus vers la périphérie du conducteur constituant son enroulement. Ce que traduit la **figure 2**. En conséquence de quoi, en fonction de la fréquence, c'est une valeur R' > R qu'il faut prendre en compte pour que la concordance entre les deux valeurs de ω_C ($\omega_C = 2\pi f_C$, ω_C pulsation de coupure et f_C fréquence de coupure du filtre) soit sensiblement obtenue :

$\omega_C = \sqrt{2}\, R'/L$ (1)
et
$\omega_C = 1/(\sqrt{2}\, R'C)$ (2)

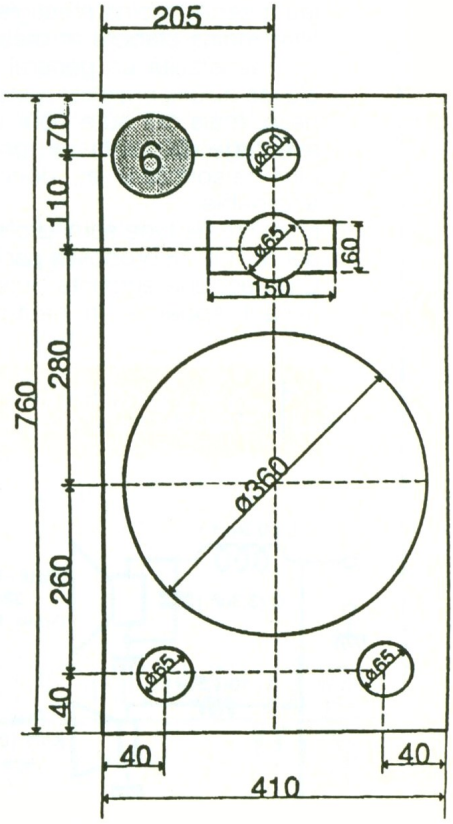
en prenant en compte la tolérance sur C et L (10 %).

De toute façon, à partir de (1) et (2), nous avons $LC\omega^2_C = 1$, d'où, avec les valeurs numériques données plus haut, $\omega_C \approx 24.10^3$ rad/s et $f_C \approx 3\,900$ Hz.

Venons-en à présent aux haut-parleurs piézo-électriques. *A priori*, le filtre ne présente pas plus d'inductance que de condensateur, ce qui est surprenant lors d'un premier examen du schéma par un néophyte. Pourtant, tant pour le piézo-électrique ayant en charge l'aigu (KSN 1025) que celui dévolu à l'extrême aigu (KSN 1001), nous avons affaire à un « mirage électronique ». En effet, un haut-parleur piézo-électrique se comporte comme une capacité, autrement dit, comme une cellule passe-haut avec affaiblissement à 6 dB/octave. Comme la capacité C_1 du KSN 1025 est supérieure à celle C_2 du KSN 1001, l'un et l'autre des transducteurs piézoélectriques prennent tour à tour et successivement le relais du 38 cm électrodynamique quand on monte en fréquence.



3/4 *Construction de l'enceinte avec ses découpes.*



Reste une explication, en l'occurrence la présence d'une résistance série de 10 Ω 5 W avec chacun des haut-parleurs piézo-électriques : l'une et l'autre de ces résistances ont un double rôle : régulariser les niveaux de sortie entre les différents transducteurs et, en même temps, éviter que l'impédance de charge que représentent les piézo-électriques ne devienne trop faible pour l'amplificateur de puissance aux fréquences les plus élevées

L'ENCEINTE

Elle fait l'objet des **figures 3** et **4** quant aux différents panneaux qui entrent dans sa composition. Ces panneaux pourront être réalisés, aux dimensions indiquées, soit en aggloméré, plus difficile à travailler que le multipli que nous proposons comme autre solution, plus onéreuse. Dans l'un et l'autre cas, on choisira pour ces panneaux un matériau d'au moins 19 mm d'épaisseur et ceux-ci seront soigneusement assemblés par vissage et collage ; comme le haut-parleur de 38 cm monte assez haut en fréquence, il ne sera pas inutile de revêtir l'intérieur de l'enceinte d'un matériau absorbant afin de minimiser l'effet des ondes stationnaires pouvant apparaître entre deux parois parallèles ; et puis aussi, on pourra raidir ces parois à l'aide de tasseaux.
Enfin, pour ceux qui soignent l'esthétique, pourquoi pas une couche de peinture externe ? Alors que les plus prudents ne manqueront pas de disposer une grille de protection devant le haut-parleur de graves en prenant toutes les garanties pour que celle-ci n'entre pas en régime vibratoire aux fortes puissances.

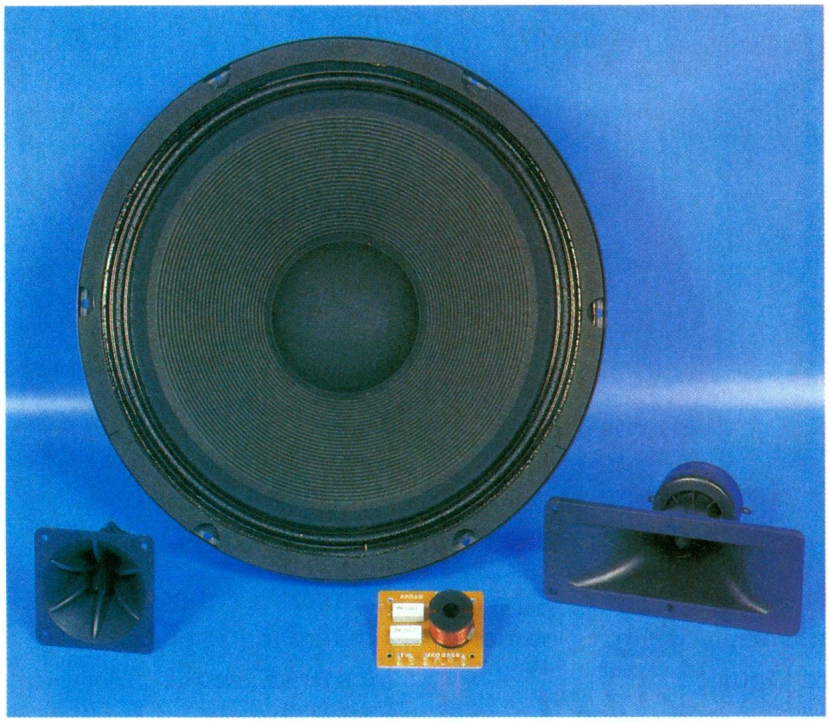


Photo 2. — Le kit complet avec le filtre, les deux tweeter et le haut parleur des basses.

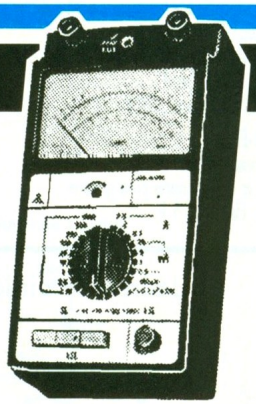
EN CONCLUSION

Vous savez tout (ou presque**) sur la TOP 18, une enceinte qui vous donnera une qualité d'écoute et une puissance de restitution sonore d'autant plus attractives que son prix de revient est particulièrement attractif. La principale difficulté réside vraisemblablement, pour ceux de nos lecteurs qui ne sont pas équipés pour le travail du bois, dans la construction de la caisse ; ceux-là pourront s'adresser éventuellement au menuisier du coin ou à un ami plus expert qu'eux-mêmes dans cette spécialité. Reste encore la solution de se procurer la TOP 18 toute montée, mais alors le plaisir de la création personnelle disparaîtra.

Ch. PANNEL

** Dans ce même numéro.*
*** Notre confrère « SONO Magazine » (même adresse que la nôtre) a, parmi d'autres enceintes semi-professionnelles de sonorisation, passé au banc d'essai un modèle TOP 18 de l'Audio Club (sous cette forme, achevée, son prix est de 1 000 FF TTC) dans ses numéros de février et mars 1993. L'audio-club sera présent sur le salon Expotronic les 5, 6, 7 novembre 1993.*

99 F/TTC
GARANTIE 1 AN



ROBUSTESSE GARANTIE

MULTIMETRE 4315 AVEC EN PLUS CAPACIMETRE, DECIBELMETRE EN LECTURE DIRECTE et 42 fonctions en
Voltmètre CC / CA - Ampèremètre CC/CA et ohmètre
livré en mallette métallique hermétique.



metrix
DU JAMAIS VU !
Multimètre digital 10 A.
Toutes fonctions de base
+ continuité sonore
+ test diode 3 1/2 digit -
grand afficheur -
Auto ranging automatique -
livré avec cordons et piles
+ notice en français.
AUTO RANGING AUTOMATIQUE

En vente chez : *(forfait de port 35 F)*

ACER Composants
42, rue de chabrol
75010 PARIS
Tél. : 47 70 28 31
Fax : 42 46 86 29

ACER Reuilly Composants
79, boulevard Diderot
75012 PARIS
Tél. : 43 72 70 17
Fax : 42 46 86 29

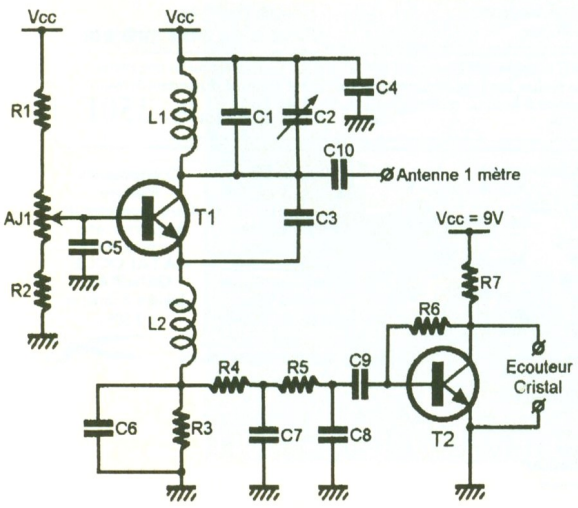
RECEPTEUR CB A SUPER-REACTION

Bien que les nouvelles technologies poussent les amateurs à utiliser le dernier cri en matière de circuits intégrés, nous avons trouvé que l'originalité d'un montage venait de l'utilisation de principes très connus tels que la réception d'un signal à l'aide du système à super-réaction. Sensible mais trop peu sélectif, ce récepteur permettra de familiariser tous les lecteurs à la construction de postes récepteurs sur ondes courtes.

LE PRINCIPE

Le schéma dessiné à la **figure 1** montre que deux transistors sont seulement utilisés pour la réalisation de ce récepteur. Le principe de ce montage consiste à utiliser un oscillateur haute fréquence à la limite de l'entretien des oscillations HF, celles-ci sont hachées par un oscillateur BF qui délivre un signal de 10 à 20 kHz, mettant ainsi « en et hors service » l'oscillateur HF, le même transistor joue les deux rôles alternativement. Le signal capté par l'antenne arrive sur le collecteur de T_1 qui oscille sensiblement sur la même fréquence, ajustée par le condensateur C_2, la résistance AJ_1 autorise le réglage de la polarisation de T_1 pour l'amener à la limite de l'entretien de ces oscillations. Sur l'émetteur de T_1, on trouve une inductance L_2 de 10 µH qui sert à filtrer les signaux HF et à entretenir, avec C_6, les oscillations BF.
Les signaux audio-fréquence se retrouvent filtrés par le réseau passe-bas constitué de R_4, R_5, C_7, C_8, avant d'arriver sur la base du petit amplificateur construit autour du transistor T_2.

1 *Le schéma de principe.*



REALISATION PRATIQUE

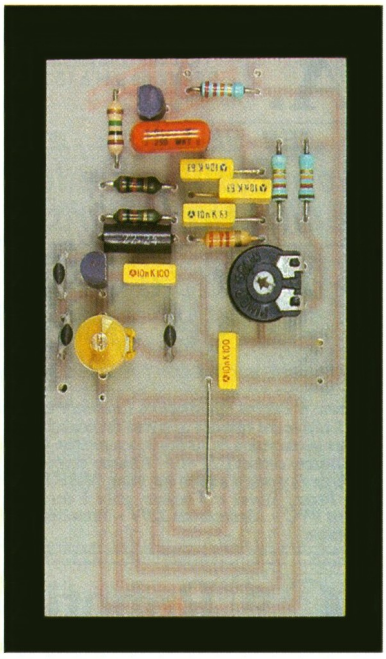
Le dessin du circuit imprimé est représenté sur la **figure 2**. La bobine L_1 est directement dessinée sur le circuit pour faciliter la réalisation du montage. La mise en place des composants selon la **figure 3** ne devrait pas poser de problèmes, il faut respecter l'orientation des semi-conducteurs, et pour éviter d'endommager la capacité C_2, nous vous conseillons de la souder les lames rentrées (position de capacité maximale).

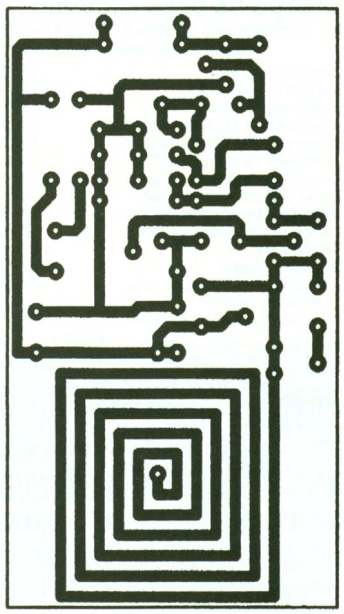
MISE AU POINT

Après les vérifications d'usage, vous pouvez brancher la pile de 9 V et l'antenne constituée d'un fil de 1,50 m de longueur. Un souffle important apparaît alors dans l'écouteur. Pour régler le récepteur, on tourne AJ_1 jusqu'à l'obtention d'un sifflement, on tourne alors encore un peu la résistance ajustable afin de le faire disparaître. Le récepteur est réglé et peut recevoir les signaux de la bande CB en tournant C_2.
Sur le stand d'Electronique Pratique, lors du salon Expotronic, il sera remis un coffret ESM percé et sérigraphié à tous les visiteurs ayant réalisé le récepteur sur place.

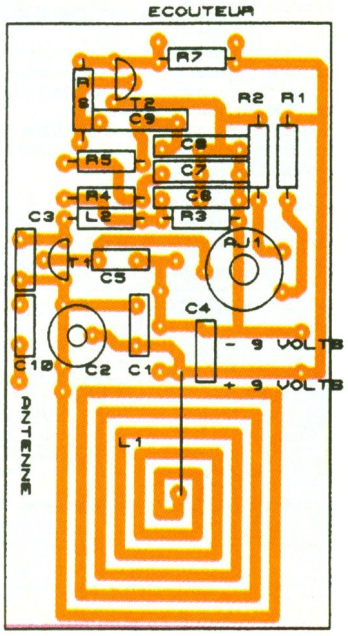
LISTE DES COMPOSANTS

R_1, R_2 : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
R_3 : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
R_4, R_5 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_6 : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R_7 : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
AJ_1 : 22 kΩ horizontal
L_1 : self imprimé sur le circuit
L_2 : 10 µH moulée
C_1 : 39 pF
C_2 : ajustable jaune 2/10 pF
C_3 : 56 pF
C_4 à C_8 : 10 nF
C_9 : 100 nF
C_{10} : 12 pF
T_1, T_2 : BC 550C
1 écouteur cristal
1 pile de 9 V
1 pression pour la pile
1,5 m de fil pour l'antenne
1 circuit imprimé
1 coffret ESM 06/03





2/3 *Dessin du circuit imprimé et implantation des composants.*



TORTUE PROGRAMMABLE

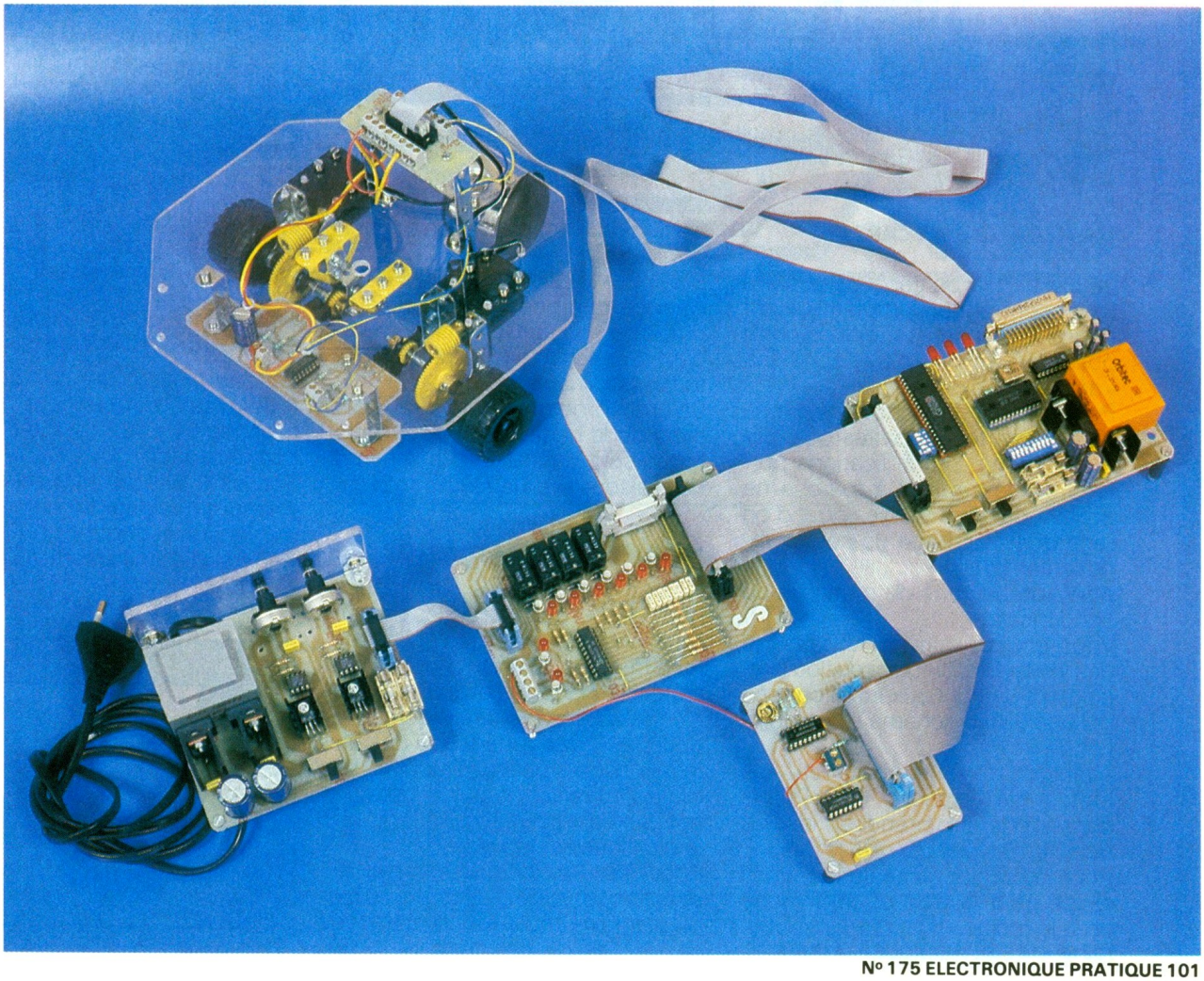
Voici la suite et la fin de notre réalisation en trois volets de ce petit robot fonctionnant sur le modèle de la tortue de Seymour Papert.

