

# ELEKTOR

**EN POINT DE VIRE :**  
les magnétoscopes numériques

**PROGRAMMATEUR  
D'EPROM FLASH**  
(& émulateur d'EPROM)

**PRÉAMPLIFICATEUR  
TV-A 23 CM**

**COUCHÉ  
REX !**

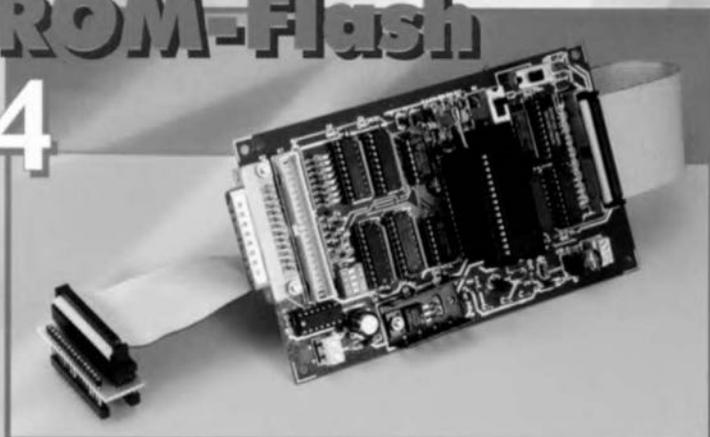


M 1531 - 216 - 27,00 F



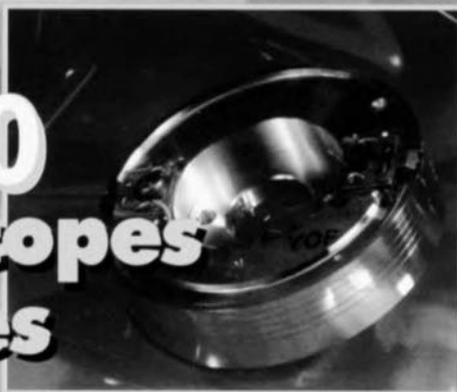
## programmeur/émulateur d'EPROM-Flash

# 14



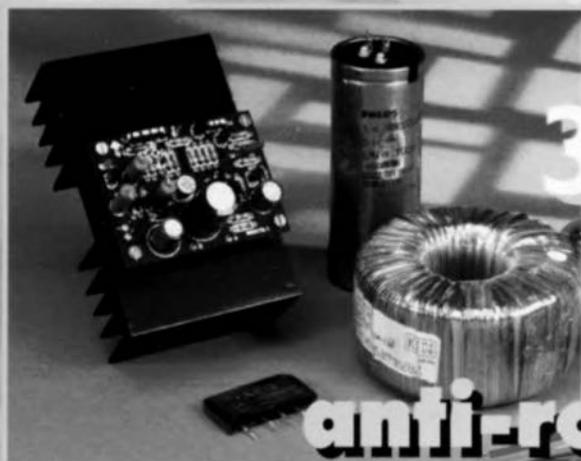
# 38

## préamplificateur TV-A 23 cm



# 20

## magnétoscopes numériques



# 32

## filtre anti-ronflette de puissance actif

Juin 1996

Elektor 216

### RÉALISATIONS

- 14 programmeur/émulateur d'EPROM Flash C.F. Urban  
un appareil universel pouvant servir à autre chose qu'au seul développement de montages à microcontrôleur
- 24 cardiographe robuste de tout mon coeur F. Hueber
- 28 bip-bip anti-abois apprentissage pour chiens, assisté par l'électronique
- 32 filtre anti-ronflette de puissance actif thermo-surveillé W. Steimle
- 38 préamplificateur TV-A 23 cm faible bruit, gain élevé J. Köring
- 44 éclairage anti-effractions simulateur de présence électronique
- 48 multiplexeur de claviers 2 claviers sur un seul PC K. Viernickel

### INFORMATIONS

- 20 magnétoscopes numériques un marché qui bouge
- 31 elekubrations ... de l'Internet & autres autoroutes de l'Information
- 52 logiciels SpiceAge for Windows
- 55 infocartes MGF1302 - transistor HF SPH-300TC - woofer 12", 250 W
- 57 elekture Structure et applications des émetteurs et des récepteurs Les bestsellers de l'informatique:  
- Assembleur pratique  
- Flight Simulator 5.1
- 58 marché Testofon Sodistra 4000-501 à 503 DA112S1, réseau de diodes

### RUBRIQUES

- 53 Aides à la réalisation
- 59 La réglementation CEM
- 68 le mois prochain dans Elektor

facile

difficile





# programmateur/émulateur d'EPROM Flash

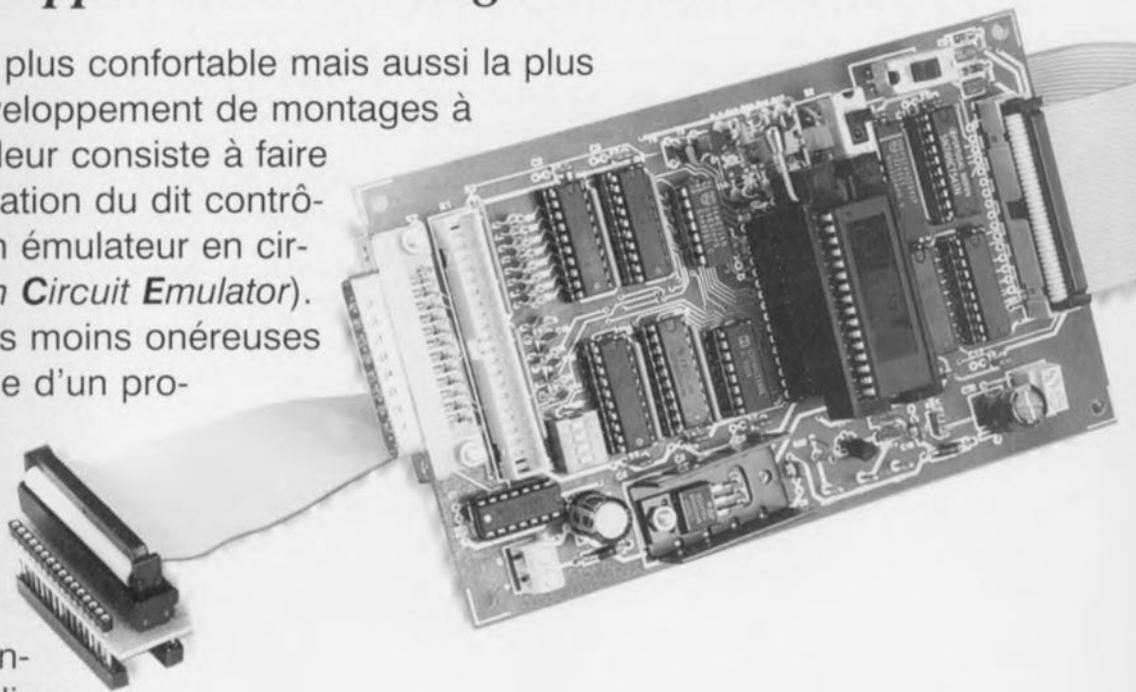
*un appareil universel pouvant servir à autre chose qu'au  
seul développement de montages à microcontrôleur*

La technique la plus confortable mais aussi la plus coûteuse de développement de montages à

microcontrôleur consiste à faire appel à l'émulation du dit contrôleur à l'aide d'un émulateur en circuit (ICE = **In Circuit Emulator**).

Les solutions moins onéreuses prennent la forme d'un programme moniteur ou d'un émulateur d'EPROM. Un programme moniteur a l'inconvénient d'utiliser des ressources du microcontrôleur, inconvénient que n'a pas un émulateur d'EPROM qui se comporte comme une RAM à double port : il dispose d'une part d'une interface comme une EPROM et de l'autre d'une logique qui transfère un flux de données vers la RAM.

La notion d'émulateur d'EPROM n'a, pour le lecteur régulier d'Elektor, rien de révolutionnaire. Nous vous avons, par le passé, présenté un certain nombre de concepts reproduits à des milliers d'exemplaires avec succès, le dernier dont nous vous ayons proposé



la réalisation date de 1991 et, vu l'incroyable évolution de l'électronique, est, avec sa capacité de mémoire maximale de 64 Koctets, largement dépassé. La mise sur le marché d'EPROM Flash (par AMD entre autres) programmables à l'aide d'une tension de 5 V et disposant d'une durée de vie importante de quelque 100 000 cycles de programmation, ouvre de nouvelles perspectives fort intéressantes pour un nouvel émulateur d'EPROM. Avec cette réalisation il est possible non seulement à une EPROM d'émuler une autre EPROM mais encore de faire simultanément office de programmeur d'EPROM Flash, ce qui permet à celui qui l'aura réalisé de faire l'économie de l'acquisition d'un programmeur spécifique. Après avoir utilisé l'émulateur d'EPROM au cours de la phase de développement on pourra extraire de l'émulateur l'EPROM Flash dotée de la version finale du programme pour l'enficher dans le circuit d'application. Le prix de

EPROM Flash n'étant guère différent de celui des EPROM ordinaires, le confort de cette approche ne coûte pas grand chose de plus.

## QU'A-T-ELLE DE FLASH CETTE EPROM ?

Si tant est que l'on ne tienne pas compte du fait que les EPROM Flash possèdent une entrée d'écriture (*Write*), ces mémoires ne se distinguent guère des EPROM classiques. La différence se situe au niveau des processus de transfert des données vers l'EPROM et de leur effacement. Si, avec des EPROM classiques, il faut, pour la programmation, appliquer une tension de programmation de valeur prédéfinie pendant une durée prédéterminée, et pour leur effacement, les confronter pendant un certain temps aux rayons ultra-violets, ces processus de programmation et d'effacement sont, dans le cas des EPROM Flash, des « affaires » purement internes. Il est signifié à l'EPROM Flash, par le biais d'une

**Tableau 1. Instructions de l'EPROM Flash**

Command	Cycles	First Bus Write Cycle		Second Bus Write Cycle		Third Bus Write Cycle		Fourth Bus Read/Write Cycle		Fifth Bus Write Cycle		Sixth Bus Write Cycle	
		Addr.	Data	Addr.	Data	Addr.	Data	Addr.	Data	Addr.	Data	Addr.	Data
Read/Reset	1	XXX	F0										
Read/Reset	4	5555	AA	2AAA	55	5555	F0	RA	RD				
Autoselect	4	5555	AA	2AAA	55	5555	90						
Byte Program	4	5555	AA	2AAA	55	5555	A0	PA	PD				
Chip Erase	6	5555	AA	2AAA	55	5555	80	5555	AA	2AAA	55	5555	10
Sector Erase	6	5555	AA	2AAA	55	5555	80	5555	AA	2AAA	55	SA	30

Les bits d'adresse A15 à A18 sont X (Don't Care) pour toutes les instructions d'adresse exception faite des Adresses Programme (PA) et Adresses Secteur (SA).

RA = Adresse de l'emplacement de mémoire à lire

PA = Adresse de l'emplacement de mémoire à programmer (lors d'un flanc descendant de WE)

SA = Adresse du Secteur à effacer

RD = Contenu de l'emplacement de mémoire RA

PD = Contenu de l'emplacement de mémoire PA (lors d'un flanc descendant de WE)

séquence d'instructions parfaitement définie, que le processus effacement-programmation va être exécuté, le fabricant ayant veillé à ce qu'il ne soit pas possible de procéder à un effacement « par inadvertance ». L'instruction est transmise à l'EPROM Flash par le biais d'une série d'opérations d'écriture (cf. **tableau 1**). Read/Reset, les 2 premières instructions, réinitialisent l'EPROM FLASH et la préparent pour une opération de lecture normale. Il est possible, à l'aide de l'instruction Autoselect, de demander le code fabricant et le type du circuit intégré. L'instruction Byte Program charge le programme dans l'EPROM, l'instruction Chip Erase activant, comme le laisse supposer sa dénomination, le processus d'effacement, dont la durée est, en règle générale, inférieure à la minute. D'un point de vue logique, l'EPROM FLASH est subdivisée en secteurs qui peuvent être effacés à l'aide de l'Instruction Sector Erase. Les EPROM Flash comportent un autre mécanisme de protection qui les protègent, au niveau du secteur, à l'encontre de processus d'écriture ou d'effacement malencontreux. Un secteur ainsi protégé ne se laisse plus effacer ou réécrire à l'aide d'une tension de 5 V. Il est important de connaître cette particularité lorsque l'on utilise des composants

non vierges. Il faut un appareil de programmation spécial pour éliminer cette protection. Au cours du processus de programmation ou d'effacement on a, après une instruction comportant une opération de lecture normale, lecture de l'état de l'EPROM Flash à la même adresse que celle de l'octet programmé ou effacé selon le cas, à une adresse aléatoire à l'intérieur du secteur en cas d'effacement par secteur, processus illustré par le **tableau 2**. Au cours de la programmation le bit de poids fort DQ7 de l'octet lu contient la valeur inverse (barre) du bit programmé, le bit 5 (DQ5) contenant lui un zéro. Une fois la programmation réussie, cette négation est supprimée de sorte que les bits 5 et 7 retrouvent les valeurs prévues. Vu que lors d'un effacement il semble que l'on programme un FF<sub>HEX</sub> dans chaque emplacement de mémoire, le bit 7 se trouve à zéro au cours du dit processus. Si, au cours de ces 2 processus, on atteint une limite de temps interne (*timing error*) le bit 5 bascule à « 1 » et le bit 7 conserve son état de négation. La fonction du bit 6 est, pour des raisons de compatibilité, implémentée, le bit 3 étant utilisé lui lorsqu'il faut procéder à l'effacement simultané de plusieurs secteurs. Les 2 bits en question ne sont pas utilisés dans l'émulateur d'EPROM

présenté ici. On pourra consulter le recueil fabricant pour disposer de plus amples informations pour l'écriture de son propre logiciel.

## ADRESSES ET DONNÉES

Nous retrouvons en **figure 1** le synoptique de notre programmeur d'EPROM Flash. On découvre en aval de l'interface parallèle du PC un certain nombre de registres d'adresse, un registre de données et un multiplexeur qui ramène à 2 le nombre de lignes de données vers le PC. L'EPROM Flash se trouve elle quasiment au centre du synoptique. Lorsqu'il s'agit uniquement de programmer l'EPROM Flash les autres sous-ensembles du montage se trouvent hors-fonction. En mode émulateur on a lecture, à travers un étage tampon, de l'EPROM Flash par le circuit d'application connecté à la tête de sonde de l'émulateur. Le dernier émulateur d'EPROM décrit dans Elektor, celui de 1991, communiquait avec le PC en respectant la norme Centronics. Cela était possible alors en raison de l'utilisation d'une RAM statique qui ne nécessitait qu'une seule opération d'écriture par octet. Dans le cas du présent montage l'option d'une communication en respect des normes Centronics aurait impliqué un matériel (*hard*) et un logiciel bien plus complexes, de sorte que le programmeur d'EPROM Flash communique bien avec le PC par le biais de l'interface parallèle mais pas en respect de la norme Centronics. Le port met à disposition, outre 8 lignes de données également 4 lignes de commande et 5 lignes d'état en direction de l'émulateur, lignes auxquelles il est facile d'accéder individuellement à l'aide d'instructions simples d'écriture et de lecture respectivement. 3 des lignes sont utilisées par des signaux CLK destinés aux registres IC2 à IC4 qui stockent un total de 19 lignes d'adresses (A0 à A18), 1 ligne

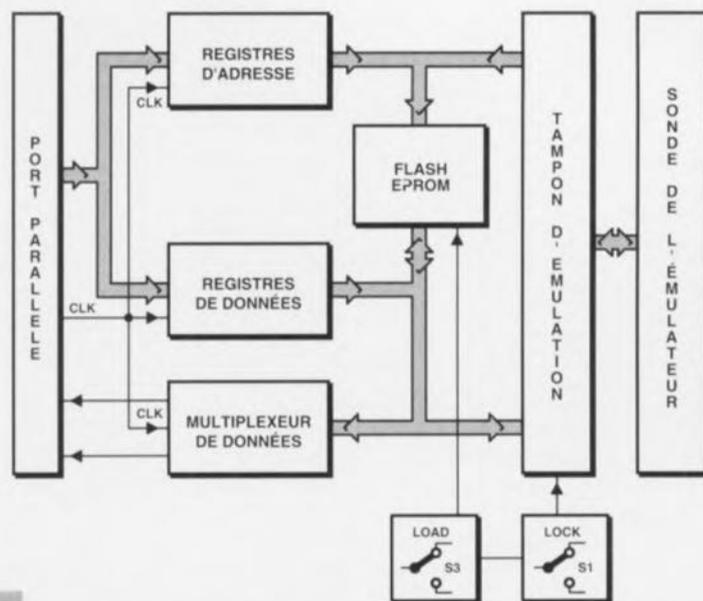
**Tableau 2. Messages d'état en cours des processus de programmation et d'effacement**

	Status	DQ7	DQ6	DQ5	DQ3
En fonction	Auto-Programming	$\overline{DQ7}$	bascule	0	0
	Program/Erase in Auto Erase	0	bascule	0	1
Dépassement de limite de durée	Auto-Programming	$\overline{DQ7}$	bascule	1	1
	Program/Erase in Auto Erase	0	bascule	1	1

pour  $\overline{OE}$  et 4 lignes pour la sélection d'un signal  $\overline{CE}$  (CE1 à CE4). La quatrième ligne de commande génère le signal  $\overline{WE}$ . Comme l'EPROM Flash ne prend en compte l'octet présent sur le bus de données que sur le flanc du signal  $\overline{WE}$  les registres et l'EPROM Flash reçoivent les 8 lignes de données en provenance de l'interface en commun. Au cours de l'opération de lecture ( $\overline{OE}$  = bas) le tampon de bus IC5 isole les lignes de données de l'EPROM Flash. À cet effet on applique, au travers de l'inverseur IC1c le signal de validation (*Enable*) à IC5 où il arrive sous forme inversée. On ne dispose, pour la lecture d'un octet, que de 5 lignes, de sorte que 2 multiplexeurs 4 vers 1 ramènent le nombre de lignes de données de 8 à 2. De ce fait, le PC doit, pour chaque octet, accéder 4 fois à ces 2 lignes. Les registres ne prenant la valeur des lignes de données en compte que lors d'un flanc montant des lignes de commande CLK1 à CLK3, on pourra s'en servir pour la commande du multiplexeur. Il suffira, lors de la programmation, de faire en

sorte que, lors d'un changement d'état des lignes de commande, on ne trouve que l'octet du registre dont la lignes-CLK subit une commutation bas-haut (flanc montant). Le « câblage » des lignes de données du multiplexeur est tel que l'on ait, après la dernière opération d'écriture, sélection automatique des bits 7 et 5. Le reste du « câblage » permet une solution (logicielle) simple pour la lecture de l'ensemble de l'octet. Nous avons utilisé la même approche pour la commutation du mode émulateur au mode de programmation. Si l'une des 3 lignes de commande CLK1 à CLK3 se trouve au niveau haut, la fonction OU en logique câblée constituée par les 3 inverseurs à sortie en collecteur ouvert IC1d à IC1f provoquent l'activation (= niveau bas) du signal Load. Les sorties des registres IC2 à IC4 ainsi que le tampon de bus IC5 sont alors validées et les lignes de données et d'adresses du circuit d'application sont isolées de l'EPROM Flash. Simultanément, on prépare un signal de RAZ de manière à ce que les broches  $\overline{RST}$  (au FET T1) active au niveau bas et RST+ (active au niveau haut) puissent être activées aux dits niveaux. On dispose de la possibilité, dans le cas de RAZ active au niveau haut, soit d'appliquer un niveau +5 V (cavalier implanté) soit de dériver par le biais de la broche RST+ un niveau en provenance de l'application. Cette seconde approche est particulièrement intéressante dans le cas du 80C51, vu que sur ce type de microcontrôleur il est possible ainsi de ponter le condensateur de RAZ. La résistance R22 limite alors le

1



**Figure 1. Le synoptique du programmeur/émulateur d'EPROM Flash et les positions des contacts de S4 en fonction de la taille des EPROM.**

S4	8kb	16kb	32kb	64kb	128kb	256kb	512kb
A16	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
A18	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
A17	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
A14	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	ON
A13	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	ON
A15	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON

960077 - 12

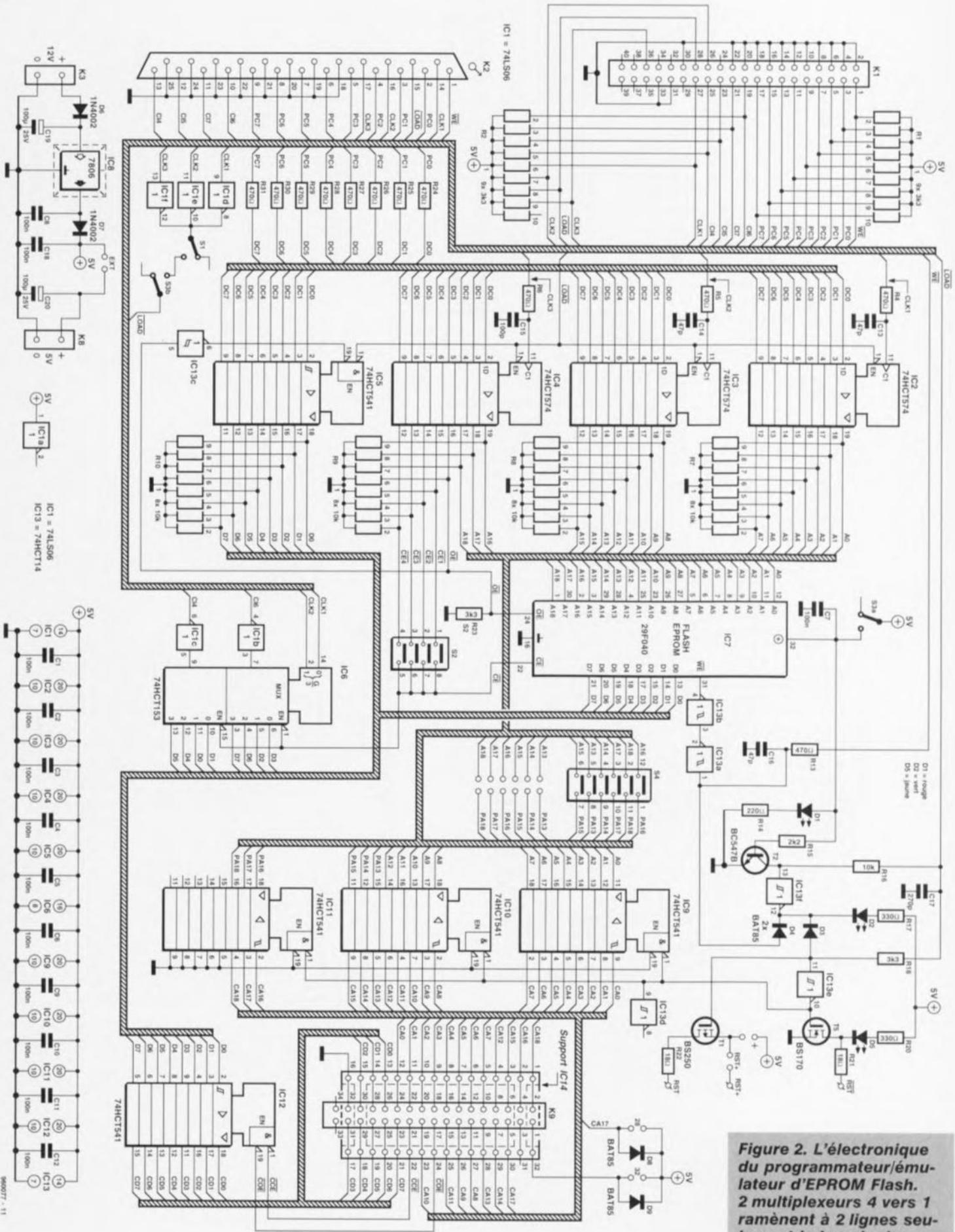
courant à une valeur sûre, ne constituant cependant pas une protection de courant **longue durée**, sachant qu'un courant trop important peut endommager T1. Cette possibilité de commutation directe pilotée au travers des 3 lignes CLK1 à CLK3 permet au logiciel du PC de remettre le circuit d'application sans avoir à recharger l'émulateur. Le programme RESETAPP présent sur la disquette **ESS 956017-1** disponible auprès des adresses habituelles remplit une fonction identique. Les réseaux RC R4/C13, R5/C14, R6/C15 et R13/C16 éliminent les parasites qu'ils soient d'origine interne ou externe. Il faudra que le logiciel tienne compte des retards introduits par les dits réseaux. C'est la raison pour laquelle le PC mesure le retard : si le multiplexeur est bloqué ( $\overline{CE}$  inactif) on aura un niveau haut si les lignes C14 et C16. Si maintenant, le multiplexeur est validé ( $\overline{CE}$  activée), les lignes de données D0 et D2 sélectionnées et que sur le bus de données ces lignes présentent un niveau haut, on peut mesurer l'intervalle séparant l'émission du flanc sur la ligne CLK3 et la lecture du changement de niveau de D0 et D2. Le retard mesuré (et légèrement allongé pour mettre toutes les chances de notre côté) ne valent réellement que pour le retard de la ligne CLK3. Pour être certains que cette temporisation sera également suffisante pour les autres lignes de commande nous avons défini avec R6/C15 une pseudo-période 2 fois plus longue que celle des autres réseaux RC. Ce retard permet d'éviter des problèmes avec des ordinateurs aux vitesses très

hétéroclites comme elles le sont aujourd'hui.

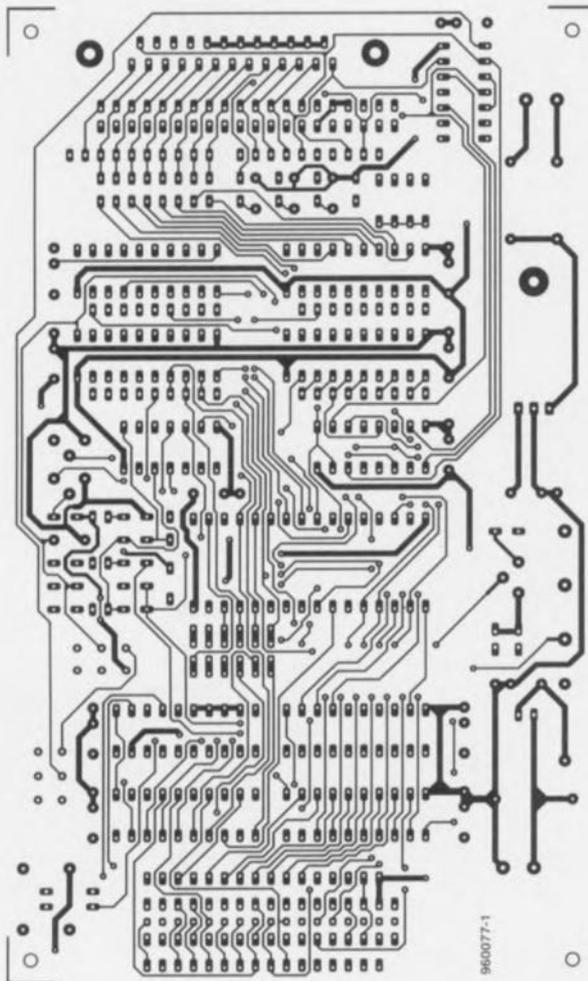
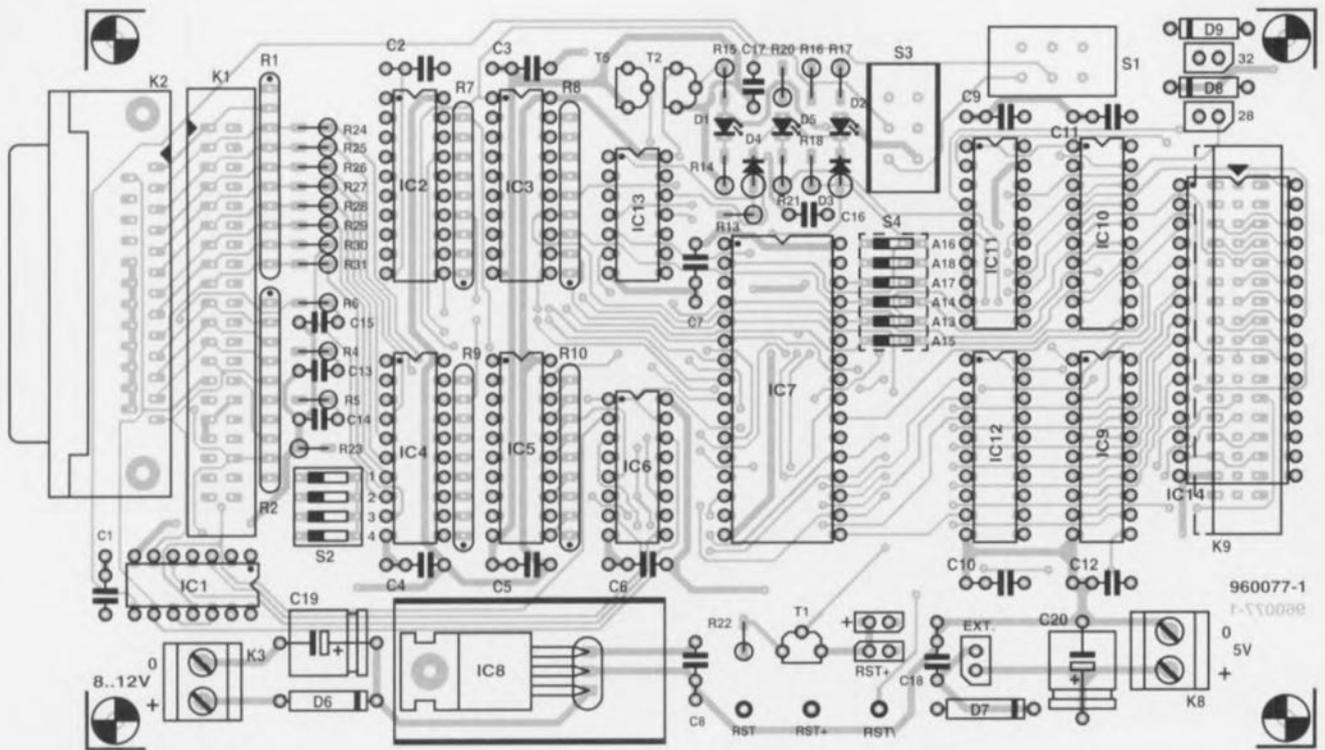
## PROGRAMMATION D'EPROM FLASH

Il est possible, lorsque l'on utilise l'émulateur en programmeur, de par la présence de l'inverseur S3, d'extraire l'EPROM Flash sans le moindre risque sans avoir à déconnecter le programmeur du PC ou à le mettre hors-tension. À cette intention le dit inverseur coupe l'alimentation de 5 V de l'EPROM Flash, met, par l'intermédiaire de T2 et de l'inverseur IC13f, le signal  $\overline{WE}$  à « 0 », bloquant en outre le signal Load de sorte que les sorties des registres et du tampon de bus sont inhibées. D3 et l'inverseur bloquent les niveaux du tampon de lignes d'adresses du circuit d'application. Toutes les lignes sont forcées à « 0 » par le biais de réseaux de résistances, R7 à R10. On pourra extraire l'EPROM Flash lorsque la LED D1 est éteinte. L'inverseur S1 permet une utilisation autonome de l'émulateur. Si l'on déconnecte l'émulateur du PC les réseaux de résistances R1 et R2 forcent toutes les lignes au niveau haut de sorte que si l'émulateur devait passer en mode de programmation l'inverseur S1 et une résistance de forçage au niveau haut (*pull-up*) du réseau R2 n'empêcheraient pas la transmission du signal Load. Le circuit reste ainsi en mode émulateur.

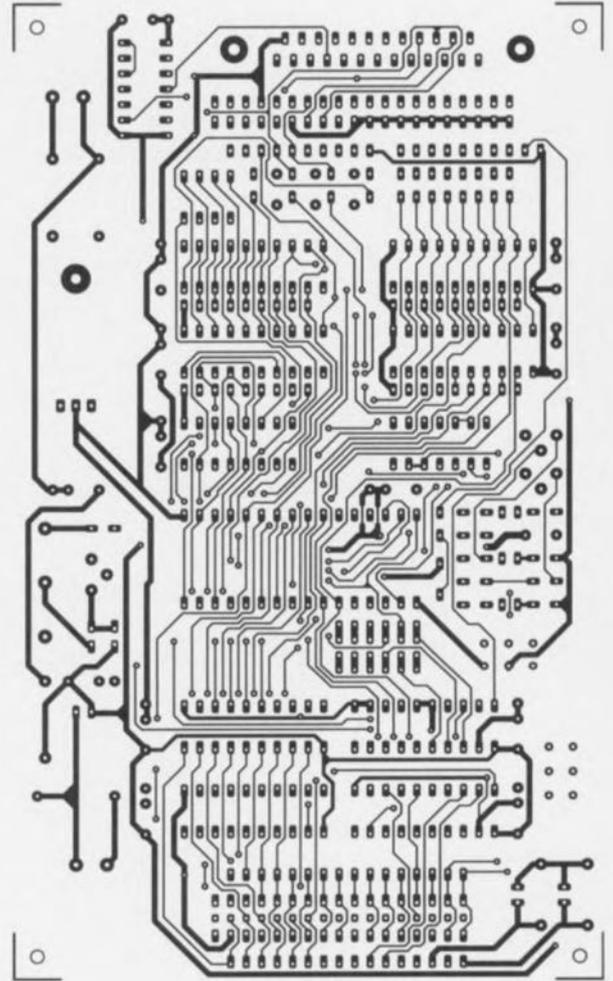
## L'ALIMENTATION



**Figure 2. L'électronique du programmeur/émulateur d'EPROM Flash. 2 multiplexeurs 4 vers 1 ramènent à 2 lignes seulement le bus de données de 8 bits de large.**



80%



**Figure 3.** La platine double face à trous métallisés à l'implantation dense dispose de différentes possibilités de connexion vers le PC et le support de l'EPROM du circuit d'application.

L'alimentation de l'émulateur peut se faire par le biais du support pour EPROM du circuit d'application et les diodes D8 et D9, mais il est préférable d'utiliser un régulateur externe, IC8, protégé par D6 et D7, voire une source de 5 V externe appliquée à l'embase K8. Les 2 cavaliers 28 et 32 déterminent si

la source de l'alimentation du support ou de l'EPROM se fait par l'intermédiaire de la broche 28 ou 32; il ne faudra cependant le mettre en place que si l'alimentation à travers D8 ou D9 n'est pas fiable. Les lignes d'adresses et de données des EPROM sont compatibles. Il faudra cependant éviter de se trou-

## Liste des composants

### Résistances :

R1,R2,R18 = réseau de  $9 \times 3k\Omega$   
R4 à R6,R13,R24 à R31 =  $470 \Omega$   
R7 à R10 = réseau de  $8 \times 10 k\Omega$   
R14 =  $220 \Omega$   
R15 =  $2k\Omega$   
R16 =  $10 k\Omega$   
R17,R20 =  $330 \Omega$   
R21,R22 =  $18 \Omega$   
R23 =  $3k\Omega$

### Condensateurs :

C1 à C12,C18 =  $100 nF$   
C13,C14,C16 =  $47 pF$   
C15 =  $100 pF$   
C17 =  $270 pF$   
C19,C20 =  $100 \mu F/25 V$

### Semi-conducteurs :

D1 = LED rouge  
D3,D4,D8,D9 = BAT85  
D5 = LED jaune  
D6,D7 = 1N4002  
D2 = LED verte  
T1 = BS250  
T5 = BS170  
T2 = BC547B  
IC1 = 74LS06  
IC2 à IC4 = 74HCT574  
IC5,IC9 à IC12 = 74HCT541  
IC7 = 29F040 ou 29F010 (AMD, cf. texte)  
IC8 = 7806  
IC6 = 74HCT153  
IC13 = 74HCT14

### Divers :

K1 = embase mâle HE10 de 2 rangées de 20 contacts  
K2 = embase sub D à 25 contacts en équerre  
K3,K8 = barrette auto-sécable à 2 contacts  
K9 = embase à 2 rangées de 17 contacts  
S1,S3 = inverseur à glissière double  
S2 = interrupteur DIP quadruple  
S4 = interrupteur DIP sextuple ou embase autosécable à 2 rangées de 6 contacts  
support FIN à 32 contacts pour IC7 (optionnel)  
au choix liaison câblée par morceau de câble plat à 34 conducteurs de 30 cm environ doté de 2 connecteurs auto-dénudants sertis de 2 rangées de 16 contacts

ver dans la situation où le circuit d'application se trouve hors-tension vu qu'alors IC12 attaque les lignes de données de l'application. L'alimentation du régulateur pourra se faire par le biais d'un adaptateur secteur de 12 V du commerce. La construction du montage ne devrait guère poser de problème. Le sous-ensemble support de IC14/connecteur K9 exige un court instant de réflexion. Les connecteurs DIL auto-dénudants sertis sur un morceau de câble plat le plus court possible (!) existent en 2 versions : la broche 1 correspond au premier conducteur et la broche correspond au second conducteur du câble. Pour éviter toute erreur il faudra veiller à utiliser 2 types de connecteurs identiques. Une solution meilleur marché consiste à implanter

une embase du commerce côté émulateur, implanté soit dans le dessin en ligne pleine ou en pointillés de la sérigraphie. Dans le premier cas il faudra positionner à l'autre extrémité du câble plat un connecteur DIL dont la broche 1 se trouve en liaison avec le conducteur n°2 du câble. La seconde approche nécessite un connecteur DIL dont la broche 1 est en liaison avec le conducteur n°1. Nous avons également prévu 2 possibilités de connecter ce montage au PC. La première prend la forme de l'embase droite K1 reliée par le biais d'un petit morceau de câble plat à 36 conducteurs à un connecteur Centronics femelle (interconnexion broche à broche). En aval de ce connecteur la liaison prend la forme d'un câble pour imprimante pour PC classique. Il est possible également d'utiliser un câble mâle-femelle à 25 conducteurs (1:1) connecté à l'embase sub D à 25 contacts K2. Selon le type de montage que l'on envisage il peut être judicieux de positionner les interrupteurs DIL S2 et S4 sur le dessous de la platine de manière à pouvoir définir la taille de l'EPROM et fixer le type de lignes  $\overline{CE}$  à travers des découpes faites dans le boîtier sans avoir à l'ouvrir. Il faudra veiller à ce que la liaison câblée allant aux inverseurs à glissière S1 et S3 ne dépasse pas 40 mm. On pourra utiliser tant la 29F040 que la 29F010, 2 EPROM Flash de l'écurie AMD. Ces 2 types de circuits connaissant la même séquence d'instructions il n'est pas nécessaire de prévoir de possibilité de distinction. Le seul problème que l'on risque de rencontrer alors se présente lorsque l'on essaie de charger un fichier dont la taille dépasse la capacité de l'EPROM Flash. Le logiciel ne procède pas à une vérification à ce niveau. On pourra connecter un maximum de 4 émulateurs à un port parallèle, soit un maximum de 12 au total répartis entre les 3 ports classiques, LPT1, LPT2 et LPT3. Les résistances R1 et R2 ne sont à monter que sur le dernier émulateur ! La sélection d'un émulateur entre ceux d'un même port se fait par le biais de l'interrupteur DIP S2 (CE1 = premier émulateur). L'interrupteur DIP S4 permet d'inhiber des lignes d'adresses lorsque l'EPROM à émuler possède un domaine d'adressage plus étroit que l'EPROM Flash utilisée. Si un interrupteur est ouvert et le cavalier correspondant ouvert, la ligne d'adresse correspondante est forcée au niveau bas par le biais d'une résistance. Attention, il existe des EPROM qui attendent un niveau haut sur leurs broches non utilisées. Si, sur ce type de composant, on n'isole pas correctement les lignes d'adresses correspondantes il est impossible d'obtenir un fonctionnement fiable de l'émulateur. Il est toujours recommandé de vérifier soigneusement que tous les interrupteurs et cavaliers soient sélectionnés correctement et

que toutes les lignes d'adresses non utilisées par l'EPROM à émuler soient déconnectées. Une autre erreur souvent constatée est d'essayer de charger un fichier en format hexadécimal (HEX). Le logiciel ne peut traiter que des fichiers binaires.

## LE LOGICIEL

Il faut, pour travailler avec le programmeur/émulateur d'EPROM Flash, une disquette comportant le programme de chargement et d'autres programmes auxiliaires. On lira le fichier README (en anglais) qui donne les dernières informations concernant la version la plus récente du logiciel. Le paramètre de lancement est le même pour tous les programmes :

`/L.<port><ce>`

qui définit l'émulateur que le programme doit adresser. Le paramètre `<port>` sera un 1 pour LPT1, un 2 pour LPT2 et un 3 pour LPT3, `<ce>` étant un 1 pour CE1, un 2 pour CE2, un 3 pour CE3 et un 4 pour CE4. Prenons un exemple : l'émulateur est connecté au port LPT2 et le contact CE1 est fermé. Le double paramètre à entrer est donc `/L21`. Il est important de respecter l'ordre prescrit des différents paramètres pour chacun des différents programmes. Tous les paramètres et noms de fichiers doivent être précédés d'un espace ! Voici les différents programmes :

- Les programmes pour le fonctionnement en programmeur d'EPROM Flash :

**ERAFLASH** /L<port><ce>

Efface l'EPROM Flash se trouvant sur l'émulateur

**PRGFLASH** /L<port><ce> <binfile>

Programme le fichier <binfile> dans l'EPROM Flash présente sur l'émulateur. Il n'est pas procédé à une vérification pour savoir si le fichier peut trouver place dans l'EPROM. Si le fichier dépasse la capacité de mémoire la routine de vérification générera un message d'erreur.

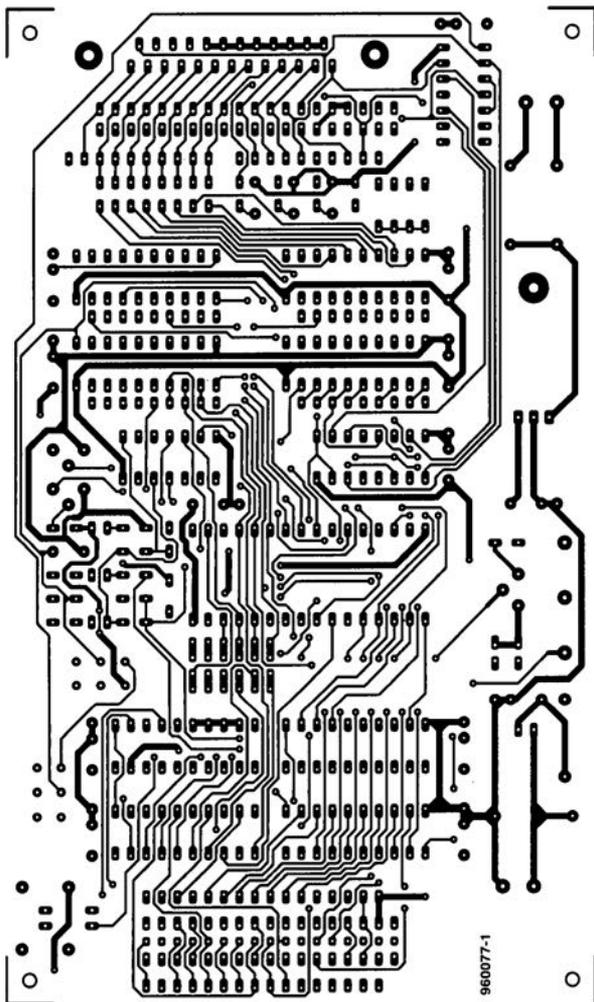
**RDFLASH** /L<port><ce> <file> /B<nbr>

Lit <nbr> octets du contenu de l'EPROM Flash présente sur l'émulateur et les met dans le fichier <file>. Comme le programme ne connaît pas la taille de l'EPROM Flash présente sur l'émulateur il n'y a pas de vérification pour savoir si <nbr> est OK ou trop grand.

- Les programmes pour le fonctionnement en émulateur :

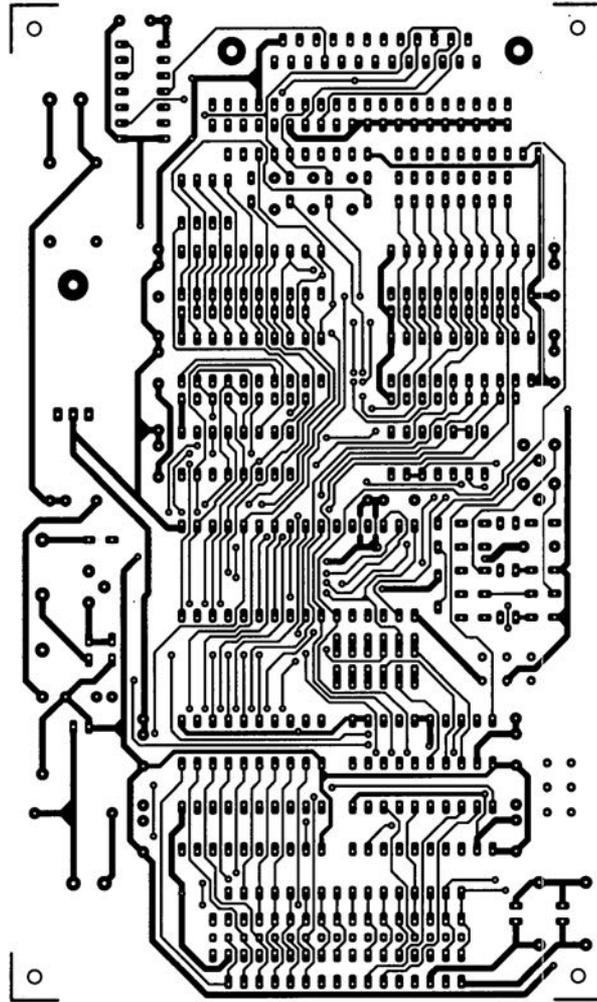
**LOADEMU** /L<port><ce> <binfile>

Le programme commute l'émulateur



960077-1

80%





# magnétoscopes numériques

## *un marché qui bouge*

Depuis le succès remporté par le disque audionumérique, la numérisation est entrée dans les mœurs. Mais jusqu'à présent, les fabricants d'enregistreurs numériques pour l'audio n'ont pas rencontré, auprès de la clientèle, l'écho qu'ils espéraient (DAT, DCC et MiniDisc ne font pas recette et leur avenir n'est guère plus prometteur). On pense pourtant que le magnéto numérique dispose des atouts nécessaires pour percer et, probablement avant la fin de l'année, les principales marques de matériel grand public seront représentées sur ce marché. Il est temps de dresser un panorama de la question.



Le numérique a l'avantage de la clarté : c'est blanc ou noir, vrai ou faux. Il n'y a pas de milieu, ce qui fait que des calamités comme le bruit n'ont aucune prise sur lui. Autant de fois qu'on le recopie, il conserve pour toujours ses qualités premières. Même les manipulations du signal, si elles sont effectuées en numérique, n'ont pas d'influence néfaste sur lui. Forte de l'expérience de l'audionumérique, l'industrie dispose aujourd'hui des techniques de numérisation et de traitement de la vidéo et peut, sans trop de difficultés, les étendre aux appareils pour le grand public. Des normes comme MPEG-I et II (en usage sur vidéo-CD et en télévision numérique) sont déjà de pratique courante. Il se pourrait bien, dès lors, que l'enregistrement analogique de la vidéo vive ses derniers moments, du moins si les constructeurs réussissent dans leur entreprise.

**DVIDEO, UNE NORME PLANÉTAIRE**  
Assagis par les luttes fratricides qui ont fait rage lors de l'introduction simultanée des normes d'enregistrement vidéo analogique (Vidéo 2000, Betamax et VHS se sont longtemps fait la guerre, à qui deviendrait le standard mondial) les constructeurs de matériel à large diffusion se sont accordés sur une norme numérique commune. DVideo en est le nom de baptême, accouché de la conférence sur le VCR numérique, tenue en juillet 1993. Elle a obtenu, à l'heure actuelle, l'assentiment de cinquante-deux fabricants, parmi lesquels on compte les plus gros producteurs, Philips, Sony et Matsushita. Entre-temps, certains constructeurs, Sony en tête, ont introduit des systèmes vidéo, caméscopes comme enregistreurs de salon, basés sur ce standard. La nouvelle norme numérique se caractérise par une qualité profession-

nelle mise à la portée de l'amateur, tant pour l'enregistrement que pour le montage. La différence par rapport au standard VHS actuel est renversante. La définition d'image est nettement supérieure et se maintient après montage ou copie. La technique numérique entraîne son cortège de possibilités techniques inédites, une totale indépendance du son et de l'image lors de l'édition, par exemple. Toute une série d'effets sont aussi réalisables, sans atteinte à l'intégrité de l'enregistrement. Un logiciel et une liaison série vers un PC suffisent à produire ces effets. JVC a fait la preuve récemment qu'il était possible d'intégrer tous ces perfectionnements en un système compact. Un caméscope (le GR-DV1) qui tient facilement dans une main, combine une caméra complète et un enregistreur numérique bourré de possibilités de montage et d'effets spéciaux. La sortie vidéo numérique autorise la copie sur un autre support, sans rompre la chaîne numérique. La plupart des fonctions d'édition sont accessibles par télécommande infrarouge, sans supplément. Même le prix de lancement est raisonnable, sous les 15 000 F.

#### NOUVELLE AUSSI, LA CASSETTE

Qui dit nouveau système vidéo dit aussi nouvelle cassette. Conclusion: les VHS et 8 mm analogiques ne se lisent pas en DVideo. En fait, la nouvelle norme utilise deux types de supports: un pour l'usage de salon (dimensions: 125 x 78 x 14,6 mm), l'autre portatif, sur caméscope, (mensurations: 66 x 48 x 12,2 mm). La cassette normale dure 4,5 heures; le modèle mini est disponible en 30 et 60 minutes. Quand on dit mini, c'est 3,5 fois plus petit qu'une VHS-C, la moitié d'une cassette 8 mm. Gros avantage du système, les minicassettes vont aussi dans le magnéto-scope de salon. Nul besoin d'adaptateur spécial, comme pour la VHS-C. Autre nouveauté: il existe une version qui, sur le côté de la cassette vidéo, possède une mémoire séparée, capable de retenir un index des séquences pour un repérage plus rapide et plus simple. Une fois la cassette douée de mémoire installée dans le caméscope, l'index apparaît dans le viseur. Pour le modèle de table, l'index est projeté sur l'écran de la télévision.

La bande magnétique de la cassette numérique fait 6,35 mm de large et se compose de deux couches superposées, c'est ce qui lui confère une largeur de spectre optimale. Une protection spéciale au carbone à structure de diamant assure à la bande une grande longévité. La technologie de transport du magnéto-scope DVideo reprend celle popularisée par les magnéto-scopes analogiques et enregistreurs

DAT, à savoir l'enregistrement transversal à l'aide de tambours à têtes rotatifs. En raison de la densité d'enregistrement élevée (10 pistes sur 100 µm) il est posé des exigences technologiques élevées à la précision de la mécanique des tambours de tête. Le tambour possède un diamètre de 21,7 mm et tourne à 9 000 tr/mn. Notons, à titre de comparaison, qu'un tambour de têtes VHS a lui un diamètre de 62 mm et tourne à 1 500 (NTSC) ou 1 800 tr/mn (PAL).

#### VARIATIONS SUR LES FORMATS

La norme DVideo prévoit deux formats, la définition normale (SD) et la haute définition (HD). Le format standard s'accorde aux transmissions NTSC ou PAL. L'amélioration par rap-

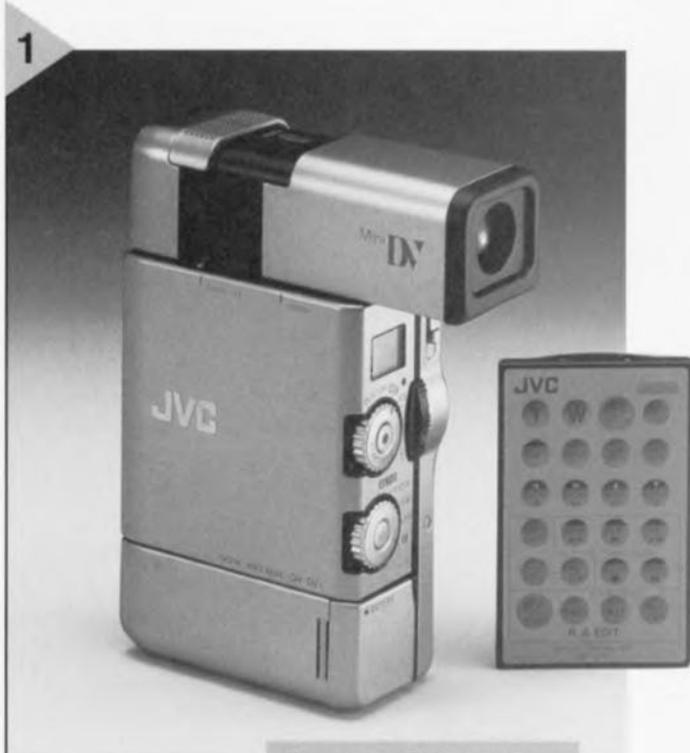
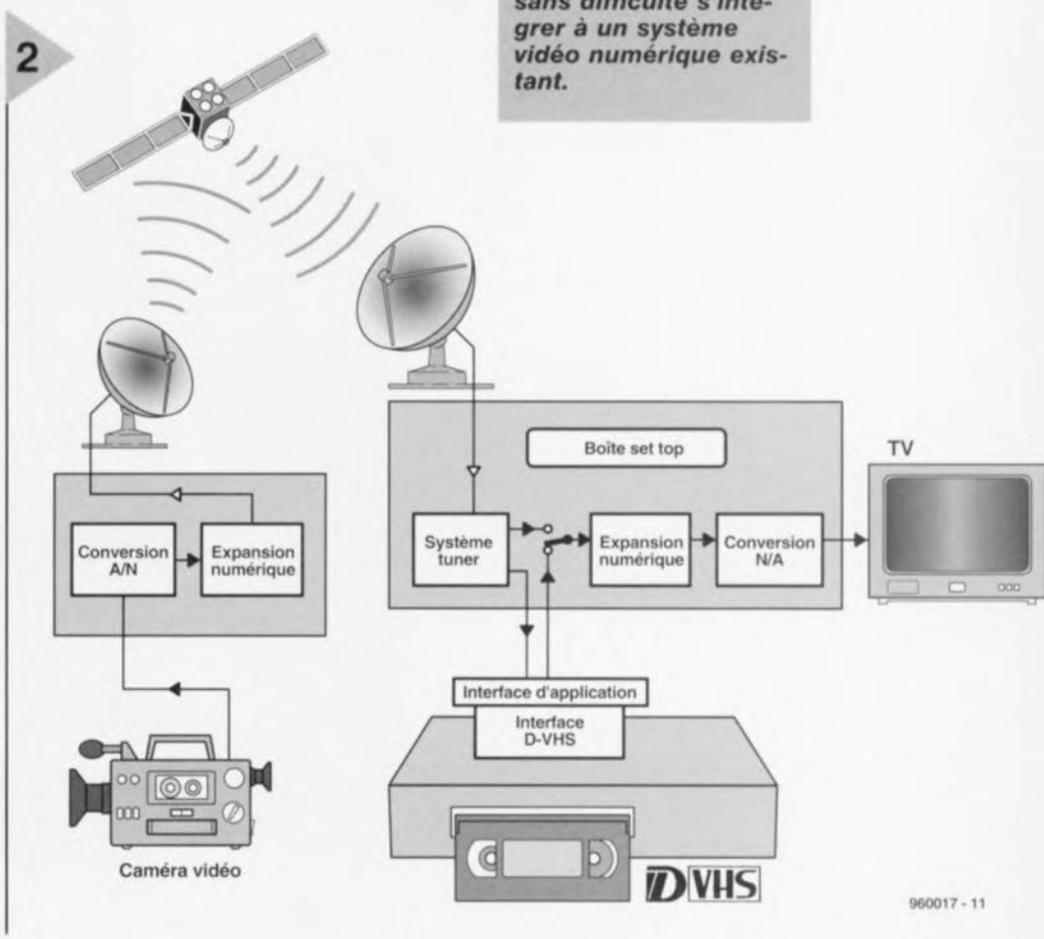
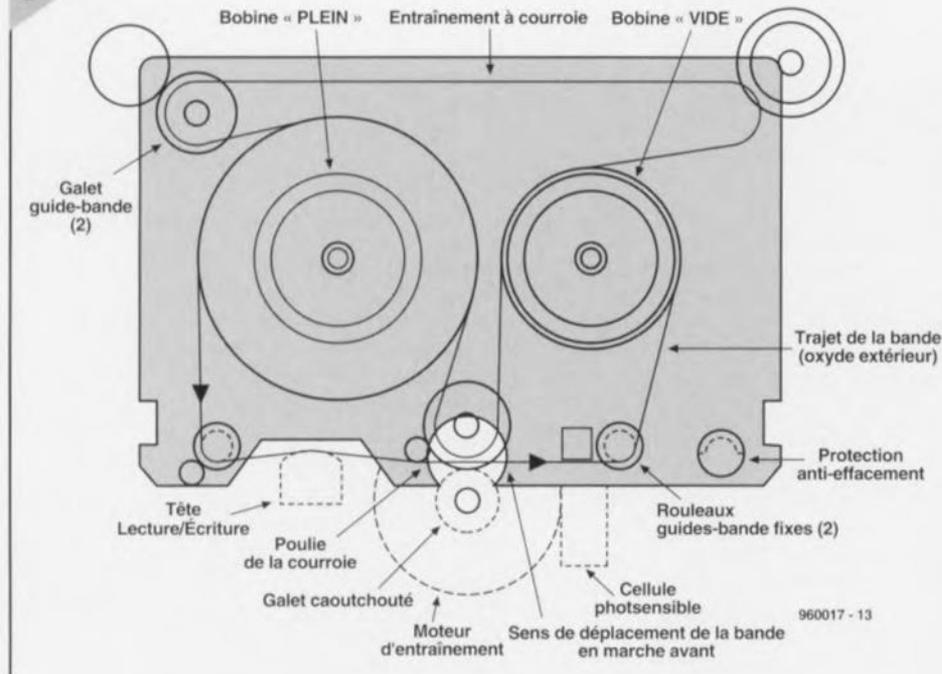


Figure 1. JVC a présenté entre-temps un caméscope numérique très évolué qui comporte un enregistreur DVideo.

Figure 2. Un enregistreur D-VHS ne stocke que des données numériques; il peut sans difficulté s'intégrer à un système vidéo numérique existant.





**Figure 3. Le principe très répandu de la tête à balayage hélicoïdal réclame un mécanisme relativement complexe. Philips planche actuellement sur un système qui utilise les cassettes d'archivage.**

port à l'enregistrement analogique est particulièrement remarquable dans la reproduction sur grand écran : davantage de naturel et, manifestement, de piqué. Rien d'étonnant, puisque les images offrent une définition de 500 lignes. À titre comparatif, le VHS et le 8 mm atteignent 250 lignes, le S-VHS 405 et le Hi8, 420 lignes par image.

Les émissions en haute définition, c'est la norme HD du DVideo qui leur est destinée. Son format est de 600 lignes horizontales, avec la possibilité de passer temporairement à 1250. Pour le reste, les deux formats sont identiques.

### D-VHS, L'AVANCÉE LOGIQUE

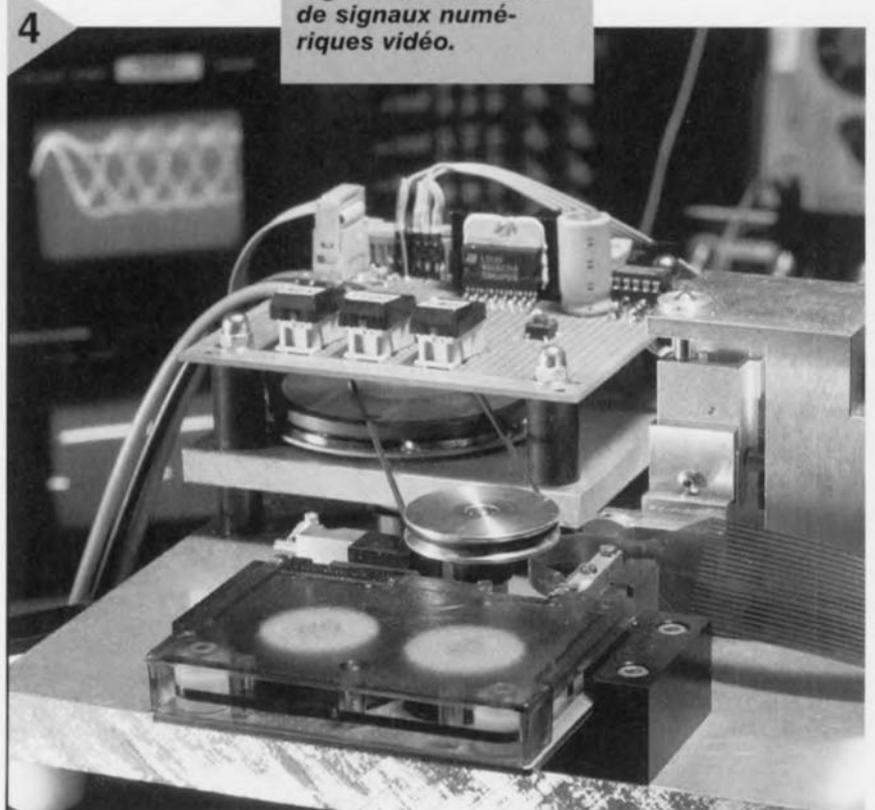
JVC, l'inventeur du VHS, parallèlement au S-VHS, version analogique améliorée, a développé un système numérique. Dans l'intervalle, d'autres fabricants, comme Hitachi, Thomson, Matsushita et Philips, n'ont pas ménagé leurs efforts en vue de perfectionner le système existant. Presque tous les producteurs de magnétoscopes connus ont marqué leur intérêt pour une extension du VHS. Il est donc fort probable que le D-VHS fera bientôt son apparition. L'avantage essentiel du D-VHS est que les bandes existantes pourront toujours servir. Voilà qui donne à l'enregistreur vidéo numérique tout le temps de supplanter progressivement la bande analogique (JVC parie sur 15 à 20 ans). Un magnétoscope D-VHS lit donc sans

difficulté les enregistrements VHS et S-VHS existants. Le supplément de prix pour le D-VHS ne serait que d'un millier de francs. JVC présente le D-VHS comme un enregistreur numérique sé-

riel (du type des enregistreurs de sauvegarde). Il n'intervient ni compression ni expansion du signal. Par principe, le D-VHS est conçu comme archivage sur bande magnétique de signaux numériques existants. La reproduction fournit dès lors l'exacte réplique du flux de données qui y a été mémorisé. D'où l'impossibilité, sans l'aide d'un numériseur ou d'un convertisseur N/A externe, d'enregistrer ou de restituer des émissions de télévision analogique. L'intérieur de l'appareil est comparable à celui des magnétoscopes actuels. La bande défile de la même façon et les têtes, qui ne passaient que des signaux vidéo analogiques, traitent ici des informations numériques et analogiques. Le tambour qui supporte les têtes tourne à 1500 tours par minute en SECAM et PAL (1800 en NTSC), de telle sorte qu'aucune modification ne soit nécessaire. La bande utilisée est celle des cassettes S-VHS actuelles, à l'oxyde de fer. Un repère d'identification, dans le nouveau boîtier, commute l'enregistreur en mode numérique.

Il existe trois modes de fonctionnement en D-VHS : normal, haute définition (HD) et longue durée (LP). En mode normal, la bande passante numérique est de 14,1 Mb/s (millions de bits par

**Figure 4. Cette photo montre les expériences menées au Laboratoire de physique de Philips. Une QIC normale permet l'enregistrement linéaire de signaux numériques vidéo.**



seconde). Mais la bande reçoit en réalité un flux à 19,1 Mb/s, du fait de l'adjonction de bits prévus pour la correction d'erreurs selon le code Reed-Solomon. Le système de codage des informations (interface série, débit d'informations sans retour à zéro), présente de grandes similitudes avec celui utilisé dans les autres enregistreurs numériques ainsi que le disque compact (CD).

Comme la durée maximale d'enregistrement est de cinq heures, on peut, en D-VHS, placer sur une bande 31,5 gigaoctets (Go, milliards d'octets) de données. Une bande extra mince de sept heures peut même emmagasiner jusqu'à 44,7 Go.

On ne dispose pas encore de spécifications détaillées concernant les modes HD et LP. Le débit maximal de données en HD est fixé à 28,2 Mb/s, la durée d'enregistrement est alors de 2,5 ou 3,5 heures. En longue durée, on parle de 49 heures pour un débit de 2 Mb/s. La synchronisation d'image dispose d'une piste de commande séparée. On s'attend à ce que les premiers enregistreurs D-VHS sortent cette année-ci. Comme ces appareils ne seront normalement équipés ni d'un convertisseur A/N ni l'inverse, ils iront vraisemblablement sur les marchés où la télévision numérique est déjà implantée ; c'est le cas des Etats-Unis. Mais l'archivage des grandes configurations d'ordinateurs offre un autre débouché, qui laisse entrevoir un avenir prometteur pour ce système.

#### AUTRE PISTE

Alors que les systèmes DVideo et D-VHS restent adeptes de la technique conventionnelle, le Laboratoire de physique de Philips à Eindhoven traque une autre piste. Les chercheurs de chez Philips s'emploient à développer un enregistreur de données à tête fixe, basé sur une cassette déjà bien connue, la *Quarter Inch Cartridge* (cassette quart de pouce), en abrégé la QIC, capable d'avaloir des débits de 16 Mo/s. Les QIC sont d'emploi courant sur PC, comme système de sauvegarde à défilement continu (*streamer*). L'enregistrement vidéo analogique a, jusqu'à présent, toujours fait usage de têtes magnétiques rotatives (*héli-scan*). Ce principe permet une grande vitesse relative entre tête vidéo et bande magnétique, alors que son défilement linéaire est relativement lent. Cette grande vitesse est indispensable pour la largeur de spectre de l'information vidéo. En outre, le positionnement des têtes est calculé pour que chaque piste oblique sur la bande magnétique corresponde précisément à un balayage de l'image. Sur un système d'enregistrement linéaire (dont la tête n'est pas en rotation), toutes les informations sont placées sur des pistes

parallèles de la bande magnétique. Les anciens modèles à bobines et les enregistreurs audio à cassettes en sont des exemples. La cassette compacte numérique (DCC) est une version plus évoluée de l'enregistrement linéaire, où une tête fabriquée en technologie du film épais permet d'écrire sur bande, puis de lire un grand nombre de pistes parallèles. Une machine linéaire est nettement plus simple à fabriquer qu'une tête à balayage hélicoïdal, puisque seule la bande est en mouvement. Tous les autres composants du système sont au repos.

Jusqu'à présent, la QIC n'a reçu d'application que sur ordinateur. Le lecteur et sa cassette sont particulièrement compacts, très stables et offrent une capacité de stockage normalement suffisante pour l'archivage d'un disque dur. En comparaison des systèmes de sau-

bande de 850 Mo actuelle.

En vidéo numérique, il n'y a pas que la capacité d'emmagasinage qui compte, la capacité de transmission de données est un facteur prépondérant. On s'active à présent à ramener à 0,3 microns la longueur nécessaire à l'inscription d'un bit. À la vitesse de translation de 2 m/s, dès lors, le débit de données grimpe à 6 Mo/s. Si l'on utilise une tête multiple de lecture/écriture comportant huit pistes parallèles, on atteint le débit de 16 Mo/s, largement de quoi y inscrire de la vidéo de haute qualité. Pour la véritable télévision à haute définition (HDTV), il faut 20 Mo/s et plus. On est alors ramené à l'usage de têtes multiples et au problème de l'augmentation du nombre de pistes sur une bande plus perfectionnée qui réclamerait moins de 0,3 microns par bit enregistré.



**Figure 5. Les premiers systèmes DVideo sortent sur le marché européen. La réalisation de Sony en est un exemple.**

vegarde plus évolués, comme le DAT et l'Exabyte 8 mm, la QIC est cependant plus limitée, avec ses 400 Mo. La distance entre pistes est de 150 microns, on en met donc 42 sur une largeur d'un quart de pouce (6,35 mm). Les données occupent 1,6 microns et la vitesse de défilement de la bande est comprise entre 1,5 et 2 m/s.

La combinaison de ces caractéristiques fait qu'on arrive à un débit maximum de données de 2 Mo/s, en rapport avec celui d'un canal de données vidéo et audio en MPEG-I. Il est donc possible d'y enregistrer de la vidéo de qualité limitée, comparable au VHS. D'un point de vue technologique, il est réaliste de considérer que la miniaturisation est perfectible et qu'on peut s'attendre dans le futur à placer quatre pistes dans le sillon actuel de 150 microns et approcher les 3 Go sur une

En fin de bande, il faut très vite inverser le défilement et adapter la position de la tête, pour écrire un nouveau groupe de pistes

parallèle au premier. Ceci nécessite une mémoire tampon pour couvrir la période de commutation et assurer la stabilité d'image.

L'enregistrement linéaire offre encore un autre avantage : l'adaptation de vitesse de la bande permet d'augmenter ou de diminuer la largeur de spectre. Pour des images complexes, la largeur de bande passante peut être rapidement augmentée et fortement réduite pour des images simples. En outre, le temps de recherche est très court sur ce système. Le rebobinage complet de la bande prend à peine 45 secondes et comme, pendant ce temps, la bande reste en contact avec la tête, on peut continuer à voir l'image.

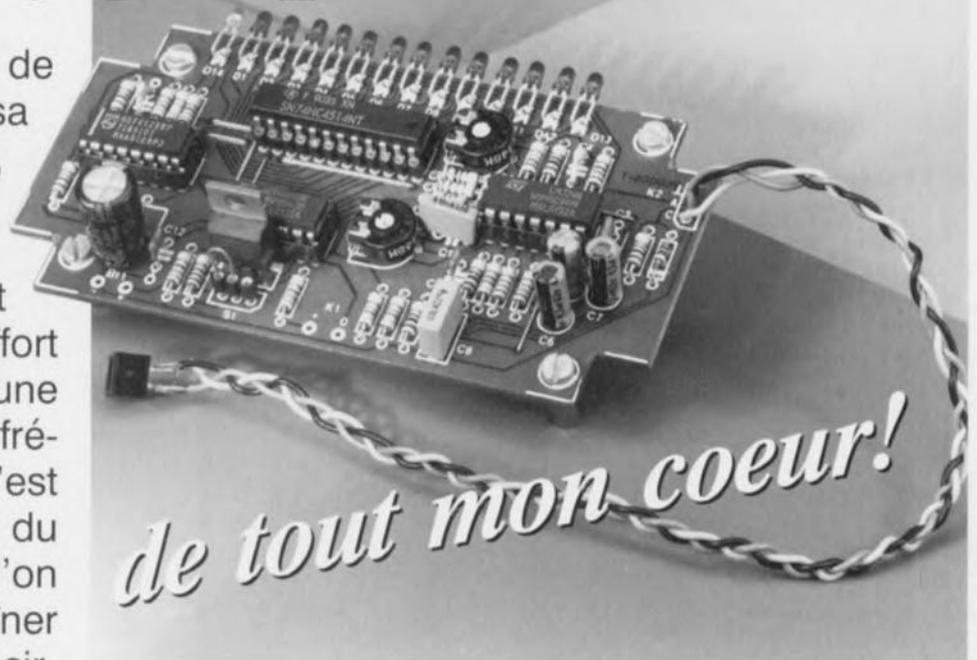
960017-1



# cardio-tachygraphe robuste

L'amateur de sport de plein air soucieux de sa santé, qu'il jogge, fasse de la bicyclette ou s'adonne à un quelconque autre sport sait fort bien qu'un effort soutenu se traduit par une augmentation de la fréquence du pouls. C'est bien entendu le but du jeu, puisque ce que l'on recherche est d'entraîner son coeur et le réseau circulatoire. C'est en tout état de cause bon pour la santé à condition de ne pas exagérer. Le cardio-tachygraphe que nous vous proposons ici permet, à la LED près, de voir jusqu'où on peut aller.