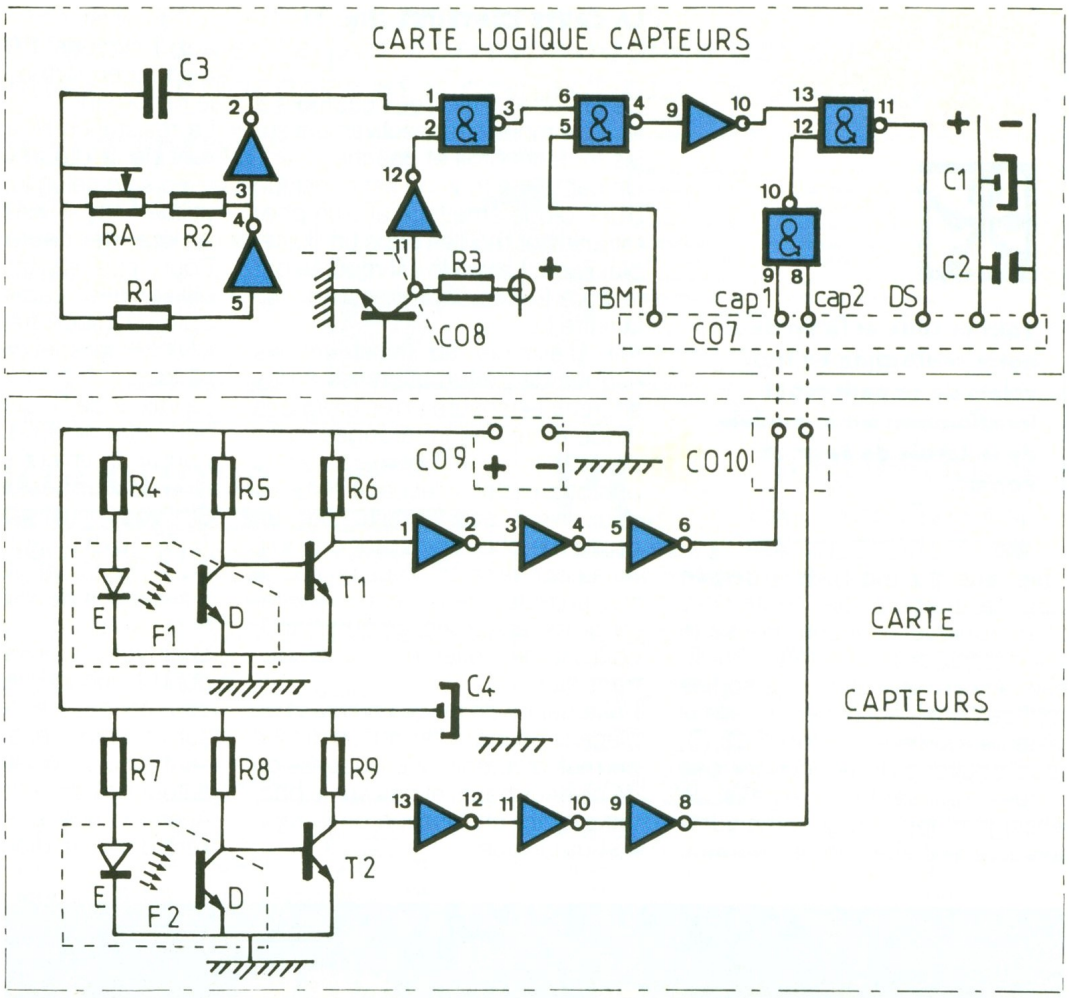
L'interface sur port série décrite dans le numéro de septembre d'*Electronique Pratique* possède huit sorties et huit entrées parallèles. Après l'utilisation des sorties dont certaines actionnent les deux moteurs (numéro d'octobre d'*E.P*), nous pouvons nous occuper des entrées qui seront chargées de renseigner notre programme sur le déplacement effectué par le robot.

LA CARTE CAPTEURS (fig. 1)

Cette carte utilise deux capteurs à fourche montés respectivement sur les moteurs droit et gauche.
Un capteur à fourche est constitué d'une diode émettrice et d'un phototransistor moulés dans un boîtier plastique. La diode est repérée par la lettre E et le phototransistor par la lettre D.
Afin d'éliminer au maximum les risques de perturbation liés à des sources extérieures d'éclairage, la diode émet des infrarouges récupérés de façon optimale par le phototransistor si l'espace entre les deux n'est pas occulté par un cache. Le phototransistor conduit. Si, au contraire on place un cache noir entre les deux, l'énergie infrarouge est absorbée, ce qui limite le courant de collecteur du phototransistor.
L'alternance de plages noires et de plages transparentes sur un disque permet d'obtenir une succession de niveaux hauts et bas sur le phototransistor en fonction de la rotation du disque.

Les transistors T_1 et T_2 associés aux fonctions PAS d'un 74LS04 mettent en forme le signal tout en le renforçant.
La résistance R_7 qui limite le courant de la diode doit être choisie avec soin selon le type de capteur utilisé, car il existe une grande variété de capteurs à fourche. Pour cette réalisation, nous avons utilisé des capteurs à fourche optique diode-transistor de type CNY 36 qui sont courants et disponibles.
La valeur de R_4 et R_7 doit être alors de l'ordre de 330 Ω, ce qui correspond à la valeur générique de ce type de composant.
Si vous utilisez un capteur TCST 1018, il faut diviser la valeur de R_4 et R_7 et donc placer des résistances de 150 Ω.
Si le capteur que vous avez trouvé chez votre fournisseur ne correspond à aucune de ces références, commencez par faire un montage sur une plaquette d'essais en faisant varier la résistance de la diode autour des deux valeurs indiquées. Attention, une résistance proche de zéro détruit la diode !!!





1 *Le schéma de principe des deux cartes Le transistor relié à CO 8 correspond à T 9 ou T 10 de la carte d'interface décrite dans le N° 174 (vers le bornier CO 6).*

MONTAGE DE LA CARTE

Le tracé et le perçage de la carte ne posent aucun problème étant donné le nombre restreint de composants et leur disposition « aérée ».
Pour souder les capteurs, vous devrez écarter les pattes côté circuit imprimé. Les indications portées sur le capteur à fourche ne doivent pas être visibles quand on regarde le montage du côté composants.
Attention au sens de montage du condensateur.
Vous pouvez rainurer le passage des vis de fixation du circuit ou simplement percer deux trous comme indiqué sur le schéma d'implantation.
Avant de fixer le circuit sur les pattes de fixation, nous vous conseillons de brancher les fils dans les borniers à vis.
Pour le bornier alimentation, un fil rouge pour le plus et un fil jaune pour le moins.
Sur le bornier capteurs, un fil jaune pour le capteur 1 (CAPT1) et un bleu pour le capteur 2 (CAPT2).
La face composants de la carte doit être montée en vis-à-vis du plexi de la tortue (voir la photo de la tortue terminée).
Les raccordements avec les borniers de la carte connecteur de la tortue sont donnés sur le schéma des liaisons avec la carte capteurs.

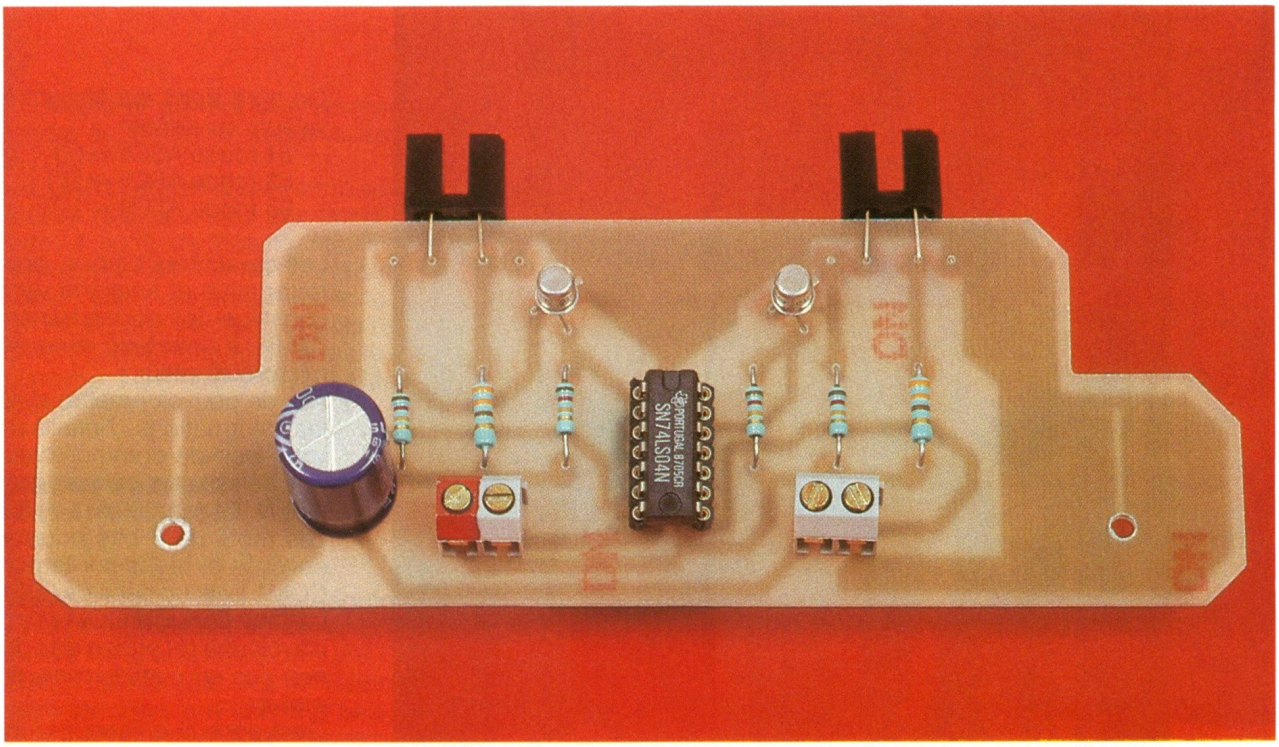
FABRICATION DES DISQUES

Nous avons découpé les disques dans le fond de deux boîtes de pellicule photo en plastique noir, mais libre à vous d'utiliser tout autre matériau, l'essentiel étant que votre disque conserve la forme qui lui est donnée. Après la découpe au cutter et un léger ponçage pour éliminer les aspérités, il faut évider soigneusement pour éviter de casser le plastique.
Pour finir, le disque est monté directement sur le petit pignon supplémentaire qui est livré avec chaque moteur, le tout étant glissé et vissé sur l'axe de la roue motrice.

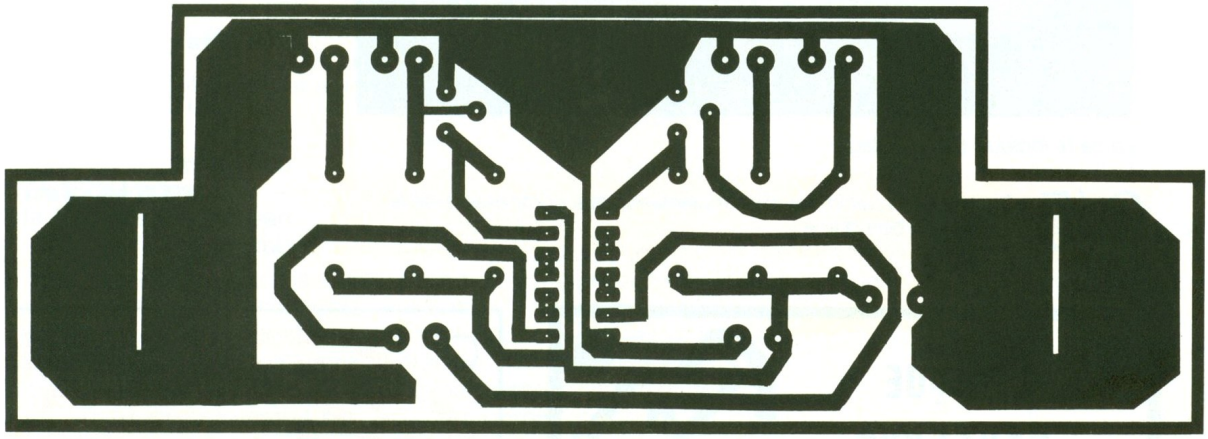
LA CARTE LOGIQUE CAPTEURS (fig. 1)

Les informations des capteurs sont transmises directement sur les broches 31 et 32 de l'UART de la carte interface.
Sur les 8 bits du mot présent en entrée, seuls deux seront variables car ils correspondent à l'état des deux sorties capteurs (CAPT1 et CAPT2).

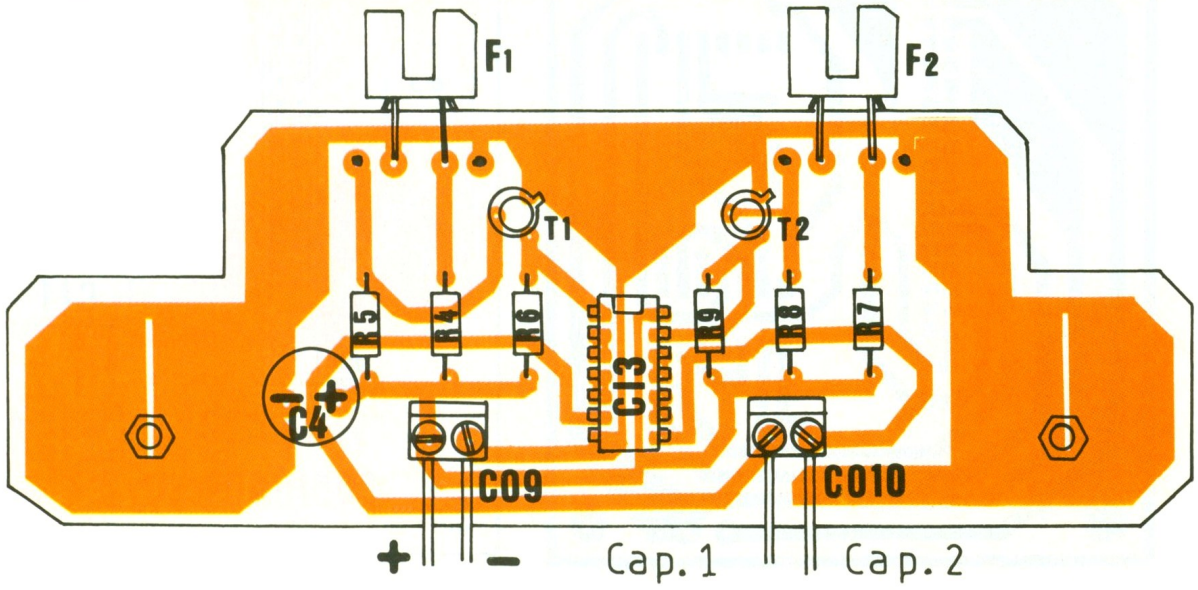
Entrée	Valeur	Signal présent
E1	1	1
E2	2	1
E3	4	1
E4	8	1
E5	16	1
E6	32	0 ou 1
E7	64	0 ou 1
E8	128	non utilisé

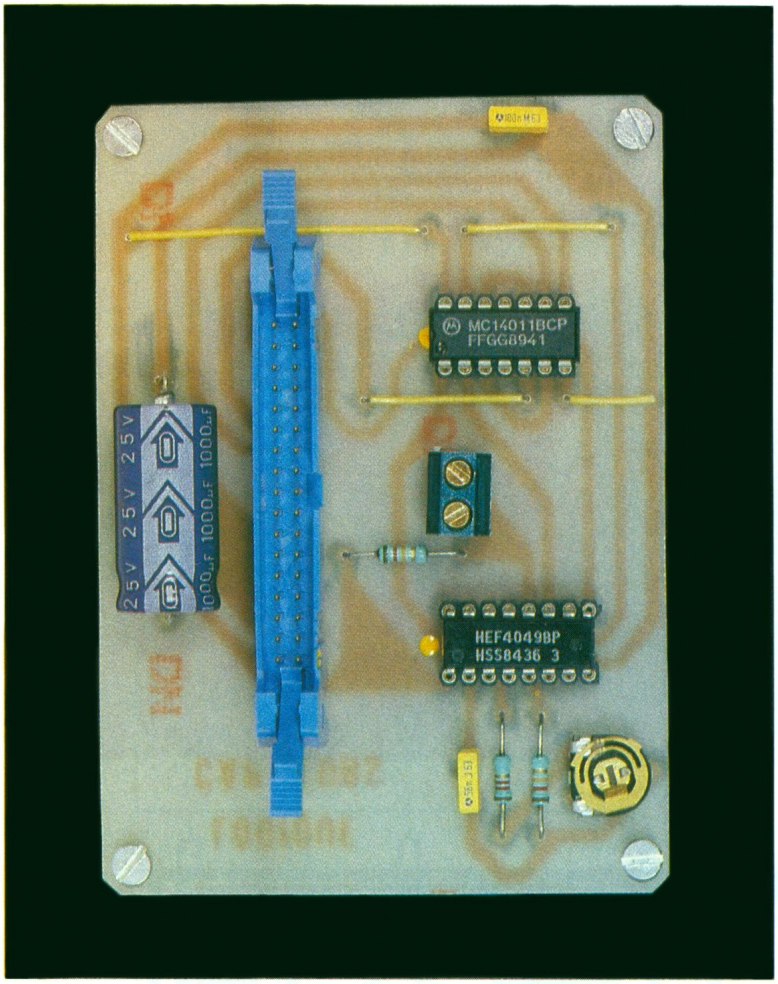


La carte des capteurs.



2/4 *Dessin du circuit imprimé et implantation des composants de la carte où reposent les capteurs.*





La carte logique de comptage.