Il existe une formule de calcul rapide pour savoir jusqu'à où on peut pousser son pouls (prononcer pou) lors de l'exercice d'un sport quel qu'il soit. Selon le niveau de votre condition physique le pouls ne devrait pas dépasser une fréquence de : 180 à 200 - âge du « patient », ce maximum ne devant pas être dépassé pendant une durée prolongée. Un quadragénaire en bonne santé - en existe-t-il encore ? - il est prudent de diminuer l'effort lorsque le pouls atteint de l'ordre de 150 battements/mn (on parle, de l'autre côté de la Manche, de bpm = *beat per minute*). Pas de problème tant que l'on sait avec exactitude où l'on en est quant à son pouls. La technique la plus connue et la plus simple pour déterminer la fréquence de battement d'un coeur consiste à prendre... hé oui,

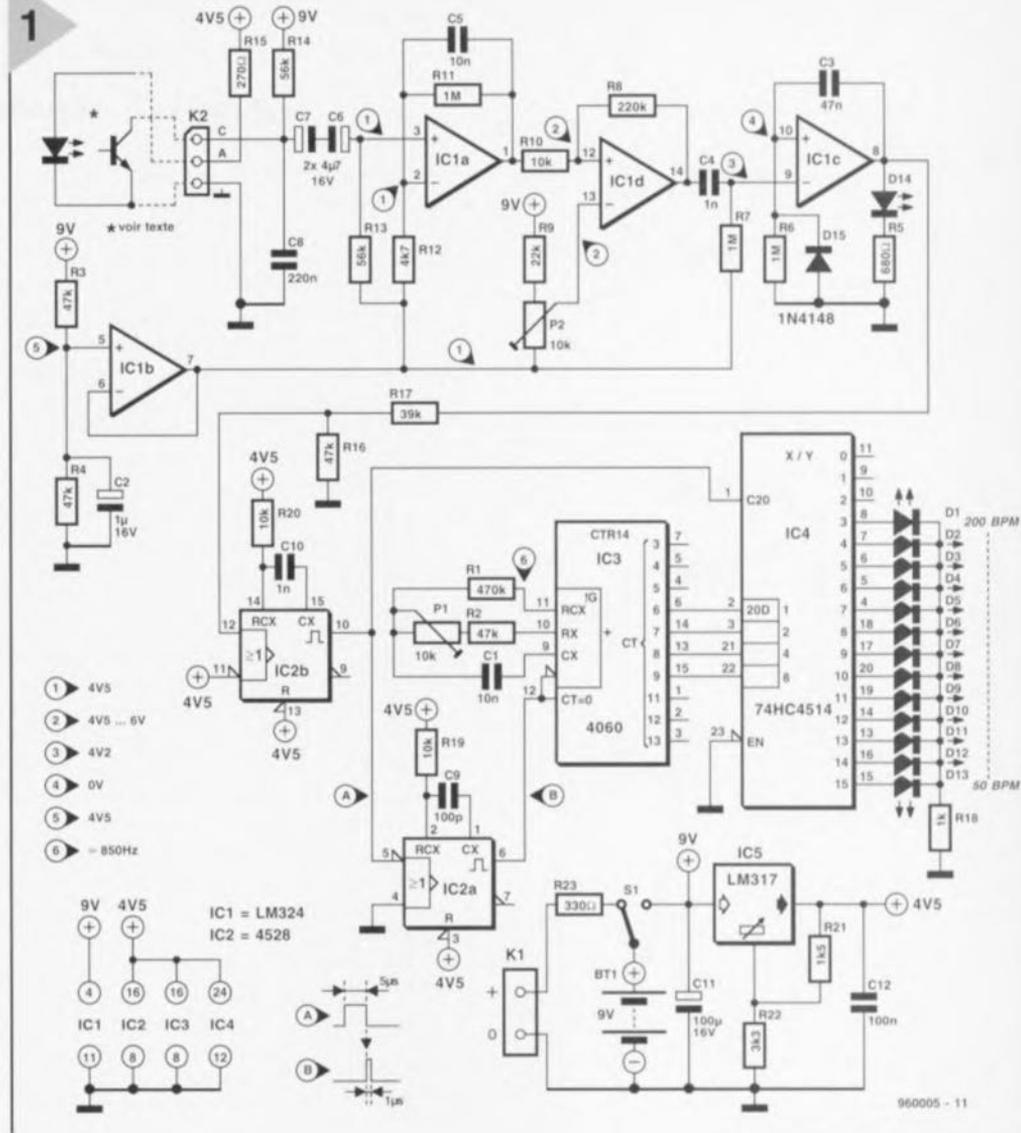


le pouls. Il faut, pendant cette opération, garder un chronomètre à l'oeil pendant un certain temps (15 s en général) ce qui oblige interrompre son exercice physique. On trouve dans le commerce divers instruments de mesure de la pulsation cardiaque certains dotés de fonctions additionnelles diverses (radio-réveil FM, tarificateur téléphonique, banque de données de 1 000 mots en 19 langues européennes; leur prix est en rapport avec ces performances, leur sensibilité très élevée de sorte qu'il n'est guère judicieux de les confronter à la sauvagerie des éléments naturels. Il en va tout autrement dans le cas du cardio-tachygraphe que nous vous présentons ici. Il se contente de mesurer la fréquence de battement du coeur et de la visualiser sur un barographe à LED. L'un des problèmes pratiques rencontrés avec ce type d'appareils est le modèle de capteur de pouls, mesure pouvant se faire de différentes façons. L'une des techniques les plus couramment utilisée consiste à la mise en place d'électrodes « fixées » par collage au gel et/ou dépression à l'aplomb du coeur (capture **électrique**) telle que chacun d'entre nous la connaît des électrocardiogrammes qu'il a subit. Les électrodes déterminent avec exactitude les courants cardiaques, mais ce procédé n'est pas utilisable dans la vie de tous les jours. On peut envisager de capter les courants cardiaques aux extrémités des membres, mais cela implique que le corps soit au repos et qu'il ne puisse

pas y avoir superposition de courants musculaires aux dits courants cardiaques. Une seconde variété de capteurs de battements du coeur repose sur la capture **acoustique** du type de celle qu'implique la mesure du rythme cardiaque à l'aide du manchon enfilé sur le haut du bras. Un stéthoscope ou un microphone glissé sous le manchon « entend » le pouls. On peut difficilement, en cours d'exercices physiques, s'encombrer d'un manchon et d'un stéthoscope. Une autre technique, moins connue que le stéthoscope mais tout aussi utilisable, est la mesure **optique**. La translucidité des tissus humains varie à chaque battement de coeur. À chaque fois que le coeur envoie du sang à travers les artères le tissu s'opacise. Cet effet n'est pas visible à l'oeil nu, même si l'on utilise une lampe de poche de forte puissance pour éclairer l'extrémité du doigt par transparence. L'électronique elle n'a pas de problème à ce niveau. La source de lumière utilisée ici prend la forme d'une LED infrarouge, le détecteur, relativement insensible aux parasites, celle d'un phototransistor sensible au rayonnement IR. La LED et le phototransistor peuvent être placés l'un en face de l'autre pour constituer une sorte de barrière de lumière IR, voire mis l'un à côté de l'autre pour travailler en réflexion. En tout état de cause le capteur sera positionné à un endroit translucide du corps. Les endroits les plus convenables sont les extrémités des doigts et le lobe de l'oreille.

## ANALOGIQUE ET NUMÉRIQUE

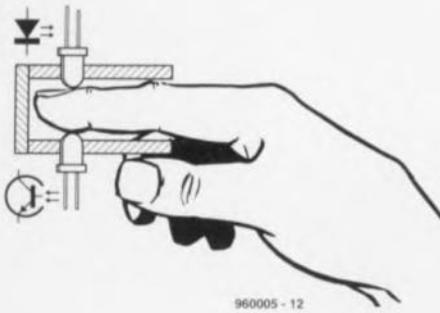
Comme le prouve l'examen de la figure 1, le schéma du cardio-tachygraphe est relativement simple. L'électronique se compose d'une partie analogique à base d'un LM324 chargé de l'amplification et le traitement du signal fourni par le capteur et d'une partie numérique chargée de tout ce qui concerne le comptage et la visualisation du résultat des opérations précédentes. Le capteur IR à diode et transistor IR, qu'il soit du type barrière ou réflexe, est relié à l'embase d'entrée K2. Le filtre passe-bas C8/R14 court-circuite une éventuelle composante parasite de fréquence élevée et ne laisse passer que des signaux de fréquence faible. La valeur du condensateur bipolaire C6/7 est choisie en tenant compte des dites fréquences, 50 bpm correspondent à 0,78 Hz, 200 bpm à 3,33 kHz. Le dit composant est constitué de 2 condensateurs polarisés qui protègent l'amplificateur opérationnel IC1a à l'encontre d'éventuelles tensions continues pouvant naître lorsque le capteur est mis en place ou non ou qu'il capte ou non de la lumière parasite. IC1a travaille en principe comme un amplificateur linéaire (gain de 200). La paire C5/R11 constitue un filtre passe-bas 15 Hz additionnel qui élimine les restes de parasites. On dispose dès lors à la sortie de IC1a d'un signal utilisable d'une certaine façon dont la forme rappelle celle d'un sinusoïde impulsionnel positif orné de parasites. La transformation de ce signal difficile à traiter en un joli signal rectangulaire se fait par le biais de IC1d, un amplificateur opérationnel monté en comparateur dont le seuil de basculement est fixé par l'intermédiaire de l'ajustable P2 de manière à ce que le comparateur ne bascule uniquement dans la plage de l'amplitude. La position de départ de cet ajustable n'est pas critique vu qu'en aval du condensateur C4 on ne retrouve rien d'autres que des impulsions en aiguille positives et négatives. Les dites impulsions en aiguille sont cependant suffisantes pour attaquer le multivibrateur monostable analogique (MMV) réalisé autour de IC1c. Au repos, la sortie du monostable présente un niveau bas et C3 est déchargé. Chaque flanc descendant apparaissant à la sortie du comparateur fait passer la sortie du monostable au niveau haut, niveau auquel il reste jusqu'à ce que le condensateur C3 se soit chargé au travers de R6. La tension à l'entrée non-inverseuse de l'ampli op chute en quelque 20 ms en-dessous du niveau de la tension présente sur l'entrée inverseuse (l'impulsion en aiguille a disparu depuis bien longtemps), de sorte que le monostable retrouve son état de départ. La LED verte D14 permet une ob-



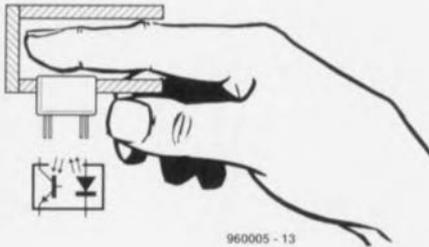
servation aisée de ces impulsions de 20 ms. Le diviseur de tension R3/R4 divise la tension d'alimentation de 9 V par rapport, mettant à la disposition de la partie analogique d'une tension de référence, tamponnée par IC1b, de 4,5 V. Cette division par 2 de la tension d'alimentation permet une utilisation de la pile jusqu'à une tension entre broches de quelque 6 V. À l'inverse de la partie analogique, l'électronique numérique est elle alimentée en tension régulée et partant parfaitement constante de 4,5 V. S'il est vrai que les circuits intégrés CMOS utilisés peuvent fort bien travailler à une tension de service comprise entre 3 et 15 V il n'en reste pas moins que la fréquence de l'oscillateur constitué par C1/R1/P1 dépend du niveau de la tension d'alimentation; il en est de même de la luminosité des LED IR et des LED de visualisation. Ceci explique la présence d'un régulateur de tension ajustable entre 4,2 et 4,5 V du type LM317, IC5, beaucoup moins énergivore qu'un 7805 par exemple, d'autant plus qu'il est en mesure d'utiliser la pile jusqu'à une tension de 6 V. La consommation de courant de l'ensemble est légèrement supérieure à 15 mA et partant à la limite d'une utilisation économi-

quement justifiée d'une pile compacte de 9 V. Il est préférable d'utiliser un accu rechargeable adéquat qu'il est facile de recharger à l'aide d'un adaptateur secteur de 12 V au travers de la résistance R23 par commutation de S1. Si l'accu doit, cardio-tachygraphe hors-fonction, recevoir son énergie par l'intermédiaire d'un « vrai » rechargeur, on remplacera R23 par un pont de câblage de manière à ce que les bornes de l'accu soient en contact direct avec l'embase basse-tension K1. Revenons à la partie numérique du montage. Il nous faut, entre la sortie du monostable analogique et le premier circuit intégré CMOS, une adaptation de niveau de 6...9 V à 3...5 V. C'est la tâche du diviseur de tension R16/R17. Lors de chaque impulsion en provenance de l'analogique on a déclenchement de la bascule monostable IC2b qui fournit une impulsion d'échantillonnage (Strobe) à l'intention du décodeur 4 vers 16, IC4. À l'apparition du flanc descendant de cette impulsion on a

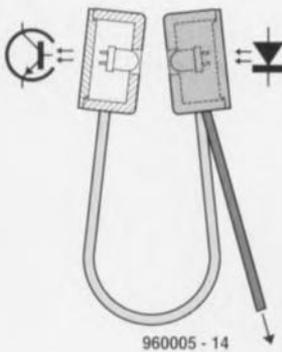
**Figure 1. L'électronique de notre cardio-tachygraphe robuste se compose d'une partie de mesure et de traitement analogique et d'une partie de comptage et de visualisation numérique. L'échelle des LED n'est pas linéaire.**



960005 - 12



960005 - 13



960005 - 14

**Figure 2. 3 techniques de réalisation du capteur :** a) une barrière lumineuse, b) une barrière à réflexion, c) une barrière lumineuse à haute flexibilité.

déclenchement de la seconde bascule monostable, IC2a, dont l'impulsion de sortie très courte, 1  $\mu$ s seulement, remet le compteur IC3 à zéro. L'oscillateur de IC3 pilote le compteur à une fréquence de l'ordre de 850 Hz. Plus le temps séparant 2 battements de coeur est long, plus le contenu du compteur est important. La fréquence d'horloge choisie l'a été de manière à ce qu'au poulx le plus faible la plage choisie du compteur (CT6 à CT9) ne soit dépassée mais que l'on ait comptage jusqu'à 1111 et, par le biais de IC4, activation de la LED D13. Le décodeur IC4 dispose de 4 mémoires d'entrée qui, à l'apparition de l'impulsion d'échantillonnage, deviennent transparentes. Le décodeur situé en aval place le nombre binaire de 4 bits de large sur la ligne de sortie correspondante.

**Figure 3. Il est possible, sans pourtant exagérer au niveau de la densité d'implantation, de réaliser un montage compact.**

## SENSORIELLEMENT!

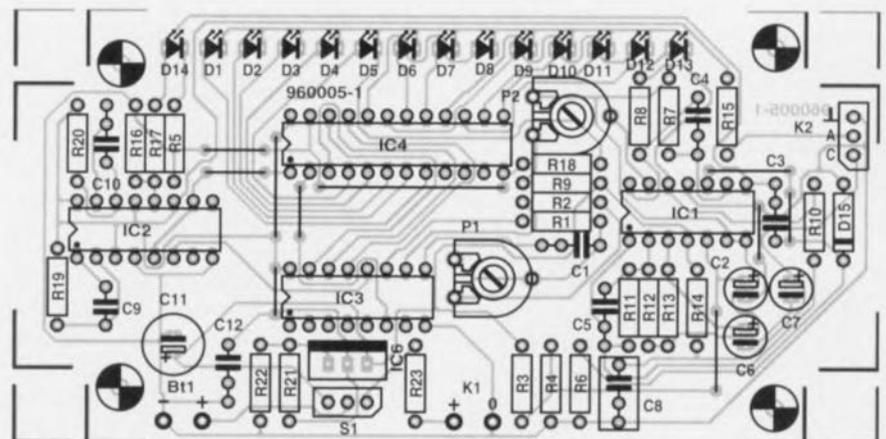
Les capteurs destinés aux cardio-tachygraphes ne courent pas les rues; il vous faudra donc fabriquer le vôtre vous-même. Mais rassurez-vous, nous n'attendons pas de chef-d'oeuvre de mécanique de votre part. Le capteur le plus simple et le meilleur marché prend la forme d'une pince à linge dans le corps de laquelle on a percé 2 orifices de 5 mm disposés à quelque 5 mm de l'extrémité. L'un des orifices reçoit une diode IR, l'autre le transistor IR (une SFH409-2 et un SFH309-4 de Siemens par exemple). Ces composants sont reliés au circuit principal à l'aide d'un morceau de câble blindé, jusqu'à, comme l'illustre le schéma, le jack de 3,5 mm, K2. Notons que le transistor ne dispose que de 2 contacts, la base n'étant pas accessible de l'extérieur. La broche la plus courte est, pour les 2 composants en question, respectivement la cathode et le collecteur. Le capteur terminé peut être « clipsé » à un endroit adéquat (extrémité d'un doigt, lobe d'une oreille) de manière à vérifier le fonctionnement du cardio-tachygraphe. Il faudra, si l'on envisage une utilisation plus prolongée de cet

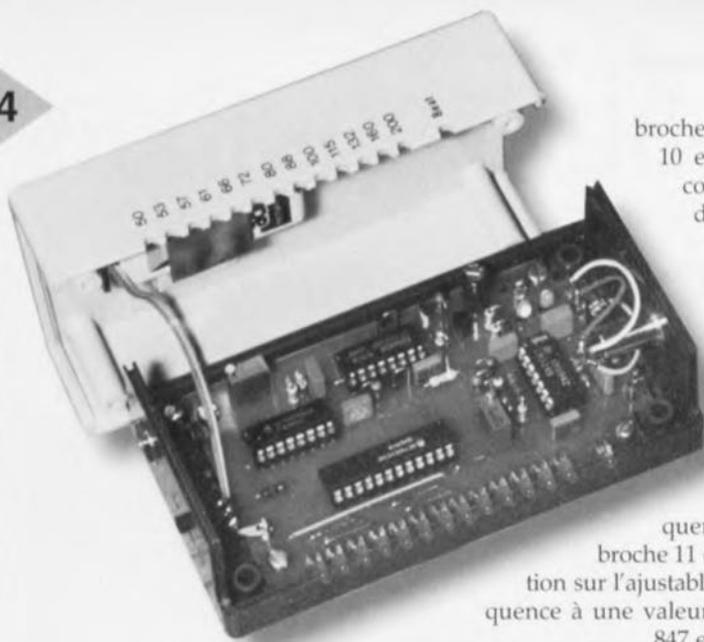
instrument, trouver une solution plus élégante et moins « pinçante ». La figure 2 vous propose 3 solutions. Pour les approches a et b on utilise un petit morceau de tube de 40 à 50 mm du bon diamètre pour qu'il glisse bien sur le doigt et fermé à l'une de ses extrémités. On perce 2 orifices à la hauteur de la lunule de l'ongle (c'est à cet endroit que l'on obtient les meilleurs résultats) et l'on positionne les 2 composants actifs du capteur de manière à ce qu'ils coïncident légèrement le doigt. La diode et le transistor sont ensuite fixés solidement à l'aide de colle epoxy, câblés comme indiqué plus haut (il n'est pas inutile de prévoir un dispositif anti-traction) et enveloppé d'un revêtement noir

voire de gaine thermorétractable opaque pour mettre l'ensemble à l'abri de la lumière. On peut également, comme l'illustre la figure 2b, utiliser une barrière à réflexion. On perce dans ce cas un orifice rectangulaire dans le tube pour y encastrer le CNY70. Il faudra, à nouveau, veiller à ce que le doigt soit légèrement coincé. Si l'on veut utiliser le lobe de l'oreille on pourra réaliser la construction de la figure 2c basée sur un ressort moins « pinçant » plus agréable à porter. Il est important, en tout état de cause, de veiller à une opacité suffisante du système.

## METTRE LES LED À L'ÉQUERRE

L'électronique sera montée sur la platine dont on trouve la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants et la reproduction du dessin des pistes en figure 3; cette dernière prendra place dans un boîtier de 120 x 65 x 40 mm (cf. la liste des composants). On perce les orifices destinés au passage des têtes des LED D1 à D14, à l'écartement défini par la platine, dans le joint des 2 demi-coquilles du boîtier de manière à pouvoir déposer facilement le couvercle. L'embase du capteur prend place sur « l'avant » du boîtier le jack femelle de l'alimentation et l'inverseur S1 dans la face opposée du boîtier. On fixera la courroie de transport sur le fond du boîtier. La mise en place des composants se fera comme d'habitude : on commencera par les 8 ponts de câblage, pour implanter ensuite les composants couchés suivis des composants à montage vertical pour terminer par les supports pour tous les circuits intégrés, exception faite du régulateur à monter directement. IC4, un 74HC4514 (ne pas utiliser la version CMOS ordinaire) est logé dans un boîtier 24 broches aux rangées de broches à écartement étroit (3/10" = 7,62 mm). Le type de support correspondant n'étant pratiquement pas trouvable dans le commerce, on utilisera les 2 rangées de contacts d'un





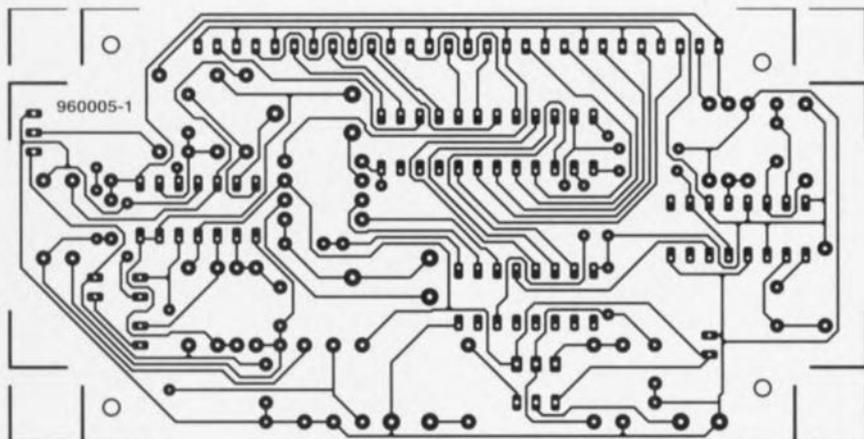
**Figure 4. La pile sera fixée solidement dans le couvercle en veillant à ce qu'elle n'entre pas en contact avec la platine.**

support large débarrassé de ses barres « intercostales », soit une paire de morceaux de barrette autosécable coupés à la bonne longueur (12 contacts). Les pattes des LED sont repliées à l'équerre à 3 mm du corps (attention à la polarité), implantées dans les orifices adéquats et soudées. On disposera la platine dans la demi-coquille pour se servir de gabarit. La pile trouve aisément place dans le boîtier où on la fixera solidement. Une fois les soudures terminées on montera la platine dans le boîtier de la manière illustrée en figure 4 pour ensuite implanter les circuits intégrés IC3 et IC4. Pour exécuter le premier test de bon fonctionnement on connecte la sortie d'une alimentation de laboratoire fournissant 9 V à l'embase d'alimentation et l'on prend, pour la charge du régulateur de tension, une résistance de 1 k $\Omega$  en parallèle sur le condensateur C12 - sinon la régulation ne fonctionne pas. On vérifie ensuite que la tension de sortie de IC6 est bien de 4,2 à 4,3 V. Cette valeur doit être maintenue même si la tension d'alimentation est abaissée à 6 V. Pour le test de la chaînette de LED D1 à D13 on interconnecte, sur le support de IC2, les

broches 4 et 6 ainsi que 10 et 11 à l'aide de courtes longueurs de fil de câblage souple. Les LED devraient s'allumer l'une après l'autre en chenillard. On branche ensuite un fréquencemètre sur la broche 11 de IC4 et, par action sur l'ajustable, on règle la fréquence à une valeur comprise entre 847 et 849 Hz. On implante ensuite IC1 et IC2 et on déconnecte le capteur. À l'aide d'un multimètre on mesure la tension sur la broche 1 de IC1 (= moitié environ de la tension d'alimenta-

tion) et l'on joue sur l'ajustable P2 jusqu'à mesurer sur la broche 13 cette fois, une tension supérieure de 200 mV à celle relevée sur la broche 1. Si l'on remet le capteur sur le doigt et le cardio-tachygraphe en fonction l'appareil devrait, après les quelques secondes nécessaires à la charge de C6/C7, naître à la vie. Il se peut qu'il faille corriger la sensibilité de l'électronique de mesure par action sur P2. Plus la tension au curseur est proche de la demi-tension d'alimentation ( $U_V/2$ ) plus la sensibilité est importante (et partant l'immunité aux parasites faible). Il est préférable de positionner P2 de manière à avoir une bonne détection du pouls de sorte que D14 clignote au rythme du pouls sans que le moindre parasite ne provoque le « déraillement » de l'électronique. La chaînette de LED devrait, au repos, visualiser un pouls de 60 à 80, qui ne manquera pas de monter rapidement au-delà de 100 en cas de réalisation réussie de ce cardio-tachygraphe.

960005-1



### Échelle de la rangée de LED

50 bpm	1,28 s	0,78 Hz	D13
53 bpm	1,125 s	0,89 Hz	D12
57 bpm	1,050 s	0,95 Hz	D11
61 bpm	0,975 s	1,03 Hz	D10
66 bpm	0,9 s	1,11 Hz	D9
73 bpm	0,825 s	1,21 Hz	D8
80 bpm	0,750 s	1,33 Hz	D7
89 bpm	0,675 s	1,48 Hz	D6
100 bpm	0,6 s	1,67 Hz	D5
124 bpm	0,525 s	1,91 Hz	D4
133 bpm	0,450 s	2,22 Hz	D3
160 bpm	0,375 s	2,67 Hz	D2
200 bpm	0,3 s	3,33 Hz	D1

### Liste des composants

#### Résistances :

R1 = 470 k $\Omega$   
 R2 à R4, R16 = 47 k $\Omega$   
 R5 = 680  $\Omega$   
 R6, R7, R11 = 1 M $\Omega$   
 R8 = 220 k $\Omega$   
 R9 = 22 k $\Omega$   
 R10, R19, R20 = 10 k $\Omega$   
 R12 = 4 k $\Omega$   
 R13, R14 = 56 k $\Omega$   
 R15 = 270  $\Omega$   
 R17 = 39 k $\Omega$   
 R18 = 1 k $\Omega$   
 R21 = 1 k $\Omega$   
 R22 = 3 k $\Omega$   
 R23 = 330  $\Omega$   
 P1, P2 = ajustable 10 k $\Omega$

#### Condensateurs :

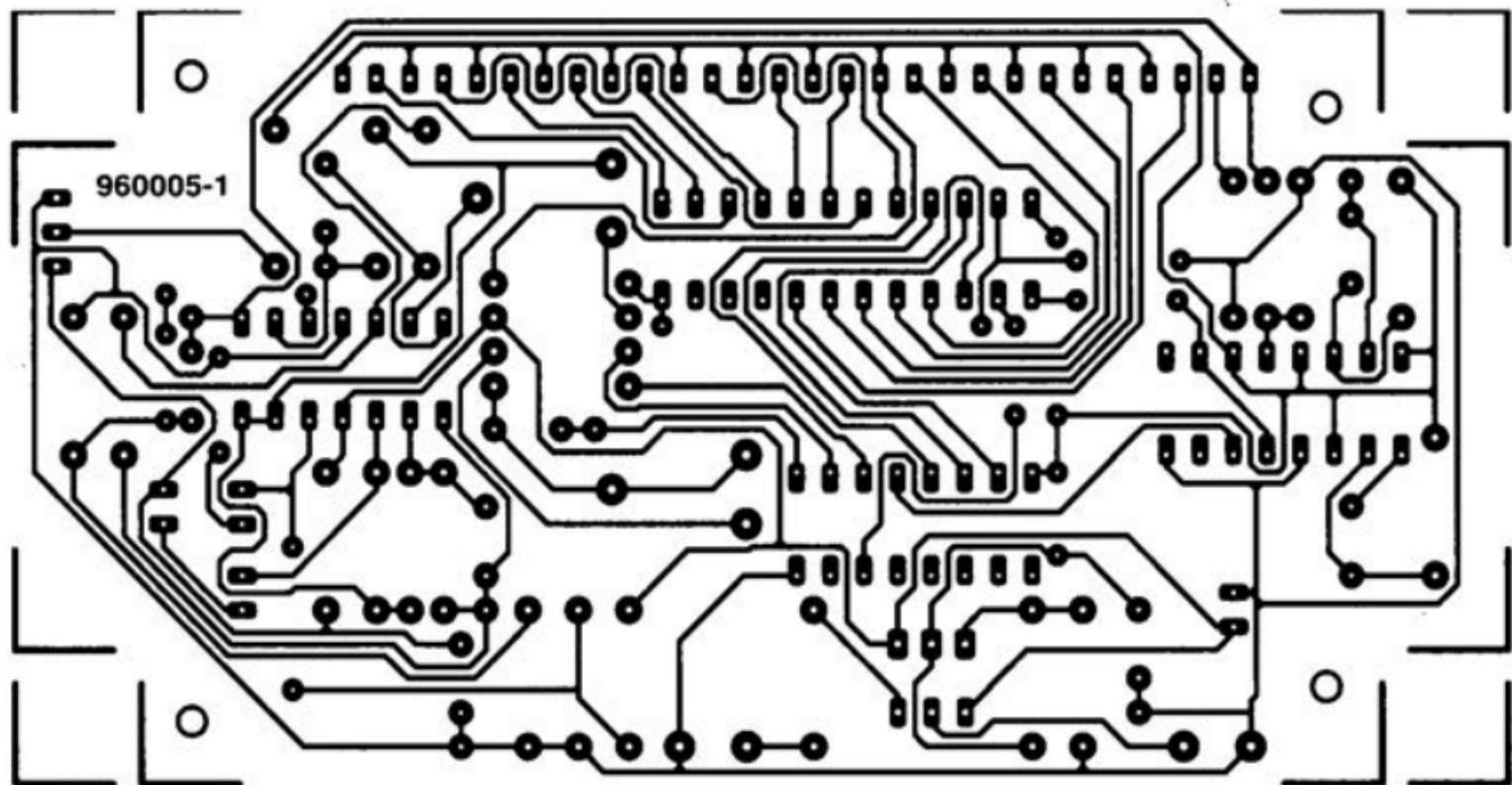
C1, C5 = 10 nF  
 C2 = 1  $\mu$ F/16 V debout  
 C3 = 47 nF  
 C4, C10 = 4  $\mu$ F/16 V debout  
 C8 = 220 nF  
 C9 = 100 pF  
 C11 = 100  $\mu$ F/16 V debout  
 C12 = 100 nF

#### Semi-conducteurs :

D1 à D13 = LED rouge 3 mm à faible courant  
 D14 = LED verte 3 mm à faible courant  
 D15 = 1N4148  
 IC1 = LM324  
 IC2 = 4528  
 IC3 = 4060  
 IC4 = 74HC4514  
 IC5 = CNY70 \*Telefunken) ou LED IR & phototransistor IR (cf. texte)  
 IC6 = LM317 (TO-220)

#### Divers :

K1 = 2 picots  
 K2 = embase autosécable à 3 picots  
 S1 = inverseur unipolaire  
 Bt1 = pile compacte (accu) 9 V avec connecteur à pression  
 Boîtier Bopla E430 (Bopla) ou OKW N120 (OKW) (120 x 65 40 mm)

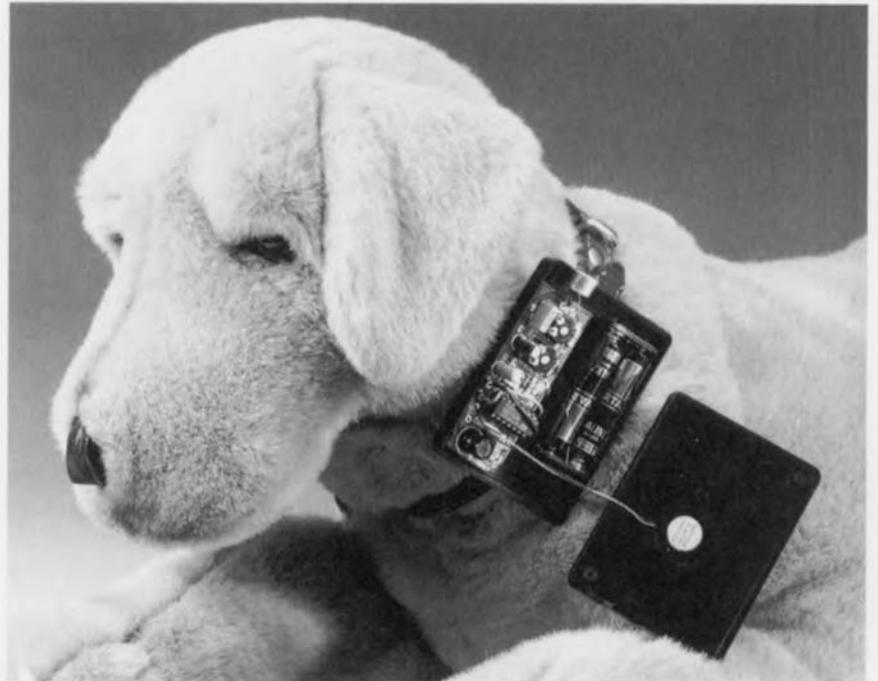




# bip-bip anti-abois

## apprentissage pour chiens, assisté par l'électronique

Il n'existe pas de meilleure protection contre les cambrioleurs qu'un bon chien de garde. Hélas, certains de ces « systèmes d'alarmes » biologiques ne connaissent pas les limites qu'il convient de ne pas dépasser. Ce n'est probablement pas au chien en question qu'il faut le reprocher mais plutôt à un manque dans son éducation. Le petit appareil décrit ici pourra vous aider à corriger les débordements aboyants de votre chien.



Les aboiements d'un chien de garde ont un excellent effet préventif. Malheureusement, il n'est pas évident pour certains chiens de comprendre la finalité de la chose. Aboier dans le cas où cela se justifie est une très bonne chose, mais cela ne doit pas dégénérer en concerts d'aboiements sans fin. Cela ne résulte pas seulement en une diminution de l'attention (« ce n'est probablement rien - ce chien aboie tout le temps »), mais on court en outre le risque de voir le voisinage commencer à se plaindre du vacarme permanent. Le problème ne se présente toutefois que quand le chien est seul dans la maison. Avant que de laisser le chien seul pour la première fois, il faudra lui avoir inculqué les bonnes règles de comportement. Cela prend du temps et demande des efforts certains mais c'est la seule manière. Il faut combattre la tendance qu'ont certains chiens à se déplacer en aboyant sans arrêt, au besoin en punissant immédiatement le chien. Le « bon moment » est une notion très importante; cela n'a en effet aucun sens de punir un chien le soir en rentrant pour son mauvais comportement durant la journée. La liaison entre la réprimande et le motif est dans ce cas absolument impossible à établir pour le chien.

Tout le monde ne pourra pas se permettre non plus d'être en permanence

présent à la maison durant la « phase d'apprentissage » du chien et d'être ainsi en mesure de corriger immédiatement son comportement. Dans ce cas, le montage décrit ici sera en mesure d'assumer une partie de la tâche éducative du « patron ». Une fois monté, il consiste en un minuscule appareil destiné à être accroché au collier du chien. Il est équipé d'un microphone, d'un résonateur et fonctionne comme suit : Le microphone enregistre les aboiements du chien. Si ceux-ci ne durent pas plus d'un certain temps, l'appareil reste inactif. Si les aboiements se prolongent, le seuil de ce qu'on pourrait appeler un « interrupteur acoustique » est alors franchi, ce qui déclenche l'émission d'un bip-bip dont la tonalité est particulièrement irritante pour le chien. Si le chien arrête d'aboyer, le bip-bip s'arrête également. Le but de tout cela est de faire comprendre au chien que l'apparition de cette tonalité désagréable qu'il finit par recevoir dans les oreilles est liée au fait qu'il aboie au-delà d'un certain temps; il en résultera de sa part plus de self-control et de retenue dans l'exercice du noble art de l'aboiement.

### AVEC UN MINIMUM D'ÉLECTRONIQUE

Puisque comme nous l'avons vu précédemment l'appareil en question est

destiné à être accroché au collier du chien, la première condition à remplir est que cet appareil doit être léger et peu encombrant. Et puisque dans ce cas précis nous sommes limités à une alimentation par batteries, la consommation en courant devra elle aussi être réduite que possible. Cela impose donc un montage faisant appel à un strict minimum de composants.

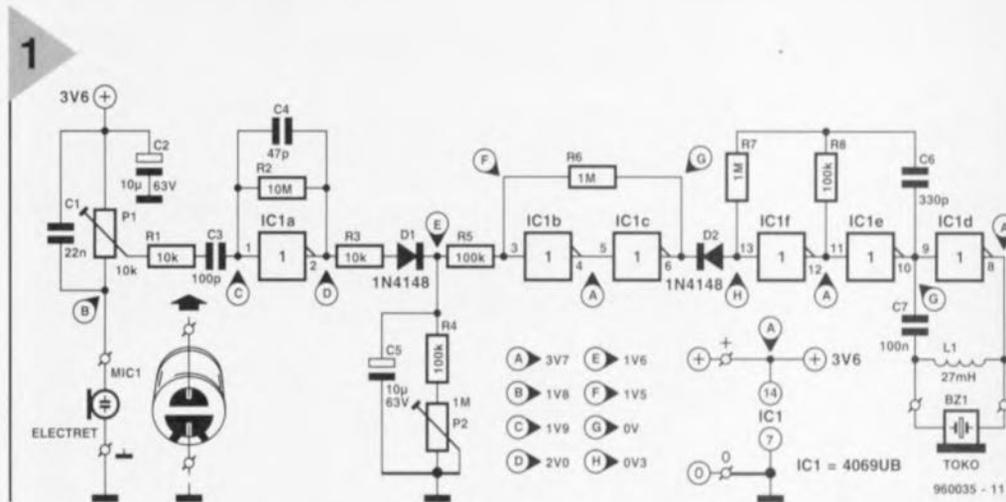
La **figure 1** montre que ce but a bel et bien été atteint. Nous avons réussi à limiter le « hardware » à un circuit intégré, un micro electret, un résonateur et une poignée de composants discrets. Selon la description fonctionnelle donnée ci-dessus, nous pouvons diviser arbitrairement le montage en trois parties distinctes, principalement une partie microphone, un interrupteur acoustique et le générateur de tonalité. Le premier sous-ensemble se compose de la capsule microphone (Mic1) et des composants environnants, ainsi que de l'amplificateur/filtre IC1a. L'interrupteur acoustique est formé par la combinaison d'un détecteur de niveau et d'un trigger de Schmitt; ce sous-ensemble de commutation se situe au milieu du schéma et s'étend de R3 à IC1c inclus. La partie se situant autour de IC1d...IC1f et Bz1 se charge de la production de la tonalité.

Le montage nécessite une tension d'alimentation comprise entre 3 et 4,5 Volts

et ne consomme que 0,5 mA au plus fort de son activité, c'est à dire générateur de tonalité en pleine action. Au repos, le courant consommé est négligeable et rend superflu l'installation d'un interrupteur.

## FONCTIONNEMENT

Bien que de ce qui précède vous ayez sans doute déjà déduit le fonctionnement général du montage, il sera utile de mettre encore les points sur quelques « i ». Nous explorerons donc le schéma de la manière conventionnelle, soit de la gauche vers la droite. Quand le chien aboie, le signal sonore est capté par la capsule du microphone (Mic1) et est transformé en tension électrique. P1 permet de régler la sensibilité du microphone. Le signal est ensuite acheminé à travers R1 et C3 jusqu'à l'inverseur IC1a qui est monté en amplificateur. Nous devrions en fait parler d'un « amplificateur sélectif » car les composants qui l'entourent constituent une série de filtres. C'est ainsi que C1, de même que R1 et C4, constituent un filtre passe-bas. C3 de son côté réalise une fonction de filtre passe-haut. Dans la pratique, on se trouve en fait devant un amplificateur dont la plage de fonctionnement s'étend de 200 Hz jusqu'à 1000 Hz, ce qui correspond assez fidèlement au « spectre vocal » d'un chien moyen. Voyons maintenant l'interrupteur acoustique. Le signal amplifié par IC1a est tout d'abord acheminé jusqu'au détecteur de pointes constitué de R3, D1, C5 et R4/P2. Ce détecteur est, selon la valeur donnée à R3, dimensionné de façon à ce qu'une brève série d'abolements reste sans effet. Si les abolements se prolongent, C5 continue à se charger jusqu'à ce que le trigger de Schmitt construit autour de IC1b et IC1c bascule. La broche 13 de IC1f ne se trouve alors plus à la masse, de sorte que l'oscillateur constitué des trois inverseurs restants démarre et qu'une tonalité aiguë est produite par le réso-



nateur Bz1. Quand le chien arrête d'aboyer, le condensateur C5 se décharge rapidement à travers R4 et P2, ce qui provoque le basculement du trigger de Schmitt et le blocage de l'oscillateur. P2 permet d'ajuster le temps pendant lequel l'oscillateur reste en fonctionnement après l'arrêt des abolements.

Encore quelques mots à propos de l'oscillateur. Nous utilisons ici trois inverseurs. IC1f et IC1e forment un multi-vibrateur astable relativement conventionnel qui lui-même pilote le résonateur à travers IC1d. Le condensateur C7 bloque le courant de fuite qui traverserait la self lorsque le montage est au repos.

Comme il est prouvé que les tonalités élevées sont plus dérangeantes pour les chiens que les tonalités basses, la fréquence de l'oscillateur a été choisie aux environs de 7 à 8 kHz. Cela amène hélas quelques problèmes au niveau de la production de la tonalité. Puisque que les haut-parleurs classiques sont trop gros pour une « application de collier » et que d'autre part leur basse impédance nécessite plus de puissance que celle fournie par le montage, c'est finalement un résonateur AC qui s'est révélé le transducteur le plus adapté à nos besoins. Le problème est toutefois que la fréquence de résonance de

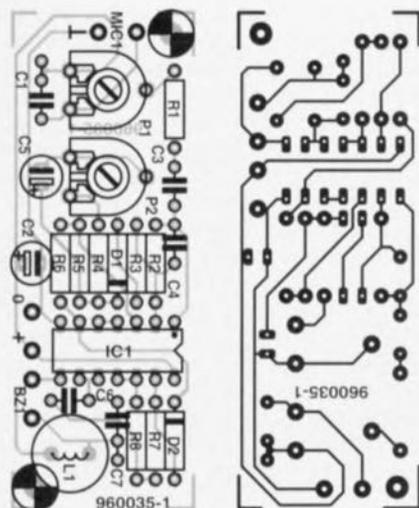
la plupart de ces composants se situe aux alentours de 3 à 4 kHz et qu'en outre ils souffrent d'une forte atténuation dans une gamme de fréquences plus élevées. Nous avons donc eu recours à un petit truc sous la forme de la self de choc L1 qui est montée en parallèle sur le résonateur. De cette manière, la fréquence de résonance est relevée d'un facteur 2 et se situe donc aux environs de 7 à 8 kHz, avec en plus l'agréable conséquence que le rendement du résonateur s'en trouve nettement amélioré dans les hautes fréquences.

## FACILE À CONSTRUIRE

Un tel montage « à un seul circuit intégré » se laisse très facilement miniaturiser. La figure 2 montre le circuit imprimé que nous avons développé pour notre bip-bip anti-abolement. Il ne rentre pas tout à fait dans une boîte d'allumette mais il ne s'en faut pas de beaucoup. Le montage du circuit vous prendra tout au plus une petite heure. Après cela vous pourrez vous mettre à la recherche du boîtier le plus adéquat. Compte tenu de la très faible consom-

**Figure 1. Le schéma du bip-bip anti-abolement se subdivise en un amplificateur pour microphone (Mic1...IC1a), un interrupteur acoustique (R3...IC1c) et un générateur de tonalité (D2...Bz1). La sensibilité est ajustable à l'aide de P1 et la durée de post-fonctionnement à partir de P2.**

2



**Figure 2. Grâce à des dimensions très réduites du circuit imprimé, il est possible de réaliser un montage extrêmement compact.**

### Liste des composants

Résistances :

- R1, R3 = 10 kΩ
- R2 = 10 MΩ
- R4, R5, R8 = 100 kΩ
- R6, R7 = 1 MΩ
- P1 = 10 kΩ ajustable
- P2 = 1 MΩ ajustable

Condensateurs :

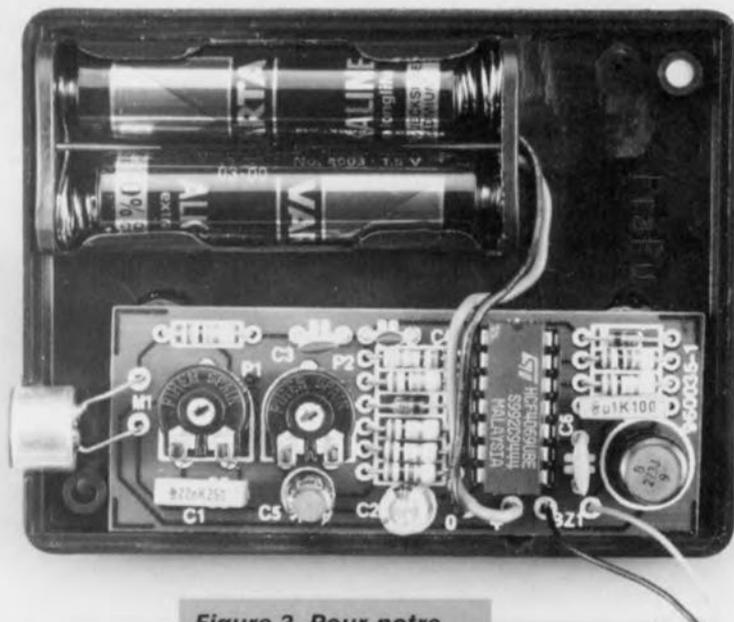
- C1 = 22 nF
- C2, C5 = 10 µF/63 V radial
- C3 = 100 pF
- C4 = 47 pF
- C6 = 330 pF
- C7 = 100 nF

Semi-conducteurs :

- D1, D2 = 1N4148
- IC1 = 4069UB (version non tamponnée)

Divers :

- L1 = self de choc 27 mH
- Bz1 = résonateur CA (Toko)
- Mic1 = capsule de micro électret



**Figure 3. Pour notre prototype, nous avons choisi deux piles du type « crayon » (AA). Il y a moyen de faire encore plus compact en utilisant des piles du type « bouton ».**

mation du montage, celui-ci pourra éventuellement être alimenté à partir de deux ou trois piles de l'oxyde d'argent du type « bouton »; le boîtier pourra donc rester très petit. Si

le chien en question est de grande taille, il sera bien sûr moins important de conserver au boîtier une taille minimum et on pourra aussi employer pour l'alimentation des piles « crayon » (AA). Les batteries NiCd conviendront également, à condition toutefois de penser qu'il en faudra au moins trois. La tension d'alimentation doit en effet se situer entre 3 et 4,5 Volts et les NiCd ont une tension de service de 1,2 Volts.

Tant que nous en sommes à parler de l'alimentation : bien que le montage fonctionne parfaitement avec une tension de 3 Volts, le résonateur ne donnera son meilleur rendement

qu'avec une tension de 4,5 Volts. La consommation sera cependant également plus importante. A une tension d'alimentation de 3,6 Volts, notre prototype consommait exactement 0,5 mA. Encore quelques points intéressants : Faites bien attention à la polarité lors du montage du microphone electret (voir figure 1). Le contact de masse (zéro de l'alimentation) est la plupart du temps sur les modèles courants en

contact direct avec le boîtier de la capsule. Lors du montage, placez de préférence le microphone aussi loin que possible du résonateur. Sans cela, vous courez le risque que le microphone ne capte une trop grande part du signal sonore émis par le résonateur; dans ce cas le montage constituerait une boucle fermée et il n'y aurait plus moyen de le faire taire. Il est vrai que cet effet indésirable sera en grande partie limité dans une large mesure par le filtrage présent dans le circuit d'entrée mais il est néanmoins intelligent d'en tenir compte.

## LES TESTS

Compte tenu du fait que le montage n'est ni complexe, ni d'un caractère critique, grandes sont les chances qu'ayant suivi les règles habituelles lors de sa construction, le montage fonctionne du premier coup. Pour les constructeurs moins expérimentés, il sera peut-être plus prudent de procéder au montage phase par phase, ce qui en rendra le contrôle plus aisé.

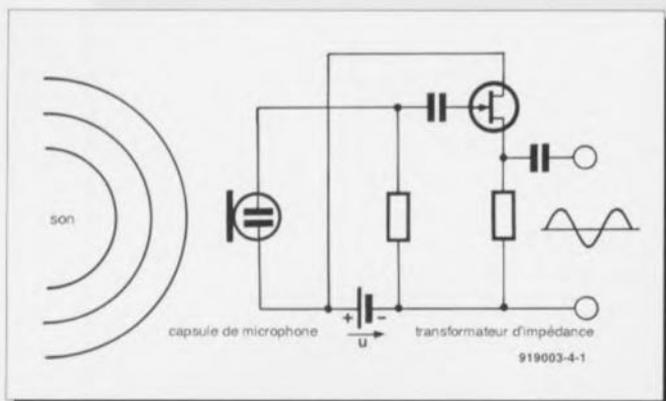
► Le mieux est de commencer par le montage de l'oscillateur. Cela concerne donc les composants IC1, R7, R8, C6, C7, L1 et le résonateur. Le condensateur électrochimique de découplage C2 pourra être également mis en place. Dès l'application de la tension d'alimentation, le résonateur devra produire une tonalité bien audible. Si ce n'était pas le cas, vous pourrez temporairement raccorder la broche 13 de IC1 à la masse à l'aide d'un morceau de fil. A l'aide d'un multimètre, vous pourrez alors contrôler les tensions

## Les microphones à electret

Les microphones sont des convertisseurs d'énergie : ils transforment les vibrations de l'air en vibrations électriques. Les types de microphones les plus connus sont les microphones dynamiques et les microphones à condensateur electret. Un microphone dynamique fonctionne à partir d'une bobine plongée dans un champ magnétique et qui se trouve couplée mécaniquement à une membrane. La membrane transmet les vibrations de l'air à la bobine, qui à son tour induit une variation de tension. Un microphone à condensateur fonctionne à l'aide de deux élec-

trodes qui ensemble forment en réalité un condensateur variable. Une des électrodes est fixe tandis que l'autre est formée d'une membrane extrêmement mince. Quand la membrane est mise en mouvement par les vibrations de l'air, la distance entre les électrodes varie aussi, ainsi que la capacité du condensateur. Comme une des électrodes est chargée à partir d'une source externe, pour chaque variation de la capacité le microphone produit une variation de tension. Cette variation est très ténue et c'est pourquoi les microphones à condensateur sont toujours suivis d'un amplificateur d'adaptation à haute impédance d'entrée. Le principe de fonctionnement est schématisé en figure A. Le microphone à condensateur electret est une variante du même principe. Dans ce cas, le condensateur est pourvu chimiquement d'une charge permanente. Avec les microphones electret, l'alimentation externe peut se limiter à une simple petite batterie destinée à l'amplificateur d'adaptation (incorporé).

Quand il n'est pas question d'applications hi-fi mais plutôt d'une grande sensibilité, on peut encore faire appel aux microphones à cristal. Ils sont constitués d'une petite membrane en liaison mécanique directe avec un cristal piézo. Le fonctionnement dépend d'une caractéristique qu'ont certains cristaux à produire un courant électrique quand ils sont soumis à une déformation mécanique. La relation entre la déformation du cristal et la tension produite est pratiquement linéaire, de sorte que ces transformateurs d'énergie sont parfaitement utilisables comme microphones. La tension produite est en outre relativement élevée.



admettre jusqu'à 150°C. Cependant, pour toutes sortes de raisons, résistances de transfert entre le dit transistor et le capteur T4 entre autres, il est préférable de rester notablement en-deçà de cette valeur de manière à éviter un trépas prématuré du darlington.

La solution la plus simple et la plus directe pour l'étalonnage du circuit de thermo-surveillance consiste à faire l'acquisi-

#### Condensateurs :

C1 = 100  $\mu$ F/63 V debout

C2 = 470  $\mu$ F/63 V debout

C3 = 33 pF

C4 = 47  $\mu$ F/63 V debout

C5 = 100 nF

#### Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4007

D4, D6 = 1N4004

D5 = LED rouge faible courant

D7 = \*

T1 = BC327

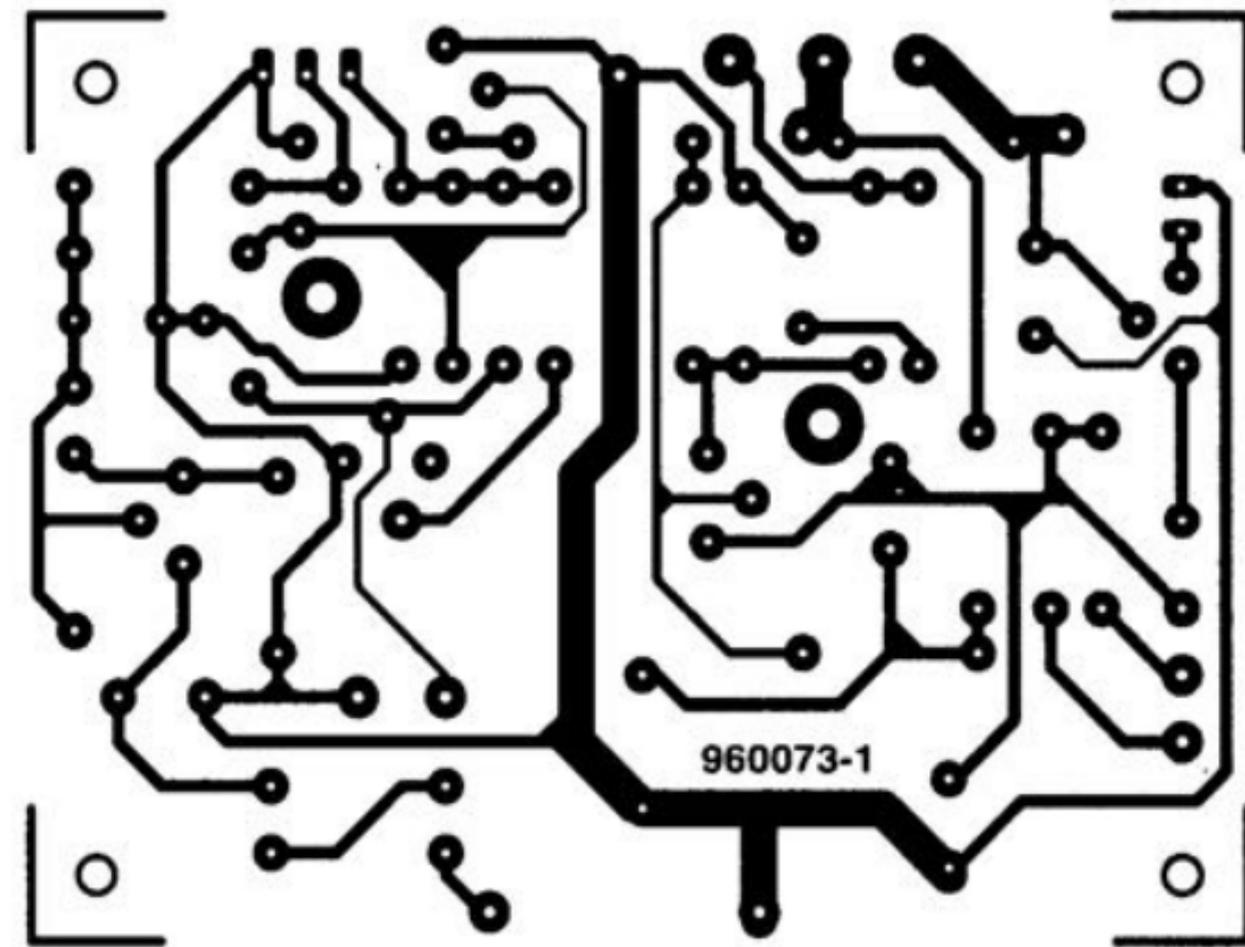
T2 = BC141-16

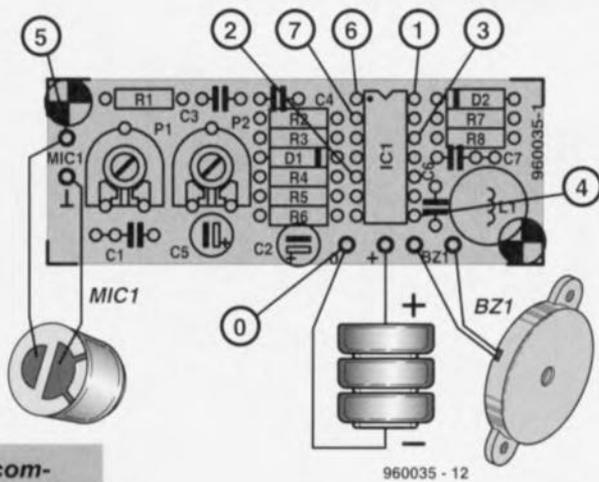
T3 = TIP142

T4 = BD139

T5 = BC337

T6 = BSS101 (Siemens)





**Figure 4. Voici comment les composants externes doivent être raccordés au circuit; et par la même occasion, quelques points de mesure.**

- 1, 2, 3, 4 =  $U_B$   
 5, 6, 7 =  $\frac{1}{2} U_B$  environ ( $\pm 0,3 V$ )  
 0 = connexion de masse

présentes aux alentours de IC1 et les comparer aux valeurs données. Si vous constatez des différences au niveau de ces tensions, il y a de fortes chances que vous vous soyez trompé dans la valeur d'un des composants.

➔ Si tout va bien jusqu'ici, nous pouvons ajouter le trigger de Schmitt et le détecteur de pointes; il s'agit ici des composants D2, R6, R5, C5, R4 et P2. Le pont de câblage temporairement installé peut à présent être enlevé. En présence de la tension d'alimentation, le résonateur doit à présent rester silencieux. Si ce n'était pas le cas, c'est à présent dans cette région du montage qu'il faudra mesurer les tensions. En guise de contrôle supplémentaire, vous pouvez utiliser un cordon de mesure pour connecter le point commun des résistances R4 et R5 à la borne positive de l'alimentation : le résonateur doit entrer en fonction, la durée de post-fonctionnement étant réglable à l'aide de P2.

➔ Si le montage se comporte norma-

lement, vous pouvez maintenant monter le reste des composants. Une fois le microphone connecté, il est facile de tester l'appareil en mettant P1 sur la position de sensibilité maximum (tourné au maximum du côté du microphone) et en soufflant ensuite dans le microphone. Après quelques secondes de ce traitement, le résonateur doit se faire entendre.

➔ Dans la pratique, la meilleure position pour P1 sera déterminée par l'expérience. Elle dépendra aussi de la manière dont réagissent les capsules électret du commerce. Si jamais la sensibilité n'était pas suffisante à votre goût même avec P1 en position maximum, il vous reste encore la possibilité de remplacer Mic1 par un microphone piézo-électrique. La sensibilité sera alors tellement élevée que le montage réagira encore fort bien avec le plus petit des roquets. Il est aussi possible d'augmenter la valeur de P1 jusqu'à 100 k $\Omega$  et de diminuer celle de C1 jusqu'à 2,2 nF.

960035-1



## De l'Internet & autres autoroutes de l'Information

On a beau y faire, il faut se faire à l'idée que l'Internet est un phénomène de société irréversible. L'an passé a vu la consécration de ce qui est, tout à la fois, avec ses trésors à découvrir, une caverne d'Ali-Baba, le cabinet d'un alchimiste—avec ses accès à toutes sortes de documents plus ou moins « secrets », tels que certains ouvrages interdits de publication, les textes de la charte de l'Eglise de la Scientologie ou les informations sur une réalisation personnelle de carte Eurocrypt, « perles » qu'il faut savoir dénicher sous la couche de « poussière »—et l'équivalent à la puissance 10 ou 100 de ce qu'a pu être, à son époque, la bibliothèque d'Alexandrie, c'est-à-dire une source d'informations comme il n'en existe pas 2 sur la planète. Personne ne s'y est trompé d'ailleurs, témoins l'arrivée sur la scène européenne du plus grand concurrent à CompuServe et autres MNS (Microsoft Network System), AOL (America On Line) qui se rebaptise EOL (Europe On Line) de ce côté de l'Atlantique.

L'important sera de mettre à profit les potentialités insoupçonnées de l'Internet pour en faire la source primaire de services en tous genres, de la remise à l'heure automatique de son PC (si, si, c'est déjà possible) aux bourses offrant des emplois, et de le développer de telle sorte qu'il ne s'effondre pas comme un jeu de cartes le jour où ce ne seront plus, comme aujourd'hui, quelques dizaines de millions mais plusieurs centaines de millions de personnes à y accéder. Il reste bien du pain sur la planche pour ceux qui ont la lourde tâche de mener à bien l'épanouissement de l'Internet. Il est cependant indispensable à la survie d'Internet d'y garantir une liberté bien comprise d'accès à la totalité de ces informations. Il ne saurait être question d'accepter qu'un pays quelconque, aussi puissant soit-il, qu'il s'agisse de la RFA, des États-Unis ou de la France, puisse exiger (et obtenir) un blocage (même partiel) de l'accès à cette source d'informations.

À y regarder de près, ce sont les conglomerats industriels assurant le service des lignes téléphoniques —témoin AT&T aux États-Unis, qui envisage de proposer un accès gratuit et permanent aux services de l'Internet par le biais de ses lignes sans oublier les efforts de France-Telecom même à l'étranger— qui ont tous les atouts en main pour faire de l'Internet une réussite hors du commun.

La priorité des priorités est aujourd'hui de donner accès à cette masse informe de potentialités, non pas au nombre maximum de personnes, mais plutôt à toutes celles qui peuvent, d'une manière ou d'une autre, en tirer un profit, si possible plus intellectuel et culturel que commercial et financier.

Guy Raedersdorf  
 (Rédacteur en Chef F)

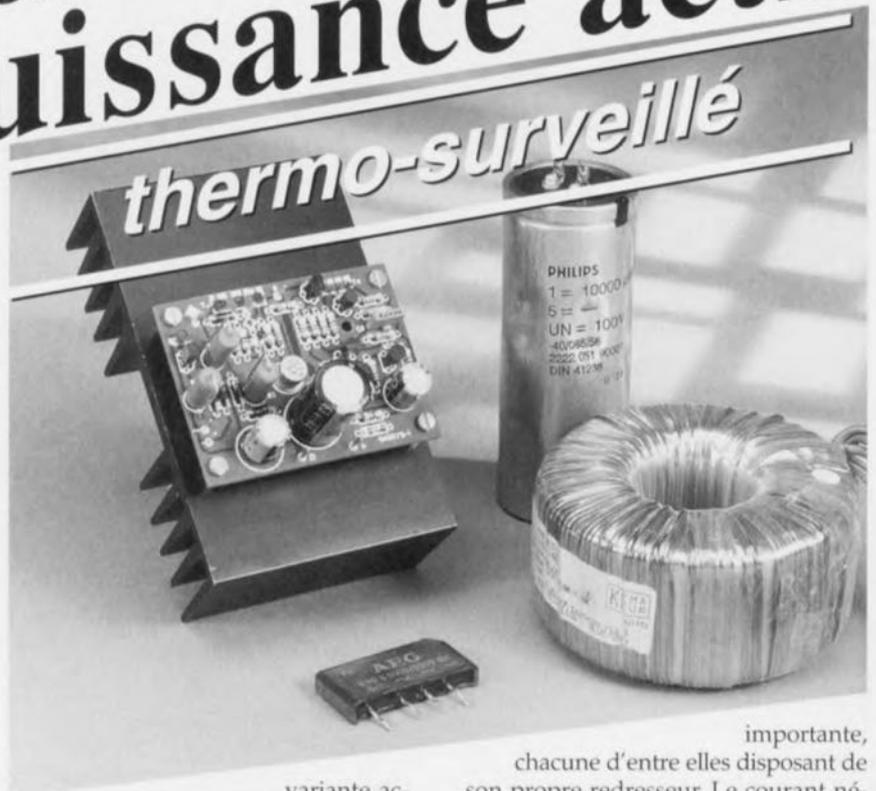


# filtre anti-ronflette de puissance actif

## thermo-surveillé

Il arrive que l'on ait besoin, pour une application donnée, d'une tension continue devant présenter le ronflement résiduel le plus faible possible sans pour autant être régulée. C'est par exemple le cas de l'alimentation d'un étage de sortie BF dont on admet une certaine variation (faible) en fonction du niveau de la tension du secteur et de la charge. Un autre exemple d'utilisation est une combinaison avec un transformateur ajustable pour la production d'une tension continue bien filtrée, capable de supporter une charge et partant utilisable pour de très nombreuses applications.

Lorsqu'une alimentation non régulée ronfle, cela tient bien souvent soit à un drain de courant trop important soit à un condensateur de charge trop chichement dimensionné. Si l'augmentation de la capacité de charge constitue sans doute la solution la plus simple pour minimiser le ronflement - l'ondulation de la tension continue de sortie il se peut dans bien des cas qu'une



variante active de l'élimination de l'ondulation ait un rendement meilleur, soit meilleur marché et prenne moins de place.

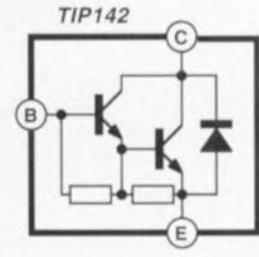
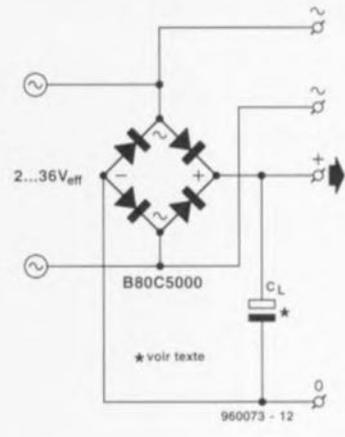
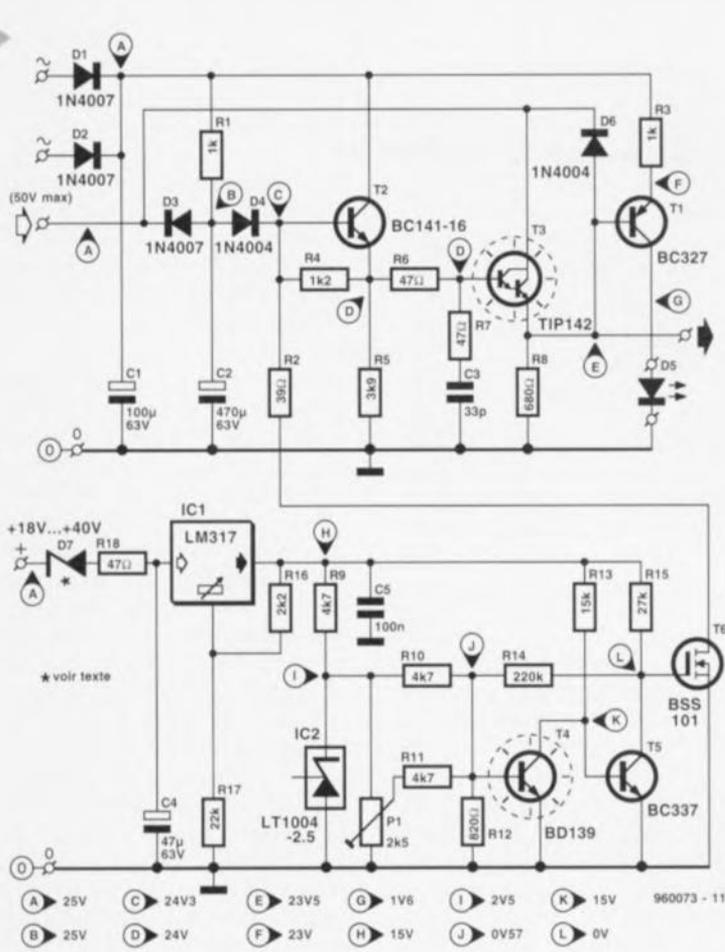
Le circuit subdivisé en 2 parties de la figure 1 rappelle un régulateur-série conventionnel, ne comportant cependant pas d'amplificateur de régulation avec comparaison entre la valeur réelle et la valeur de consigne. La tension de sortie s'adapte de ce fait automatiquement à la tension alternative d'entrée et au courant de charge de sorte que l'on trouve toujours au transistors darlington-série T3 (entre le collecteur et l'émetteur, uniquement la tension de ronflement du condensateur de charge,  $C_L$ . L'avantage est une réduction très importante de la dissipation maximale apparaissant à la tension secteur la plus élevée. La seconde partie du circuit est un dispositif de suivi de la température utilisant un BD139 comme capteur de température. Si ce transistor, T4, détecte une température trop élevée, cette partie du circuit force à la masse la base du transistor de commande T2 et avec elle le transistor-série T3 de sorte qu'il ne circule plus de courant vers la sortie et que, partant, il ne peut plus y avoir de dissipation.