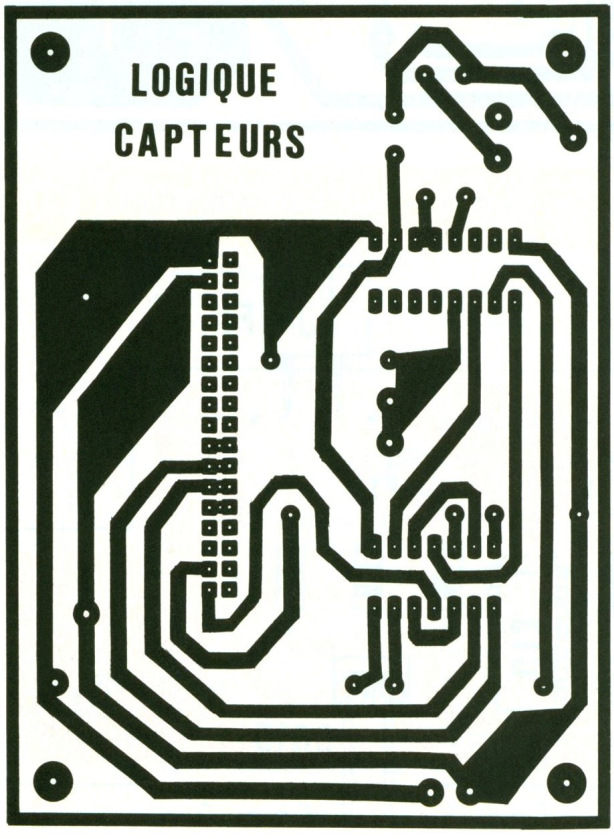
3/5 *Dessin du circuit imprimé et implantation des composants de la logique de comptage.*

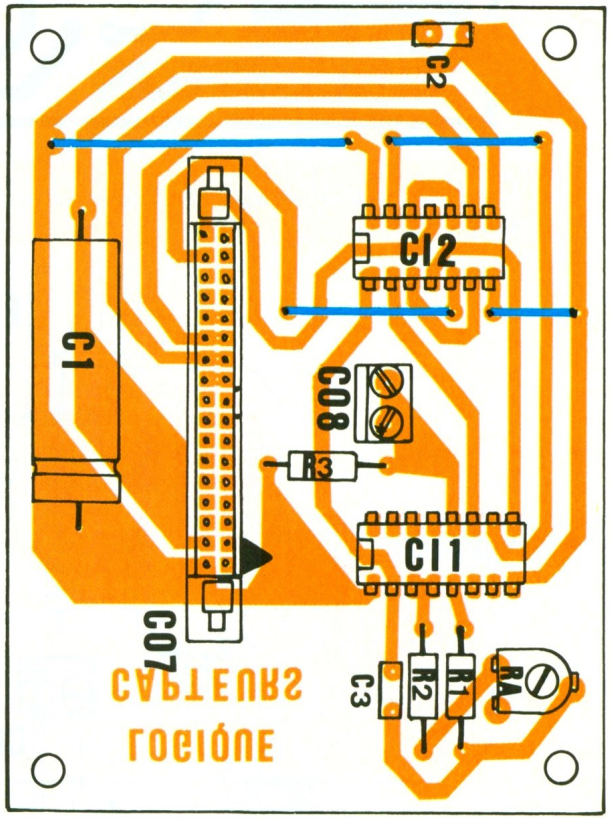
On aura donc sur les entrées les valeurs suivantes :
— 31 (code ASCII = " ")
— 53 (code ASCII = "?")
— 95 (code ASCII = "_").

Les caractères blancs, point d'interrogation et souligné vont donc constituer les codes transmis par l'UART à l'interface série de votre micro-ordinateur.
Afin de pouvoir émettre et recevoir les informations, l'intialisation de votre port de communication doit être définie comme suit :
OPEN "COM1:300,E,7,1" AS #1
Les mots de 7 bits pourront être envoyés et reçus sur le port série COM1 avec un débit de 300 bauds.
L'instruction ON COM (1) permet d'avoir une réception des données non pas en continu mais en interruption.
C'est donc la présence d'une donnée qui va provoquer un aiguillage vers le sous-programme de réception des codes ASCII.

Conditions de transmission

Pour qu'un caractère soit transmis par l'UART, il est nécessaire de remplir un certain nombre de conditions :
— Il faut que les 8 bits de la donnée présente soient stables pendant la transmission.





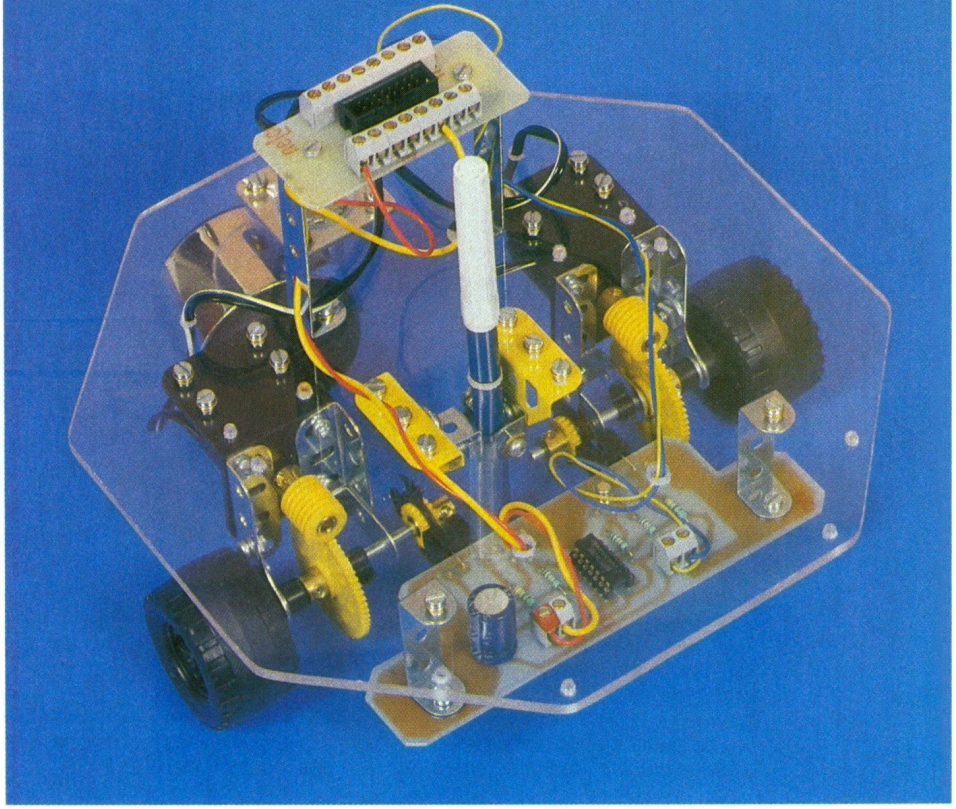
— Le format du mot doit correspondre au format de transmission de l'UART.
— L'UART ne doit pas être saturé.
Pour la réalisation de ces conditions, il suffit de positionner les interrupteurs DIP 1 et DIP 2 comme indiqué sur le schéma d'implantation de la carte interface et d'écrire l'OPEN "COM... donné dans le programme.TORTUE PROGRAMMABLE (2)

CHRONOGRAMME DE TRANSMISSION

La transmission d'un mot débute sur un front montant du signal DS envoyé sur la broche 23 de l'UART. TBMT (Buffer de TransMission plein) est alors positionné à zéro, ce qui rend inactif tout nouveau signal sur DS. Ce n'est que lors du retour à l'état haut de TBMT que l'ordre d'envoi d'une nouvelle donnée sur DS peut être pris en compte pendant la transmission d'une donnée courante du fait de la double bufférisation de l'émetteur.

ETUDE DE LA CARTE LOGIQUE CAPTEUR

Deux fonctions PAS associées aux résistances R_1, R_2 et RA ainsi qu'au condensateur C_3 constituent une horloge qui délivre un signal carré sur la broche 2.
Le signal d'horloge est envoyé sur la broche 1 d'une fonction NON-ET en association avec la sortie 7 de la carte SORTIE qui, après inversion, est emmené sur la broche 2. En sortie, on a donc un signal d'horloge si la sortie 7 est placée à l'état haut.
Ce signal associé à TBMT sur la fonction NON-ET suivante est inversé puis envoyé sur la dernière NON-ET, sur laquelle on envoie le signal des capteurs 1 et 2.
La sortie 11 de la porte NON-ET est envoyée sur DS, ce qui implique que la transmission aura lieu dans les conditions suivantes :
— présence du signal d'horloge ;
— TBMT à l'état haut ;
— sortie 7 de la carte SORTIE à l'état haut ;
— capteur droit ou gauche face à une lumière.
De cette façon ne seront transmis automatiquement que les signaux utiles au comptage sans risque de saturation de l'UART.



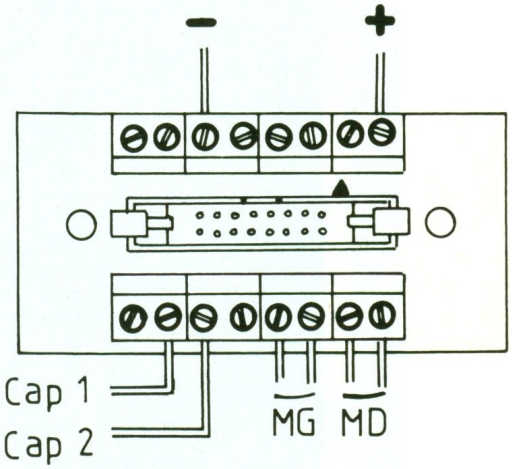
La tortue prête à fonctionner, le stylo à l'envers !

REALISATION DE LA CARTE LOGIQUE CAPTEURS

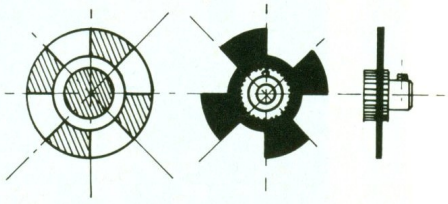
Cette carte comporte elle aussi très peu de composants. Le tracé du circuit ne pose donc pas de problème.
Il faut cependant être attentif à l'orientation du connecteur et des circuits intégrés.
Commencez par souder les quatre straps chargés de ramener le plus et le moins sur les broches des CI.
Une fois les soudures terminées, préparez un conducteur de 30 cm qui permettra la liaison entre la sortie du bornier à vis de la carte logique vers le bornier repéré CO6 de la carte sortie. Il faut placer ce fil sur le collecteur du transistor T_{10}.
Après avoir préparé une nappe de 34 fils sur laquelle vous sertirez trois connecteurs HE 10 de 34 broches, vous pourrez effectuer la liaison entre la carte interface série, la carte sortie et la carte logique. Attention, là aussi, à l'orientation des connecteurs.

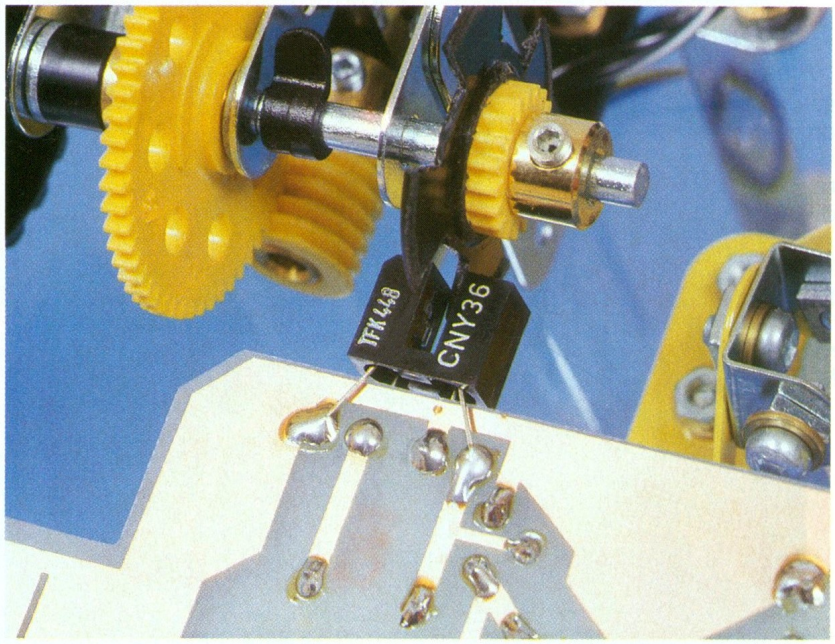
MISE EN MARCHE

Après avoir relié vos cartes et branché les alimentations, chargez le programme ci-contre. Placez l'interface de façon à avoir les trois DEL rouges face à vous, à droite du connecteur 225 broches. Mettez en marche l'alimentation de l'UART (inverseur gauche) puis celle de la logique extérieure (inverseur droit). Lancez le programme avec RUN.
Si la DEL rouge la plus à droite s'allume, c'est que l'UART est saturé. Recommencez alors avec les inverseurs.
Si vous disposez d'un petit boîtier de contrôle de la transmission série, utilisez-le, car dans le cas d'une transmission correcte, la DEL rouge/verte du signal RD va osciller.
Le programme d'essai entrées et sorties affiche après la question rituelle la suite des caractères



6/7 *Cablage du bornier et dessin du disque cranté à l'échelle 1/2.*





Les capteurs placés sur la carte imprimée forment un encodeur optique avec les disques crantés fixés directement sur l'axe des roues motrices.

transmis : ?, _ ; " ". L'appui sur une touche de fonction (F1 à F9) doit produire un déplacement de la tortue et l'envoi des caractères.
Le programme d'utilisation de la tortue est une esquisse d'un programme plus important que vous pourrez écrire pour contrôler les déplacements.
Ce programme tourne sur une machine qui est vraiment rudimentaire (un PC XT qui a fait son temps), ce qui laisse supposer les améliorations possibles.
Attention cependant, car le rythme des interruptions est fixe, ce qui implique qu'un programme trop long finirait fatalement par saturer les buffers.

Pascal RYTTER

LISTE DU MATERIEL

Carte Logique Capteur

R_1, R_3 : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
R_2 : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge)
RA : résistance ajustable 47 kΩ
C_1 : 1 000 µF, électrochimique 25 V axial
C_2 : 100 nF
C_3 : 56 nF
CI_1 : 4049
CI_2 : MC 14011
CO_7 : connecteur HE 10 34 broches mâles à souder sur CI
CO_8 : bornier à vis

Carte Capteurs

R_4, R_7 : 330 Ω (orange, orange, marron)
R_5, R_6, R_8, R_9 : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
C_4 : 1 000 µF électrochimique, 25 V radial
T_1, T_2 : 2N2222A
F_1, F_2 : capteurs à fourche CNY36
CI3 : 74LS04
CO9, CO10 : borniers à vis

Connectique

1 nappe 34 fils de longueur 50 cm
3 connecteurs HE10 broches femelles à sertir
Conducteurs rouges, jaunes, bleus

```
1 '-----------------------------------------------
2 '     programme d'essai entrées et sorties
3 '-----------------------------------------------
4 'Le programme scrute en permanence les entrées
5 'et affiche les résultats sous la forme d'un
6 'paquet de 256 caractères.
7 'On actionne les moteurs en appuyant sur la
8 'touche de fonction du mouvement désiré.
9 '-----------------------------------------------
10 OPEN "com1:300,E,7,1" AS #1
12 ON COM(1) GOSUB 20000
14 COM(1) ON
20 KEY 1, "AV":KEY 2, "RE":KEY 3, "PIVD"
50 KEY 4, "PIVG":KEY 5, "TOUD":KEY 6, "TOUG"
80 KEY 7, "RECD":KEY 8, "RECG":KEY 9, "stop"
1000 ON KEY(1) GOSUB 2000
1010 ON KEY(2) GOSUB 3000
1020 ON KEY(3) GOSUB 4000
1030 ON KEY(4) GOSUB 5000
1040 ON KEY(5) GOSUB 6000
1050 ON KEY(6) GOSUB 7000
1060 ON KEY(7) GOSUB 8000
1070 ON KEY(8) GOSUB 9000
1080 ON KEY(9) GOSUB 10000
1100 KEY(1) ON :KEY(2) ON :KEY(3) ON
1110 KEY(4) ON :KEY(5) ON :KEY(6) ON
1120 KEY(7) ON :KEY(8) ON :KEY(9) ON
1200 PRINT "on continue , Oui ou Non:"
1210 A$=INKEY$
1220 IF A$="N" THEN 1900 ELSE 1210
1900 COM(1) OFF:CLOSE #1
1920 END
2000 PRINT#1,CHR$(74):RETURN
3000 PRINT#1,CHR$(79):RETURN
4000 PRINT#1,CHR$(78):RETURN
5000 PRINT#1,CHR$(75):RETURN
6000 PRINT#1,CHR$(66):RETURN
7000 PRINT#1,CHR$(72):RETURN
8000 PRINT#1,CHR$(67):RETURN
9000 PRINT#1,CHR$(76):RETURN
10000 PRINT#1,CHR$(0):RETURN
20000 'RECEPTION
20010 COM(1) OFF:INPUT#1, CODE$:PRINT CODE$
20040 COM(1) ON
20050 RETURN
```

```
1 '-----------------------------------------------
2 '       programme d'utilisation de la tortue
3 '-----------------------------------------------
4 'liste des variables
5 'code$ = code recu sur le port série
6 'coderef$ = code à comparer
7 'compteur = compteur incrémental (incrément=1)
8 'limite = valeur qui provoque la remise à zéro
9 '-----------------------------------------------
10 OPEN "com1:300,E,7,1" AS #1
12 ON COM(1) GOSUB 20000
13 'affichage des actions associées aux touches F1 à F9
14 COM(1) ON
20 KEY 1, "AV"
30 KEY 2, "RE"
40 KEY 3, "PIVD"
50 KEY 4, "PIVG"
60 KEY 5, "TOUD"
70 KEY 6, "TOUG"
80 KEY 7, "RECD"
90 KEY 8, "RECG"
100 KEY 9, "STOP"
1000 'aiguillage suivant la touche de fonction F1 à F9
1005 ON KEY(1) GOSUB 2000
1010 ON KEY(2) GOSUB 3000
1020 ON KEY(3) GOSUB 4000
1030 ON KEY(4) GOSUB 5000
1040 ON KEY(5) GOSUB 6000
1050 ON KEY(6) GOSUB 7000
1060 ON KEY(7) GOSUB 8000
1070 ON KEY(8) GOSUB 9000
1080 ON KEY(9) GOSUB 10000
1100 KEY(1) ON :KEY(2) ON :KEY(3) ON
1110 KEY(4) ON :KEY(5) ON :KEY(6) ON
1120 KEY(7) ON :KEY(8) ON :KEY(9) ON
1200 PRINT "on continue , Oui ou Non:"
1210 A$=INKEY$
1220 IF A$="N" THEN 1900 ELSE 1210
1900 COM(1) OFF
1910 CLOSE #1
1920 END
2000 'sous programmes d'initialisation et action
2005 CODEREF$="?":LIMITE=5:COMPTEUR=0
2010 PRINT#1,CHR$(74):RETURN
3000 CODEREF$="?":LIMITE=5:COMPTEUR=0
3010 PRINT#1,CHR$(79):RETURN
4000 CODEREF$="?":LIMITE=2:COMPTEUR=0
4010 PRINT#1,CHR$(78):RETURN
5000 CODEREF$="?":LIMITE=2:COMPTEUR=0
5010 PRINT#1,CHR$(75):RETURN
6000 CODEREF$="_":LIMITE=0:COMPTEUR=0
6010 PRINT#1,CHR$(66):RETURN
7000 CODEREF$="?":LIMITE=0:COMPTEUR=0
7010 PRINT#1,CHR$(72):RETURN
8000 CODEREF$="?":LIMITE=0:COMPTEUR=0
8010 PRINT#1,CHR$(67):RETURN
9000 CODEREF$="_":LIMITE=0:COMPTEUR=0
9010 PRINT#1,CHR$(76):RETURN
10000 PRINT#1,CHR$(0):PRINT COMPTEUR:COMPTEUR=0:RETURN
20000 'RECEPTION des codes par interruptions
20010 COM(1) OFF
20020 CODE$=INPUT$(1,#1)
20022 IF CODE$<>ENTREE1$ THEN 20023 ELSE 20040
20023 IF CODE$=CODEREF$ THEN COMPTEUR=COMPTEUR + 1
20024 ENTREE1$=CODE$
20030 IF COMPTEUR=LIMITE THEN GOSUB 10000
20040 COM(1) ON
20050 RETURN
```

METTEZ UN MICRO-CONTROLEUR DANS VOS MONTAGES ! LA CARTE EPROM



Ce mois-ci, nous vous proposons de terminer le module principal, qui doit déjà fonctionner avec les cartes RAM, en réalisant la carte de programmation des EPROM. Après quoi, nous pourrons parler un peu plus en détail des aspects de programmation propre au 8052AH.

LA CARTE EPROM

Le schéma de la carte EPROM est reproduit en **figure 1**. Si vous avez suivi de près la réalisation du mois précédent, vous vous demandez peut-être comment nous allons faire pour programmer une EPROM avec pour seule et unique source d'alimentation un bloc de + 5 V_{DC}. La réponse est simple : nous allons utiliser un convertisseur continu-continu. C'est le rôle du circuit U_3 de la **figure 1**.

Nous avons choisi délibérément de limiter le module à la programmation d'EPROM en 12,5 V_{DC}. Ce choix n'est pas aussi limitatif qu'on pourrait le penser. Expliquons notre point de vue.

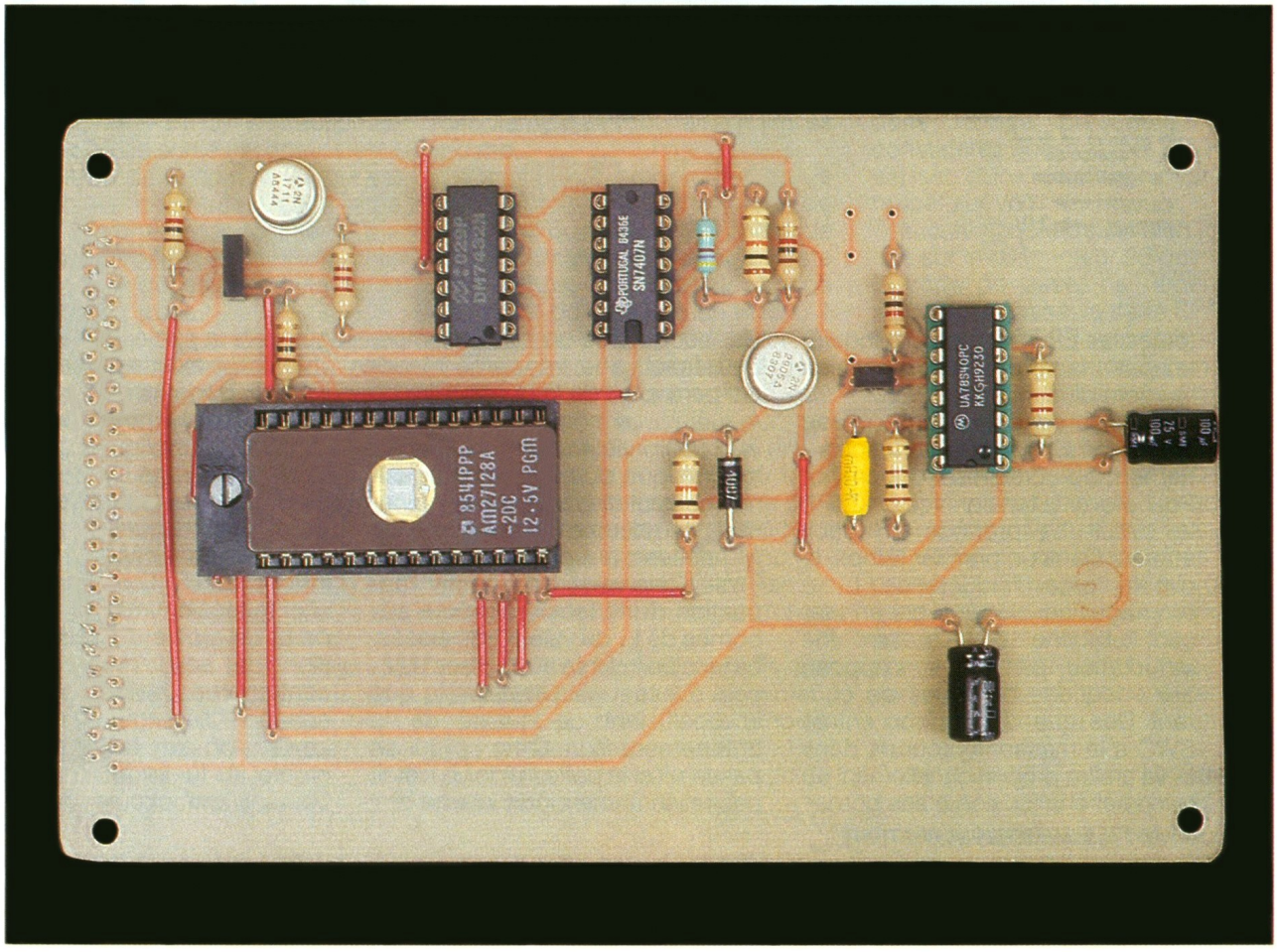
La carte EPROM n'est pas destinée à réaliser un programmateur universel mais à sauvegarder des programmes. Pour ce qui est de réaliser un programmateur d'EPROM plus complet, ce sera l'objet d'un module d'extension. Dans ce cadre particulier, de quoi avons-nous besoin ? Il nous faut pouvoir stocker au moins 8 Ko de programme dans une EPROM. L'EPROM qui convient pour cela serait donc une 2764. En réalité, on peut, sans rien ajouter au montage, programmer aussi une 27128, soit 16 Ko de programme. Ces EPROM existent en deux tensions de programmation : 12,5 V_{DC} ou 21 V_{DC}.

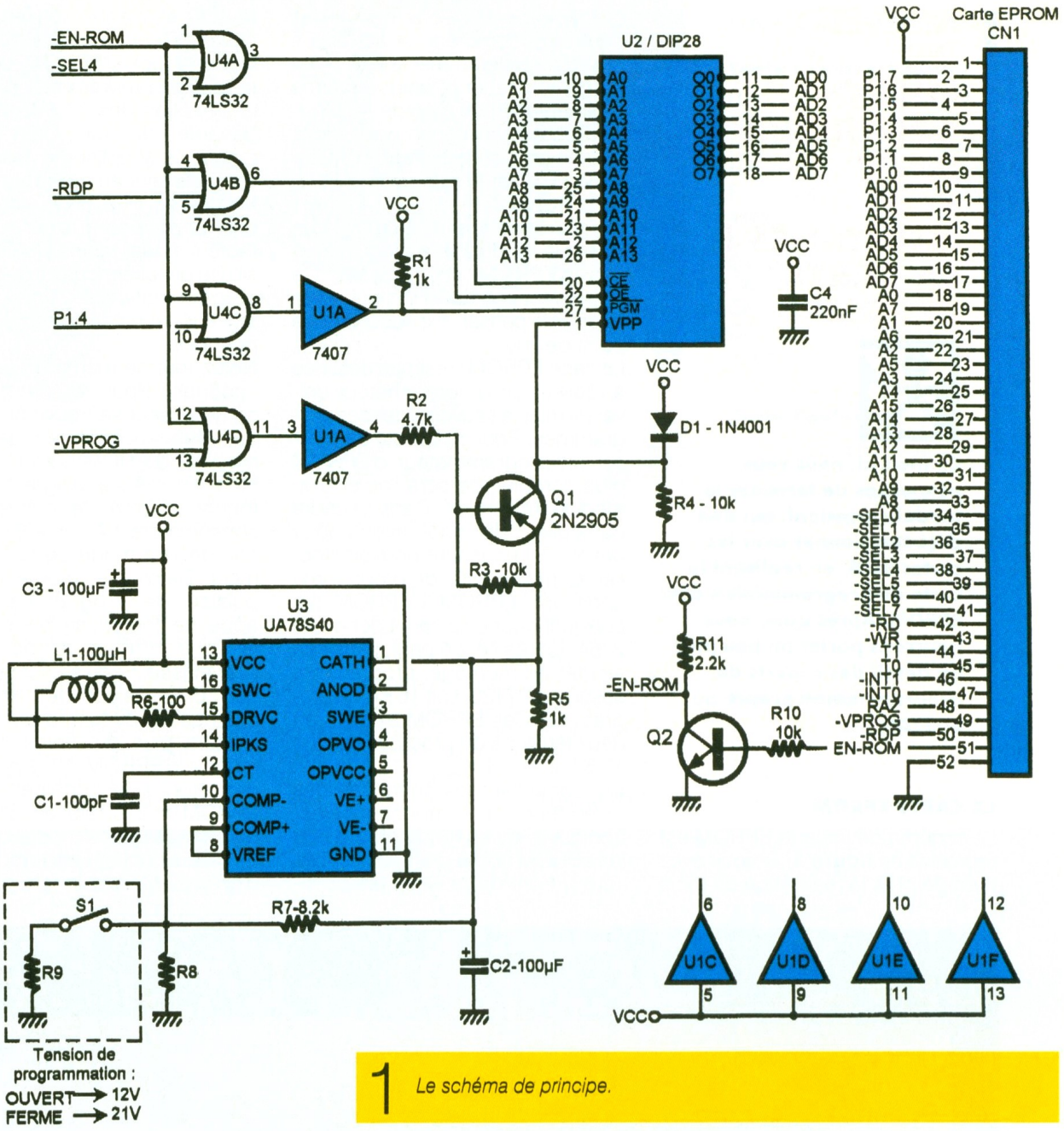
En, consultant les annonces des revendeurs de composants électroniques, on se rend compte que les EPROM qui se programment en 12,5 V sont de plus en plus courantes, et même souvent moins chères. Donc, à moins de posséder un stock d'EPROM avec une tension de programmation de 21 V, la limitation des 12,5 V n'est pas gênante du tout. Cela permet même de simplifier le schéma du convertisseur au maximum.

Malgré ce que nous venons de dire, et pour ne frustrer personne, l'auteur a néanmoins ajouté la possibilité de faire monter la tension de programmation à 21 V. La résistance R_9 et l'interrupteur S_1 sont là pour cela.

Notez tout de même un point très important. Pour fournir 21 V, le convertisseur se trouve aux limites de ses possibilités. Selon le modèle, l'EPROM aura besoin de 50 à 100 mA sur la ligne V_{PP}. Pour fournir 100 mA, le convertisseur consommera 1 A sur le 5 V, en raison de son mode de fonctionnement ! De plus, au moment de l'impulsion de programmation, un appel de courant se fera sentir sur la ligne VPP Le temps que le convertisseur agisse sur la régulation, et en raison des limitations internes du circuit, la tension V_{PP} chutera plus ou moins, selon le modèle d'EPROM. Ne soyez donc pas étonné si certaines de vos EPROM en 21 V refusent d'être programmées par ce module.

En ce qui concerne le futur module d'extension pour programmer



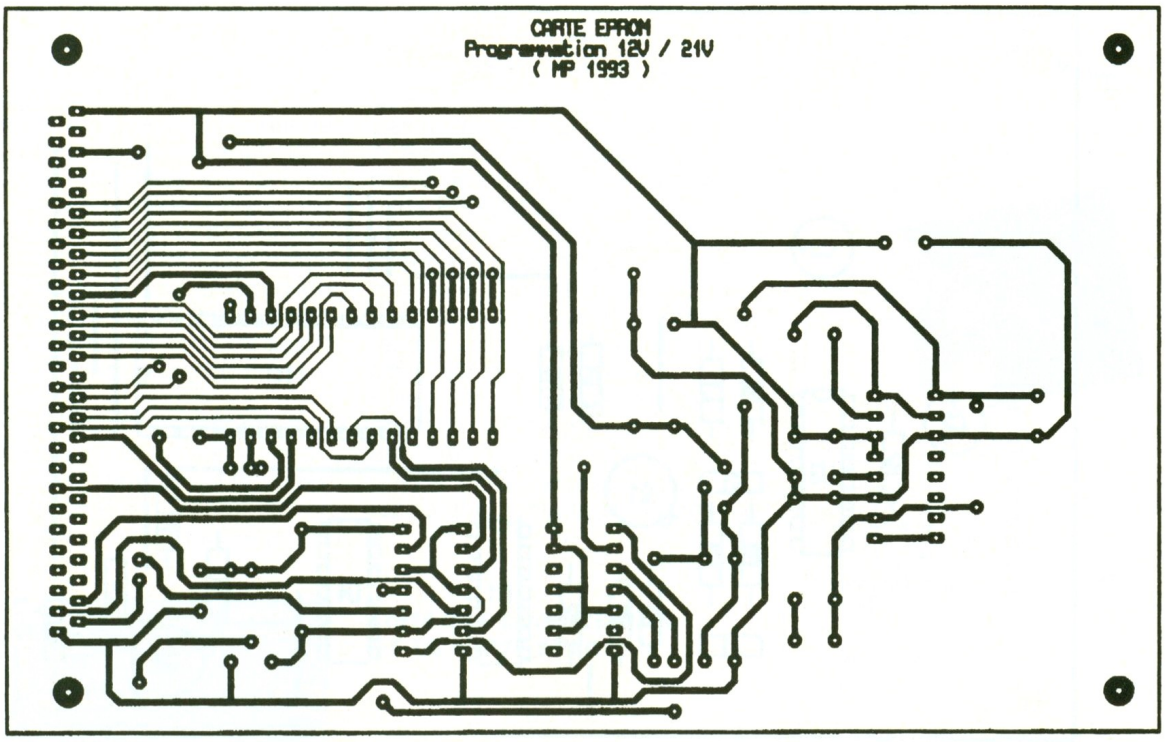


1 *Le schéma de principe.*

toutes les EPROM, ne vous inquiétez pas : la source pour la tension V_{PP} sera plus musclée.

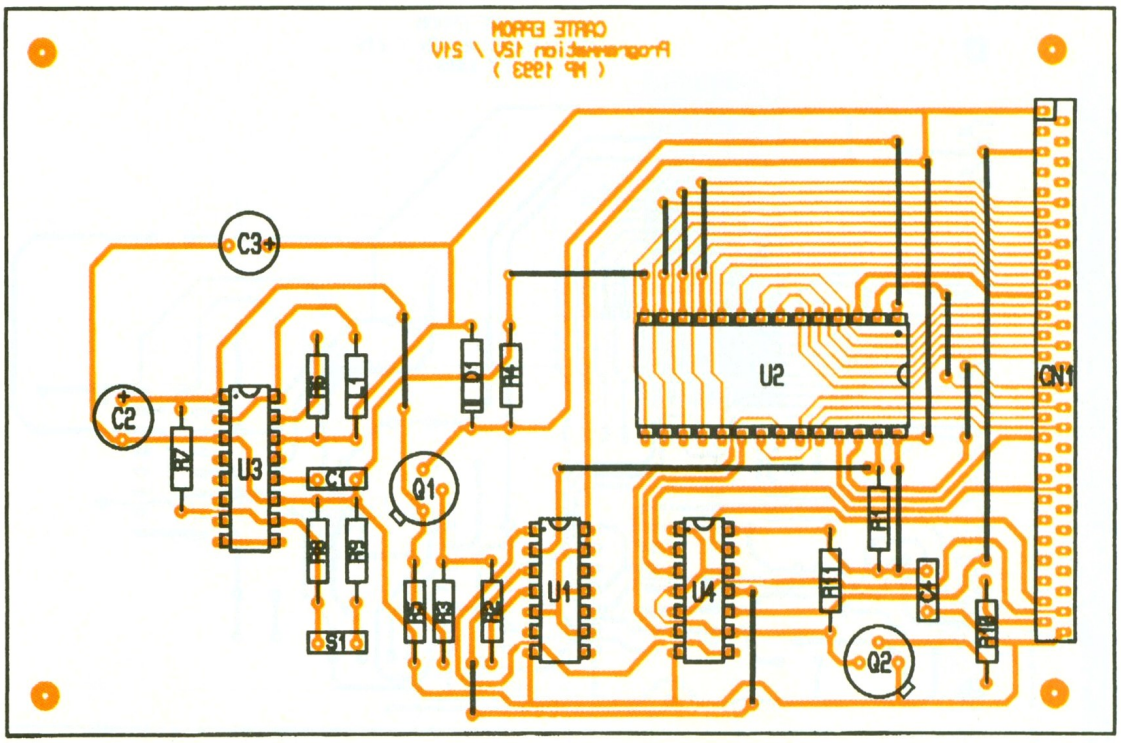
Après ces considérations un peu terre à terre, revenons au fonctionnement du convertisseur continu. Pour élever la tension Vcc à 12,5 V, le circuit U_3 procède en deux étapes. Dans un premier temps, le circuit force l'inductance L_1 à emmagasiner de l'énergie en plaçant la broche 16 à la masse. Une inductance, par nature, s'oppose aux variations brusques de courant. Dès que U_3 met son entrée SWC à la masse, le courant dans L_1 va croître proportionnellement au temps et à la tension à ses bornes (ici, Vcc). Après un certain temps, U_3 désactive le transistor interne qui permettait de faire conduire L_1. A partir de ce moment, l'inductance va réagir violemment. L'énergie magnétique que L_1 a emmagasinée ne peut disparaître instantanément. L_1 cherche en quelque sorte à maintenir le courant qui la traverse. Cela va se traduire par l'apparition d'une tension inverse aux bornes de L_1 de valeur très élevée. La tension inverse aux bornes de L_1 sera d'autant plus importante que le coefficient de qualité de la bobine sera bon. C'est ce qui se passerait si la patte 16 de U_3 n'était pas reliée à une diode interne dirigée vers la sortie (pattes 2 et 1 de U_3). Grâce à cette diode, la tension inverse, générée par la rupture de conduction du transistor interne de U_3, va être appliquée au condensateur de filtrage C_2.