### PRINCIPE ET CARACTÉRISTIQUES

L'astuce de ce circuit réside dans la subdivision de l'électronique en 2 sous-ensembles : une partie très peu chargée et une autre qui l'est de façon

importante, chacune d'entre elles disposant de son propre redresseur. Le courant nécessaire au sous-ensemble de puissance est fourni par le redresseur en pont également représenté sur le schéma de la figure 1 auquel est connecté le condensateur de charge  $C_L$ . Les bornes de cette alimentation en courant « brut » sont reliées aux bornes correspondantes du sous-ensemble de puissance. Si la tension aux bornes du condensateur de charge  $C_L$  peut, en fonction du courant de charge, présenter une ondulation résiduelle conséquente, les tensions sur C1 et C2 sont pratiquement libres de ronflement vu que leur charge est très faible. La tension sur C1 est pratiquement égale à la valeur de consigne de la tension alternative du transformateur appliquée au pont de redressement, celle existant aux bornes de C2 dépend de la valeur minimale sur le condensateur de charge  $C_L$  vu qu'elle est, 2 fois par période du secteur, ramenée par la diode D3 à un seuil de diode au-delà de cette valeur. Elle détermine la tension de sortie du circuit qui se situe quelque 4 seuils de diodes en-deçà de la tension aux bornes de C2. La diode D4 est indispensable pour que l'émetteur-suiveur T2 dispose encore, même dans le cas de la tension minimale sur C1, d'une tension  $U_{CE}$  suffisante. Les résistances R4 et R5 garantissent la circulation à travers la diode D4 d'un courant continu qui ne soit pas trop dépendant du gain en courant des transistors ni du courant de charge. R1

Projet : W. Steimle



**Figure 1. L'électronique du filtre de puissance actif avec son dispositif de surveillance de température.**

fournit le courant de charge de C2, courant qui doit bien évidemment toujours être supérieur au courant traversant D4 et le courant de base de T2. La chute de tension sur R1 accroît la dissipation de T3. On cherchera de ce fait à le réduire le plus possible. Il détermine en outre aux courants de charge élevés l'ondulation de U<sub>C2</sub>. La valeur de 1 kΩ choisie constitue un compromis acceptable. Les fonctions remplies par le reste des composants sont rapidement passées en revue : R6 est impérative chargée qu'elle est d'éliminer des oscillations parasites de T3 sachant que la base de ce transistors darlington est alimentée depuis la résistance de sortie inductive de l'émetteur-suiveur T2. R7 et C3 en font pratiquement une « vraie » résistance. R8 définit une charge de masse pour le circuit, R5 empêchant quant à elle qu'au repos le transistor de commande (driver) T2 ne bloque en raison de la faiblesse du courant de base drainé par T3. Le transistor T1 envoie, à travers la LED D5, un courant pratiquement proportionnel à la tension de ronflement maximale (valeur crête/creux de la tension de ronflement) et inversement proportionnelle à R3. Ainsi la luminosité de la LED augmente avec le courant de charge. La diode D6 n'entre en fonction que lorsque l'on utilise le circuit pour, par exemple, la recharge d'un accu et qu'alors il se fasse que la tension du secteur vienne à disparaître. Elle empêche alors l'application

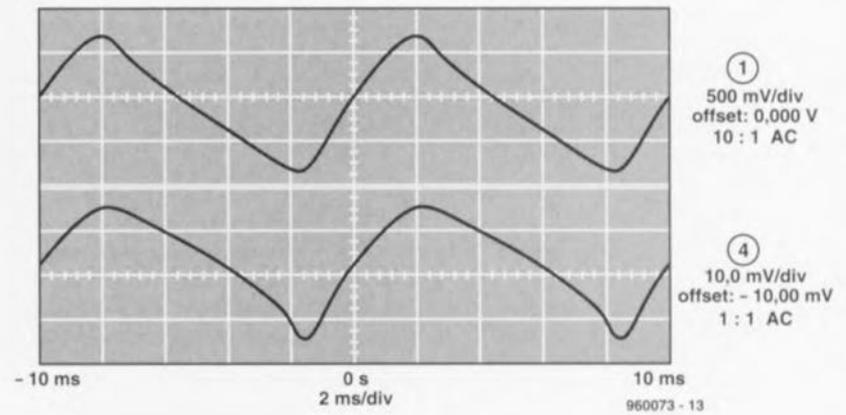
d'un niveau de tension trop élevé dans le sens inverse sur les diodes base-émetteur des transistors T2 et T3. La résistance de sortie du circuit (en tension continue) dépend en tout premier lieu de la taille de C<sub>L</sub> et est déterminée par la valeur crête à crête de l'ondulation (tension de ronflement) sur C<sub>L</sub>, (U<sub>ronfPP</sub>) :

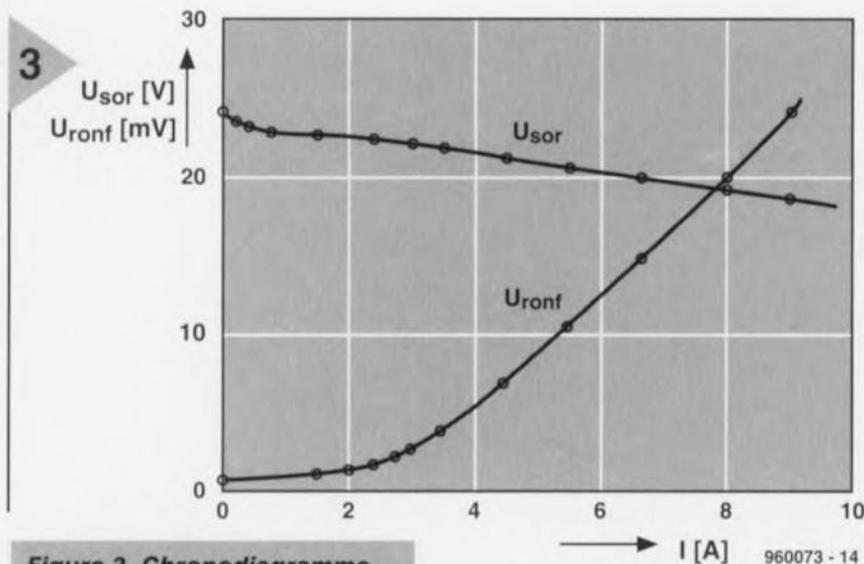
$$R_a \approx \frac{U_{BrSS}}{I_A} \approx \frac{1}{2 \cdot f \cdot C_L}$$

Comme dans la formule précédente f représente à nouveau la fréquence du secteur, C<sub>L</sub> ayant une capacité de 10 mF, R<sub>sor</sub> étant une résistance de 1 Ω. La tension de ronflement observée à la sortie dépend du courant de charge

I<sub>sor</sub>. La courbe de la figure 2 montre l'évolution de cet élément dans le cas d'une tension hors-charge de 24 V à la sortie. Dans le cas d'un courant de charge de 10 A la réjection du ronflement est de quelque 30 dB pour commencer. Cette valeur se réfère à la fondamentale de la tension de ronflement, c'est-à-dire f = 100 Hz. La figure 2 représente également la tension continue de sortie en fonction du courant de charge. On peut en déduire une résistance de sortie de 0,3 Ω.

**Figure 2. La tension de ronflement de 100 Hz et la tension continue en sortie en relation avec le courant de charge dans le cas d'une tension alternative d'entrée de 20,7 V.**





**Figure 3. Chronodiagramme de la tension de ronflement en entrée et en sortie.**

Nous avons, lors de la mesure, maintenu à 20,7 V la tension alternative d'entrée fournie par le transformateur ajustable, en la mesurant à l'aide d'un multimètre analogique. Normalement, cette tension s'effondre quasi-automatiquement dans une certaine mesure en raison de la résistance interne du transformateur. La figure 3 représente les formes de courbe de la tension de ronflement à l'entrée et à la sortie. Aux valeurs de crête/creux la réjection atteint un facteur de quelque 50, et partant meilleur que précédemment. Si l'on fixe la tension continue moyenne sur T3 à la moitié de la tension de ronflement on aura une dissipation P de :

$$P = U_m \cdot I_A = \frac{1}{4 \cdot f \cdot C_L} \cdot I_A^2$$

formule dans laquelle f est à nouveau la fréquence du secteur. Pour un  $I_{sor}$  de 10 A la formule nous donne, pour un  $C_L$  de 10 mF, une dissipation de 50 W. Cette valeur est indépendante de la tension de sortie.

### SUIVI DE LA TEMPÉRATURE

Le circuit n'est pas en mesure de supporter un court-circuit permanent pour des tensions d'entrée supérieures à 6 V. C'est pourquoi nous avons prévu une surveillance de la température qui assure une déconnexion de la charge lorsque la température dépasse une valeur-limite prédéfinie. Cette électronique supplémentaire présente un intérêt indiscutable en particulier lorsque ce filtre actif est utilisé dans un laboratoire en combinaison avec un transformateur réglable pour des applications diverses et qu'il peut facilement arriver que l'on soit confronté à une surcharge imprévue. Le dispositif de thermo-protec-

tion dispose de bornes d'alimentation propres. Le capteur de température prend la forme d'un transistor de type DB139, T4, en boîtier TO-126 qu'il est facile de monter sur un radiateur. Il est fait appel ici à la thermo-dépendance de la tension base-émetteur, élément dont il est très facile de prévoir la valeur. Associé à T4, T3 constitue un trigger de Schmitt présentant un seuil de commutation fonction de la température et une hystérésis. Cette tension stabilisée à l'aide d'un élément de référence, IC2, est ajustée, par action sur l'ajustable P1, de manière à ce que le dispositif thermo-sensible déclenche lorsque le radiateur atteint une température de 85 à 90°C. Via R2, T6 commute alors la base de T2 à la masse, ce qui a pour effet de faire bloquer T3 et de déconnecter la sortie. Le circuit est alimenté par le biais d'un adaptateur secteur devant fournir 18 V au minimum. On peut également envisager de connecter la borne de tension d'alimentation du dispositif de thermo-surveillance à l'entrée du filtre actif (au pôle positif de  $C_L$ ) si la tension aux bornes du condensateur de charge se situe dans la plage comprise entre 18 et 40 V. Si cette tension dépasse 40 V on pourra, vu la faible consommation de courant du circuit, la ramener à moins de 40 V par la prise d'une diode zener, D7. La valeur de tension zener de cette diode devra être telle que la tension à l'entrée de IC1 soit, lorsque la tension aux bornes de  $C_L$  atteint sa valeur maximale, inférieure à 40 V et que, lorsque cette tension est à sa valeur minimale, elle soit encore égale ou supérieure à 18 V.

### RÉALISATION ET ÉTALONNAGE

La réalisation de ce montage sera très sensiblement simplifiée par l'utilisation de la platine dont on retrouve, en figure 4, la représentation de la séri-

graphie de l'implantation des composants et la reproduction du dessin des pistes, platine dont chacun des sous-ensembles évoqués plus haut (partie de puissance et thermo-surveillance) occupe pratiquement une moitié. L'interconnexion entre les 2 parties du circuit se fait par le biais d'une épaisse ligne de masse située au milieu de la platine et par la liaison du transistor de commutation T6 de la thermo-surveillance avec la base de T2 du sous-ensemble de puissance par le biais de la résistance R2 dans la partie centrale supérieure de la platine. En cas de suppression de cette résistance les 2 sous-ensembles sont totalement séparés l'un de l'autre, à la ligne de masse commune près, vu que, comme nous le disions plus haut, la tension d'alimentation de la thermo-surveillance est appliquée par le biais d'un picot propre (à proximité de D7). L'examen de la photo de l'un de nos prototypes montre que l'on peut remplacer D7 par un pont de câblage lorsque l'on n'a que faire de cette diode zener dans le cas d'une tension d'alimentation inférieure à 40 V. Hormis cette possibilité de pont de câblage il n'en existe pas d'autre. On notera le montage sur le dessous de la platine des 2 transistors T3 et T4. Attention à ne pas faire d'erreur de positionnement des dits composants. Si, comme dans le cas de nos prototypes, la platine est montée sur le radiateur, ces 2 transistors sont montés depuis le dessous de la platine isolés sur le radiateur commun. Nous avons prévu dans la platine une paire d'orifices, à proximité de T2 et T5 respectivement, pour l'accès aux vis de fixation des transistors T3 et T4 à l'aide d'un tournevis de faible section. Il suffit, pour la connexion de l'alimentation « brute » (transformateur, pont de redressement, condensateur de charge, cf. figure 1) de 4 lignes : 2 de section faible allant aux bornes de la tension alternative (dans le coin délimité par R3 et C1) et 2 de section quelque peu plus forte pour relier le pôle négatif de  $C_L$  à la masse de la platine (point 0 coincé entre C1 et C2) d'une part et le pôle positif de ce même  $C_L$  à l'entrée du circuit de puissance au niveau du collecteur (contact central) de T3. L'entrée positive (+) de la thermo-surveillance (à proximité de D7) peut être reliée au dit point, voire directement au pôle positif de  $C_L$ . Il faudra, si la tension aux bornes de  $C_L$  est proche de 40 V voire dépasse cette valeur, implanter la diode zener D7 choisie de la façon décrite plus haut. On peut alors dériver la tension de sortie filtrée au picot de sortie de la platine (à l'émetteur de T3), le dit point se trouvant sur le bord de la platine à proximité de D6 et R2. Le schéma de la figure 1 comporte un

certain nombre de valeurs de référence que l'on pourra utiliser en cas de problème, valeurs mesurées hors-charge avec une tension d'entrée (point A) de 25 V. Le seul élément à étalonner est la température de mise hors-fonction à régler par action sur P1. Il dépend en outre de la résistance thermique du radiateur sur lequel est monté T3. Dans le cas du transistor TIP142 on peut admettre jusqu'à 150°C. Cependant, pour toutes sortes de raisons, résistances de transfert entre le dit transistor et le capteur T4 entre autres, il est préférable de rester notablement en-deçà de cette valeur de manière à éviter un trépas prématuré du darlington.

La solution la plus simple et la plus directe pour l'étalonnage du circuit de thermo-surveillance consiste à faire l'acquisition d'un thermomètre numérique bon marché que l'on utilisera pour mesurer la température du radiateur. On place la sonde du thermomètre dans les parages du transistor T3. On charge ensuite le circuit avec une résistance de puissance de valeur relativement faible de 0,5 Ω/32 W que

l'on prend à la sortie et l'on ajuste la tension d'entrée d'un transformateur réglable chargé d'alimenter le circuit de manière à avoir la circulation d'un courant de sortie important de l'ordre de 8 A (valeur maximale dans le cas du TIP142 : 10 A). On tourne l'ajustable P1 en butée vers la gauche (rotation vers C2). Il faudra, si l'on ne dispose que d'une tension alternative fixe, choisir une résistance de charge telle que l'on ait circulation d'un courant d'intensité suffisante. La tension aux bornes du transistor de puissance dépend de la taille du condensateur de charge  $C_L$  et on sait que les condensateurs électrochimiques peuvent avoir des tolérances importantes. Il est donc préférable de mesurer la tension collecteur-émetteur et de calculer par multiplication par le courant la dissipation qui devrait se situer aux alentours de 40 W. La LED D5 doit s'allumer brillamment. On garde le thermomètre à l'oeil pour voir l'évolution de la température. Lorsque celle-ci atteint quelque 80°C on joue progressivement sur P1 jusqu'à obtenir l'illumi-

nation maximale de la LED. Ceci termine l'étalonnage du circuit. Le courant tombe à zéro et la température chute. Au bout d'un certain temps, lorsque la température du radiateur aura diminué, T3 devra commuter à nouveau et le courant circulera à nouveau. Il peut être intéressant, à titre de vérification, d'attendre que le circuit se remette en fonction et d'augmenter ensuite légèrement la dissipation. On continue la mesure de la température du radiateur et l'on peut ainsi déterminer les températures réelles de mises en et hors-fonction.

#### Liste des composants

##### Résistances :

R1, R3 = 1 kΩ/5 W  
 R2 = 39 Ω  
 R4 = 1kΩ2  
 R5 = 3kΩ9  
 R6, R7, R18 = 47 Ω  
 R8 = 680 Ω/5 W  
 R9 à R11 = 4kΩ7  
 R12 = 820 Ω  
 R13 = 15 kΩ  
 R14 = 220 kΩ  
 R15 = 27 kΩ  
 R16 = 2kΩ2  
 R17 = 22 kΩ  
 P1 = 2kΩ5 ajustable

##### Condensateurs :

C1 = 100 μF/63 V debout  
 C2 = 470 μF/63 V debout  
 C3 = 33 pF  
 C4 = 47 μF/63 V debout  
 C5 = 100 nF

##### Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4007  
 D4, D6 = 1N4004  
 D5 = LED rouge faible courant  
 D7 = \*  
 T1 = BC327  
 T2 = BC141-16  
 T3 = TIP142  
 T4 = BD139  
 T5 = BC337  
 T6 = BSS101 (Siemens)  
 IC1 = LM317LZ (National Semiconductors)  
 IC2 = LT1004-2.5 (Linear Technology) ou LM336-2.5 (National Semiconductors)

##### Divers :

radiateur 1,8 K/W  
 matériau d'isolation pour T3 et T4  
 \*cf texte

4

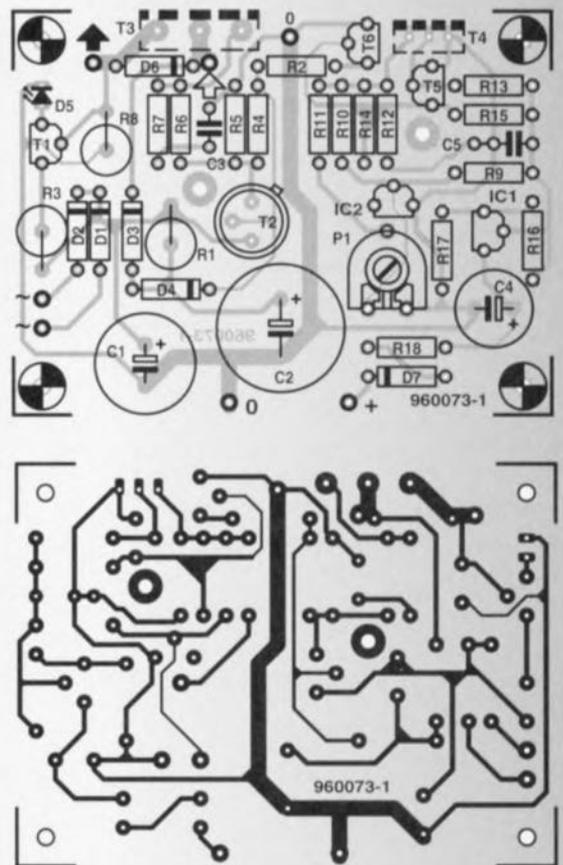
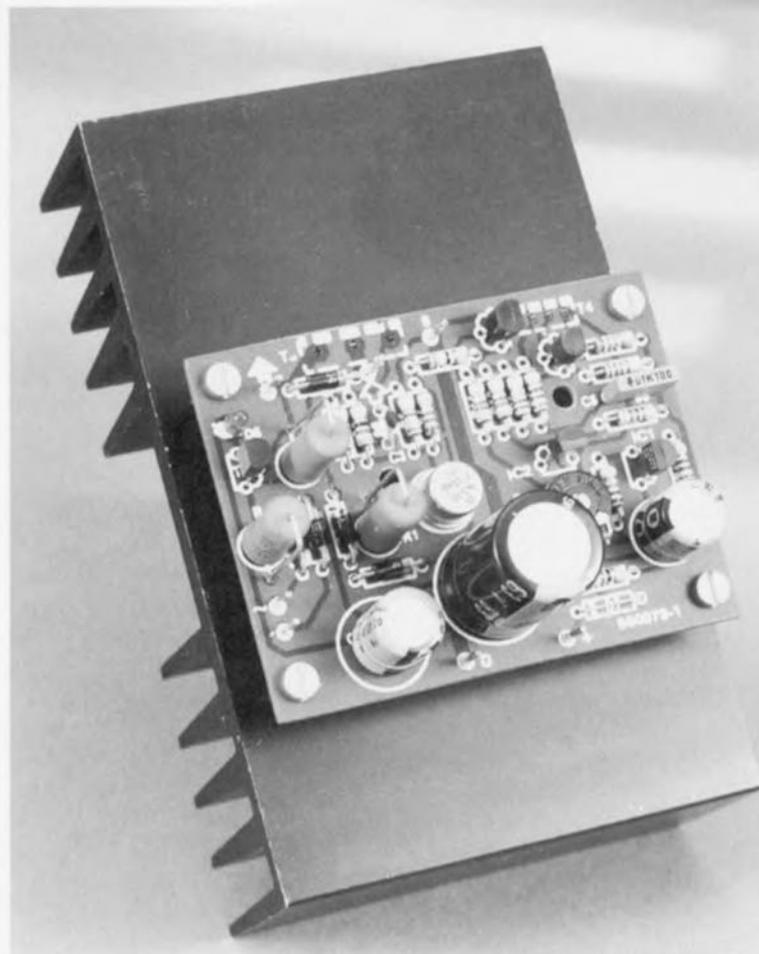


Figure 4. Une platine compacte pour les 2 parties du montage.



960073-1

transistor TIP 142 on peut admettre jusqu'à 150°C. Cependant, pour toutes sortes de raisons, résistances de transfert entre le dit transistor et le capteur T4 entre autres, il est préférable de rester notablement en-deçà de cette valeur de manière à éviter un trépas prématuré du darlington.

La solution la plus simple et la plus directe pour l'étalonnage du circuit de thermo-surveillance consiste à faire l'acqui-

Condensateurs :

C1 = 100  $\mu$ F/63 V debout

C2 = 470  $\mu$ F/63 V debout

C3 = 33 pF

C4 = 47  $\mu$ F/63 V debout

C5 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4007

D4, D6 = 1N4004

D5 = LED rouge faible courant

D7 = \*

T1 = BC327

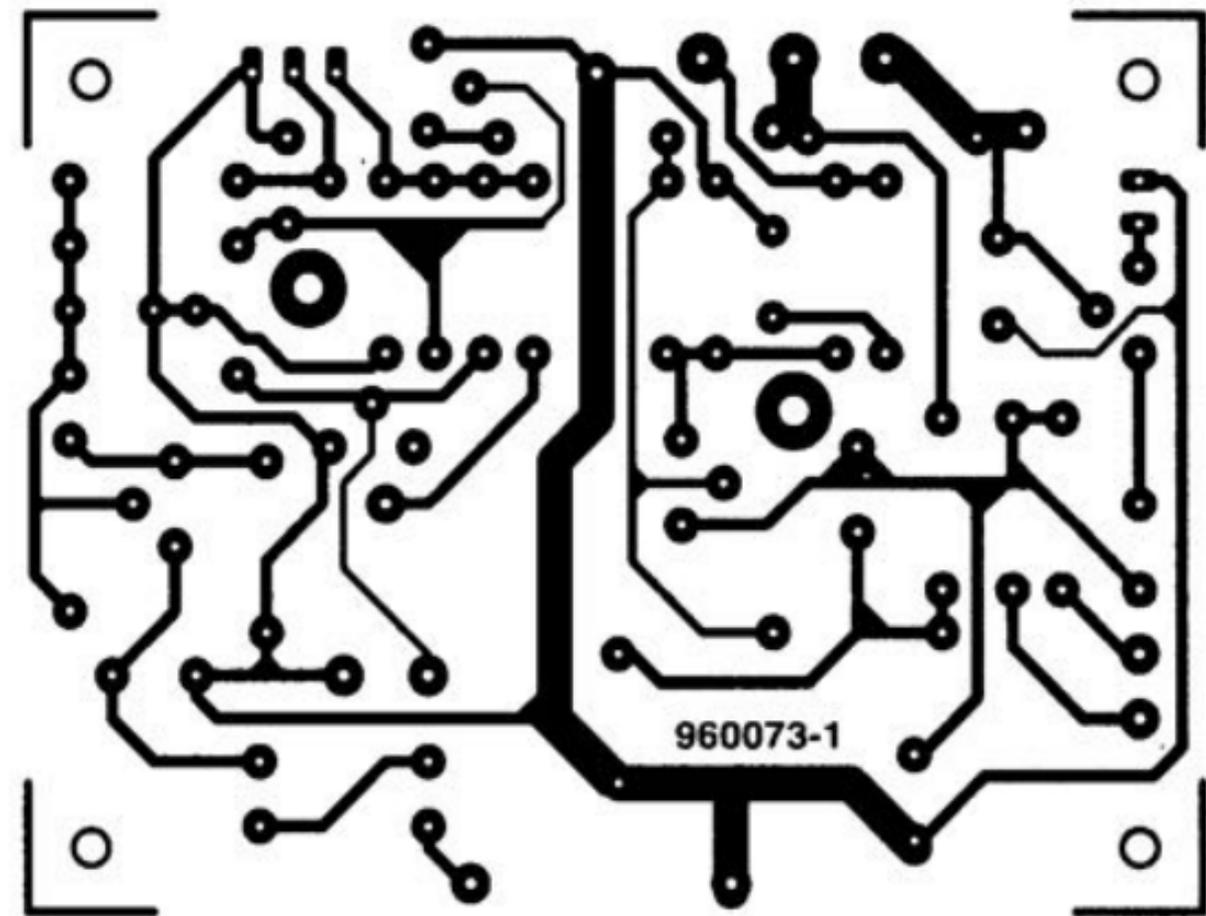
T2 = BC141-16

T3 = TIP142

T4 = BD139

T5 = BC337

T6 = BSS101 (Siemens)





# préamplificateur TV-A 23 cm

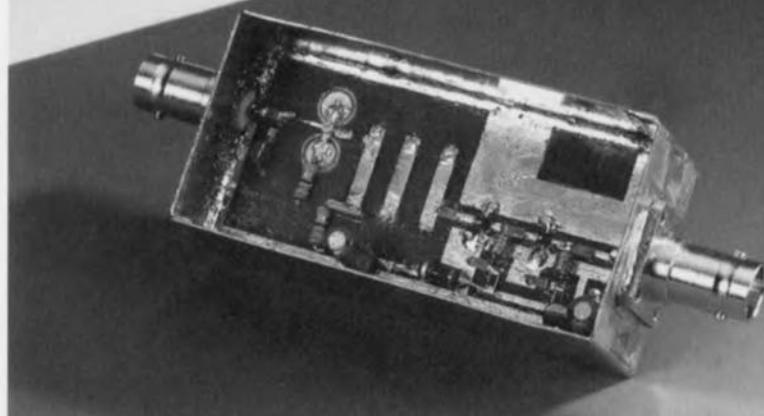
*faible bruit, gain élevé*

La télévision amateur (TV-A) est parmi les plus populaires, les plus techniquement avancées et les plus excitantes des activités accessibles au radio-amateur licencié et intéressé par la technologie des ondes centimétriques.

Actuellement, les principales activités TV-A se situent dans la bande des 23 cm (1 252 – 1 285 MHz) ou des émetteurs privés et des stations-relais émettent, souvent en couleur et parfois même avec le son.

Le plaisir n'est cependant pas réservé aux seuls amateurs licenciés ! Ces émissions peuvent être captées par quiconque est équipé d'une antenne convenable, d'un vieux récepteur satellite TV et d'un préamplificateur tel que celui que Johannes, DL4EBJ, décrit dans le présent article. Basé sur la technologie GaAs FET, MSA et microruban, ce projet combine faible bruit et gain élevé. Bien que destiné au radio-amateur expérimenté, ce préamplificateur est relativement facile à construire et à régler.

J. Köring, DL4EBJ



## Caractéristiques techniques:

Gain :	> 35 dB (3 étage)
Facteur de bruit :	< 1 dB (MGF1302)
Filtre :	microruban, interdigital 3 éléments
Domaine de fréquences :	1 250 – 1 300 MHz
Fréquence centrale :	1 285 MHz
Consommation en courant :	< 60 mA
Réglage simplifié	
Haute reproductibilité (CMS)	
Alimentation fantôme par le récepteur satellite TV	

Cet article constitue un défi lancé aux « débutants du gigahertz » en décrivant un préamplificateur à faible bruit qui est un des éléments-clés dans la réalisation d'une station de réception de télévision amateur dans la bande des 23 cm. Les autres éléments sont une antenne convenable (yagi), un récepteur satellite TV et une télévision ou un moniteur vidéo. Le radio-amateur débutant disposera déjà de la plupart de ceux-ci. Dans le cas contraire, les membres du club local pourront être d'une aide précieuse !

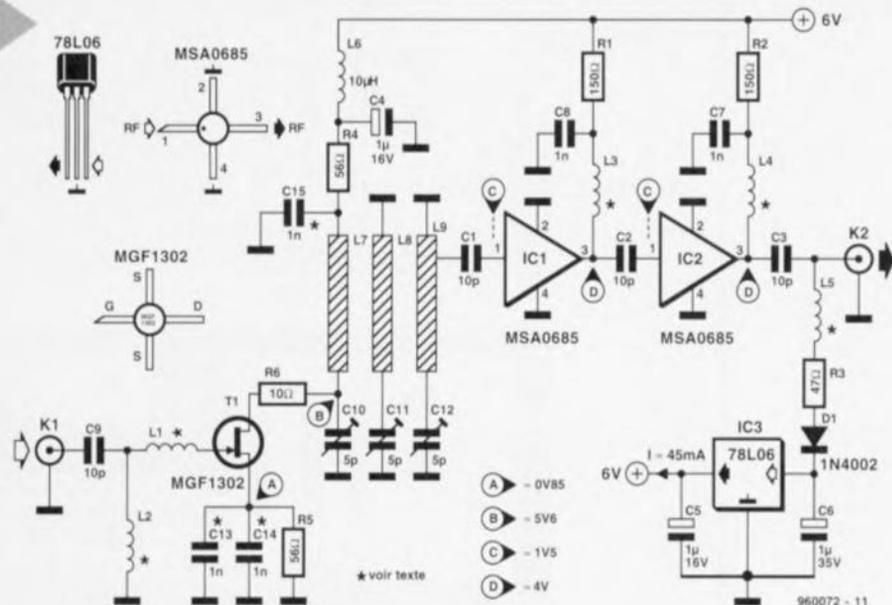
En réalité, le préamplificateur et l'antenne yagi sont souvent les seuls éléments faisant l'objet d'une réalisation personnelle. Examinons plus attentivement chacun des éléments pour voir à quelles contraintes ils doivent satisfaire.

### LE RÉCEPTEUR SATELLITE TV

La plupart des récepteurs satellite TV disposent d'une bande passante s'étendant de 950 MHz à 1 750 MHz, ce qui signifie qu'ils peuvent être accordés sur la totalité de la bande 23 cm (1 240 à 1 298 MHz). Bonne nouvelle :

pratiquement tous les récepteurs satellites, peu importe leur âge, peuvent servir à la réception de la TV-A 23 cm. Un bon exemple est le récepteur Amstrad SRX200 qui, étant obsolète, peut être acquis pour moins de £10 dans les brocantes et autres sources de matériel d'occasion. En outre, bon nombre de possibilités disponibles en standard sur le récepteur satellite seront d'une aide appréciable si vous décidez de « plonger dans la TV-A » :

- \* son ajustable en continu (5 MHz à 8 MHz). La plupart des adeptes de la TV-A utilisent une sous-porteuse son à 6 MHz ou 5,5 MHz. La première de ces fréquences semble être celle qui a la préférence pour les nouvelles installations.
- \* mode de limitation de la bande passante son (mode « étroit »), qui aidera à « sortir » du bruit une sous-porteuse son faiblarde.
- \* bande passante IF ajustable. Seuls les récepteurs haut de gamme (et donc chers) permettent de réduire la largeur de bande de détection vidéo de 27 MHz à 18 MHz. Tout comme pour le son, la possibilité de sélectionner



**Figure 1. Diagramme du circuit du préamplificateur TV-A 23 cm. On utilise un filtre interdigital à microruban pour sélectionner la section TV-A de la bande radio-amateur 23 cm. L'entrée comporte un GaAs FET à bruit ultra faible de chez Mitsubishi.**

une bande passante étroite fait toute la différence entre une image noyée dans le bruit et une autre qui laisse au moins entrevoir un indicatif lisible.

★ un indicateur de fréquence d'accord sera le bienvenu car la recherche d'une station TV-A faible peut s'assimiler à celle d'une aiguille dans une botte de foin.

★ gain vidéo ajustable : la plupart des stations TV-A utilisent une déviation vidéo FM relativement faible par rapport aux stations satellite TV. Un surcroît de gain pourra parfois s'avérer très utile pour doper le contraste et la luminosité.

★ un indicateur S est utile et surtout pratique pour déterminer le niveau du signal reçu durant la phase d'orientation de l'antenne ou d'ajustement du préamplificateur.

À nouveau, pratiquement n'importe quel vieux récepteur satellite TV peut être utilisé sans aucune modification pour autant que le démodulateur son puisse être ajusté entre 5,5 MHz et 6 MHz.

## L'ANTENNE

« L'antenne est le meilleur des préamplificateurs » est un dicton datant de la nuit des temps dans le monde des radio-amateurs VHF/SHF. En 23 cm, un gain de 16 à 18 dB est facile à atteindre sans pour autant faire appel à des antennes d'une taille difficilement manipulable ni à des assemblages complexes. Les petites antennes faites « maison » donneront aussi dans la plupart des cas des résultats acceptables. Au moment du choix d'une antenne pour la TV-A 23 cm, il faudra cependant faire attention à une chose : la bande passante de l'antenne.

Une antenne conçue pour la BLU (Bande Latérale Unique, SSB = Single Side Band) de 1 296 à 1 298 MHz doit son gain élevé et sa directivité en grande partie seulement à l'étrécissement de sa bande passante. Si vous comptez utiliser une telle antenne dans la partie TV-A de la bande

(1 250 à 1 285 MHz), vous devrez tenir compte d'un gain considérablement moins élevé. Si vous êtes à la recherche de bons résultats sur toute l'étendue de la bande 23 cm, assurez-vous de vous procurer n'importe laquelle des antennes à large bande disponibles sur le marché.

Ceux d'entre vous qui possèdent déjà un système d'antenne 23 cm pour BLU pourraient malgré tout l'utiliser sans problème pour la réception TV-A. Dès qu'il sera question d'émissions en TV-A 23 cm, la prudence sera malgré tout de rigueur.

## LE PRÉAMPLIFICATEUR D'ANTENNE

Quand le récepteur est utilisé en tant que maillon d'un système de réception satellite TV, il reçoit un signal H.F. fourni par le LNC dont est pourvue l'antenne parabolique. Un LNC possède un gain de conversion typique de 50 dB. Ceci n'est pas seulement nécessaire pour compenser les pertes du câble mais aussi pour relever le signal H.F. jusqu'à un niveau suffisant que pour piloter efficacement le syntoniseur (*tuner*) du récepteur.

Ces syntoniseurs sont relativement peu sensibles. En particulier, les démodulateurs FM. PLL qu'ils contiennent requièrent des niveaux d'entrée de loin supérieurs à ce que pourrait fournir une antenne dépourvue de

préamplificateur. Même les préamplificateurs utilisés en BLU (bande étroite) ne font pas toujours l'affaire sur ce point précis.

Le préamplificateur décrit dans cet article est spécialement conçu pour la TV-A en bande 23 cm et rencontre toutes les exigences mentionnées précédemment pour une utilisation conjointe avec pratiquement n'importe quel syntoniseur satellite TV. Pas convaincu ? Jetez donc un oeil sur la liste des spécifications.....

## DESCRIPTION DU CIRCUIT

Le diagramme du circuit du préamplificateur est donné en figure 1. Le signal en provenance

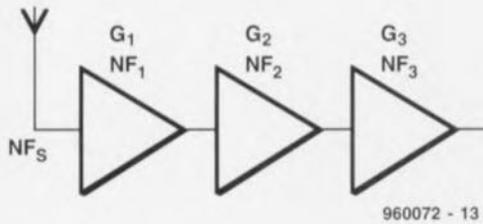
de l'antenne est découplé en d.c. par C9. La source du GaAs FET MGF1302 est accordée à l'impédance de l'antenne (50 ohms) à l'aide de deux petites inductances, L1 et L2. Le système d'accord utilisé ici ne fait pas appel à la traditionnelle capacité ajustable placée à l'entrée. Les avantages liés à l'omission de cette capacité ajustable sont un meilleur facteur Q du circuit d'entrée, des pertes réduites, un niveau de bruit plus faible et, le fin du fin, un accord plus facile à réaliser.

Le MGF1302 est un GaAs FET à faible bruit, exploitable jusqu'à 10 GHz (voir à ce propos l'extrait de sa feuille de caractéristiques plus loin dans l'article). La fréquence de travail étant ici de « seulement » 1,2 GHz, ce composant fournira sans difficulté un gain substantiel pour un niveau de bruit ultra-réduit (< 1 dB). De façon à conserver au MGF1302 une stabilité certaine au niveau électrique, chacune de ses connexions de source est découplée à l'aide d'un condensateur disque (C13, C14) qui garanti une inductance parasite minimum. Dans le même ordre d'idée, le gain est subtilement réduit par l'insertion d'une résistance de 10 ohms dans la ligne d'alimentation du drain. En toute généralité, on admet que le premier étage d'un préamplificateur H.F. détermine le gain en bruit global. La théorie sous-tendant cette caractéristique est rappelée dans l'encadré « S'il vous plaît, faites moins de bruit... ».

Le GaAs FET fournit ici un gain d'environ 14 dB. Son signal de sortie traverse ensuite un filtre accordé du type microbande interdigital à trois éléments couplés inductivement qui définit la bande passante du préamplificateur et sert à rejeter les signaux hors-bande puissants (émetteur TV UHF et relais de radio cellulaire). Les inductances du filtre sont constituées de fines bandes (« strip ») de cuivre à même le circuit imprimé. Le signal

## S'il vous plaît, faites moins de bruit...

Le préamplificateur à trois étages décrit ici ne fait pas exception à la règle selon laquelle le premier étage détermine le facteur de bruit global, en supposant toutefois que les étages suivants fournissent suffisamment de gain.



En admettant que chaque étage possède un gain,  $G_n$ , et un facteur de bruit associé,  $NF_n$ , le facteur de bruit du système (ou global),  $NF_s$ , peut s'écrire :

$$NF_s = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2}$$

Ceci prouve que les facteurs de bruit du deuxième et du troisième étage de l'amplificateur,  $NF_2$  et  $NF_3$ , ne contribuent guère au facteur de bruit du système car ils fournissent un gain élevé. En pratique, un facteur de bruit de 1 dB peut être atteint, ce qui est très proche des spécifications du constructeur du GaAs FET dont il est fait usage dans le préamplificateur décrit ici. Une valeur aussi faible était inconcevable il y a moins de dix ans. Cependant, le moindre désaccord entre l'antenne et l'étage d'entrée dégradera sérieusement le facteur de bruit, tout comme les pertes en amont de l'entrée.

d'entrée du deuxième élément actif, IC1, est prélevé à partir d'un point médian sur la dernière « inductance imprimée », L9. Cette manière de procéder assure un accord correct (environ 50 ohms) avec l'entrée du MSA0885 (de chez Hewlett-Packard, anciennement Avantek). La partie du circuit qui entoure les deux amplificateurs H.F. de 50 ohms, IC1 et IC2, devrait être familière à la plupart des radios-amateurs puisque ces composants ont été utili-

sés dans beaucoup de réalisations publiées ces derniers temps. Le niveau de bruit du MSA0885 se situe autour de 3,2 dB, valeur insignifiante dans le cadre de cette application.

Le gain total du préamplificateur est supérieur à 35 dB, ce qui est largement suffisant pour compenser les pertes de câble dont il était question précédemment.

Afin de minimiser les capacités et inductances parasites, la plupart des composants se trouvant sur le chemin du signal H.F. sont du type CMS (Composant Monté en Surface).

La tension d'alimentation est obtenue à partir du récepteur satellite TV via le câble coaxial de descente. La plupart des récepteurs fournissent de la sorte une tension de 14 ou 18 volts selon le mode de polarisation choisi pour le LNC (et qui n'a aucune importance ici). Un régulateur de tension 78L06 est intercalé de façon à ramener la tension fournie au LNC à un ni-

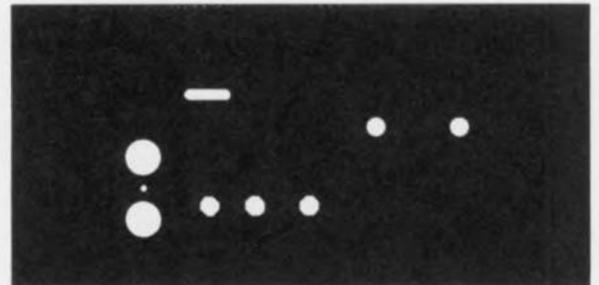
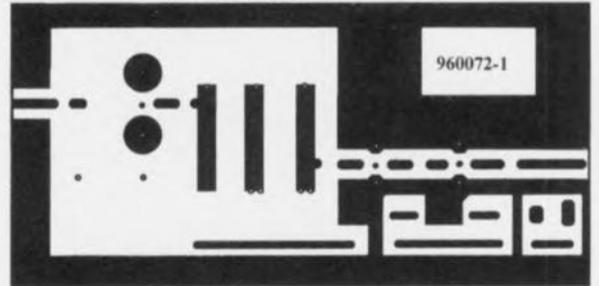
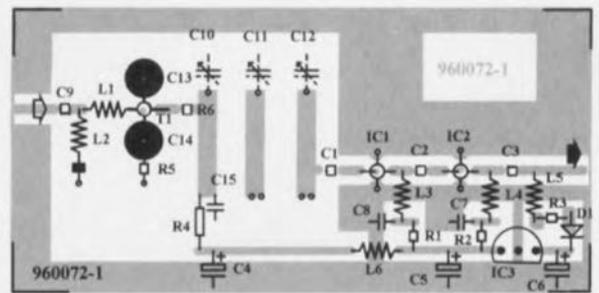
**Figure 2. Représentation de la platine du circuit imprimé. Seuls les trois ajustables miniatures prennent place sur la face opposée de la platine.**

veau de 6 volts régulé pour le GaAs FET et les MSA. La consommation totale du montage sera inférieure à 60 mA. La diode D1 protège le montage contre les inversions de polarité. La self de choc L5 empêche la mise en court-circuit de la sortie H.F. par la partie alimentation du montage. Chacun des étages MSA consomme approximativement 15 mA, tandis que le MGF1302 se contente lui d'environ 12 mA. Ces valeurs pourront être contrôlées à partir des indications de tension présentes sur le diagramme du circuit.

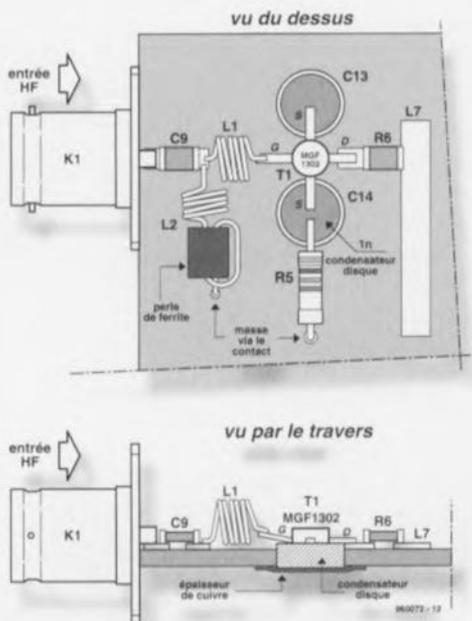
### CONSEILS DE MONTAGE

Le circuit imprimé proposé pour cette réalisation est un petit chef-d'oeuvre et sera une aide précieuse pour s'affranchir des problèmes classiques liés aux montages fonctionnant dans cette gamme de fréquences. Le dessin en est proposé à la figure 2. Vous avez devant vous un circuit epoxy cuivré double face qui est disponible tout fait auprès des adresses habituelles. Comme cela est visible sur le dessin d'implantation, pratiquement tous les composants sont montés sur la face supérieure de la platine. Seuls les trois capacités ajustables « Sky » (du nom du fabricant) sont montées sur l'autre face

2



3



**Figure 3. Schéma d'assemblage montrant comment monter les composants qui constituent l'étage d'entrée à faible bruit.**

## Liste des composants

### Résistances :

R1,R2 = 150  $\Omega$  CMS  
R3 = 47  $\Omega$  CMS  
R4,R5 = 56  $\Omega$  CMS  
R6 = 10  $\Omega$  CMS

### Condensateurs :

C1 à C3,C9 = 10 pF CMS  
C4,C5 = 1  $\mu$ F/16 V tantale  
C6 = 1  $\mu$ F/35 V tantale  
C7,C8 = 1 nF CMS  
C10 à C12 = ajustable miniature  
PTFE 5 pF (Sky)  
C13,C14 = disque céramique 1 pF  
(cf. figure 3)  
C15 = trapézoïdal céramique sans  
broches 1 nF

### Selfs :

L1 = 5 spires de fil de cuivre émaillé  
de 0,2 mm (32SWG)  
diamètre intérieur de 1 mm  
L2 = 4 spires de fil de cuivre émaillé  
de 0,2 mm (32SWG) diamètre  
intérieur de 1 mm + 1 spire  
à travers perle de ferrite de 3 mm  
L3,L4 = 5 spires de fil de cuivre  
émaillé de 0,3 mm (30SWG)  
diamètre intérieur de 2 mm  
L5 = 4 spires de fil de cuivre émaillé  
de 0,3 mm (32SWG) à travers perle  
de ferrite de 3 mm  
L6 = self de choc 10  $\mu$ H  
L7 à L9 = microruban (cf. texte)

### Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148  
T1 = MGF1302 (Mitsubishi)  
IC1,IC2 = MSA0685 (Hewlett-Packard)  
ou MAR6 (Mini-Circuit Laboratories)  
IC3 = 78L06

### Divers :

K1,K2 = embase BNC ou N  
boîtier en tôle étamée 37 x 74 x  
30 mm

du circuit. Ceci a pour but de prévenir les couplages inductifs indésirables qui pourraient provoquer une rétroaction et une entrée en oscillation. Cela permet par la même occasion d'éviter l'effet de « couvercle déposé/couvercle refermé » que certains d'entre vous connaissent pour avoir déjà réglé des amplificateurs dans les bandes centimétriques. Le circuit imprimé s'insère dans un boîtier en fer-blanc ayant une taille standard de 37 x 74 x 30 mm.

Jetons maintenant un oeil au schéma de montage de la figure 3. Forez précautionneusement les deux trous de 5,2 mm destinés aux condensateurs disques des connexions de source du GaAs FET. De l'autre côté de la platine, ces condensateurs sont connectés à la masse grâce à de petits morceaux de feuille de cuivre. Le MGF1302 et les MSA nécessitent le forage de trous de 2 mm de diamètre. Ensuite, forez et fraisez la fente destinée à recevoir le condensateur céramique trapézoïdal sans pattes C15. La longueur de cette fente doit correspondre à la largeur de l'inductance microruban L7. C15 ne

doit surtout pas tomber à travers la fente mais plutôt voir sa partie la plus large reposer sur la surface supérieure de la platine.

Préparez le boîtier en fer-blanc de manière à ce qu'il soit prêt à recevoir le circuit imprimé. Forez des trous destinés aux connecteurs H.F. d'entrée et de sortie dans les faces latérales (utilisez des BNC ou des N selon ce qui est disponible) en vous aidant du circuit imprimé comme guide pour l'orientation. Les pattes centrales des connecteurs seront par la suite directement soudées aux pistes de cuivre sur la platine. Si nécessaire, n'hésitez pas à retirer le couvercle en PTFE autour de la broche centrale et à raccourcir cette broche jusqu'à lui laisser une longueur de 3 mm à partir de l'intérieur de la colerette. Fixez les connecteurs à l'extérieur du boîtier et alignez ensuite le circuit de façon à ce que les broches centrales reposent sur leurs pistes cuivrées respectives. Fixez alors la platine dans le boîtier en la soudant sur tout son pourtour et ce sur les deux faces.

Garnissez le circuit en commençant par les composants passifs. Les CI et les GaAs FET, composants extrêmement sensibles, seront installés en dernier lieu en prenant toutes les précautions nécessaires contre l'électricité statique. Le brochage de ces composants est donné dans le diagramme du circuit. L'assemblage en trois dimensions de la partie de circuit aux alentours immédiats du GaAs FET se déduit du dessin de la figure 3. Commencez par placer les petits morceaux de feuille de cuivre sur la face arrière de la platine.

Étamez ensuite la partie intérieure. Insérez les condensateurs disques dans leurs trous respectifs et assurez-vous qu'ils s'y logent parfaitement. À présent, chauffez la feuille de cuivre jusqu'à ce que le condensateur disque commence à flotter sur la soudure et se mette en place. Procédez de même pour l'autre condensateur disque. Du côté composants, soudez la partie étamée du condensateur trapézoïdal, C15, à l'extrémité « froide » de L7. Il s'agit ici d'un travail assez délicat : assurez-vous qu'il n'y a pas de court-circuit avec la masse. L'autre face du condensateur est à souder à la masse de l'autre côté de la platine.

Les condensateurs, résistances et autres devront être montés en réduisant au minimum la longueur des connexions. Les liaisons vers la masse seront soudées de part et d'autre de la platine de façon à assurer un contact franc des deux côtés. Quand tous les composants (sauf le MGF1302) seront en place, recherchez à l'aide de votre multimètre les éventuels courts-circuits, soudures froides et autres mises à la masse indésirables.

Le composant le plus délicat à installer est le GaAs FET. Marquez la patte « gate » sur le corps du composant avant de raccourcir délicatement toutes les connexions. Soudez les deux connexions « source » à fleur de la surface des condensateurs disques. Le drain sera soudé sur le

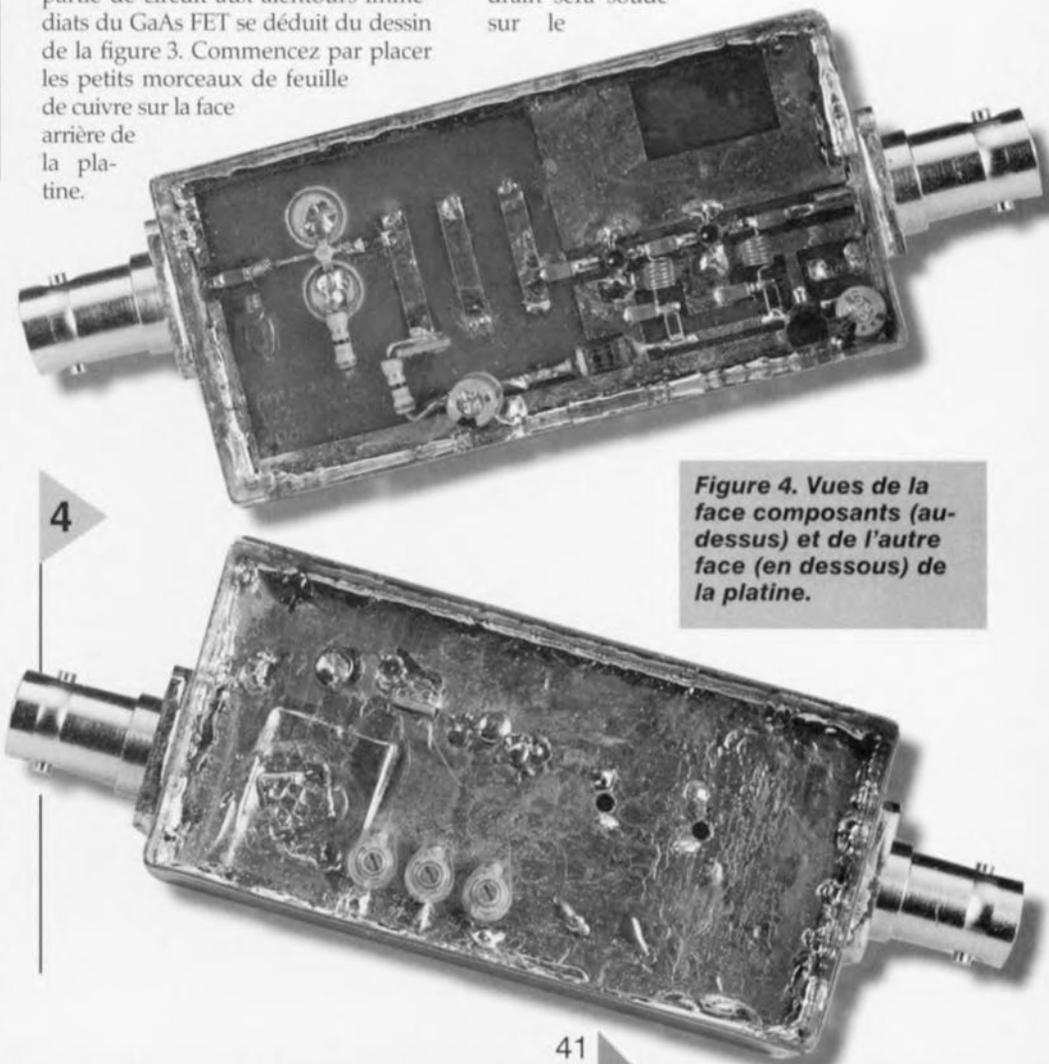


Figure 4. Vues de la face composants (au-dessus) et de l'autre face (en dessous) de la platine.

5



**Figure 5. La meilleure antenne connue pour la TV-A en 23 cm est la « loop yagi ». On voit ici une telle antenne « faite maison » et destinée à la bande des 13 cm (avec la permission de Rob, PE1CHY).**

plot en cuivre et la connexion « gate » sera légèrement surélevée de façon à pouvoir la souder directement sur la bobine L1 comme cela est indiqué sur la vue de côté de la figure 3.

#### MISE AU POINT

Connectez le câble en provenance de l'antenne à l'entrée H.F. et le câble coaxial de descente à la sortie H.F. Dans certains cas, le préamplificateur sera déjà sous tension car certains récepteurs satellite TV délivrent une tension au LNC, même s'ils ne sont pas en service. Prenez maintenant le temps de vérifier les tensions de test indiquées sur le diagramme du circuit. Vous ne devriez avoir aucun problème à retrouver ces points sur la platine du circuit. La partie de plaisir commencera

quand vous aurez trouvé une bonne âme en mesure d'émettre un signal TV-A 23 cm assez fort. Si vous n'habitez pas à proximité d'un répéteur TV-A, utilisez le canal d'appel / réponse, 144,750 MHz, pour trouver un radioamateur sympathique disposant de l'équipement d'émission requis.

Sintonisez le récepteur satellite TV sur la fréquence d'émission de la station que vous souhaitez recevoir, par exemple 1285 MHz. La procédure de réglage se limite aux trois ajustable Sky. En première approximation, les plaques ne devraient être engagées que de 10% du maximum de leur course. Cela correspond à peu près à une valeur de 1 pF. Il est recommandé d'utiliser un outil en plastique pour effectuer les réglages. Le couvercle doit être en place sur le boîtier pendant toute la procédure.

Ceux d'entre vous qui voudront couvrir toute la plage TV-A de la bande 23 cm devront augmenter la bande passante du filtre interdigital en plaçant deux condensateurs de 1 pF supplémentaires, l'un entre les extrémités « chaudes » de L7 et L8 (par exemple directement sur le condensateur Sky) et l'autre entre L8 et L9, également du côté « chaud ».

En supposant que vous alimentiez le préamplificateur à partir d'une source externe, il est possible de connecter un

émetteur/récepteur 23 cm « phonie » (BLU/FM). Ajustez le préamplificateur de façon à obtenir un signal maximum sur le 5-mètre pour une station faible ou un quelconque signal de balise (il est préférable de laisser la partie émission hors-fonction pour le moment, HI).

En supposant que le préamplificateur soit correctement réglé, il est alors prêt à être installé aussi près que possible de l'antenne. Vous serez alors surpris par les distances « pas si courtes que ça » qui peuvent être couvertes avec une excellente qualité d'image.

#### FIN DES OPÉRATIONS...

Si vous êtes l'heureux propriétaire d'un récepteur satellite TV trainant dans une armoire et qui peut être consacré exclusivement à la TV-A, cela vaudra vraiment la peine d'augmenter le gain vidéo dans le récepteur. Utilisez votre oscilloscope pour mesurer le niveau du signal vidéo (environ 1 volt crête-à-crête) et ajustez l'AGC (Automatic Gain Control = contrôle automatique de gain) dans le sintoniseur en vue d'obtenir le meilleur rapport signal/bruit possible pour l'image reçue. Si vous omettez l'entièrement du pré-étage entre C9 et L9, interrompez la connexion à L6 et omettez tout ce qui se trouve à sa gauche, vous obtiendrez un amplificateur polyvalent 25 dB à large bande qui pourra servir à compenser les pertes dues au câble entre le récepteur et la sortie d'un LNC.

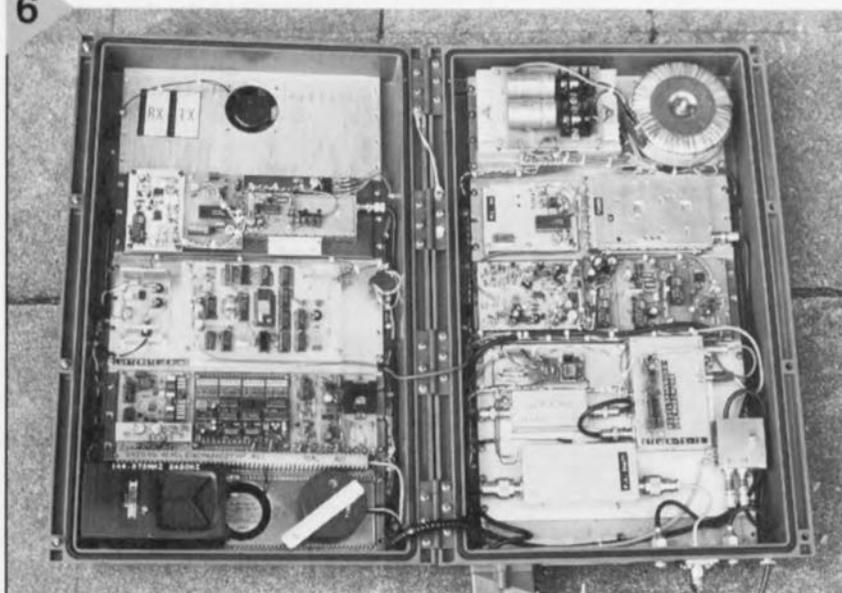
Pour terminer, je remercie chaleureusement pour leur contribution et leur coopération Reiner, DB9JC, et Hans, PE1HZR.

960072-1

#### Notes d'édition

Cet article est apparu sous forme condensée dans le numéro de septembre 1995 d'Electron. Nous remercions les éditeurs d'Electron pour leur permission de publier cet article dans Elektor.

6



**Figure 6. Comment ça, l'assemblage maison tend à disparaître ? On voit ici l'électronique d'une station répéteur TV-A interbande 23 cm entrée/13 cm sortie, 6W16NH, qui a été mise en fonction récemment. Le QTH de cette station est JO21XW, la puissance rayonnée efficace est de 50 Watts et son élévation par rapport au niveau de la mer est de 40 m. Magnifique exemple de matériel haut de gamme construit et géré par des radioamateurs, ce répéteur est l'un des nombreux répéteurs installés sur des sites élevés à travers toute l'Europe. 6W16NH dispose même de son site Internet dédié sur <http://www.regio.rhein-ruhr.de/hamradio/atv>.**

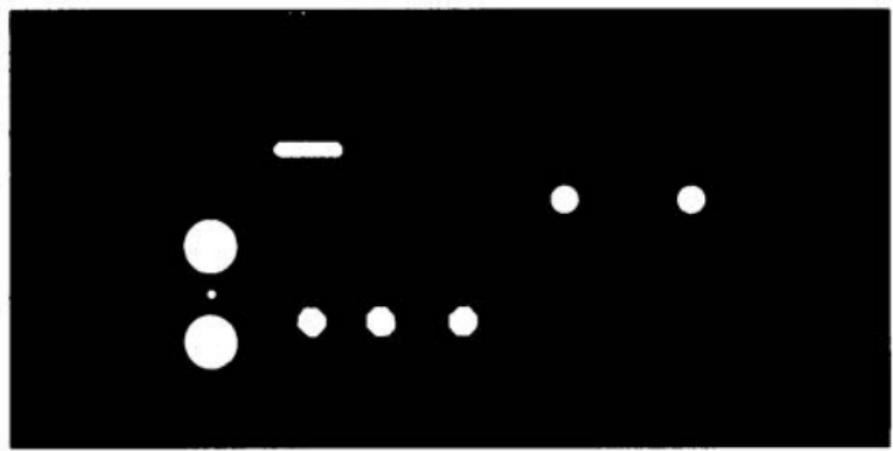


960072 - 13

En admettant que chaque étage possède un gain,  $G_n$ , et un facteur de bruit associé,  $NF_n$ , le facteur de bruit du système (ou global),  $NF_s$ , peut s'écrire :

$$NF_s = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2}$$

Ceci prouve que les facteurs de bruit du deuxième et du troisième étage de l'amplificateur,  $NF_2$  et  $NF_3$ , ne contribuent guère au facteur de bruit du système car ils fournissent un gain élevé. En pratique, un facteur de bruit de 1 dB peut être atteint, ce qui est très proche des spécifications du constructeur du GaAs FET dont il est fait usage dans le préamplificateur décrit ici. Une valeur aussi faible était inconcevable il y a moins de dix ans. Cependant, le moindre désaccord entre l'antenne et l'étage d'entrée dégradera sérieusement le facteur de bruit, tout comme les





# éclairage anti-effractions

## simulateur de présence électronique

Le vieux truc consistant à laisser brûler une lampe sous contrôle d'un interrupteur crépusculaire pour masquer son absence est bien connu et ce depuis fort longtemps. Le montage décrit ici pousse la duperie envers les candidats cambrioleurs un peu plus loin et y apporte une nouvelle dimension. Non content de laisser effectivement brûler une lampe, celle-ci est en outre allumée et éteinte à intervalles irréguliers durant la soirée. On réalise ainsi une simulation de présence humaine très convaincante.

Il est une donnée bien connue que les cambrioleurs préfèrent s'attaquer aux immeubles quand il ne s'y trouve visiblement personne. Une maison qui, au milieu de la soirée, est plongée dans l'obscurité leur apporte la quasi-certitude qu'ils ne seront pas dérangés durant leurs coupables travaux. Quand on s'absente de chez soi la nuit, l'idée est donc plutôt bonne de laisser brûler une lampe sous contrôle d'un interrupteur crépusculaire. Les cambrioleurs occasionnels seront sans doute intimidés et jetteront plus que probablement leur dévolu sur un autre objectif. L'interrupteur décrit ici est conçu de telle manière que, même à travers une observation attentive, l'illusion de la présence d'une ou plusieurs per-



sonnes dans l'habitation reste crédible. Dans une certaine mesure, le fonctionnement de cet automate d'éclairage est fort comparable à celui d'un classique interrupteur crépusculaire : dès que la nuit tombe, l'interrupteur entre en fonction et déclenche l'allumage de la lampe. L'appareil est ensuite désactivé après un nombre d'heures programmable et ce sous contrôle d'une minuterie. Jusque là, rien de particulier mais c'est ici qu'apparaît l'amélioration : durant l'intervalle ainsi défini, la lampe ne brûle pas en continu mais est placée sous le contrôle d'une sorte de « horloge aléatoire » qui l'allume et l'éteint à des moments purement arbitraires. Installé dans l'entrée, dans un couloir ou dans les escaliers, cela donne une impression très convainquante d'habitants circulant ici et là, allumant et éteignant les lumières sur leur passage. Cela débouche dans la pratique sur un niveau de prévention renforcé. Comme de plus ce montage est bon marché et très simple à monter soi-même, cet assemblage de composants électroniques constitue donc un maître-achat pour toute personne fréquemment absente de chez elle.

### LE SECRET? 2 OSCILLATEURS...

Le cahier de charge esquissé ci-dessus évoque peut-être l'idée qu'un très grand nombre de composants seront nécessaires. Rien n'est moins vrai. Le schéma-bloc du simulateur de présence est donné en figure 1. On notera par la même occasion que le schéma complet est à peine plus complexe et il apparaît donc clairement qu'il n'y a aucune raison de se faire du souci à propos de l'étendue et du degré de difficulté du montage.

Examinons de plus près la figure 1. Ou donc en définitive se situe l'amélioration ? Il est évident que dans un interrupteur-horaire « classique » on ne rencontre que le bloc « minuterie », ainsi que le pilotage par triac de la lampe. La particularité de ce montage se cache en fait derrière les deux oscillateurs qui, travaillant de concert, forment ce que nous avons nommé précédemment une « horloge aléatoire ».

En réalité, le fonctionnement de l'ensemble est très simple. Comme cela est indiqué dans le schéma-bloc, les signaux produits par les deux oscillateurs sont assez différents. Celui du dessus a une période de 1,7 secondes

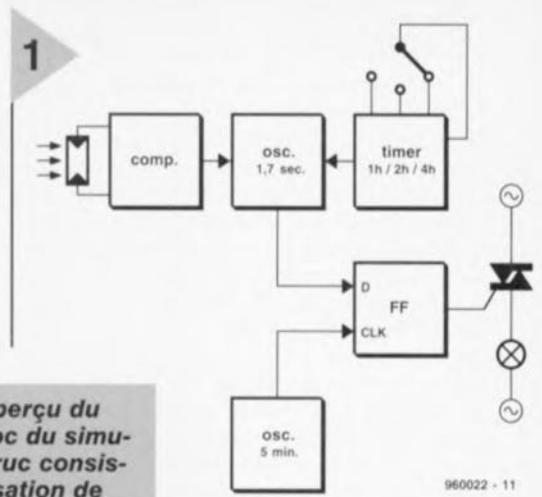
alors que celui du dessous change d'état toutes les 5 minutes. L'oscillateur du dessus est activé par un comparateur qui surveille le niveau d'éclairage ambiant grâce à une résistance sensible à la lumière. Donc dès que le niveau de lumière ambiante tombe en dessous d'un certain seuil, l'oscillateur commence à produire ses impulsions. Dans le même temps, la minuterie démarre elle aussi et assurera un arrêt de l'oscillateur après un certain nombre d'heures. Cette minuterie définit donc la durée de fonctionnement journalier de l'éclairage anti-effraction; cette durée est réglable entre 1 et 7 heures par tranche d'une heure.

La période de 5 minutes de l'oscillateur du dessous est déterminante en ce qui concerne le rythme auquel la lampe sera allumée et éteinte durant la soirée. Cela ne signifie pourtant pas pour autant que la lampe sera allumée ou éteinte régulièrement toutes les 5 minutes. C'est à cela, entre autres, que sert la bascule D dénommée « FF ». Comme on le voit, le signal de l'oscillateur du dessous fait fonction de signal d'horloge pour cette bascule, tandis que la sortie de l'oscillateur « rapide » fournit les données en entrée. La bascule D est connue comme étant un type particulier d'inverseur piloté par un signal d'horloge. Chaque fois que ce signal d'horloge passe de l'état « bas » à l'état « haut », le signal pré-

sent à l'entrée est mémorisé et reproduit en sortie. Mais comme ici le signal présent à l'entrée varie assez rapidement, il est absolument impossible de savoir quel sera l'état « haut » ou « bas » du signal d'entrée à l'écoulement du cycle de 5 minutes de l'oscillateur du dessous. Il en résulte deux possibilités à la fin de chaque période de 5 minutes : la lampe s'allume ou la lampe s'éteint. En fait c'est quatre possibilités dont il faut tenir compte car il se peut que la lampe conserve son état antérieur et qu'elle reste alors soit éteinte, soit allumée.

Le résultat de tout ceci est un comportement relativement imprévisible de la lampe : la lampe brûlera par exemple pendant 5 minutes, puis restera éteinte pendant 10 minutes pour se rallumer pendant les 10 minutes suivantes, puis restera éteinte 15 minutes, se rallumera pendant 5 minutes, etc.....

En moyenne, la lampe sera restée allumée pendant la moitié de la soirée. Cela peut sembler peut-être beaucoup pour un éclairage de couloir ou d'entrée mais il sera opportun d'exagérer un peu dans le cas qui nous occupe. Si notre simulation se voulait plus réaliste et que la lampe ne brûle que pendant 5 minutes



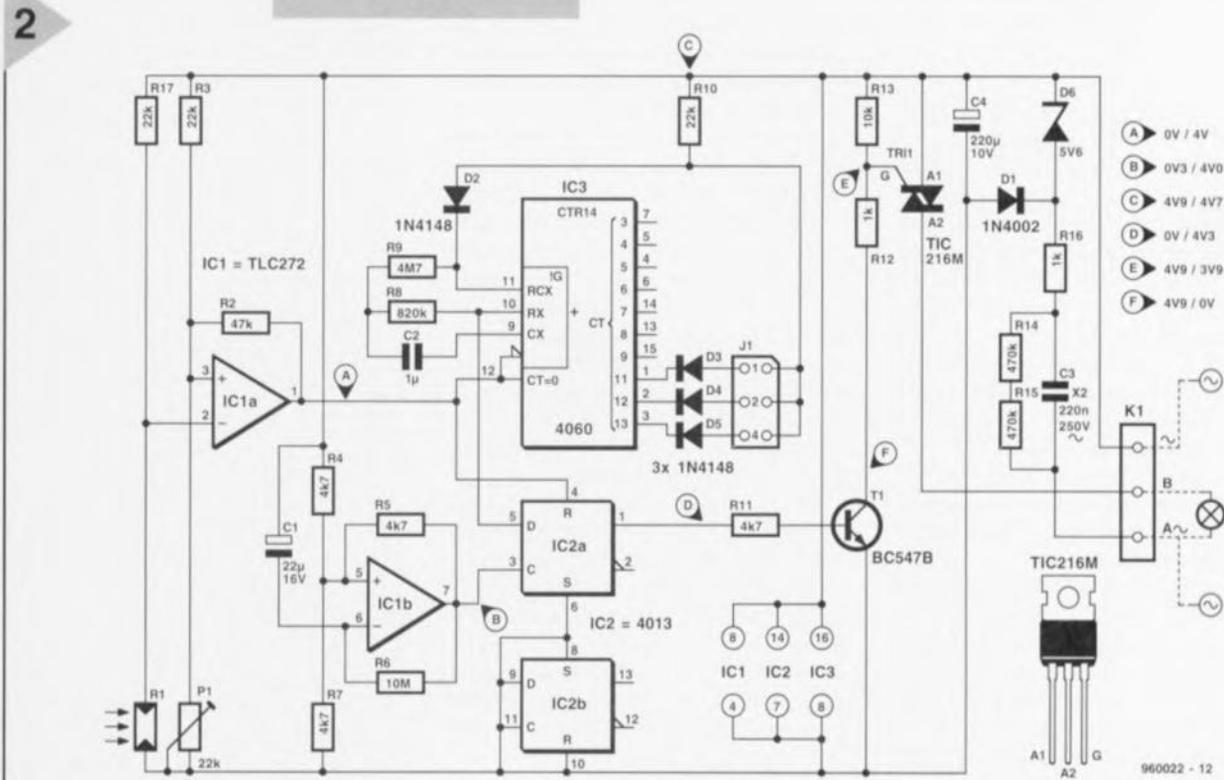
**Figure 1. Aperçu du schéma-bloc du simulateur. Le truc consiste en l'utilisation de 2 oscillateurs pour créer une « horloge aléatoire » qui contrôlera durant toute la soirée la mise en- et hors-fonction d'une lampe.**

chaque heure, il y aurait alors de beaucoup plus grandes chances que notre installation d'éclairage préventif ne soit par remarquée du tout par le cambrioleur potentiel et que celui-ci poursuive son « travail » en toute insouciance.

## LE REMPLISSAGE DES BLOCS.

La figure 2 montre comment le schéma-bloc est transformé en un montage pratique. Au premier coup d'oeil, l'analogie entre les deux schémas est évidente. La seule vraie différence est que l'oscillateur rapide et la minuterie sont construits tous deux autour du même circuit intégré IC3, un double compteur binaire/oscillateur du type 4060. Les autres blocs de la figure 1 sont facilement reconnaissables. IC1a fait office de comparateur. L'oscillateur

**Figure 2. Dans ce schéma détaillé, on reconnaît aisément les blocs de la figure 1. La durée totale de fonctionnement est déterminée grâce à trois pontets. La sensibilité à la lumière ambiante est réglable à l'aide de P1. K1 reçoit les connexions en provenance du réseau et celles destinées à la lampe.**

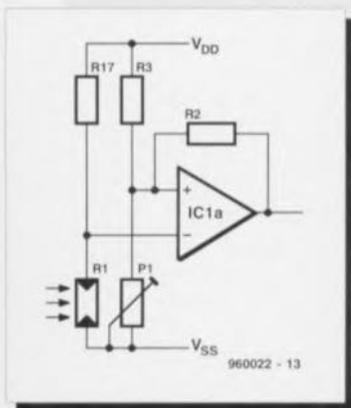


# Comparateurs

Comme dans bien d'autres montages, nous n'avons pas pu nous en sortir ici sans faire appel à un comparateur. Comme son nom l'indique, un comparateur..... compare ! La plupart du temps, ce comparateur est réalisé à partir d'un amplificateur opérationnel utilisé sans contre-réaction. C'est de cette manière que fonctionne IC1a dans le montage qui vous est présenté ici. Quand la tension présente sur l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel est supérieure à celle présente sur l'entrée inverseuse, la tension de sortie prend immédiatement une valeur proche de la tension d'alimentation positive. Dans le cas inverse, la tension de sortie est proche de la valeur de la tension d'alimentation négative ou de la masse. Cet effet est dû au fait que l'amplificateur opérationnel amplifie très fortement (de l'ordre de 30 000 fois !) la différence de tension présente entre ses deux entrées.

Le gros avantage d'un comparateur est qu'il permet la surveillance très précise d'une tension. Si

on place à l'une des entrées une tension de référence stable et à l'autre une tension à surveiller, le comparateur réagira violemment à la moindre variation de la tension à surveiller par rapport à la tension de référence. Dans notre montage, le diviseur de tension R3/P1 fournit la



tension de référence. La tension à surveiller provient elle aussi d'un diviseur de tension (R17/R1); cette tension dépend donc du niveau de l'éclairage puisque la valeur de R1 varie effectivement selon la luminosité ambiante. La sortie de IC1a changera donc d'état selon que R1 (lire : la quantité de lumière atteignant R1) dépassera ou non la valeur fixée à l'aide de l'ajustable P1.