Un condensateur s'oppose aux variations brusques de la tension à ses bornes. Grâce à la diode interne de U_3, C_2 va donc empêcher la tension inverse aux bornes de L_1 de croître au-delà de la tension de seuil de la diode. En contrepartie, il va y avoir un échange d'énergie entre L_1 et C_2. La tension aux bornes de C_2 va croître au fur et à mesure que le courant qui circule dans L_1 va



2 *Le dessin du circuit imprimé.*

décroître. Cet échange va durer jusqu'à ce que le courant qui circule dans L_1 soit nul.
Le circuit U_3 se charge de faire varier le temps pendant lequel L_1 emmagasine l'énergie et le temps pendant lequel L_1 transmet l'énergie à C_2. Pour cela, une fraction de la tension de sortie (tension aux bornes de C_2) est ramenée sur l'entrée COMP— de U_3. La fraction de la tension de sortie est comparée à la tension de référance $V_{réf}$ qui est distribuée à l'entrée COMP+. Le circuit se charge de maintenir l'entrée de COMP+ à un niveau très proche, ce qui se répercute sur la tension de sortie.
La tension présente sur l'entrée COMP— est le résultat du pont diviseur R_7/R_6, soit :
$U\ (COMP—) = V_S \times (R_8/R_8 + R_7)$
Puisque le circuit se charge de maintenir l'entrée COMP— au même niveau que l'entrée COMP+, on obtient la formule :
$V_S = V_{réf} \times (R_8 + R_7)/R_8$
La tension $V_{réf}$ fournie par U_3 est fixée à 12,5 V. Avec les valeurs de composants choisis, cela donne $V_S = 9{,}9 \times V_{réf} = 12{,}3$ V. Selon la dispersion des composants, la tension V_{PP} ne sera pas exactement à 12,5 V, mais dans la pratique, cela reste acceptable.
Pour les inconditionnels des EPROM qui se programment avec un V_{PP} de 21 V, l'interrupteur S_1 permet de mettre la résistance R_9 en parallèle avec R_8. Comme $R_9 = R_8$, le fait de commuter S_1 revient à diviser R_8 par 2 et donc à multiplier la tension de sortie par 2. La tension de sortie devrait passer à 25 V en théorie. Mais faites donc l'essai et vous verrez que vous obtiendrez difficilement 21 V, du fait des limites du montage.
La tension de programmation ne doit attaquer la broche V_{PP} de l'EPROM que pendant la phase de programmation. Pendant le reste du temps, la broche V_{PP} de l'EPROM doit rester à un niveau 1 en logique TTL. Le transistor Q_1 permet donc de n'appliquer la tension de programmation que lorsque le microcontrôleur en donne l'ordre, tandis que la diode D_1 permet de fournir le niveau 1 sur V_{PP} en temps normal. C'est le programme interne du microcontrôleur qui se charge de toutes les opérations. Vous n'aurez qu'à demander la programmation en lançant l'ordre « PROG ».
Le transistor Q_1 est contrôlé par une porte suiveuse à collecteur ouvert, U_{1B}, pour s'accommoder des différences de niveau de tension. R_2 et R_3 permettent de contrôler la saturation de Q_1.
Les signaux qui sont issus de la carte de base sont filtrés par les portes U_{4A} à U_{4D}. L'ordre de filtrer les signaux est issu du signal EN_ROM qui est inversé par Q_2. L'utilisation de Q_2 permet de se passer d'un circuit inverseur, plus encombrant qu'un simple transistor. Si vous jetez un coup d'œil sur le schéma de la carte de base, dans l'article précédent, vous constaterez que le signal EN_ROM est issu d'une résistance monté en rappel sur Vcc.
Si aucun module d'extension (branché sur le connecteur 96 points de la carte de base) ne ramène le signal à la masse, la carte EPROM verra un niveau 1 sur son entrée EN_ROM. Le transistor Q_2 conduira donc, ce qui placera le signal -EN_ROM à 0. Le signal -EN_ROM ne modifiera pas les signaux qui passent par U_{4A} à U_{4D}. En revanche, si un module d'extension impose un niveau 0 sur le signal EN_ROM, toutes les sorties des portes U_{4A} à U_{4D} passent à 1, quels ques soient les niveaux proposés par le microcontrôleur. Dans ces conditions, l'EPROM U_2 place ses sorties en haute impédance et disparaît du champ de vision du microcontrôleur.
Cette possibilité est très intéressante car elle autorise un module



3 *L'implantation des composants.*

d'extension à posséder une EPROM déjà programmée avec une application, de sorte qu'elle se substitue à la carte EPROM. Vous pourrez ainsi rendre une application entièrement autonome. Nous reparlerons de cette particularité le moment venu.

Revenons au cas où notre carte EPROM est active. Le signal —SEL4 attaque la broche —CE de l'EPROM. L'EPROM sera donc sélectionnée dans l'espace d'adressage 8000hexa à 9FFFhexa (16 Ko). C'est la zone de départ où le 8052 AH Basic enregistre et vient rechercher ses programmes. Les zones que recouvrent les signaux —SEL5 à —SEL7 ne sont pas exploités par notre module dans un souci de simplicité. Elles pourront être mises à profit plus tard, ne vous inquiétez pas.

Le signal —RDP contrôle l'entrée —OE de l'EPROM. Cela est indispensable pour pouvoir programmer l'EPROM. En effet, pendant la phase de programmation, c'est le microcontrôleur qui place les données sur le bus. Il est donc nécessaire de désactiver les buffers de sortie de l'EPROM.

Enfin, l'entrée —PGM de l'EPROM est contrôlée par le port de sortie P1.4 du microcontrôleur, qui se charge de tout, pendant la programmation. Pour en finir avec la carte EPROM, rappelons que le découplage de l'alimentation devra être respecté scrupuleusement.

L'ensemble complet, avec le module de programmation de EPROM, peut consommer jusqu'à 600 mA pendant la programmation (1,2 A pour les inconditionnels de la programmation en 21 V). Le choix du bloc d'alimentation devient donc un peu plus délicat. On trouve dans le commerce des petits blocs d'alimentation du style des blocs d'alimentation de calculatrice tout à fait capables de maintenir 5 V_{DC} **régulés,** même pour un courant débité de 1 A.

Cependant, puisque notre modulation de base est susceptible de recevoir un module d'extension, il est préférable de voir plus large encore. Aussi, nous vous proposons de réaliser un bloc d'alimentation plus « musclé » tout en restant dans des dimensions raisonnables.

REALISATION PRATIQUE

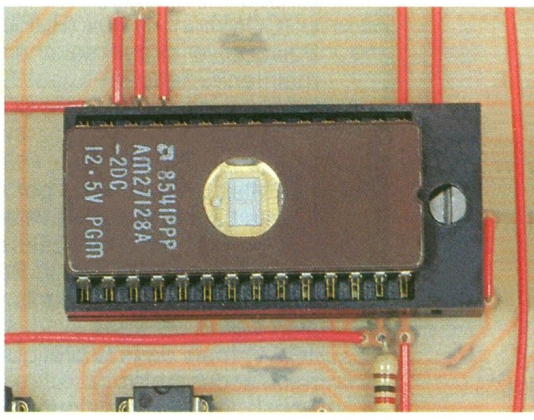
Le circuit de la carte EPROM est reproduit en **figure 3** et la vue d'implantation qui l'accompagne en **figure 4**.

La carte EPROM

Les straps sont au rendez-vous pour la carte EPROM, pour se passer d'un circuit imprimé en double face. C'est d'ailleurs par les straps qu'il vaut mieux commencer l'implantation sur les circuits imprimés. Les condensateurs C_3 et C_2 seront montés couchés afin de limiter l'espace entre la carte EPROM et la face avant.

En ce qui concerne le support à force d'insertion nulle, vous avez plusieurs possiblités d'implantation. Si vous choisissez un support ZIP DIP, il faudra un modèle à

La ROM placée sur un support à insertion nulle.



wrapper pour pouvoir le surélever un peu. La hauteur du support est à ajuster pour qu'il dépasse suffisamment, en vue d'actionner le levier de blocage lorsque la carte EPROM est en place sur la face avant. Si vous préférez un support ECONO-ZIP (plus économique, comme son nom l'indique), vous devrez implanter tout d'abord un support tulipe dans lequel vous viendrez enficher le support ECONO-ZIP (en forçant un peu, il est vrai !).
La carte EPROM se raccorde à la carte de base de la même façon que l'une des cartes RAM étudiées le mois précédent.
La découpe pour le passage du support de l'EPROM pourra être à ajuster selon le modèle de support que vous aurez retenu. N'oubliez pas la diode LED (témoin de Vcc) que nous avions laissée volontairement de côté le mois dernier. La carte EPROM devra être montée la plus proche possible de la face avant afin que vous puissiez refermer correctement le boîtier. Si vous avez bien couché les condensateurs C_2 et C_3, cela ne devrait pas poser de gros problème.
Les lecteurs intéressés par les commandes de programmation du 8052 AHB nous envoies une disquette formatée avec une enveloppe affranchie et self-adressée.

P. MORIN

```
>RAM

READY
>10 FOR  I=1 TO 10
20 PRINT I
30 NEXT I

PROG
1

READY
>NEW

READY
>10 FOR I=1 TO 100
20 PRINT I;
30 NEXT I

PROG
2

READY
>ROM 1

READY
>LIST

10 FOR  I=1 TO 10
20 PRINT I
30 NEXT I

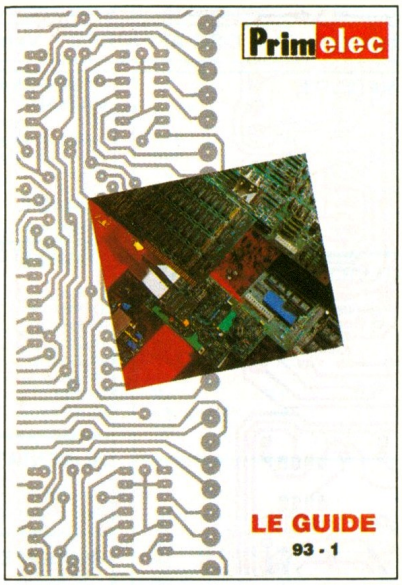
READY
>
```

Programmes d'essais du module 8052AHB.

LISTE DES COMPOSANTS DE LA CARTE EPROM

C_1 : 100 pF
C_2, C_3 : 100 µF/16 V sorties axiales
C_4 : 220 nF
D_1 : 1N4001
L_1 : inductance 100 µH
Q_1 : 2N2905
Q_2 : 2N1711
R_1, R_5, R_{10} : 1 kΩ 1/4 W (marron, noir, rouge)
R_2 : 4,7 kΩ 1/4 W (jaune, violet, rouge)
R_3, R_4 : 10 kΩ 1/4 W (marron, noir, orange)
R_6 : 100 Ω 1/4 W (marron, noir, marron)
R_7 : 8,2 kΩ 1/4 W (bleu, rouge, rouge)
R_8, R_9 : 1 KΩ 1/4 W (marron, noir, rouge)
R_{11} : 2,2 kΩ 1/4 W (rouge, rouge, rouge)
S_1 : interrupteur unipolaire (pour programmation 21 V seulement)
U_1 : 7407 + support 14 broches
U_2 : support 28 broches à force d'insertion nulle (à wrapper) (par exemple, support 3M Textool ZIP DIP II ou ECONO-ZIP)
U_3 : UA78S40PC + support 16 broches
U_4 : 74SL32 + support 14 broches

```
10 PRINT "Option de programmation = ",CBY(8000H)
20 PRINT "Poids fort de la variable  BAUD RATE =",CBY(8001H)
30 PRINT "Poids faible de la variable BAUD RATE =",CBY(8002H)
```



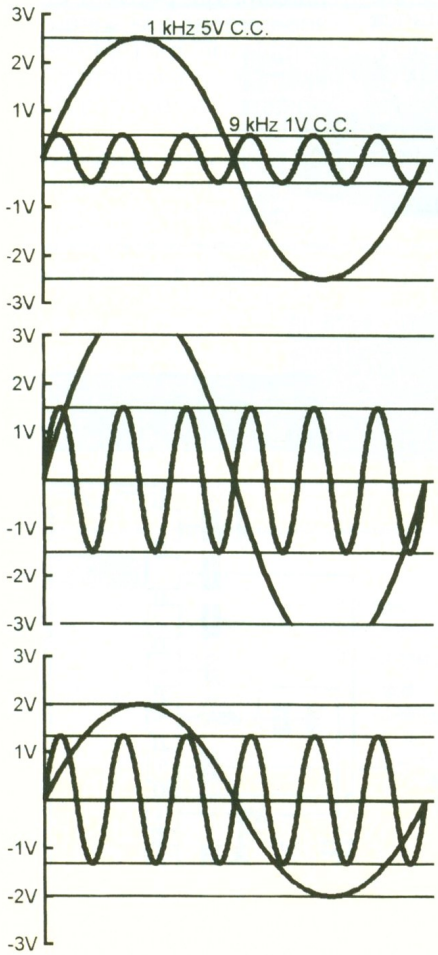
Ce nouveau document de la société Primelec regroupe toute une gamme de produits spécifiques à l'élaboration de circuits imprimés, de la conception au résultat final, qui consiste à obtenir une plaque simple ou double face prête à recevoir les composants électroniques. En fait, le catalogue offre un choix plutôt vaste de bandes et pastilles Mecanorma et Alfac, du matériel photographique pour la réalisation des films positifs ou négatifs, la photogravure pour insoler les plaques. Dans ce chapitre, on peut trouver les bancs à insoler, du plus simple au plus sophistiqué, les bacs à graver en simple et double face, et le fameux mini-laboratoire modulaire. Il dispose d'un bac à graver et d'une machine à insoler, l'avantage est de pouvoir disposer de tous les produits et machines sous la main dans un minimum de place et avec une grande efficacité. Une fois le circuit imprimé gravé, il faut passer à l'opération de perçage, Primelec ne l'a pas oublié et propose donc sept perceuses sensitives montées sur colonne de précision.
Pour être complet, la société Primelec diffuse les produits de traitements de surfaces en bombes aérosols, le matériel pour souder et dessouder les composants classiques et montés en surface. A la fin du catalogue se trouve le « guide pratique » pour la réalisation correcte des circuits imprimés.
Jelt CM
Département Primelec
112, bd de Verdun
B.P. 306, 92402 Courbevoie
Tél. : 47.88.36.73.

LA COMPRESSION ET L'EXPANSION DES SIGNAUX BF

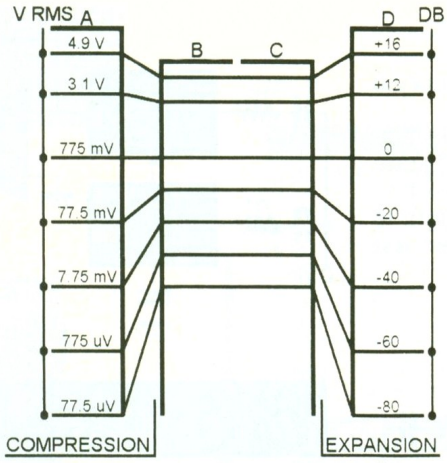
Les compresseurs et les expanseurs sont utilisés en basse fréquence dans certains appareils tels les téléphones sans fil, les micros HF ou les platines lecteurs de bandes ou de cassettes. Ils contribuent à réduire dans des proportions considérables le bruit de fond et donc à améliorer le rapport signal/bruit de ces appareils audio.

Pourquoi compresser un signal avant son exploitation ?
Tout signal basse fréquence est composé des signaux utiles et d'autres qui ne le sont pas : ce sont les bruits de fond et les signaux parasites inhérents à toute source audio. Le but de la compression est d'amener les signaux utiles de différentes fréquences à pratiquement la même amplitude, en amplifiant certains signaux de bas niveau et en atténuant les autres, ce qui revient à diminuer très fortement le bruit, sans causer d'écrêtage ni de distorsion. Ce principe est représenté graphiquement en **figure 1**.

1 *Le principe de la compression d'un signal.*



La **figure 1a** représente le signal provenant de la source audio avant tout traitement. En **1b**, le même signal est dessiné, mais après avoir subi une amplification de gain 3 afin de se trouver bien au-dessus du bruit de fond. Enfin, la **figure 1c** montre le signal obtenu après compression.
Il est ensuite traité par le circuit expanseur, et ce dans le même rapport mais en réalisant l'opération inverse. On obtient ainsi un signal propre, exempt de distorsion et d'un très haut rapport signal/bruit.
La **figure 2** montre les différents niveaux du signal d'entrée sur le compresseur (A), après compression (B), avant expansion (C) et après expansion (D). Comme on le remarque sur cette figure, les signaux les plus faibles (– 80 dB) subissent une amplification d'au moins 40 dB, alors que les signaux d'amplitude élevée sont atténués de moitié (donc dans le même rapport : 1/2). Ce sont tous ces signaux que l'on retrouve à l'entrée de l'expanseur, et ce dernier leur fera subir, dans le même rapport, une amplification (pour les signaux atténués) et une atténuation (pour les signaux amplifiés).

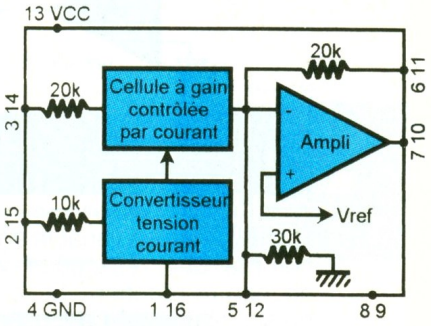


2 *Niveaux des signaux compressés et expansés.*

La transmission des bruits de fond s'effectue entre B et C, à un niveau se situant à – 60 dB, donc bien en dessous du niveau des signaux utiles. On voit bien là l'utilité d'un tel système.

FONCTIONNEMENT D'UN CIRCUIT COMPRESSEUR-EXPANSEUR

Nous prendrons comme circuit de base le NE 570/571 de Philips. Comme on peut le constater sur la **figure 3**, la constitution interne de ce type de circuit est relativement simple. Il est formé d'un amplificateur opérationnel, d'un convertisseur tension-courant et d'une cellule à gain variable contrôlée par courant (tout cela en double exemplaire, le NE 570/571 comportant deux canaux totalement indépendants).



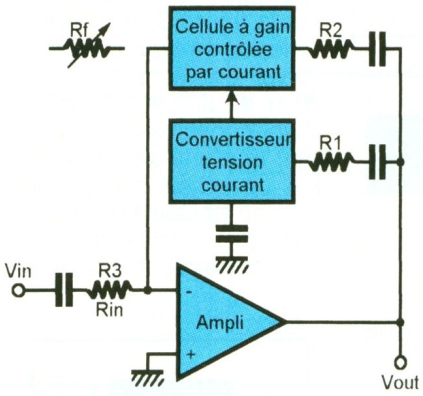
3 *Schéma interne des NE 570/571.*

Ce circuit pourra être configuré pour fonctionner de quatre façons différentes :
1° en compression du signal : le but est d'éliminer toute distorsion résultant de la faible dynamique de la bande de fréquences transmise, telle celle des lignes téléphoniques, des communications hertziennes et des bandes magnétiques ;
2° en expansion du signal : mis en sortie du compresseur, il servira à augmenter la dynamique de ce signal ;
3° en compression/expansion : sert essentiellement à limiter de façon très sensible le bruit de fond ;
4° en contrôleur automatique de niveau : dans ce cas, le circuit ajustera son gain proportionnellement à l'amplitude du signal d'entrée ; le signal de sortie aura une amplitude fixe où toutes traces de distorsion et d'écrêtage auront disparues.

LE FONCTONNEMENT EN COMPRESSEUR

Le schéma de principe est donné à la **figure 4.**
Dans cette configuration, la cellule à gain variable est placée dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur opérationnel monté en inverseur. Le gain est alors égal à :

$Av = - Rf/Rin$



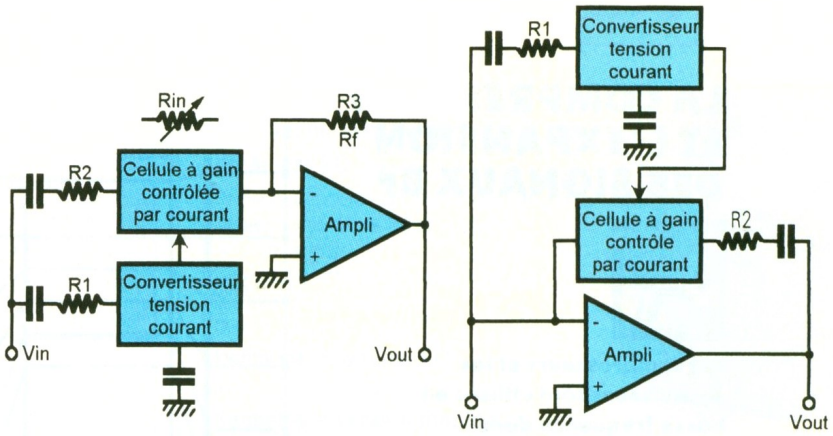
4 *Principe du compresseur.*

La cellule à gain variable agit alors comme une résistance variable de contre-réaction. Si le niveau du signal d'entrée dépasse 0 dB, la valeur de la « résistance variable » diminue, ce qui a pour conséquence un gain plus petit et une limitation de l'amplitude des signaux en sortie.
En dessous du seuil de 0 dB, une augmentation de l'amplitude du signal d'entrée (par exemple de – 60 dB à – 20 dB) aura pour conséquence une augmentation de la valeur de la « résistance variable », ce qui causera une augmentation du gain de l'amplificateur opérationnel. Le but recherché sera alors atteint : une atténuation des signaux de forte amplitude et une amplification des signaux de faible amplitude.

Dans cette configuration, le convertisseur tension-courant (ou redresseur) est connecté à la sortie. Le gain du compresseur est alors égal a :

$Gain = [R_1R_{21}b/2R_3Vin\ (moyen)]^{1/2}$

où
$Vin(moyen) = 0,9Vin\ (RMS)$
et
$R_1 = 10\ k\Omega$
$R_2 = R_3 = 20\ k\Omega$
$Ib = 140\ \mu A$



5/6 *Principe de l'expanseur et du CAG.*

LE FONCTIONNEMENT EN EXPANSEUR

Le schéma de ce type de fonctionnement est dessiné en **figure 5.**
Dans ce mode, la cellule à gain variable est placée dans l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel et fonctione comme une résistance variable. Le gain de l'AOP est alors :

$Av = - Rf/Rin$

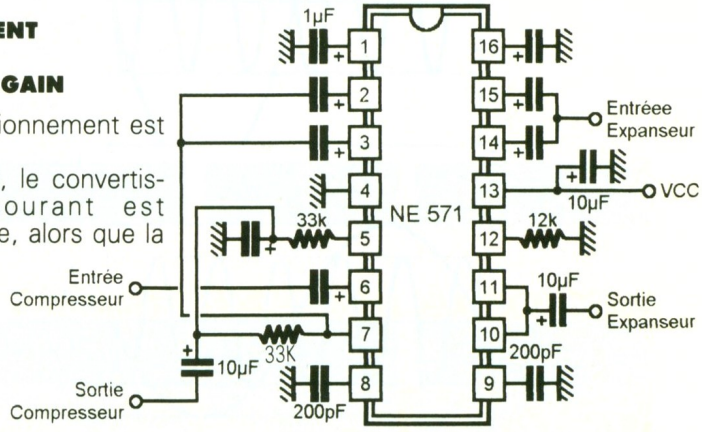
Si le niveau du signal d'entrée dépasse le seuil 0 dB, la « résistance variable » diminue en valeur et le gain du montage augmente. L'amplitude des signaux de sortie augmente donc. Si, au contraire, les signaux restent en dessous du niveau 0 dB, alors la valeur de la « résistance variable » augmente, le gain diminue et l'amplitude des signaux de sortie également.
Dans cette configuration, le convertisseur tension-courant est connecté en entrée.
Le gain est déterminé par la formule suivante :

$Gain = (2R_3\ Vin(moyen))/R_1R_2b$
où
$Vin(moyen) = 0,9\ Vin\ (RMS)$
et
$R_1 = 10\ k\Omega$
$R_2 = R_3 = 20\ k\Omega$
$Ib = 140\ \mu A$

LE FONCTIONNEMENT EN CONTROLE AUTOMATIQUE DE GAIN

Ce mode de fonctionnement est donné en **figure 6.**
Comme on le voit, le convertisseur tension-courant est connecté en entrée, alors que la cellule à gain variable l'est dans la boucle de contre-réaction de l'ampliticateur opérationnel. Si l'amplitude des signaux d'entrée augmente au-delà d'un certain seuil, le gain diminue proportionnellement et l'AOP maintient le niveau de sortie à une amplitude constante. Si, au contraire, les signaux restent en dessous du seuil, le gain augmentera dans les mêmes proportions et l'amplificateur opérationnel maintiendra la sortie au même niveau.
En attendant la parution prochaine d'une application pratique de ces circuits, nous avons représenté en **figure 7** un schéma d'utilisation du NE 571. Il représente un compresseur et un expanseur qui peuvent être utilisés séparément à la suite sur un ensemble de microphone HF, par exemple, pour augmenter le rapport signal/bruit global de la transmission.
On peut noter le nombre relativement restreint de composants, ce qui permet de disposer d'un circuit présentant de bonnes performances à un prix de revient très abordable.

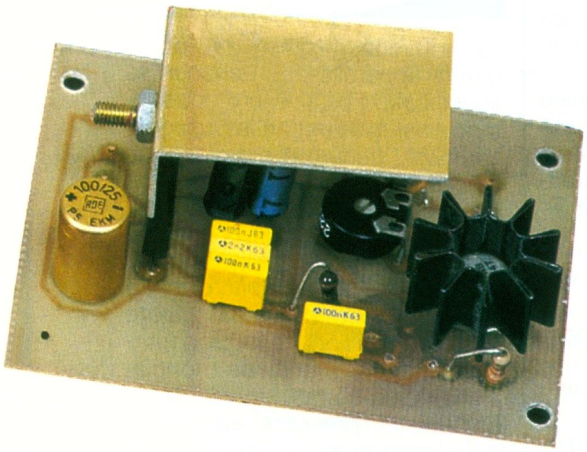
7 *Le schéma d'utilisation du NE 571.*



Tous les condensateurs non indiqués font 2.2µF de valeur typique

AMPLIFICATEUR POUR BALADEUR

Ce petit amplificateur monophonique est destiné à reproduire le son émis par votre baladeur sur un petit haut-parleur de 0,5 W. Complètement autonome, il est alimenté par deux piles de 1,5 V. Il peut être alimenté par un bloc d'alimentation secteur afin d'augmenter la puissance de sortie et d'auto-alimenter le baladeur.



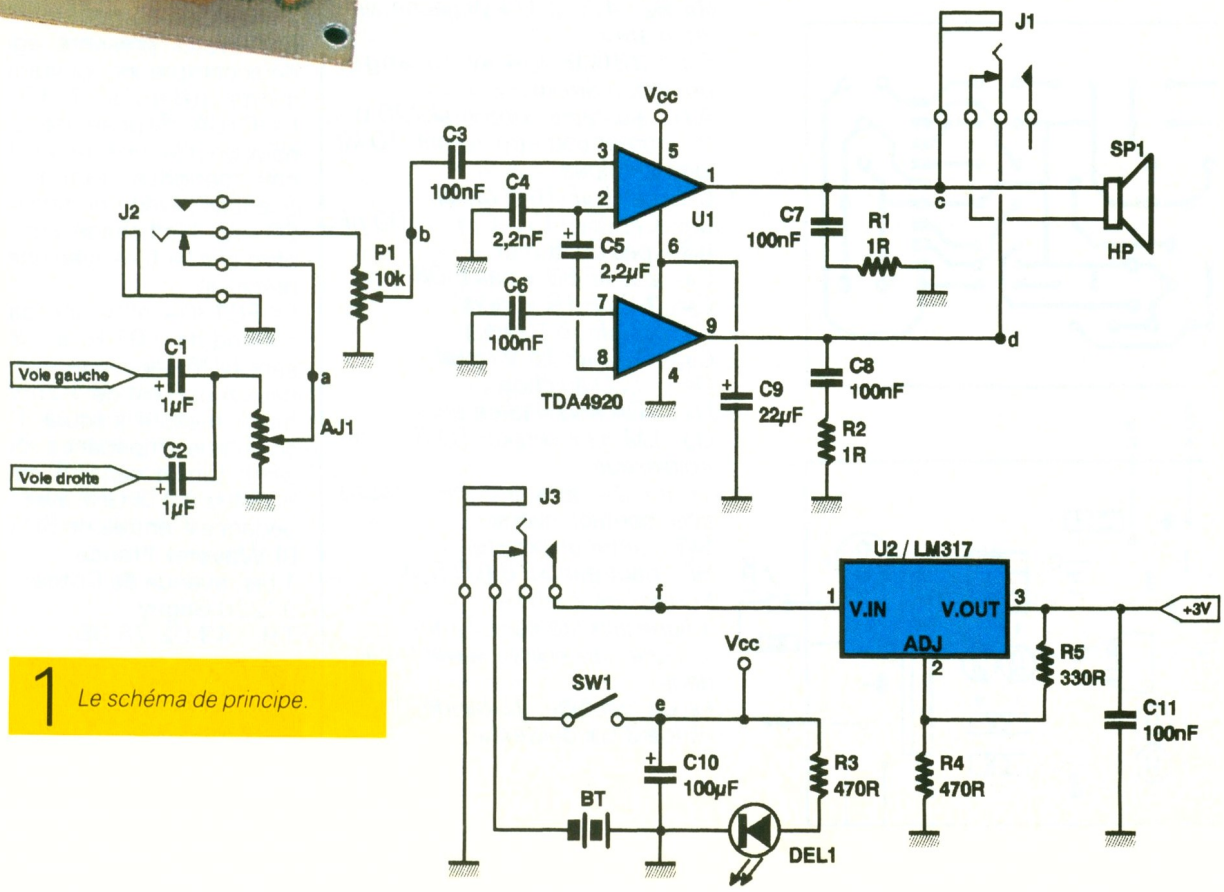
Le montage, basé sur le TDA 4920, ne demande qu'un nombre réduit de composants périphériques.
Caractéristiques :
- Alimentation, 3 à 12 V.
- Puissance, 0,1 à 5 W.
- Distorsion à 1 kHz, 0,6 %.
- Sortie 3 V/500 mA si alimentation extérieure.
- Entrée stéréo pour baladeur.
- Entrée auxiliaire (impédance 10 kΩ).
- Sortie sur HP 0,5 W.
- Sortie auxiliaire pour HP.
- Entrée extérieure : 4,5 à 12 V/ 500 mA.

Le TDA 4920 est un circuit intégré d'amplificateur en boîtier Single In Line 9 broches. Le schéma de principe est donné en **figure 1**. Le montage est dit en pont.
Les deux voies du signal stéréo issues du baladeur sont mélangées *via* C_1 et C_2 afin d'obtenir un signal monophonique. L'ajustable AJ_1 constitue l'impédance d'entrée du signal du baladeur et permet de régler la sensibilité de cette entrée. Le signal va ensuite dans une prise jack mono J_2, qui constitue l'entrée auxiliaire. On voit qu'en l'absence de fiche dans J_2, c'est l'entrée baladeur qui est sélectionnée, alors que, si l'on introduit une fiche dans J_2, c'est cette voie qui sera opérationnelle. Le potentiomètre P_1 sert de réglage de volume.

Le TDA 4920 étant un amplificateur stéréophonique, les deux amplis sont montés en pont. Ce type de montage a l'avantage d'éliminer le condensateur de sortie (qui doit être de forte valeur) et de doubler la puissance de sortie. Les réseaux C_7/R_1 et C_8/R_2 servent à éliminer les ondulations parasites. Le haut-parleur est directement relié sur les sorties 1 et 9 de U_1, *via* J_1 qui permet de brancher un haut-parleur extérieur (4 à 8 Ω, 5 W maxi sous 12 V).
L'alimentation s'effectue par un pack de deux piles, type R_{14}, ou par un bloc secteur de 4,5 V à 12 V, *via* J_3. L'interrupteur SW_1 met sous tension le montage, et la LED Del_1 indique la mise en marche. Le condensateur C_{10} sert de réservoir d'énergie en cas d'appel brutal de courant.
Lorsque le montage est alimenté par un bloc secteur, le régulateur U_2 est connecté à cette source *via* J_3. En sortie de ce régulateur, un LM317, on obtient une tension de 3 V afin d'alimenter l'appareil (I < 500 mA).

MONTAGE/ESSAI

La **figure 2** donne le schéma du circuit imprimé, la **figure 3** l'implantation des composants.
Après réalisation du cuivre, soit par gravure directe, soit par reproduction photographique, on



1 *Le schéma de principe.*

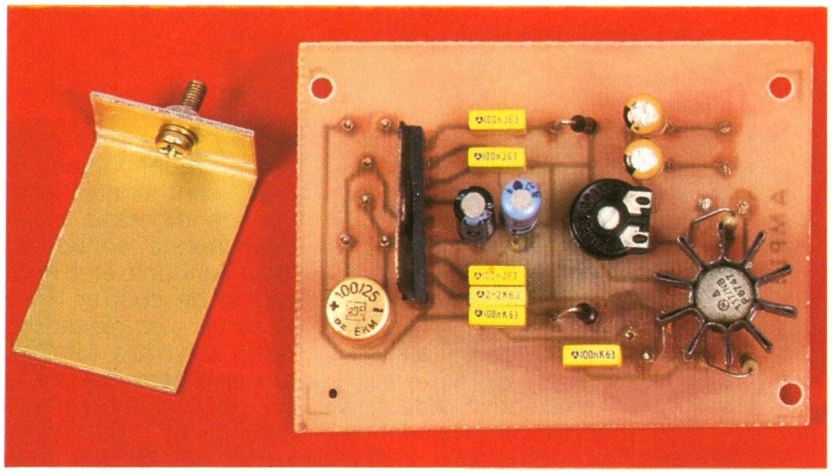
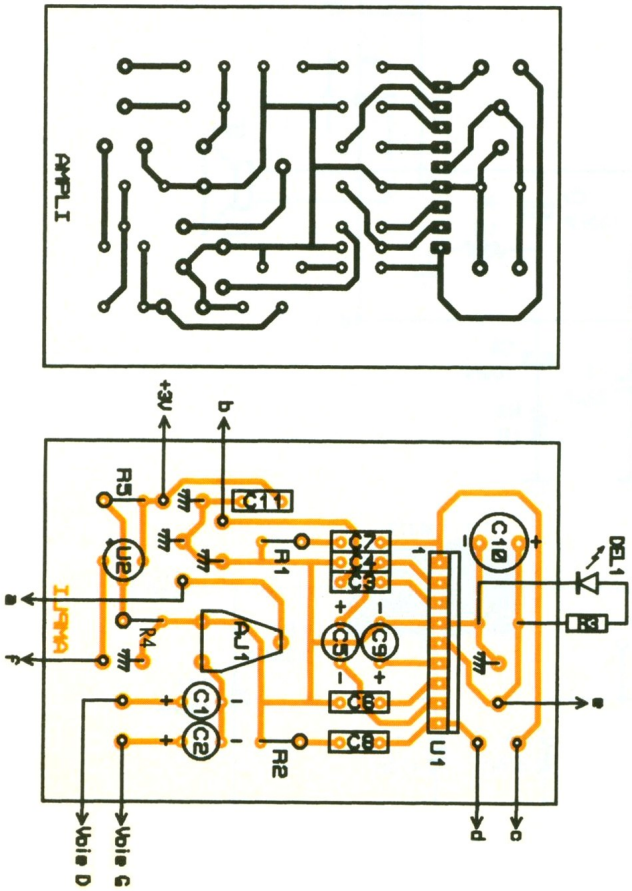


Photo 2. – La puissance absorbée par le circuit intégré impose l'utilisation d'un radiateur.

veillera à bien nettoyer la face cuivrée. On commence par souder les condensateurs C_3, C_4, C_6, C_7, C_8 et C_{11}, puis les résistances R_1, R_2, R_4 et R_5. Viennent ensuite les condensateurs chimiques C_1, C_2, C_5, C_9 et C_{10}, l'ajustable AJ_1, le régulateur U_2 avec son petit dissipateur (attention aux résistances R_4 et R_5). Reste l'ampli U_1 sur lequel on fixera un morceau de cornière d'aluminium en forme de L pour son refroidissement (voir photo).
La résistance R_3 sera directement soudée sur la LED Del_1, puis reliée au circuit imprimé par du fil de câblage.
Le haut-parleur et J_1 seront reliés avec du fil de câblage non blindé (voir bornes c et d).