« lent » est construit autour de IC1b et enfin IC2a constitue la bascule.

Maintenant que le fonctionnement du montage n'a plus de secret pour vous, nous allons parcourir le schéma mais de manière plus usuelle. Le senseur lumineux est constitué de la LDR R1 (Light Dependent Resistor = composant dont la résistance varie en fonction de la lumière). Celle-ci forme avec R3, P1 et R17 un pont ajustable dont l'équilibre est déterminant pour le niveau de sortie du comparateur IC1a. Tant que le niveau de la lumière ambiante est suffisant, la résistance R1 restera à une valeur relativement basse, ce qui aura pour conséquence que la sortie de IC1a restera « haute » et IC2a sera forcé à l'inactivité. Avec l'augmentation de l'obscurité, la résistance de la LDR augmentera jusqu'à atteindre la valeur de P1, ce qui provoquera le basculement du comparateur; le signal forçant la condition « reset » est alors supprimé et l'oscillateur contenu dans IC3 dé-

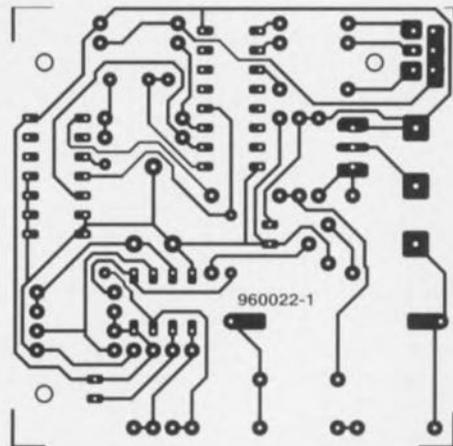
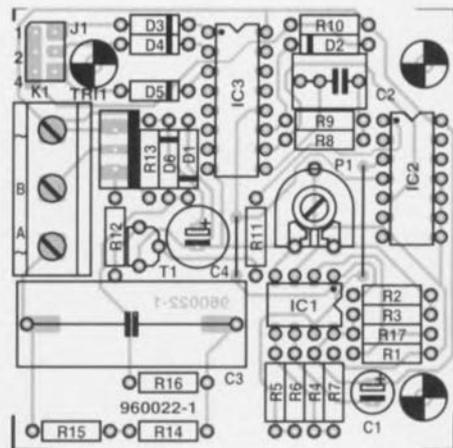
marre. Combien de temps cet oscillateur restera-t-il en fonction ? Cela dépend en fait des ponts de câblage qui auront été mis en place. Tant que les sorties Q11, Q12 et Q13 maintiennent la broche 11 de IC3 à l'état haut, l'oscillateur reste bloqué. Le pont

**Figure 3. Le circuit imprimé est très compact et relativement facile à construire. Faites bien attention à la polarité des diodes et des condensateurs électrochimiques !**

de câblage 1 donne une durée de fonctionnement de 1 heure, le pont de câblage 2 correspond lui à une durée de 2 heures et le pont de câblage 3 à une durée de 4 heures. Toutes les combinaisons sont également possibles. Ainsi, les ponts de câblage 1 et 2 donneront ensemble une durée combinée de 3 heures. Il est donc possible de sélectionner une durée de fonctionnement comprise entre 1 et 7 heures et ce par tranche d'une heure.

Le signal de l'oscillateur IC3 est prélevé sur la broche 10 et est acheminé à l'entrée de données (broche 5) de la bascule IC2a. Notons qu'il y a par ailleurs deux exemplaires de ces bascules dans le circuit intégré 4013 mais puisque nous n'avons pas besoin ici de la deuxième (IC2b), les entrées de celle-ci sont mises à la masse. On retrouve à l'entrée d'horloge (broche 3) de IC2a le signal de sortie de l'oscillateur « 5 minutes ». Celui-ci est constitué de la manière la plus simple qui soit à l'aide de l'ampli opérationnel IC1b et des composants environnants, parmi lesquels C1 et R6 qui en déterminent la fréquence d'oscillation. Les résistances R4 et R7 assurent la présence d'une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation à l'entrée non-inverseuse de l'ampli opérationnel. Quand après 5 minutes l'apparition d'une transition bas/haut sur la sortie de IC1b coïncide avec un niveau haut sur la broche 10 de IC3, la sortie Q de la bascule IC2a reproduit ce niveau haut. T1 entre alors en conduction, de sorte que le triac Tri1 est déclenché. Celui-ci active à son tour la lampe connectée à K1 (maximum 220 W). Vienne à coïncider la transition bas/haut de la sortie de IC1b avec un niveau bas sur la

3



## Liste des composants

### Résistances :

- R1 = LDR (petit modèle)
- R2 = 47 kΩ
- R3, R10, R17 = 22 kΩ
- R4, R5, R7, R11 = 4 kΩ/27
- R6 = 10 MΩ
- R8 = 820 kΩ
- R9 = 4 MΩ/7
- R12, R16 = 1 kΩ
- R13 = 10 kΩ
- R14, R15 = 470 kΩ
- P1 = 22 kΩ ajustable

### Condensateurs :

- C1 = 22 μF/16 V radial
- C2 = 1 μF MKT
- C3 = 220 nF/250 V~ (classe X2)
- C4 = 220 μF/10 V radial

### Semi-conducteurs :

- D1 = 1N4002
- D2 à D5 = 1N4148
- D6 = diode zener 5V6/400 mW
- T1 = BC547B
- Tri1 = TIC216M
- IC1 = TLC272
- IC2 = 4013
- IC3 = 4060

### Divers :

- K1 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 7,5 mm
- J1 = barrette sécable à 2 rangées de 3 contacts + 1, 2 ou 3 jumpers (pont de câblage)
- boîtier à fiche secteur incorporée, tel que, par exemple, Bopla SE432 (DE)

broche 10 de IC3, dans ce cas la sortie Q de IC2a restera ou passera à l'état bas et la lampe en bout de chaîne ne sera donc pas allumée. Toutes les 5 minutes a donc lieu une sorte de loterie, les chances pour la lampe étant de « cinquante-cinquante » !

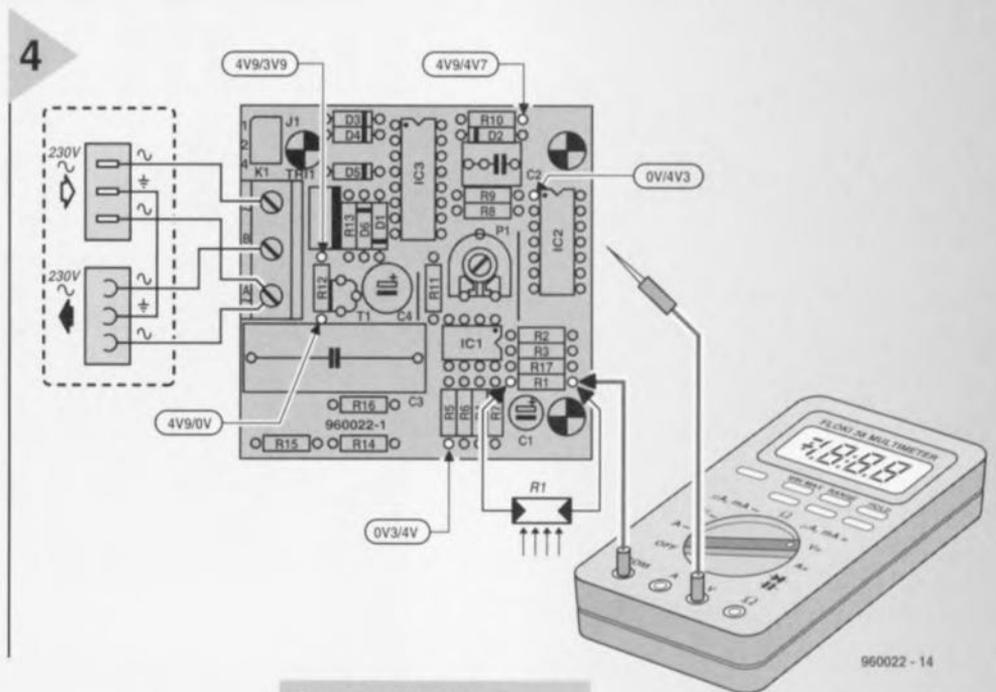
Nous avons donc fait le tour du schéma. Quelques détails encore cependant. Avec un montage de ce genre, il est inévitable que nous ayons affaire à la tension réseau. C'est un risque plutôt ennuyeux mais il y a en l'occurrence peu de chose à y faire. Puisque que nous sommes obligés de composer avec cette dangereuse tension-secteur, nous avons décidé de faire de cette contrainte un avantage et d'extraire la tension d'alimentation destinée à toute l'électronique directement du réseau d'alimentation de l'éclairage. Cela se fait de la manière la plus simple qui soit, grâce à une diode Zener (D6) et à une résistance de limitation. Cette dernière est en fait une « résistance en courant alternatif » constituée ici du condensateur C3. Les résistances R14 et R15 se chargent de veiller à ce que C3 soit déchargé le plus rapidement possible lorsque la fiche d'alimentation est retirée de la prise de courant. De cette manière, on prévient les effets désagréables (et surtout dangereux) qu'un contact avec les broches de la fiche d'alimentation pourrait entraîner.

## ASSEMBLAGE

### DU CIRCUIT ET TESTS

Nous en sommes maintenant arrivés à la phase pratique du projet. La **figure 3** montre le circuit imprimé développé pour notre automate d'éclairage. Avant que vous ne vous lanciez dans la réalisation, il faut que vous soyez parfaitement conscient que l'ensemble du montage est connecté au réseau électrique et que par conséquent il convient d'y apporter un soin plus important que d'ordinaire. Veillez particulièrement à faire des soudures bien propres et ne laissez surtout aucun court-circuit ! La construction du circuit est à mener de la manière habituelle : d'abord les ponts (isolés) de câblage, les résistances et les diodes, suivis par les supports de circuits intégrés et par les condensateurs et finalement par les composants les plus grands, à savoir le bornier encartable pour circuits imprimés K1, le triac Tri1 et le condensateur C3. Ce dernier composant doit être du type « haute tension » (250 Volts) et de préférence une version de sécurité X2. Les pattes de connexion de la LDR R1 seront provisoirement laissées aussi longues que possible, en fait jusqu'à ce que la position finale de ce composant soit définie.

Ne placez pas encore les circuits intégrés dans leurs supports et contrôlez une nouvelle fois le circuit aussi



**Figure 4. Voici où se trouvent les points de mesure sur le circuit imprimé et comment le connecter au monde extérieur.**

consciencieusement que possible. Bien qu'il est probable que le montage fonctionne correctement du premier coup, toutes les précautions et vérifications supplémentaires ne pourront pas faire de mal. Vérifiez tout d'abord que la tension d'alimentation est correcte. Pour ce faire, soudez deux fils aux bornes de C4 et raccordez-les aux bornes d'un multimètre réglé sur la position « DC volt ». Connectez temporairement un cordon secteur aux deux contacts les plus extérieurs du bornier K1, éloignez vos doigts du montage et insérez la fiche dans la prise de courant. L'appareil de mesure doit à présent indiquer environ 5 volts. La fiche peut maintenant être retirée de la prise et le cordon secteur peut être enlevé. Si tout s'est passé comme prévu, les circuits intégrés peuvent être installés sur leurs supports respectifs.

Il sera opportun, pour des raisons de sécurité, d'utiliser pour les opérations de contrôle et de test qui suivent un bloc d'alimentation séparé. Il peut s'agir en l'occurrence d'une alimentation secteur de 5 volts ou même de trois piles du type « crayon » (AA) connectées en série; s'il s'agit de piles neuves, la tension totale sera très proche des 5 volts requis. Ce bloc d'alimentation autonome sera connecté en parallèle aux bornes du condensateur électrochimique C4 (attention à la polarité !), après quoi vous pourrez procéder à la vérification des tensions présentes aux points de contrôle sans avoir à craindre de tensions secteur dangereuses. La **figure 4** indique où se trouvent les différents points de contrôle sur le circuit. Durant les mesures, vous pourrez vous servir de la borne « moins » du condensateur électrochimique C4 comme point de masse. Vérifiez bien qu'au moins un pont de câ-

blage soit présent au niveau de J1, autrement IC3 restera forcé à l'état « reset » !

Dans un premier temps, le réglage de P1 ne sera pas critique. Il suffit de

le positionner que telle façon que la broche 1 de IC1a soit à l'état haut (c'est-à-dire aux environs de 4 volts) quand la LDR est éclairée. L'oscillateur dans IC3 a une période d'environ 1,7 secondes. Les changements de niveau sont mesurables aux bornes 9 ou 10; l'oscillateur n'entrera en opération qu'après que la LDR ait été éclairée, ce qui entraîne la remise à zéro de IC3, et que cette lumière ait ensuite disparu. L'oscillateur construit autour de IC1b a de son côté une période d'environ 5 minutes, ce qui peut être mesuré sur la broche 7.

## LA MISE EN BOÎTIER

Pour notre prototype nous avons utilisé un boîtier de ce genre en provenance de chez Bopla; notre circuit imprimé y rentre exactement. La puissance maximale admissible pour la lampe est de 220 Watts, ainsi que cela est mentionné sur la plaquette. Nous l'avons déjà indiqué précédemment mais par soucis de clarté nous le

ELEKTOR		
230V ~	50Hz	
No. 960022		
P = max. 220W		

rappelons ici : pour activer le montage, il est indispensable qu'après la mise sous tension la LDR soit éclairée pendant un certain temps afin de provoquer la remise à zéro de IC3. La transition du clair vers l'obscur qui suivra sera en fait le signal du démarrage !

960022-1

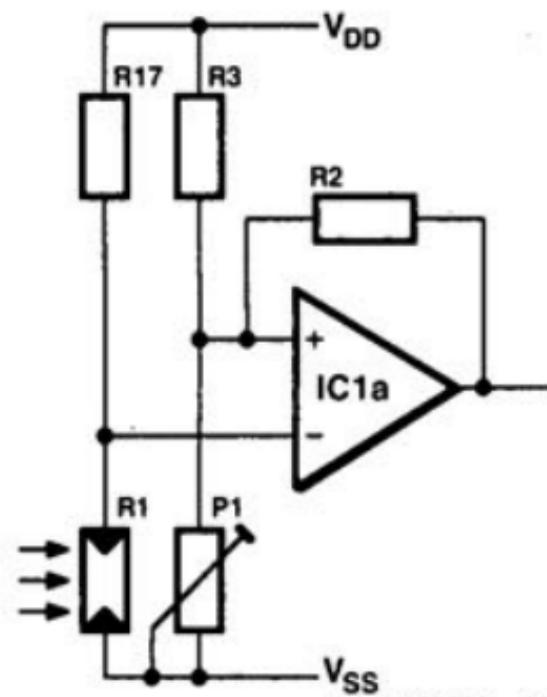
l'ordre de 30 000 fois !) la différence de tension présente entre ses deux entrées.

Le gros avantage d'un comparateur est qu'il permet la surveillance très précise d'une tension. Si

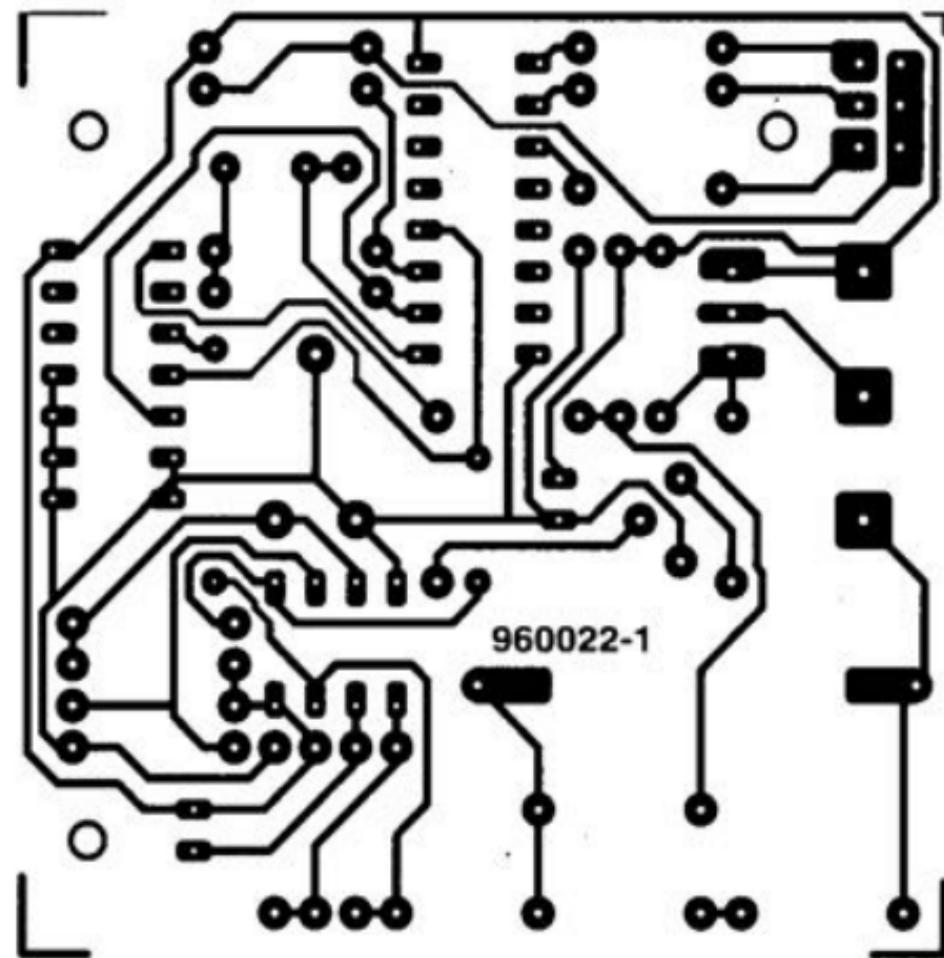
on place à l'une des entrées une tension de référence stable et à l'autre une tension à surveiller, le comparateur réagira violemment à la moindre variation de la tension à surveiller par rapport à la tension de référence. Dans notre

**construire. Faites bien attention à la polarité des diodes et des condensateurs électrochimiques !**

de câblage 1 donne une durée de fonctionnement de 1 heure, le pont de câblage 2 correspond lui à une durée de 2 heures et le pont de câblage 3 à une durée de 4 heures. Toutes les combinaisons sont également possibles. Ainsi, les ponts de câblage 1 et 2



960022 - 13





# multiplexeur de claviers

Il est des situations – par exemple dans une entreprise ou dans la conduite de processus – dans lesquelles il serait pratique de disposer d'au moins deux claviers reliés au même PC. Grâce à l'application que nous présentons ici, chaque PC peut être doté pour un coût minimal d'un clavier supplémentaire et cela sans aucune intervention ou modification du PC ou du clavier.



## 2 claviers sur un seul PC

Avoir deux claviers raccordés au même PC, cela pourrait être très utile dans bon nombre de situations. Le plus important sera de s'assurer que le basculement d'un clavier à l'autre se fasse de manière automatique et transparente pour l'utilisateur. Il serait d'autre part encore mieux que l'interface pour les claviers soit simple et n'implique pas de câbles supplémentaires, ni d'installation compliquée de logiciel additionnel. Le fin du fin serait qu'elle soit suffisamment « intelligente » que pour permettre l'utilisation de claviers équipés du classique connecteur DIN à 5 broches et d'autres pourvus d'un connecteur compact PS/2.

Pour un confort optimal de l'utilisateur, mais aussi dans l'idée de minimiser les « erreurs d'aiguillage », il est important que la sélection d'un clavier reste active un certain temps. Cela deviendrait dans la pratique un vrai calvaire si,

juste après le relâchement d'une touche, l'autre clavier était en mesure de prendre la main. C'est la raison pour laquelle dans l'application présentée ici, il est prévu une certaine temporisation (environ 10 secondes) avant que le deuxième clavier ne puisse être mis en contact avec le PC. Malgré tous les souhaits et exigences énumérés précédemment, le montage proposé ne comporte fort heureusement que deux circuits intégrés et quelques composants discrets et connecteurs. La conversion d'un connecteur PS/2 en DIN 5 broches est possible à l'aide du convertisseur adéquat (à acquérir séparément) ou bien à partir d'un petit câble fait-maison. Plus de détails à ce propos vous sont donnés dans l'encadré.

### EN PARLANT DE TOUCHES...

Les claviers pour PC sont en fait des appareils relativement simples. Peu im-

porte le type de connecteur, on retrouve quatre signaux sur l'interface du clavier. Deux contacts sont en charge de l'acheminement de la tension d'alimentation (+5 volts et masse), un troisième véhicule le signal d'horloge qui indique qu'une touche a été enfoncée et le dernier est dédié à la transmission sérielle du code de la touche. Le signal d'horloge (contact 1 sur le connecteur DIN à 5 broches) est actif pendant toute la durée d'enfoncement d'une touche. Les données sérielles apparaissent alors sur le contact 2 du connecteur. Dans la pratique il existe deux types différents de clavier pour PC : les claviers XT et AT. Les claviers XT datent des premières années de l'industrie du PC et ne sont pratiquement plus employés de nos jours, tous les nouveaux claviers étant du type AT. Dans le commerce, il n'est plus possible de se procurer que ceux de ce dernier type. D'un point de vue électrique, la plus grande différence entre ces deux types de clavier est la capacité de communi-

Projet : K. Viernickel (D)

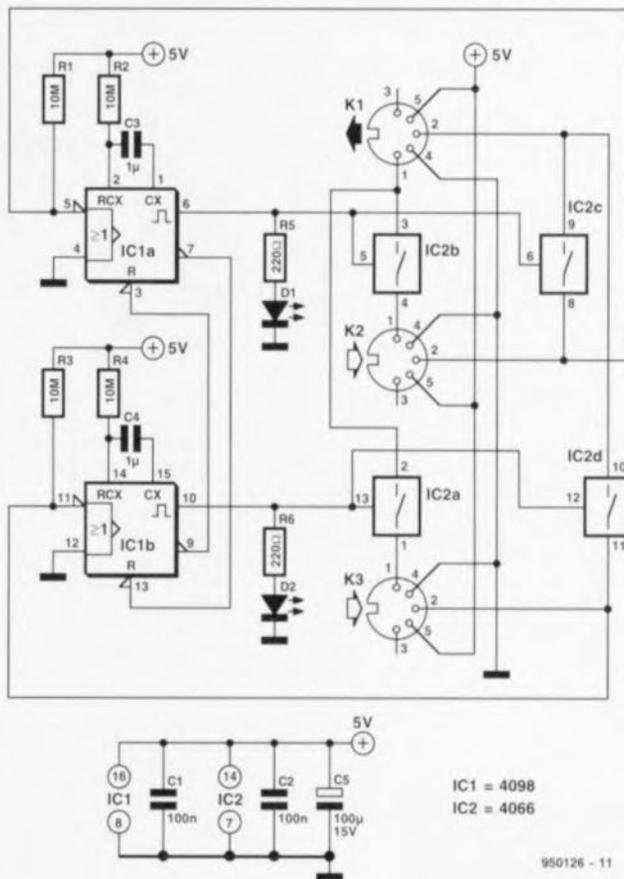
cation bidirectionnelle du clavier AT. Cette option est par exemple utilisée pour l'activation des indicateurs à LED du clavier. Alors que dans un clavier XT ce sont des bascules bistables dans le clavier lui-même qui régissent l'allumage des LED, avec un clavier AT c'est le PC qui prend cette commutation en charge. L'allumage et l'extinction des LED d'un clavier moderne (AT) démontrent une bonne communication entre le PC et le clavier et un traitement correct des interruptions.

## DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE.

Vous trouverez à la **figure 1** le schéma complet de l'interface Multiplexeur de Claviers. À l'examen du schéma, vous devrez admettre que le montage est resté très simple. Le connecteur K1 est raccordé au PC, tandis qu'un clavier pourra être raccordé à chacun des connecteurs K2 et K3.

La commutation est assurée par deux monostables construits autour de IC1a et IC1b et qui sont chacun munis d'une temporisation RC d'environ 10 secondes (respectivement de par la présence de R2/C3 et de R4/C4). IC1a est activé dès qu'une touche est enfoncée sur le clavier connecté à K2. De son côté, le clavier connecté à K3 prendra en charge l'activation de IC1b. Dès qu'une touche est enfoncée, il y a changement de niveau sur la broche 2 de K2 ou de K3 et l'entrée de déclenchement négative (-T) du monostable (redéclenchable) correspondant est activée. Le niveau haut présent sur la sortie Q jusqu'à écoulement de la constante de temps alimente alors les deux interrupteurs analogiques (IC1a pilote les interrupteurs IC2b et IC2c, IC1b pilote lui IC2a et IC2d). Les deux interrupteurs (par exemple IC2b/c) se ferment dès que la sortie Q passe à l'état haut et établissent alors la communication entre le clavier actif et l'ordinateur. Dans le même temps, une LED s'allume qui indique à l'utilisateur lequel des deux claviers est actuellement relié à l'ordinateur. Comme la sortie -Q de chaque monostable est reliée à l'entrée de remise à zéro de l'autre, il est impossible que les deux monostables soient activés en même temps. Ce n'est

**Figure 1. Schéma complet du Multiplexeur de Claviers. Grâce à cette application, deux claviers peuvent être connectés au même PC.**



qu'après l'écoulement de la constante de temps d'environ 10 secondes que l'autre monostable pourra éventuellement être activé. Grâce à cette précau-

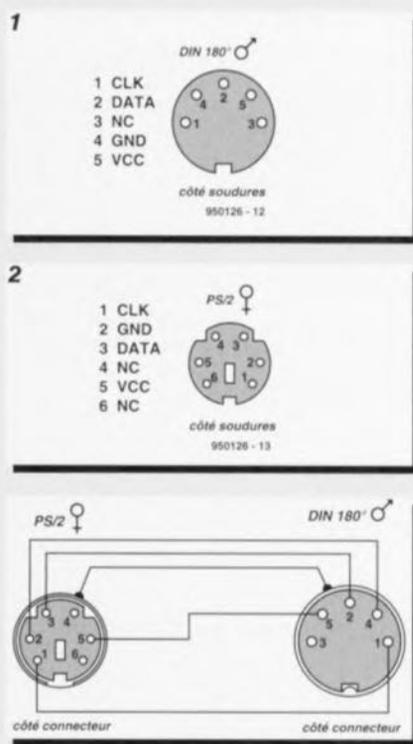
tion, il n'y aura jamais qu'un seul clavier à la fois en communication avec le PC et ils ne pourront donc pas interférer l'un avec l'autre.

## Du plus petit jusqu'au plus gros...

Lors de l'achat d'un nouveau clavier, vous aurez à choisir parmi deux types de connecteurs disponibles. Le connecteur DIN à 5 broches a été utilisé depuis les premiers temps du PC. Il y a quelques années, IBM a introduit le connecteur PS/2, beaucoup plus compact. C'est pourquoi les ordinateurs IBM et les portables sont équipés de ces connecteurs PS/2. Puisque les signaux sur ces deux connecteurs sont identiques, la conversion de l'un à l'autre est très facile à réaliser.

La **figure 1** indique le brochage du connecteur DIN à 5 broches et les signaux qui y sont disponibles. Seuls quatre contacts sont utilisés; sur deux d'entre eux, on retrouve l'alimentation de 5 volts et la masse, les deux autres étant consacrés à l'échange de données.

La **figure 2** montre le brochage du connecteur PS/2. Il est fait appel ici à un connecteur mini-DIN à 6 broches. A l'aide d'un câble à quatre conducteurs, d'une fiche PS/2 et d'un connecteur DIN à 5 broches, il est très facile de réaliser la conversion entre les deux normes. Il est également possible de trouver dans le commerce des convertisseurs de ce genre prêt à l'emploi.



## Starter Kit 68HC11

La technologie de microprocesseur est assez complexe: Il faut un programmeur, un effaceur, un assembleur, un débogueur, un simulateur, des livres.... Avec Controlboy il ne faut rien en plus, sauf un P.C.

Le kit comprend une carte à base de 68HC11, deux logiciels de programmation sous Windows 3.1, et une documentation complète et française.

La carte Controlboy inclut 2k EEPROM, 256 octets RAM, des entrées et sorties analogiques et digitales, deux relais et un afficheur.

Le prototypage rapide permet la prise souvent un programme en main immédiate de la cible: On voit classique.

directement des entrées et on peut La programmation en régler directement des sorties. On crée assembleur gère l'en-un programme orienté objet en semble du cycle de développement: éditer et assemblage. Ensuite on charge le fichier source. programme dans l'EEPROM sur la Ensuite on charge le programme par une liaison série. Cette programmation comprend toutes les fonctions d'un automate program-

# controlboy

mable, enregistre des données et remplace souvent un programme

avec tout confort: points d'arrêt, pas à pas, table de symboles.

Le logiciel est aussi disponible pour des autres cibles à base de 68HC11

Controlboy Kit 999 F.  
Assembler 349 F TTC.

Controlord  
484, av. de Guiol  
83210 La Farlède  
Tél: 94 48 71 74  
Fax: 94 48 71 74



## PRIX EXCEPTIONNEL



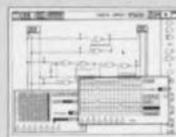
Programmateur ALL 07 PC

3 790 F<sup>ht</sup>

• A la base d'un SOCKET 40 broches universel, il programme les EPROMS - EEPROMS - PROM Bipolaires - MONOCHIP - PAL - EPLD - GAL - PROM Série ALL 07 sur Port parallèle : 4 490 Fht

ELECTRONIC WORKBENCH

ECI, 10 rue de l'Isly  
75008 PARIS  
Tél. : (1) 48 41 44 25  
Fax : (1) 40 08 03 94



2 490 F<sup>ht</sup>



# SUPRATOR

Transfos toriques primaires 220 V  
(existent également en 1KVA et 2 KVA)

Sec	30 VA	50 VA	80 VA	120 VA	160 VA	220 VA	330 VA	470 VA	560 VA	680 VA
2 x 10	149 F	159 F	169 F	178 F	198 F	227 F	282 F	365 F	384 F	449 F
2 x 12	149 F	159 F	169 F	178 F	198 F	227 F	282 F	365 F	384 F	449 F
2 x 15	149 F	159 F	169 F	178 F	198 F	227 F	282 F	365 F	384 F	449 F
2 x 16	149 F	159 F	169 F	178 F	198 F	277 F	282 F	365 F	384 F	449 F
2 x 22	149 F	159 F	169 F	178 F	198 F	227 F	282 F	365 F	384 F	449 F
2 x 30	149 F	159 F	169 F	178 F	198 F	227 F	282 F	365 F	384 F	449 F
2 x 35	149 F	159 F	169 F	178 F	198 F	227 F	282 F	365 F	384 F	449 F
2 x 40	149 F	159 F	169 F	178 F	198 F	227 F	282 F	365 F	384 F	449 F
2 x 50	149 F	159 F	169 F	178 F	198 F	227 F	282 F	365 F	384 F	449 F



ACER composants  
42, rue de Chabrol 75010 PARIS

Tél. : 47 70 28 31 - Fax : 42 46 86 29

BON DE COMMANDE RAPIDE

Veuillez me faire parvenir :  
Nom : \_\_\_\_\_  
Adresse : \_\_\_\_\_

Ci-joint règlement en chèque  Mandat  (forfait de port 35 F)

Tous nos prix sont donnés à titre indicatif.

## NOUVEAU CATALOGUE LEXTRONIC 96

Ce véritable outil de sélection aborde pour la première fois avec énormément de sérieux, l'épineux sujet de la protection électronique. A l'opposé des systèmes "bon marché" trop souvent proposés ceci delà, vous avez à votre disposition une gamme de 34 centrales d'alarme différentes toutes issues de très grandes marques (largement testées et éprouvées), mais aussi 60 détecteurs de mouvement, 23 dispositifs de mise en service, 29 types de sirènes, 10 transmetteurs téléphoniques ainsi qu'une quantité incroyable de périphériques divers (dont la conception a bénéficié des dernières innovations techniques du moment) tous largement détaillés, analysés, agrémentés d'explications techniques et de conseils utiles. De plus, lorsque vous aurez pris connaissance de nos prix extrêmement compétitifs, il est sûr que vous aurez un tout autre regard sur la protection électronique.

Mais le nouveau catalogue LEXTRONIC, c'est bien plus que cela: c'est aussi une sélection de plus de 30 télécommandes différentes (HF, IR, courant porteur, bi-filaire), une gamme de 350 kits électroniques, 120 ouvrages techniques, des composants électroniques, de la connectique, des batteries, de l'outillage, des appareils de mesure, des systèmes de surveillance vidéo, des modules à synthèse vocale, des alarmes voiture, le nécessaire pour la réalisation de circuits imprimés, un large choix d'antennes, de haut-parleurs, de boîtiers, d'alimentations, de dispositifs pour modélisme, de modules d'interface pour ordinateurs, d'outils de développement et bien d'autres choses encore.

Le nouveau catalogue LEXTRONIC est pour tout dire **INDISPENSABLE !**

Commandez-le dès maintenant en nous envoyant un chèque de 37 F (France) ou 70 F (Etranger) en précisant votre adresse complète. Ce dernier vous sera remboursé sur simple demande à la première commande supérieure à 300 F

\* Les demandes par fax ne sont pas traitées \*

LEXTRONIC 36/40, rue du Gal De Gaulle (RN4) / 94510 LA QUEUE EN BRIE  
Tél: 45.76.83.88 - Ouvert du mardi au samedi de 9 h - 12 h et 15h - 19h



Enfin Dispo !

## L'ASSEMBLAGE.

La figure 2 représente le côté pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé qui a été dessiné pour cette application. Placez d'abord les deux ponts de câblage.

### Liste des composants

#### Résistances :

R1 à R4 = 10 M $\Omega$   
R5, R6 = 220  $\Omega$

#### Condensateurs :

C1, C2 = 100 nF  
C3, C4 = 1  $\mu$ F  
C5 = 100  $\mu$ F/16 V

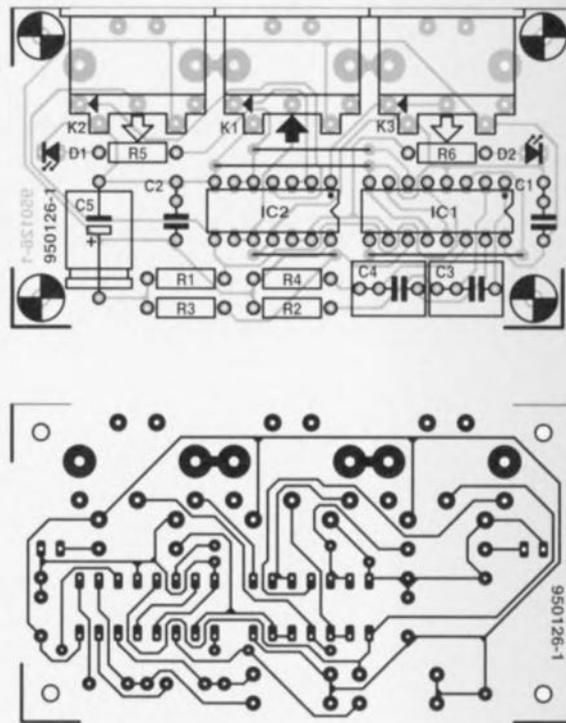
#### Semi-conducteurs :

D1, D2 = LED  
IC1 = 4098  
IC2 = 4066

#### Divers :

K1 à K3 = embase DIN châssis à 5 contacts (180°) encartable

2



Les connecteurs, résistances et condensateurs pourront ensuite prendre place. Faites bien attention à la polarité lors du montage des LED. Les 2 circuits intégrés seront montés en dernier lieu. L'utilisation de supports pour le montage des dits composants est recommandée. Il ne vous reste plus alors qu'à réaliser le câble de connexion avec le PC. C'est à travers cette liaison et à partir du PC que le montage sera ali-

menté. Dans la pratique, la consommation est très faible et à coup sûr à peine mesurable quand les deux LED sont éteintes. Il serait prudent de munir le montage d'un boîtier convenable, ce que

**Figure 2. Côté pistes et sérigraphie du circuit imprimé développé pour cette application. Les trois prises DIN se trouvent d'un côté du circuit, les unes à côté des autres.**

nous laisserons cependant à votre appréciation.