L'entrée baladeur sera réalisée avec du fil blindé deux conducteurs (voie gauche et voie droite), terminé par une fiche jack stéréo 3,5 mm.
Toutes les autres liaisons entre le circuit imprimé et les fiches jack J_2 et J_3 et le potentiomètre P_1 (bornes a et b) seront effectuées avec du fil blindé un conducteur.
Pour l'alimentation par piles, on utilisera un porte-piles 2R14.
Toute la partie alimentation sera câblée avec du fil de câblage non blindé (bornes e et f).
La sortie 3 V sera réalisée avec du fil deux conducteurs terminé par une fiche japonaise adaptée à votre baladeur (attention au branchement du + et du –). **P.T.**

2/3 *Dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants.*



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

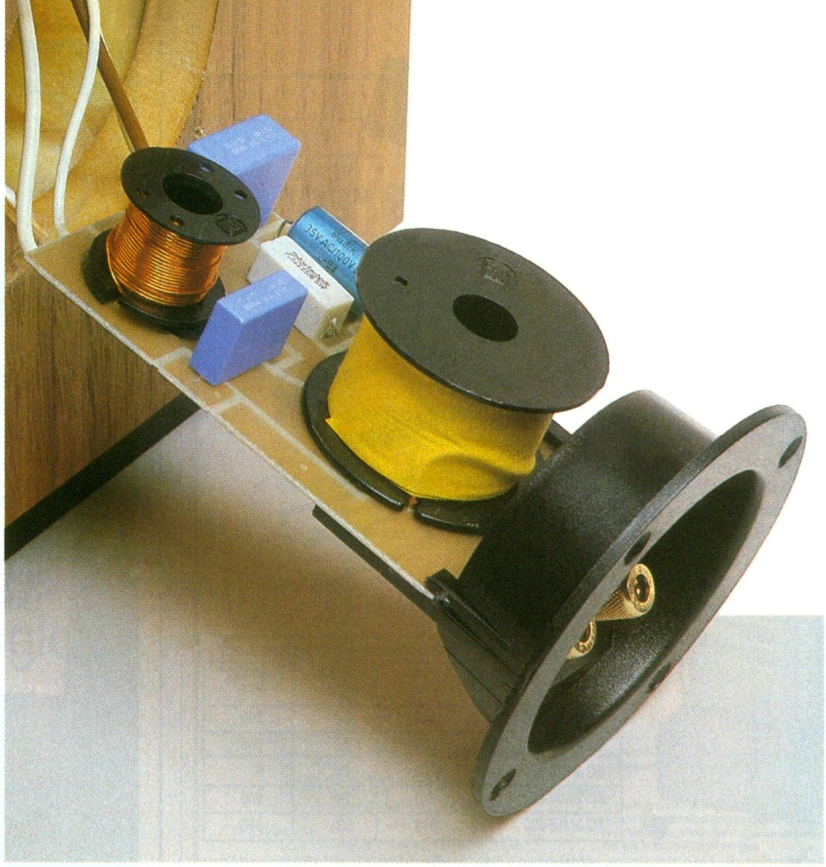
R_1, R_2 : 1 Ω 1/4 W (marron, noir, argent)
R_3, R_4 : 470 Ω 1/4 W (jaune, violet, marron)
R_5 : 330 Ω 1/4 W (orange, orange, marron)
AJ_1 : ajustable horizontal 220 Ω
P_1 : potentiomètre rotatif 10 kΩ logarithmique
C_1, C_2 : 1 µF 16 V radial
C_3, C_6, C_7, C_8, C_{11} : 100 nF 63 V pas 5,08 mm
C_4 : 2,2 nF 63 V pas 5,08 mm
C_5 : 2,2 µF 16 V radial
C_9 : 22 µF 16 V radial
C_{10} : 100 µF 16 V radial
Del_1 : LED au choix
U_1 : TDA 4920 (Siemens)
U_2 : LM 317 version TO 3 + refroidisseur
J_1, J_2, J_3 : jack 3,5 mm châssis avec contact inverseur
SW_1 : inter unipolaire
HP : haut-parleur 8 Ω 0,5 W
Porte-piles 2 × R14
1 fiche jack stéréo 3,5 mm
1 fiche japonaise suivant baladeur
Fil de câblage, fil blindé 1c, fil blindé 2 conducteurs



La nouvelle gamme comporte quatre appareils ayant chacun sa spécification particulière, s'adaptant ainsi à de multiples usages. Le FG2A, générateur de fonction 2 MHz, en sept gammes, fournit des ondes carrées, triangulaires, sinusoïdales et impulsions de niveau TTL, la sortie pouvant varier de 20 mV c/c à 20 V c/c. Le FG3B dispose d'une possibilité de balayage linéaire ou logarithmique, d'une entrée de modulation et d'un compteur 100 MHz. BI-Wavetek présente également deux compteurs couvrant les besoins jusqu'à 1 300 MHz. L'UC10A dispose de deux canaux pour la mesure des fréquences, périodes, rapport de fréquences, avec une sensibilité de 20 mV. L'affichage sur 8 digits offre une lecture avec une grande précision.
Le FC130A offre une bande qui s'étend de 0,01 Hz à 1,3 GHz, la sensibilité moyenne sur les canaux A et B est de 10 mV. Le canal A mesure jusqu'à 120 MHz sous une impédance de 1 MΩ alors que le canal B couvre de 50 MHz à 1,3 GHz avec une impédance d'entrée de 50 Ω.
BI-Wavetek France
1 bis, avenue du Coteau
93220 Gagny
Tél. : 43.02.76.06.



LES FILTRES POUR HAUT-PARLEURS



Le domaine d'application des filtres électriques couvre entièrement celui, fréquentiel, de l'électronique ; à ce titre, il s'étend des fréquences les plus basses — les fréquences audibles et, même, en dessous de cette plage — jusqu'aux hyperfréquences. Au-delà, ils céderont la place à un autre type de filtres : les filtres optiques, qui prendront alors le relais.

De tous types — passe-bas, passe-bande, passe-haut, réjecteur... —, les filtres, à l'origine passifs, sont devenus aussi par la suite actifs et, depuis quelques années, également numériques. Telle est l'évolution des technologies.
Dans ce qui suit, nous nous consacrerons exclusivement aux filtres pour haut-parleurs de type passif et sans pour autant avoir l'ambition de faire le tour de la question puisque nous nous limiterons aux filtres passifs dits de Butterworth, les plus connus en audio même s'ils ne sont pas les seuls à être utilisés.
Avant d'aller plus loin dans l'abord des filtres audio, tels que nous les avons définis, donnons une analogie mécanique.

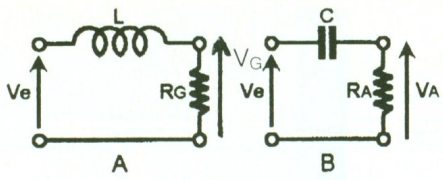
ANALOGIE MECANIQUE

Imaginons une collection de billes de différents diamètres et deux tamis superposés, l'un, le premier : percé de trous de diamètre D_1, et le second, positionné en dessous du précédent et percé, lui, de trous de diamètre D_2 (tel que $D_2 < D_1$).
Si nous versons à présent le contenu d'un sac de billes contenant la collection que nous venons d'envisager dans le tamis 1, seules les billes de diamètre $D > D_1$ demeureront dans le tamis 1, alors que les autres tomberont dans le tamis 2 qui ne retiendra que les billes de diamètre $\leq D_1$ mais $> D_2$; passeront au travers du tamis 2 les billes de diamètre $\leq D_2$.
Autrement dit :

- Dans le tamis 1 resteront les plus grosses billes, celles de diamètre $D > D_1$; si maintenant nous recueillons ces billes en faisant l'analogie entre les diamètres de ces billes et les plus grandes longueurs d'onde d'un signal électrique (donc les fréquences les plus basses de ce même signal), le tamis 1 a fonctionné comme un filtre passe-bas.
- Dans le tamis 2 restent les billes de diamètre compris entre D_1 et D_2, ce qui signifie que les tamis 1 et 2 jouent le rôle d'un filtre laissant passer les longueurs d'onde (et les fréquences) médianes, donc d'un filtre passe-bande.
- A la sortie du tamis 2, on recueille les billes de plus faible diamètre ($D \leq D_2$) : le tamis 2 se comporte comme un filtre passe-haut.

POURQUOI UN FILTRE POUR LES HAUT-PARLEURS ?

Il fut un temps où la reproduction de toute la gamme sonore audible était confiée à un haut-parleur unique, ce qui n'allait pas sans inconvénients puisque la reproduction des fréquences graves requiert un haut-parleur doté d'une membrane de diamètre important (25, 30 cm ou plus) et convenablement chargé, alors qu'à l'opposé, celle des fréquences aiguës est favorisée par une membrane de faible diamètre et légère. L'emploi du haut-parleur unique nécessitait donc un compromis* et le sacrifice des fréquences extrêmes, malgré divers artifices (tel que le cône renforcateur d'aigu au centre de la membrane). Par ailleurs, un seul haut-parleur est source de distorsion d'intermodulation entre graves et aiguës restituées par une même membrane.
De là l'idée qui s'est peu à peu affirmée de scinder le spectre des fréquences audio en plusieurs bandes, chacune d'elles recevant un transducteur adapté tant dans le choix qui en est fait que dans le montage retenu, aux fréquences qu'il doit restituer acoustiquement.
Et ce qui permettra de découper la gamme des fréquences audibles quand celles-ci sont encore sous forme électrique, c'est le filtre, un filtre à plusieurs voies. Le principe de ce filtre repose sur une double remarque : les inductances opposent aux courants alternatifs une réactance croissante avec la fréquence alors que les condensateurs laissent passer d'autant plus aisément ces mêmes courants que leur fréquences s'élève.
Avant d'aller plus loin et puisqu'il a été question d'inductances et de condensateurs, il convient de supposer que la valeur de ces composants ne dépend pas de l'intensité qui les traverse et donc qu'ils ne sont pas l'objet de déperdition d'énergie (pertes par effet Joule, par hystérésis ou par courants de Foucault), et aussi que tous les phénomènes sont linéaires.
Dans la réalité, les choses ne se passent pas exactement de cette façon, mais ces hypothèses



1 *Filtres passe-bas et passe-haut*

conduisent cependant à une bonne approximation dans les résultats que nous donnons ci-après.

FILTRES DU PREMIER ORDRE

On appelle ainsi les filtres composés d'un seul élément réactif (inductance ou condensateur) associé à une résistance figurant, dans le cas présent, la bobine mobile du haut-parleur (encore une approximation).
Nous donnons **figure 1** le schéma de principe de deux filtres de ce type : un passe-bas (1 A) et passe-haut (1 B), le premier constitué d'une inductance L et d'une résistance R_G (haut-parleur de graves), et le second, d'un condensateur C et d'une résistance R_A (haut-parleur d'aiguës).
Pour le filtre passe-bas :

$$\frac{V_G}{V_e} = \frac{R_G}{R_G + jL\omega} = \frac{R_G/L}{j\omega + \frac{R_G}{L}} \quad (1)$$

Cette formule montre que nous aurons $V_G/V_e = 1/\sqrt{2}$ (soit une atténuation de 3 dB) pour :

$$\frac{R_G}{\sqrt{R^2_G + L^2\omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

soit $R_G = L\omega$, avec $\omega = 2\pi f = 2\pi f_C$, f_C étant la fréquence de coupure à 3 dB.
Pour le filtre passe-haut :

$$\frac{V_A}{V_e} = \frac{R_A}{R_A + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{R_AC}} \quad (2)$$

et nous aurons une atténuation de 3 dB pour $R_A C\omega = 1$, à partir d'un calcul identique à celui fait pour le filtre passe-bas.

Remarques

1) Si $\omega = \frac{R_G}{L} = \frac{1}{R_A C}$

$V_G + V_A = V_e$ (3)

ce qui montre que si nous mettons en parallèle les entrées des deux filtres, passe-bas et passe-haut, la tension d'entrée et les tensions de sortie additionnées sont égales : le signal en sortie restitue intégralement, par sommation, le signal d'entrée.
2) L/R_G et R_AC constituent les constantes de temps des circuits que nous venons d'envisager. Si nous posons τ comme expression de ces constantes de temps et $u^{**} = \tau\omega$, le rapport V_G/V_e (ou V_A/V_e), qui représente en fait le gain G du filtre, se traduit pour le filtre passe-bas par l'expression :

$$G = \frac{1}{1 + ju}$$

Si maintenant nous représentons la variation du module de G en fonction de u en adoptant pour l'axe des abscisses une échelle logarithmique avec en ordonnées le gain G exprimé en dB :

$$G\ (dB) = -20 \log_{10} \sqrt{1 + u^2}$$

Si $u \leq 1$, G = 0, première direction asymtotique.
Si $u \geq 1$, $G = -20 \log_{10} u$, deuxième direction asymptotique ; pour u = 1, G = 0 ; pour u = 10, G = — 20 dB ; ainsi, la deuxième asymptote a pour pente — 20 dB/décade (u = 1 et u = 10 représentent l'écart d'une décade) soit — 6 dB/octave. on trouverait une pente identique, mais cette fois croissante, de + 6 dB/octave pour le filtre passe-haut **(fig. 2)**.

2/3 *Pente d'un filtre 6 db/octave et le dessin d'un filtre du deuxième ordre*

FILTRES D'ORDRE SUPERIEUR

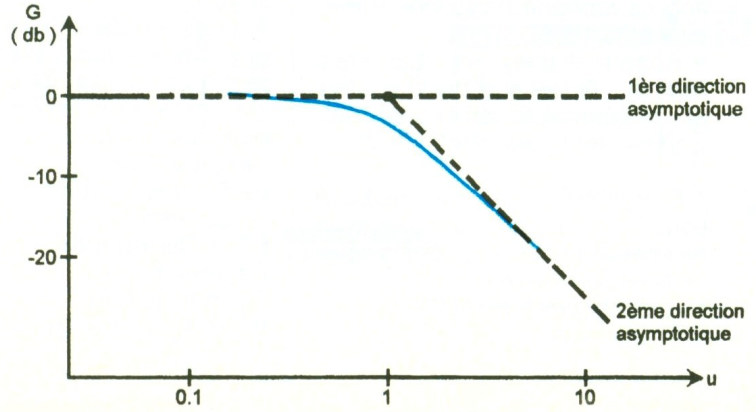
Les filtres du 1er ordre sont certes intéressants parce qu'ils respectent la relation (3), ce qui n'est pas le cas des filtres d'ordre supérieur ; toutefois, on reproche souvent aux filtres du 1er ordre leur pente d'atténuation trop faible (6 dB/octave), ce qui fait que le haut-parleur grave reçoit trop de fréquences aiguës qu'il n'est pas capable de reproduire correctement, et qu'il en est de même pour le haut-parleur d'aiguës qui reçoit trop de fréquences graves. De là l'orientation vers des filtres à pente d'atténuation plus élevée, ce qui nécessite plus de composants (filtres du 2e, 3e, voire 4e ordre).
Au fur et à mesure que le nombre de composants augmente, les circuits deviennent plus complexes et les calculs aussi.
Cette revue se voulant essentiellement — par appellation — pratique, il ne peut-être question, dans le cadre de cet article, de nous livrer à des développements mathématiques fastidieux et, de surcroît, de haut niveau, pour traiter les circuits d'ordre supérieur à un. (Toutefois, pour ceux qui nous lisent, intéressés par ces développements, nous donnons en bibliographie quelques références qui leur donneront plus d'informations sur le sujet). Dans l'immédiat, nous nous limiterons à des résultats.

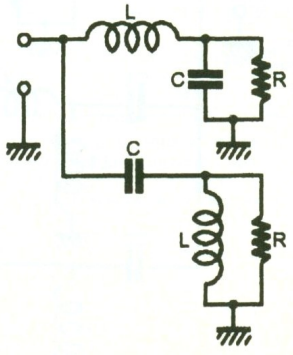
FILTRES DU DEUXIEME ORDRE

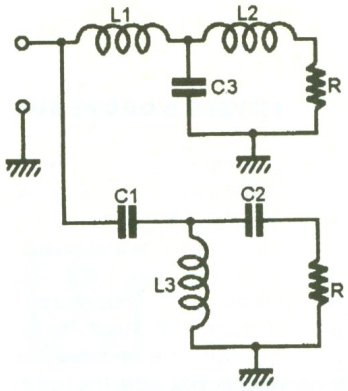
Ils font l'objet de la **figure 3,** s'agissant de deux cellules constituant un filtre deux voies, l'une passe-bas, l'autre passe-haut, fermées l'une et l'autre sur des résistances R égales ; pour l'une et l'autre des cellules, nous avons :

$$L = \frac{\sqrt{2}.R}{\omega_C} \quad \text{et} \quad C = \frac{1}{\sqrt{2}\,R\,\omega_C} \quad (4)$$

La perte d'atténuation de ces cellules est de 12 dB/octave.







4 *Filtre du troisième ordre*

FILTRE DU TROISIEME ORDRE

Dans le cas d'un filtre deux voies, constitué de deux cellules, ici encore l'une passe-bas et l'autre passe-haut, le schéma se complique encore plus que pour le cas précédent puisque nous avons trois réactances par cellule **(fig. 4)**. Pour la cellule passe-bas :

$$L_1 = \frac{3R}{2\omega_C} \quad ; \quad L_2 = \frac{R}{2\omega_C}$$

et $$C_3 = \frac{4}{3\,R\omega_C}$$

et pour la cellule passe-haut :

$$C_1 = \frac{2}{3\,R\omega_C} \quad ; \quad C_2 = \frac{2}{R\omega_C}$$

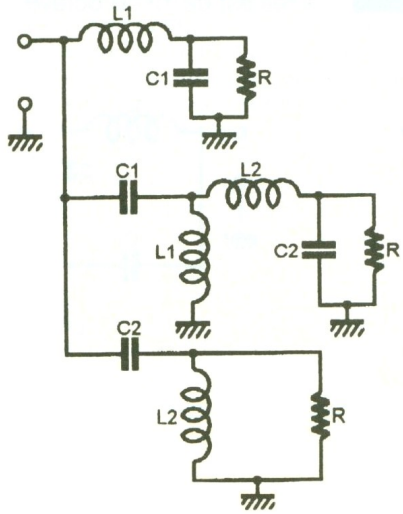
et $$L_3 = \frac{3R}{4\omega_C}$$

l'une et l'autre amenant une atténuation de 18 dB/octave.

LES FILTRES 3 VOIES

Ils résultent d'une cellule supplémentaire dite passe-bande, dont le domaine de fréquences s'intercale entre celui couvert par le passe-bas et celui couvert par le passe-haut. Nous aurons donc, pour un filtre trois voies du deuxième ordre **(fig. 5)** :

5 *Filtre 3 voies du deuxième ordre*



Pour le passe-bas, les valeurs données en (4) tout comme pour la partie basse du passe-bande, mais en tenant compte que pour la partie haute de ce passe-bande et le passe-haut, ω_C sera différent (pulsations de coupure $\omega_C$différentes) ce qui nous conduit à un autre agencement.
Pour les passe-bas et la partie basse du passe-bande :

$$L_1 = \frac{\sqrt{2}\,R}{\omega_{1C}} \quad \text{et} \quad C_1 = \frac{1}{\sqrt{2}.R\,.\,\omega_{1C}}$$

Pour la partie haute du passe-bande et le passe-haut :

$$L_2 = \frac{\sqrt{2}\,R}{\omega_{2C}} \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{1}{\sqrt{2}.R\,.\,\omega_{2C}}$$

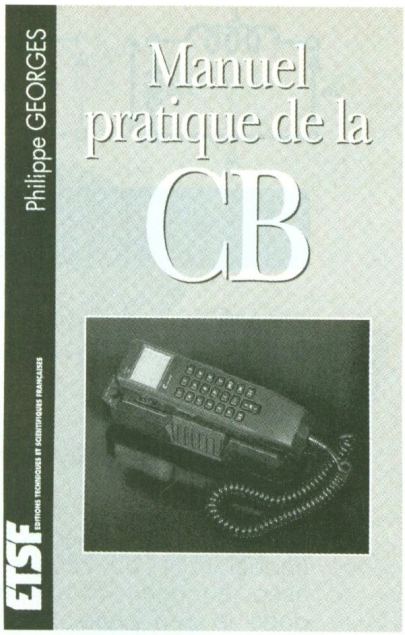
La marche à suivre serait identique pour un filtre 3 voies composé de cellules du troisième ordre.
Remarque : les haut-parleurs ont été figurés par des résistances R, ce qui d'abord, comme nous l'avons déjà remarqué, est déjà une approximation, mais en outre, ce que nous venons d'exposer suppose que les haut-parleurs ont des sensibilités très voisines — sensibilités exprimées en dB à 1 W/1 m — pour que le niveau sonore obtenu soit constant ou presque, quelle que soit la fréquence. Dans le cas contraire, il faudrait égaliser ces sensiblités différentes avec des résistances séries avec les haut-parleurs les plus sensibles. Et mettre des résistances en série avec des haut-parleurs n'est pas satisfaisant pour l'esprit — c'est gaspiller de l'énergie, même s'il n'y a pas d'autre solution dans le cas d'un filtre multivoie passif —, et, plus, le calcul de la valeur de ces résistances n'est pas toujours évident.

Charles PANNEL

BIBLIOGRAPHIE

• John Borwick : *« Loudspeaker and headphone handbook »*. Butterworths 1988.
• Robert Ashley et Laurence Henne :*« Active and passive filters as loudspeaker crossover networks »*. JAES. Juin 1971.

** Compromis que l'on retrouve encore de nos jours sur nombre de récepteurs portables à transistors et certains téléviseurs.*
*** u est appelée pulsation réduite.* $u = \omega/\omega_C = f/f_C$.



MANUEL PRATIQUE DE LA CB
Philippe Georges

L'objectif de ce manuel est de permettre à l'utilisateur de matériel CB d'obtenir le maximum de performance de son équipement. Le débutant trouvera dans cet ouvrage tous les conseils indispensables pour s'équiper et réaliser rapidement des contacts intéressants.
La norme CB française est l'une des plus libérales du monde ! Il faut savoir en profiter au maximum. Choix du matériel ? Réglementation ? Canaux d'appel ? Qu'apporte la CB ? Quel est le matériel utilisable ? Comment obtenir les meilleures performances de son équipement ? Comment faire des liaisons longue distance ? Comment devenir cibiste ?
Tout est dit dans ce manuel pratique destiné aussi bien au débutant qu'à l'utilisateur chevronné. De l'installation la plus simple à la plus sophistiquée, tous les détails vous sont donnés pour vous permettre d'obtenir le meilleur rendement de votre équipement.
ETSF Distribution :
Editions Radio
11, rue Gossin
92543 Montrouge Cedex

LE COURRIER DES LECTEURS

Electronique Pratique
2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19

Le service du Courrier des lecteurs d'*Electronique Pratique* est ouvert à tous et est entièrement gratuit. Les questions d'« intérêt commun » feront l'objet d'une réponse par l'intermédiaire de la revue. Il sera répondu aux autres questions par des réponses directes et personnelles dans les limites du temps qui nous est imparti.



M. Cholet

Je désire réaliser une télécommande décrite dans Electronique Pratique. *Pourriez-vous m'indiquer la façon de procéder pour obtenir le circuit imprimé ? Faut-il un banc à insoler et une machine à graver ?*

Tout montage, quel qu'il soit, doit être supporté par un circuit imprimé. Celui-ci a un double rôle : maintien mécanique des composants et liaisons électriques entre ces différents composants. Tous les appareils que vous citez ne sont pas rigoureusement indispensables pour la confection d'un circuit imprimé.
Cependant, ils facilitent grandement le travail de l'opérateur, en minimisant les risques d'erreur de reproduction et en procurant un gain de temps appréciable : le courrier des lecteurs laisse apparaître que l'épisode circuit imprimé est, pour la majorité de nos lecteurs, le moment le moins passionnant. En revanche, ce sentiment n'est pas partagé par les heureux possesseurs d'insoleuse UV et de graveuse.
Pour plus d'information sur l'élaboration des circuits imprimés, nous vous invitons à vous reporter à l'article « Comment réaliser les circuits imprimés » publié dans *Electronique Pratique* n° 147.



M. Petitjean

J'ai réalisé un vumètre qui a été publié dans votre revue. Cependant, ce montage est doté de LED. Pour une meilleure luminosité, je souhaiterais remplacer celles-ci par les lampes 220 V. Est-ce envisageable ?

Il est tout à fait possible de remplacer les LED par des lampes alimentées par le secteur. Pour cela, la difficulté se situe dans l'interface entre le circuit intégré spécialisé qui équipe votre montage et les triacs qui, inévitablement, commanderont les lampes.
La solution la plus séduisante et la plus efficace consiste à employer des phototriacs. Ceux-ci peuvent être assimilés à des photocoupleurs dont la partie réception pourra commander la gâchette du triac. Rappelons que l'entrée du photocoupleur comporte une LED. Ainsi l'isolation entre la partie basse tension et la partie secteur est garantie, pour une meilleure sécurité des utilisateurs. De plus, la charge du circuit intégré n'est pas affectée.



M. Joly

*Pouvez-vous me préciser s'il est possible de modifier l'alimentation secteur d'*Electronique Pratique *n° 164 ? En effet, celle-ci délivre 5 V sous 100 mA. Or, pour mes besoins personnels, je souhaiterais disposer de 9 V ou 12 V.*

A partir du montage auquel vous faites référence, il n'est pas possible d'envisager obtenir les tensions que vous recherchez : en effet, la tension de 5 V est obtenue grâce à un circuit spécifique qui est programmé par construction pour délivrer du 5 V.
Dans votre cas, il est indispensable de prévoir un régulateur 7809 ou 7812. Ces régulateurs sont employés très souvent dans *Electronique Pratique*.
Pour un courant d'utilisation très faible, il est également possible de recourir à une diode zener de 9,1 V ou de 12.



M. Rudinger

Je projette de placer devant une porte un détecteur qui m'avisera d'une présence éventuelle. Je pense employer la technique des ultrasons-sons pour réaliser cette détection. Ce choix est-il correct ?

Nous vous déconseillons de réaliser cette détection au moyen des ultrasons. En effet, ces derniers sont très sensibles aux déplacements d'air et vous risquez des déclenchements intempestifs dans certains cas.
En revanche, il serait préférable d'opter pour la détection par infrarouges passifs. Ce mode de fonctionnement utilise le rayonnement humain qui est perçu par un capteur.
Il y a quelques années, cette détection était très délicate à envisager par un amateur. Aujourd'hui, cette opération devient largement facilitée depuis l'apparition du module MS02.
Ce petit boîtier regroupe la cellule réceptrice et le module d'analyse . Il est également possible de prévoir des fenêtres pour sensibiliser la détection selon le mode choisi (faisceau long et fin, ou court et large). Le module MS02 est commercialisé par de nombreux revendeurs.

E.T.S.F.
recherche auteurs dans le domaine de l'électronique de loisirs
Ecrire ou téléphoner à
B. FIGHIERA
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS
Tél. : (1) 42.00.33.05



M. Hatem

J'ai l'intention de m'installer un laboratoire d'électronique. Quels appareils me conseillez-vous pour être équipé correctement ?

Comme vous pouvez le supposer facilement, le critère budget va influencer considérablement votre choix. Le minimum nécessaire est évidemment le fer à souder ! Un modèle de qualité est vraiment conseillé pour des soudures dignes de ce nom ! Pour la mesure, le contrôleur universel est indispensable. Il est difficile de mettre au point le moindre montage sans pouvoir réaliser une simple mesure !
En second équipement, nous pencherons pour l'oscilloscope qui, malgré son coût non négligeable pour un débutant, peut être qualifié d'universel : voltmètre, fréquencemètre, périodemètre. Seul cet appareil permet de visualiser des signaux rapides, notamment en logique.
Ensuite, le générateur BF reste bien utile pour les amateurs mordus d'audio. Rappelons que tout cela dépend bien sûr du budget prévu et aussi du type de montages couramment réalisés !



M. Crépin

Comment déterminer la tension de référence d'une diode Zener dont le marquage est indiqué en code ou est effacé ?

En règle générale, cette scène se produit un dimanche alors que votre revendeur habituel est bien sûr fermé.
Les amateurs disposent de fonds de tiroirs qui peuvent s'avérer intéressants dans ces cas. Pour tester une diode Zener, il suffit de l'alimenter avec une tension d'au moins 40 V (le – sur l'anode), avec une résistance de 2,2 kΩ en série. La mesure de la tension aux bornes de cette diode indiquera sa tension de Zener.



M. Shelder

Projetant la réalisation du programmateur de 2716 développé dans Electronique Pratique *nº 166, il me semble qu'une erreur s'est glissée dans le schéma de principe autour de R_{14} et C_{10}. Pouvez-vous me confirmer ce point ?*

Votre remarque est tout à fait fondée. IC_3 nécessite une impulsion positive pour son initialisation lors de la mise sous tension. C_{10} doit donc être raccordé au +, tandis que R_{14} sera connecté à la masse. Précisons que le circuit imprimé est correct.



M. Viollet

Quelles différences existe-t-il en les circuits intégrés de la série 4000 et ceux de la série 74XX ? Est-il envisageable d'alimenter ces circuits à partir d'une tension de 1,5 V ou 3 V ?

Ces deux catégories de circuits intégrés sont technologiquement différents : la série 4000 est réalisée en CMOS, ce qui implique une très grande impédance d'entrée alliée à une consommation très faible. L'alimentation doit être comprise entre 3 V et 15 V.
La série 74 LS est du type TTL (Low Power Schotky). L'impédance d'entrée est nettement plus faible, la consommation n'est plus négligeable. L'inconvénient principal vient du fait que la tension d'alimentation doit être proche de 5 V (4,5 V – 5,5 V). En aucun cas, ces CI ne peuvent être alimentés entre 1,5 V à 3 V.



M. Beraud

J'ai réalisé le testeur de thyristors et triac proposé dans Électronique Pratique *nº 149.* **En testant un triac, je constate que la DEL s'éclaire lors de l'appui sur le poussoir test et s'éteint au relâchement de celui-ci. Que me conseillez-vous pour remédier à ce défaut ?**

En fait, le fonctionnement que vous constatez est tout à fait normal : le test d'un thyristor s'effectue en courant continu. Ainsi, il reste amorcé même après suppression de la commande. En revanche, le test du triac est réalisé en courant alternatif.
La caractéristique principale du courant alternatif est son passage (cyclique) par zéro, après chaque alternance (donc 100 fois par seconde). Le triac profite de la situation pour se désamorcer. Il est donc normal de ne pas constater le maintien en conduction du triac à l'issue de la commande.



M. Couvez

Pouvez-vous me préciser une référence d'ouvrage traitant des moteurs pas à pas ?

Sauf erreur de notre part, nous n'avons pas connaissance d'un ouvrage traitant exclusivement de cette technique qui devient plus employée par les amateurs. Notez cependant que de nombreux revendeurs proposent une notice détaillée fournie lors de l'achat de ces moteurs.



M. Pautard

*Je souhaiterais des renseignements complémentaires relatifs à la table de mixage décrite dans le nº 169 d'*Electronique Pratique. *Je dispose d'une chaîne HiFi de 2 x 40 W. Est-elle compatible avec ce montage ?*

La table de mixage à laquelle vous faites référence est dotée de quatre entrées sur lesquelles vous pourrez raccorder facilement lecteur CD, tuner, micro, etc. La sortie stéréo sera connectée à l'entrée auxiliaire dont est équipé l'amplificateur de votre chaîne HiFi. La liaison entre amplificateur et enceintes est à conserver.

Composants TERAL

26 RUE TRAVERSIÈRE
PARIS 12e
TÉL. : 43.07.87.74 +
FAX : 43.07.60.32
MÉTRO : GARE DE LYON

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 BAISSE !

BI-WAVETEK



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**



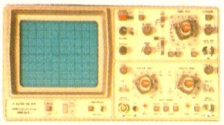
9020 DOUBLE TRACE

9020
Double trace 2 x 20 MHz. Ligne à retard
Testeur de composants.
Chercheur de trace.
Livré avec 2 sondes combinées..... **3990 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
Fréquencemètre 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. Fréquencemètre. 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 3/4 Digits. Data. Hold. Test. diodes. Fréquencemètre..... **730 F**
DMT 2070. Testeur de composants. Capacimètre. Test. diodes..... **675 F**
DMT 2075 2000 PTS. 3 1/2 Digits. Capacimètre. Fréquencemètre. Test. transistors. Test. diodes. Test. continuité. Anti-chocs ..... **675 F**

DMT-2035



- 2000 pts = 3 1/2 digits
- Capacimètre = 2 nF = 20 µF
- **Fréquencemètre 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**
LCR 3500 Pont de mesure digital. Affichage LCD. Mesure résistance, capacité, inductance et facteur de déperdition..... **810 F**
LDM 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

BI-WAVETEK



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 MΩ 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. Fréquencemètre. 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 boitier 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 VC / 1,5 à 1000 V. VA : 3 à 1000 V. IC : 100 µ 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. Frequencemètre. Mémorisation. 5 mesures ..... **PROMO 2597 F**

FREQUENCEMETRES

BI-WAVETEK

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**

RÉMISES SPÉCIALES AUX ÉTUDIANTS

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**
AL892. 12,5 V - 3 A..... **350 F**
AL 893. 1 2,5 V - 5 A..... **430 F**
AL894. 12 V - 10 A..... **750 F**
AL895. 12 V - 20 A..... **1350 F**
AL897. 24 V - 6 A..... **750 F**

LABOTEC

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**

Le coin des affaires !

PRIX SPÉCIAUX DANS LA LIMITE DES STOCKS

BC 140	**20 F** les 10	BF 869	**27 F** les 10
BC 160	**20 F** les 10	BU 104	**115 F** les 10
BD 142	**50 F** les 10	BU 109	**115 F** les 10
BD 437	**25 F** les 10	BU 134	**115 F** les 10
BD 438	**25 F** les 10	BU 138	**115 F** les 10
BDX 34C	**30 F** les 10	BU 140	**115 F** les 10
BDX 64	**60 F** les 5	BU 141	**115 F** les 10
BDY 28B	**60 F** les 5	BDY 80-B	**30 F** les 10
BF 253	**25 F** les 10	BDY 82-B	**30 F** les 10
BF 457	**25 F** les 10		

TRANSFOS TORIQUES

2 x 35 V - 120 VA ..... **150 F**
2 x 22 V - 160 VA..... **180 F**
2 x 25 V - 300 VA ..... **250 F**

Avec pont de diodes et condensateurs (quantité limitée).

Résistances - 1/2 Watt
4,85 F les 100

CONVERTISSEURS

A TRANSISTORS

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

ALIMENTATION HIRSCHMANN

1 A régulée, filtrée, stabilisée.
Réglable de 3 V à 12 volts ..... **125 F**

BOITIER MULTI PÉRITEL

OMX 48. Répartiteur de 4 sources différentes vers un téléviseur ou magnétoscope (vidéo composite RVB) commutation électronique..... **970 F**
RP 10. Boîtier vidéo 5 péritels..... **170 F**

KITS ELECTRONIQUE M.T.C. ELECTRONIQUE COLLEGE

EXP 03. Thermomètre affichage digital..... **210 F**
EXP 04. Thermostat affichage digital..... **258 F**
EXP 25. Table mixage. 4 entrées ST..... **260 F**
EXP 28. Prise courant T[ore] infra-rouge ..... **110 F**
EXP 29. Télécommande infra-rouge..... **50 F**
LABO 01. Voltmètre continu aff. digital..... **205 F**
LABO 08. Multimètre digital..... **260 F**

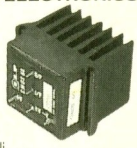
OFFICE DU KIT

CH 12. Ioniseur électronique..... **220 F**
CH 14. Détartreur électronique ..... **190 F**
CH 20. Magnétophone numérique..... **350 F**
CH 22. Transmetteur son à infrarouge..... **200 F**
CH 24. Chien de garde électronique..... **290 F**
CH 29. Alarme à infra sons ..... **350 F**
CH 26. T[ore] infrarouge 4 canaux ..... **390 F**
PL 59. Truqueur de voix..... **100 F**
PL 75. Variateur de vitesse..... **100 F**
PL 82. Fréquencemètre 30 Hz à 50 MHz..... **450 F**

RT4. Programmateur copieur d'Eprom 2776 à 27256. Alim 220 V avec boîtier..... **850 F**
RT6. Programmateur copieur d'Eprom 2716 à 27256. pour Micro-ordinateur. Alim 220 V avec boîtier ..... **700 F**
CH 62. Programmateur pour 68705 P3. Alim 220 V .... **250 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**

ILP ELECTRONICS LTD



HXP 006 - Préampli..... **153 F**
HY 60 - 30 W - 8 Ω..... **191 F**
HY 124 - 60 W - 4 Ω..... **284 F**
HY 128 - 60 W - 8 Ω..... **284 F**
HY 244 - 120 W - 4 Ω..... **377 F**
HY 248 - 120 W - 8 Ω..... **377 F**
HY 364 - 180 W - 4 Ω..... **583 F**
HY 368 - 180 W - 8 Ω..... **684 F**
SMOS 60 - 30 W - 8 Ω..... **352 F**
SMOS 6060 - 30 + 30 W - 8 Ω..... **650 F**
SMOS 128 - 60 W - 8 Ω..... **428 F**
SMOS 248 - 120 W - 8 Ω..... **508 F**
HCA 40 - Classe A - 20 W - 8 Ω..... **558 F**

TRANSFOS-TORIQUE

TT0/15 VA..... **130 F**
TT1/30 VA..... **145 F**
TT2/50 VA..... **171 F**
TT3/80 VA..... **177 F**
TT4/120 VA..... **196 F**
TT5/160 VA..... **240 F**
TT6/225 VA..... **255 F**
TT7/300 VA..... **263 F**
TT8/500 VA..... **417 F**
TT9/625 VA..... **449 F**

NEW



FER A SOUDER JBC

Réglable de 150° à 450°. Prix..... **699 F TTC**

FER WELLER

ENSEMBLE SOUDAGE
Fer thermostaté 24 V, 50 W..... **1150 F**

NOUS EXPÉDIONS EN FRANCE ET À L'ÉTRANGER À PARTIR DE 100 F D'ACHAT
CES PRIX SONT DONNÉS À TITRE INDICATIF ET SONT VARIABLES SELON L'APPROVISIONNEMENT.