Le câble de connexion est simple à fabriquer à partir d'un morceau de câble à quatre conducteurs et de deux connecteurs DIN à 5 broches réparties sur

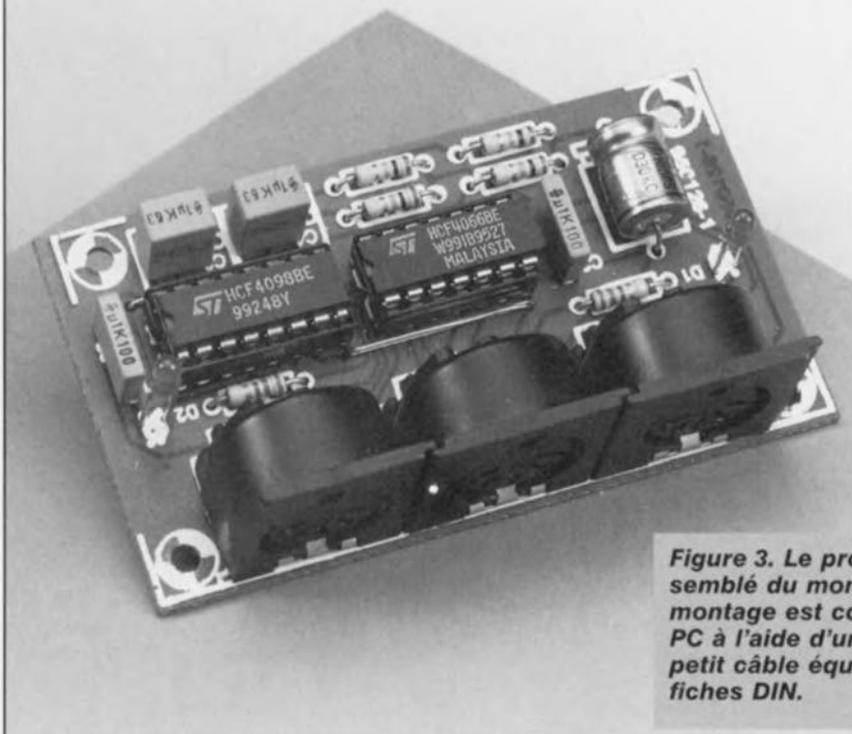
180°. Les connexions sont établies en face-à-face : les contacts 1, 2, 4 et 5 d'un connecteur sont donc reliés aux contacts correspondants de l'autre connecteur (la numérotation des contacts est habituellement indiquée juste à côté des broches à l'intérieur même du connecteur).

Reliez maintenant le circuit avec le PC à l'aide du câble que vous venez de fabriquer et connectez les deux claviers au Multiplexeur de Claviers. Au cas où la durée prédéterminée de sélection des monostables (10 secondes) serait inférieure au temps normal de démarrage du PC, l'ordinateur affichera sur l'écran le message « Keyboard error, Press to RESUME » ou quelque chose d'approchant. Il suffit alors d'appuyer sur la touche demandée sur n'importe lequel des deux claviers pour que la procédure de démarrage reprenne normalement. Les deux claviers doivent maintenant être en mesure de

communiquer tour à tour avec le PC. Le changement de clavier ne sera possible que lorsque les deux LED seront éteintes.

950126-1

3



**Figure 3. Le prototype assemblé du montage. Le montage est connecté au PC à l'aide d'un simple petit câble équipé de fiches DIN.**

C1, C2 = 100 nF  
C3, C4 = 1  $\mu$ F  
C5 = 100  $\mu$ F/16 V

Semi-conducteurs :

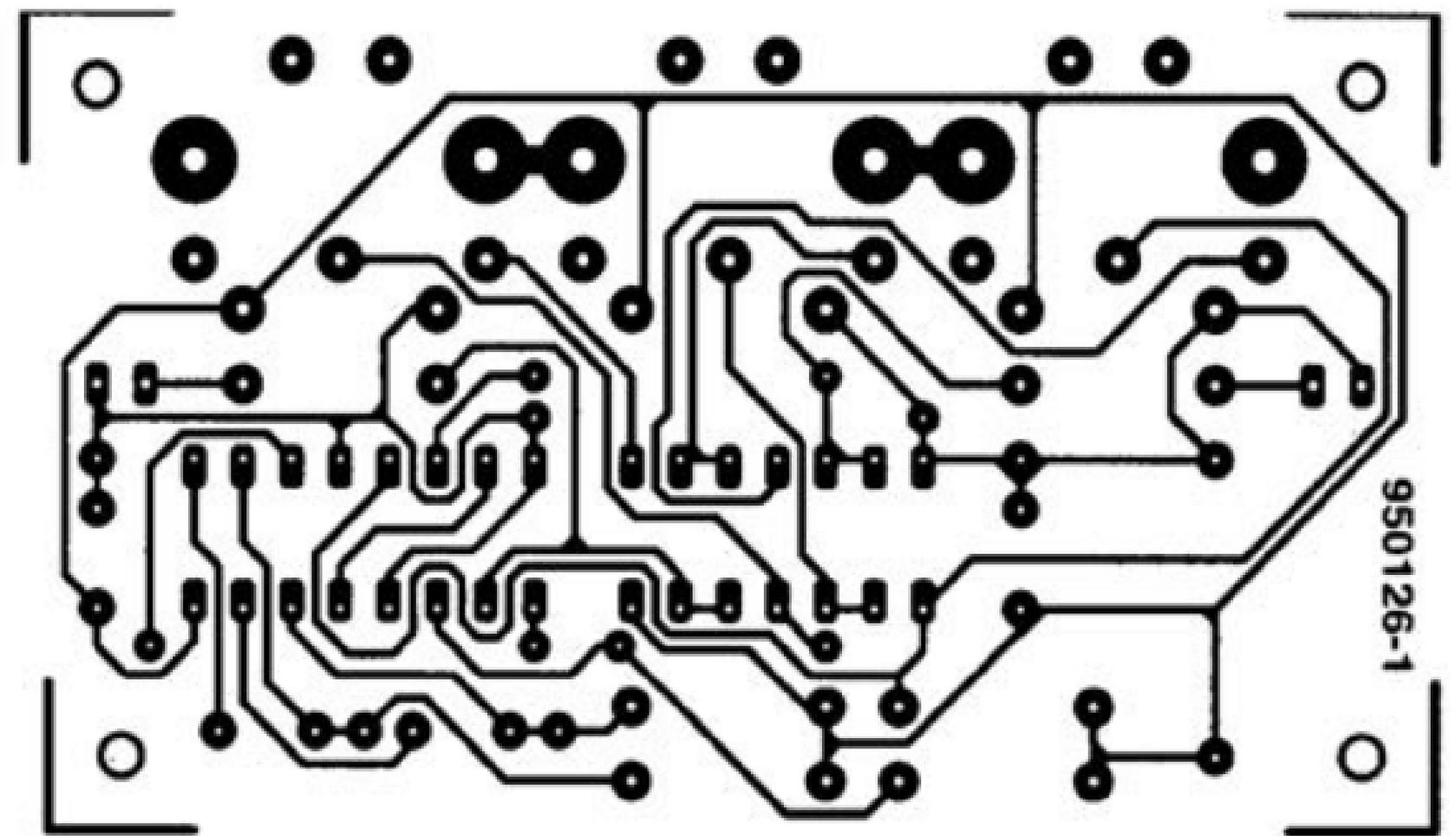
D1, D2 = LED

IC1 = 4098

IC2 = 4066

Divers :

K1 à K3 = embase DIN châssis à  
5 contacts (180°) encartable





## Caisson de graves actif

Dans le numéro d'avril 1996, vous avez décrit une version active du caisson de graves publié en mars, faisant appel à des IGBT dans l'étage final. Je préférerais y incorporer l'amplificateur de puissance du Crescendo et ma question est la suivante: comment adapter le Crescendo pour qu'il présente les caractéristiques adaptées au caisson?

**C. Van Valkenburg**

La seule condition que l'amplificateur doit respecter, c'est que sa fréquence limite inférieure se situe approximativement à 18Hz. Il faut en effet éviter que l'ensemble du montage, filtre actif et étage final, ne présente un gain trop élevé en infrasons. Si vous voulez adapter le Crescendo, il faut échanger le condensateur d'entrée de l'amplificateur,

C1 en parallèle sur C2, par un condensateur unique de 330 nF et le nouveau pôle sera bien accordé. (la rédaction)

## Projets

Chaque mois, Elektor vous propose quantité de projets à construire. Certains proviennent en droite ligne de nos laboratoires, d'autres sont envoyés par des lecteurs. Vous pouvez vous en rendre compte aisément, le nom de l'auteur figure alors en tête de l'article. Cela ne veut pas dire que nous profitons gracieusement de la bonne volonté de ces correspondants occasionnels. Pour chaque article publié, un de nos laborantins étudie en détail le projet et réalise un prototype pour le soumettre à des mesures. Après les essais, les modifications et éventuellement la conception d'un circuit imprimé, le dossier est envoyé à la rédaction qui en fait un article.

Nous sommes certains que beaucoup de nos lecteurs ont développé chez eux un joli montage, utile ou simplement amusant. Ce serait une bonne idée de nous en faire part. Si nous estimons qu'il mérite d'être publié, vous risquez fort de voir votre nom dans nos colonnes. En outre, votre contribution sera rémunérée équitablement. Voilà

deux bonnes raisons de nous proposer votre collaboration! Encore une remarque: ne nous envoyez pas de réalisation terminée; dans un premier temps, une courte description et un schéma nous suffisent. (la rédaction)

## Configuration du convertisseur de taux d'échantillonnage

Abonné depuis près de vingt ans à votre revue, j'ai mis en œuvre de nombreux schémas d'Elektor, aussi bien pour mon plaisir que dans mon travail.

Le convertisseur de taux d'échantillonnage publié en octobre dernier a retenu toute mon attention. Si j'ai bien compris, il peut également nous débarrasser du « copy-bit » en utilisation sur un système à MiniDisc, sans avoir à y apporter de modification interne. En revanche, je ne vois pas très bien comment positionner les interrupteurs DIP S1 et S2 en pareil cas. Faut-il encore d'autres réglages? Je ne suis probablement la seule personne intéressée par le sujet.

**J.-P. Demarsin**

Vous avez parfaitement raison. Mais il y a de fait tellement de configurations possibles qu'on peut très vite y perdre son latin. Nous avons dû nous creuser

pour trouver les bonnes positions de S1 et S2 en pareil cas. Nous n'avons que peu d'expérience du lecteur de MiniDisc, mais il ne doit y avoir en principe aucune difficulté à repasser des signaux numériques. Sa fréquence d'échantillonnage est fixée à 44,1kHz. Pour une fonction de pure copie du convertisseur, voici comment positionner les interrupteurs:

<b>S2:</b>		<b>tous ON</b>
<b>S1:</b>	<b>1:</b>	<b>OFF</b>
	<b>2:</b>	<b>OFF</b>
	<b>3:</b>	<b>OFF</b>
	<b>4:</b>	<b>ON</b>
	<b>5:</b>	<b>OFF</b>
	<b>6:</b>	<b>OFF</b>
	<b>7:</b>	<b>OFF</b>
	<b>8:</b>	<b>ON</b>

(pour fixer les idées, interrupteur fermé=ON, ouvert=OFF)

Ces réglages s'appliquent à une fréquence de sortie du convertisseur de 44,1kHz; la fréquence du quartz vaut alors 33,8688 MHz. Lors de la lecture d'une bande DAT (48 kHz), l'interrupteur 6 doit être sur ON et le 7 sur OFF, la fréquence du quartz doit alors être de 36,864 MHz.

N'oubliez pas les droits d'auteurs relatifs aux œuvres que vous copiez. (la rédaction)

## Tort d'Elektor

### Multiplexeur de claviers, (juin 1996)

En raison de la charge trop importante constituée par les résistances R5 et R6 pour IC1, il se peut que le PC ne reçoive pas la moindre information bien que les LED indiquent que l'un des claviers est actif. On peut résoudre ce problème par une augmentation de la valeur de R5 et R6 jusqu'à 1kΩ. Si cela entraîne une réduction trop importante de la luminosité des LED on utilisera des LED à haut rendement.

### Chargeur rapide universel (septembre 1995)

→ La mesure de tension des cellules CdNi semble poser problème, parce que la diode Zener D4 entre trop rapidement en conduction. La solution consiste à retirer D4 et à placer une diode BAT85 entre les

broches 1 et 15 de IC2, la cathode reliée à la broche 1.

→ En raison des tolérances des composants, il se peut que le domaine de réglage de P1 tombe hors des limites voulues. Il suffit alors d'ajouter en série avec R32, P1 et R33 une résistance de 470 Ω du côté voulu pour récupérer la bonne position de la fenêtre.

→ Toujours à cause des tolérances, il arrive que le courant de charge de 1C ne soit pas atteint (le MSB ne passe pas au niveau haut). On peut y remédier en augmentant la valeur de R9 ou en ajoutant d'autres résistances identiques en parallèle sur R14 à R21.

→ Certains lecteurs se plaignent de tendances à l'oscillation. Cela ne se produit que lorsque les MOSFET BUZ10 (T1 et T2)

sont hors spécifications. Ils peuvent ensemble dissiper une trentaine de watts. Lors de la recharge d'une ou de deux cellules et sous une tension d'alimentation trop élevée, la limite est atteinte. Le mieux est de veiller à respecter les valeurs du tableau 2 pour s'assurer que la limite de dissipation de 30 W ne soit pas dépassée. On peut aussi ajouter d'autres BUZ10 en parallèle ou envisager une ventilation forcée

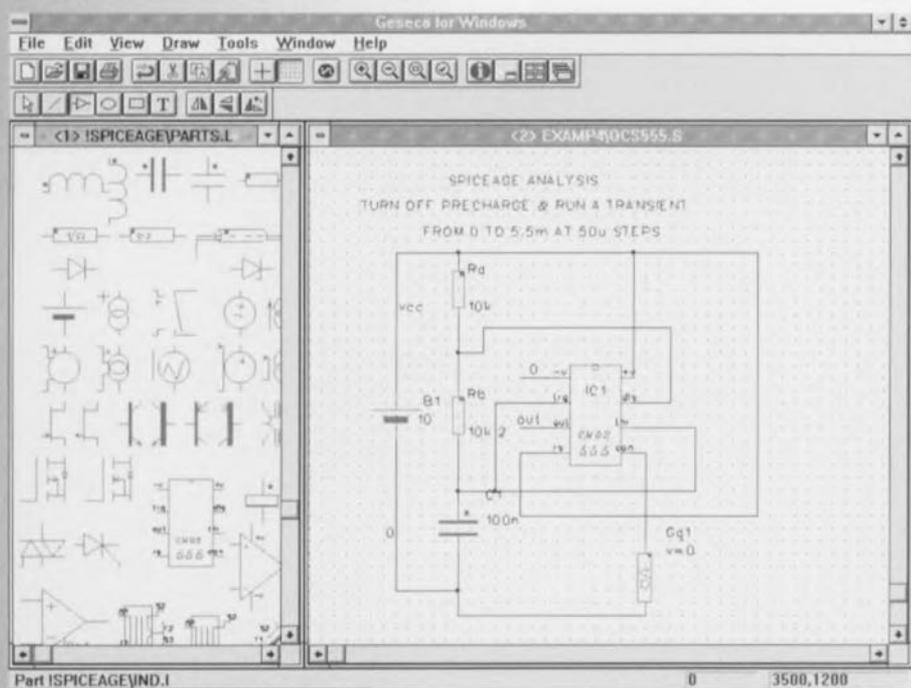
### Générateur de mire, (septembre 1996 et octobre 1996)

Il peut se faire que la sortie S-VHS entre en oscillation. La solution à ce problème potentiel consiste à la mise en place d'un condensateur céramique de 330pF entre le point nodal R16/C3 et la connexion de masse de C11 (facile à implan-

ter sur le dessous de la platine, cf. le schéma ci-contre). On fera passer la valeur du condensateur C14 de 100 à 470nF. L'enclos du modulateur doit être soudé au plan de masse de la platine. Pour cela on pourra placer des picots aux 4 coins du boîtier du modulateur (on percera les orifices nécessaires dans le circuit imprimé) que l'on soudera ensuite voire purement et simplement enlever le vernis de protection aux endroits où doit se faire la soudure et souder le boîtier directement en ces points.

### Programmeur pour la famille ST6, (décembre 1996)

Il s'est glissé une petite erreur dans la dénomination du fichier du paquetA, il s'appelle ST6260KIT.ZIP et non pas ST6620KIT.ZIP. Désolés...

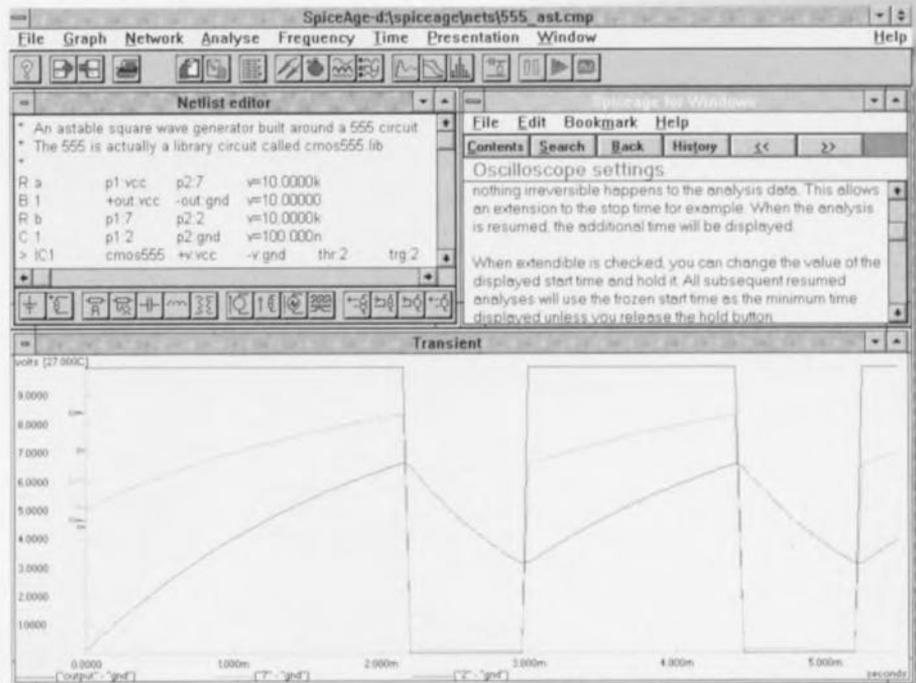


La firme anglaise Those Engineers Ltd, représentée en France par Multipower, produit, depuis des années déjà, des logiciels de simulation pour des applications très diverses, allant de filtres simples à des diagrammes de Smith complexes. Il est temps, dans le cadre de nos divagations, que nous nous intéressions d'un peu plus près aux logiciels fort intéressants de cette société pour les présenter à nos lecteurs, l'offre en vaut la peine. Nous allons vous mettre l'eau à la bouche en vous proposant un programme de simulation de réseau à la Spice, baptisé SpiceAge for Windows.

S'il est une tâche pour laquelle un ordinateur convient à merveille c'est bien celle de la simulation de circuits électroniques, à condition bien entendu qu'il « dispose » du logiciel adéquat. De nombreux logiciels utilisés à cet effet sont basés sur le standard Spice base à partir de laquelle ils ont évolué. En ce qui concerne « Those Engineers » on ne s'en est pas inquiété et l'on a tout simplement démarré l'écriture du programme de simulation à zéro. On a quand même veillé à ce que le programme soit compatible avec le standard Spice; on comprend ainsi mieux que la structure de ce programme soit différente de nombre d'autres programmes Spice. SpiceAge for Windows en est arrivé, depuis lors, à sa version 5.015 et comme le laisse supposer sa dénomination ce programme tourne sous Windows 3.1 (et également Windows '95). Il existe différentes variantes de ce programme, allant d'une version d'évaluation (16 points nodaux au maximum) à une version professionnelle « capable » de 1 800 noeuds, disposant de possibilités de simulation numérique, pouvant traiter des primitives Spice et des polynômes multidimensionnels. L'une des capacités étonnantes est une possibilité d'importation de fichiers Windows .WAV pour leur analyse et leur utilisation comme source de signal de manière à rendre audible, par le biais de la carte-son de l'ordinateur, les signaux de sortie de l'électronique simulée. Comme c'est le cas pour la majorité des programmes tournant sous Windows, l'installation de

SpiceAge est étonnamment simple. C'est une fois que l'on a lancé le programme, par accès à un fichier d'équipotentielles existant ou par saisie d'un nouveau circuit par le biais de l'éditeur intégré, que commencent les choses intéressantes. L'éditeur simplifie énormément la saisie en raison de la présence d'un certain nombre de « boutons » correspondant aux composants les plus courants. Une activation du dit bouton et voici qu'apparaît une ligne de base comportant toutes les données nécessaires à la liste d'équipotentielles où il suffit d'entrer les valeurs et les noeuds. On peut ensuite procéder à une analyse au cours de laquelle il est possible – en fonction de la version, cette remarque valant d'ailleurs pour l'ensemble de cette énumération – de calculer le réglage du courant de repos, la courbe de réponse en fréquence, la réponse en transitoire, la courbe d'impédance etc. voire procéder à une analyse de Fourier d'un signal donné. Il existe de nombreuses variantes pour les différentes analyses. On peut bien entendu voir ce qui se passe en cas de variations de température ou de tolérances de composants, voire effectuer un tracé XY pour créer des figures de Lissajous. SpiceAge dispose d'une bibliothèque abritant la majorité des composants standard. On peut également créer des blocs complexes représentant un composant donné; on en trouve un certain nombre dans la bibliothèque standard (un temporisateur 555 par exemple). Dans ses niveaux les plus élevés, ce programme comporte en standard une bibliothèque Zetex-Spice abritant toutes sortes de modèles de transistors et de diodes. Il est bien évidemment possible d'étendre soi-même une bibliothèque. On peut, sans le moindre problème, utiliser les modèles proposés par les fabricants de semi-conducteurs. Il existe un certain nombre de programmes utilitaires pour SpiceAge for Windows, tels que le programme Modelmaker permettant la création de modèles d'amplificateurs opérationnels, de transformateurs, d'atténuateurs et autres transistors. Le programme Super-Filter for Windows calcule et analyse des filtres actifs, passifs, à commutation de condensateur, numériques, à partir d'un certain nombre de paramètres donnés. L'information dont nous disposons quant à ce dernier programme nous paraît tellement prometteuse que nous avons l'intention de nous y intéresser d'un peu plus près (nous vous tiendrons au courant de nos découvertes). Il reste, pour terminer, Geseca for Windows. Il s'agit d'un programme de saisie graphique pour

SpiceAge for Windows grâce auquel l'utilisateur peut dessiner un schéma sans dépenser trop d'énergie qui sera ensuite converti en une liste d'équipotentiels. Those Engineers nous a fourni ce programme en même temps que notre version de test de SpiceAge for Windows. Quelques essais ont suffi à nous convaincre de l'« indispensabilité » de cet auxiliaire, la saisie manuelle d'une liste d'équipotentiels est une affaire de longue haleine exigeant une attention soutenue. Nous ne pouvons que recommander à un acheteur potentiel de SpiceAge d'acquiescer également Geseca, ce programme en valant la peine. Les possibilités offertes par SpiceAge sont très étendues, et nous ne nous a pas été donné, au cours de la brève période d'essais que nous avons, de trouver une situation que nous n'ayons pas pu simuler. Le grand nombre de sources de signal, de modèles simples et complexes, de fonctions d'analyse et de balayage (sweep), de représentation graphique et autres programmes auxiliaires en font un programme très complet. Dans la pratique il est apparu que le programme utilise efficacement toutes les possibilités offertes par l'environnement Windows, d'autres programmes



de simulation peuvent y prendre de la graine. Associé à Geseca, SpiceAge for Windows constitue une combinaison réussie de Those Engineers qui ont fait de leur mieux, et réussi, à produire un programme de simulation tournant

sous Windows étonnamment universel tout en étant d'un confort d'utilisation remarquable. Mérite d'être plus connu.

965045-1

## AIDES À LA RÉALISATION

Elektron ne fait pas la vente de composants. Ceux-ci sont normalement à trouver chez un revendeur de composants. Il nous a cependant semblé nécessaire, suite à de nombreuses lettres, de résumer sur cette demi-page les informations cruciales pour la lecture et la compréhension des articles publiés dans Elektron. Nous utilisons, pour l'indication des valeurs de composants, les préfixes (classiques) suivants :

E (exa) = 10 <sup>18</sup>	a (atto) = 10 <sup>-18</sup>
P (peta) = 10 <sup>15</sup>	f (femto) = 10 <sup>-15</sup>
T (tera) = 10 <sup>12</sup>	p (pico) = 10 <sup>-12</sup>
G (giga) = 10 <sup>9</sup>	n (nano) = 10 <sup>-9</sup>
M (mega) = 10 <sup>6</sup>	μ (micro) = 10 <sup>-6</sup>
k (kilo) = 10 <sup>3</sup>	m (milli) = 10 <sup>-3</sup>
h (hecto) = 10 <sup>2</sup>	c (centi) = 10 <sup>-2</sup>
da (deca) = 10 <sup>1</sup>	d (deci) = 10 <sup>-1</sup>

Dans certains schémas et dans la liste des composants nous préférons utiliser, contrairement aux recommandations IEC et BS, le préfixe + symbole comme caractère délimiteur en remplacement de la virgule. 2 exemples :

3kΩ9 = 3,9 kΩ                      4μF7 = 4,7 μF

Sauf mention contraire, la tolérance des résistances est ±5% et leur wattage 1/3 à 1/2 watt. La tension de service des condensateurs est de ≥ 50 V.

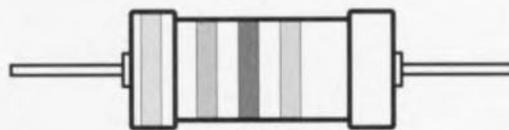
Lors de la mise en place des composants on commencera en règle générale par l'implantation des composants passifs de la taille la plus faible, c'est-à-dire les ponts de câblage, les résistances et les petits condensateurs; on passera ensuite aux supports pour circuits intégrés, aux relais, aux condensateurs de forte capacité tels que les électrolytiques et aux connecteurs et autres embases. Les semi-conducteurs vulnérable et les circuits intégrés fragiles seront montés en dernier.

**Le soudage.** On utilisera un fer à souder d'une puissance de 15 à 30 W doté d'une pointe fine et de la soudure à âme de résine (60/40). On enfiche les connexions du composant concerné dans les orifices prévus à cette intention, on les replie légèrement, on les coupe à la bonne longueur et on procède à leur soudure; on attend de 1 à 2 secondes jusqu'à ce que l'alliage étain/plomb devienne liquide et vienne souder relier la connexion au métal de l'orifice. On peut alors enlever le fer à souder. Attention à éviter de surchauffer le composant en particulier les circuits intégrés et les semi-conducteurs. S'il faut désouder un composant on utilisera de préférence un fer à désouder à pompe aspirante ou un appareil spécialement prévu à cet effet.

**Le dépannage.** Si le circuit ne fonctionne pas correctement, il faudra comparer soigneusement les composants mis en place sur la platine avec la sérigraphie de l'im-

plantation des composants et vérifier leurs caractéristiques à l'aide de la liste des composants. Tous les composants se trouvent-ils à leur place (celle prévue sur la sérigraphie)? Les polarités des composants en ayant une a-t-elle bien été respectée. N'avez-vous pas fait d'erreur dans le branchement des lignes d'alimentation? Toutes les soudures faites sont-elles « saines »? N'avez-vous pas oublié de pont de câblage? Si le schéma de la réalisation en cause comporte des valeurs de mesure, les éléments mesurés sur le circuit imprimé correspondent-ils à ces valeurs – on peut accepter une dérive de ±10% des dites valeurs.

La valeur d'une résistance est indiquée à l'aide d'un code de couleurs qui définit comme suit :



couleur	1 <sup>er</sup> chiffre	2 <sup>ème</sup> chiffre	facteur multiplicateur	tolérance
noir	--	0	--	--
marron	1	1	x10 <sup>1</sup>	±1%
rouge	2	2	x10 <sup>2</sup>	±2%
orange	3	3	x10 <sup>3</sup>	--
jaune	4	4	x10 <sup>4</sup>	--
vert	5	5	x10 <sup>5</sup>	±0,5%
bleu	6	6	x10 <sup>6</sup>	--
violet	7	7	--	--
gris	8	8	--	--
blanc	9	9	--	--
or	--	--	x10 <sup>-1</sup>	±5%
argent	--	--	x10 <sup>-2</sup>	±10%
rien	--	--	--	--
±20%				

Exemples :

marron-rouge-marron-or = 120 Ω, ±5%  
jaune-violet-orange-marron = 47 kΩ, ±1%

Il arrive que nous ayons à publier des corrections éventuelles concernant l'une ou l'autre réalisation, ce que nous faisons dans les plus brefs délais dans l'un des magazines publiés ultérieurement. On notera que la rubrique « le coin du lecteur » contient de temps à autre des commentaires ou/et des informations additionnelles concernant des montages publiés dans un numéro précédent.



SPH-300TC

Woofer 12 pouces 250 W

**ELEKTOR**

Haut-Parleurs

Audio & Hi-Fi

INFOCARTE

06/96

**Caractéristiques techniques**

Paramètre	Symbole	Valeur(s)	Unité
Impédance	Z	2x8	Ω
Plage de fréquences		20-2000	Hz
Fréquence de résonance	f <sub>s</sub>	23	Hz
Fréquence de transition	f <sub>max</sub>	1000	Hz
Puissance musique		2x250	W
Puissance		2x120	W <sub>rms</sub>
Sensibilité 1 W/1 m	SPL	88/91	dB
Souplesse de suspension	C <sub>ms</sub>	0,94	mm/N
Masse mobile	M <sub>ms</sub>	60	g
Facteur Q mécanique	Q <sub>ms</sub>	2,01	-
Facteur Q électrique	Q <sub>es</sub>	0,22	-
Facteur Q total	Q <sub>ts</sub>	0,21	-
Volume d'air équivalent	V <sub>AS</sub>	315	ltr
Résistance CC de la bobine mobile	R <sub>e</sub>	2x6,3	Ω
Inductance de la bobine mobile (1 kHz)	L <sub>e</sub>	2x1,0	mH
Diamètre de la bobine mobile		50	mm
Châssis de bobine mobile Kapton		Alu	-
Hauteur de l'enroulement de la bobine mobile		16	mm
Excursion lin. crête à crête	X <sub>max</sub>	8	mm
Excursion max. crête à crête		16	mm
Taille de l'interstice		8	mm
Densité de flux magnétique	B	1,1	Tesla
Flux d'interstice total	phi	1,37	mWb
Facteur de force B x L		15,8	Tm
Aire de cône efficace	SD	495	cm <sup>2</sup>
Diamètre de l'aimant		156	mm
Poids de l'aimant		49,8	oz.
Taille de l'orifice dans le baffle		280	mm dia.
Profondeur de montage		140	mm
Volume net min. pour QTC 0,7		32	ltr
Volume net min. pour QTC 0,6		44	ltr
Volume net min. pour bass-reflex		54	ltr
Dimensions		306	mm dia.
Poids total		4,0	kg

MGF1302

**ELEKTOR**

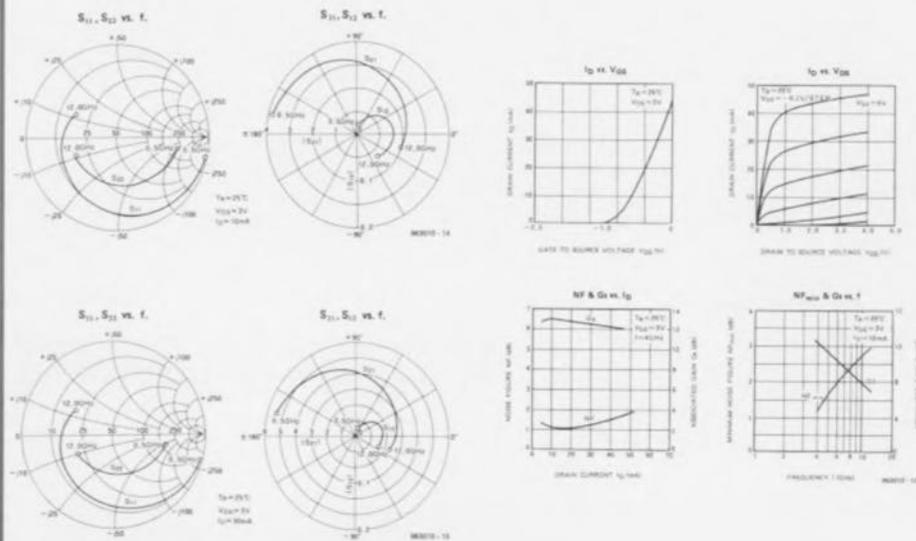
Transistors HF

INFOCARTE

06/96

Grandeurs électriques: (T<sub>a</sub> = 25°C)

Symbole	Paramètre	Conditions de test	Limites			Unité	
			Min	Typ	Max		
V <sub>(BR)GDO</sub>	Tension de claquage grille-drain	I <sub>G</sub> = -100μA	-6	-	-	V	
V <sub>(BR)GSO</sub>	Tension de claquage grille-source	I <sub>G</sub> = -100μA	-6	-	-	V	
I <sub>GSS</sub>	Courant de fuite grille-source	V <sub>GS</sub> = -3V, V <sub>DS</sub> = 0V	-	-	10	μA	
I <sub>DSS</sub>	Courant de drain en saturation	V <sub>GS</sub> = 0V, V <sub>DS</sub> = 3V	30	60	100	mA	
V <sub>GS(off)</sub>	Tension de blocage (cut-off) grille-source	V <sub>DS</sub> = 3V, I <sub>D</sub> = 100μA	-0,3	-	-3,5	V	
g <sub>m</sub>	Transconductance	V <sub>DS</sub> = 3V, I <sub>D</sub> = 10mA	25	45	-	mS	
G <sub>s</sub>	Gain correspondant	V <sub>DS</sub> = 3V, I <sub>D</sub> = 10mA	f = 4 GHz	11	-	-	dB
			f = 12GHz	5	-	-	dB
NF <sub>min</sub>	Facteur de bruit minimum	V <sub>DS</sub> = 3V, I <sub>D</sub> = 10mA	f = 4 GHz	-	-	1,4	dB
			f = 12 GHz	-	-	4,0	dB
R <sub>th(ch-a)</sub>	Résistance thermique	Méthode ΔV <sub>I</sub>	-	-	416	°C/W	



## TESTOFON SODISTRA 4000-501 à 503



### testeurs de continuité à signal optique et acoustique

Les TESTOFON 4000-501 à 4000-503 sont des appareils d'essai polyvalents avec signalisation optique et acoustique. Ils conviennent parfaitement pour tous les métiers relevant du domaine de l'électricité et permettent de tester des composants électriques et électroniques sur une plage

de résistance allant jusqu'à 1,5 M $\Omega$ . La variation du signal acoustique permet de distinguer des résistances supérieures à 100  $\Omega$  d'un court-circuit. Le niveau sonore de l'appareil peut être réduit à environ 10% au moyen d'un interrupteur à glissière situé sur le côté de l'appareil, précaution qui permet d'éviter d'incommoder son entourage, dans un bureau ou un labo-

### Caractéristiques techniques :

- Plage d'essai de résistance : 0  $\Omega$  à 1,5 M $\Omega$
- Signalisation acoustique = forte tonalité
- Fréquence de tonalité inversement proportionnelle à la valeur de la résistance
- Affichage par LED montée en parallèle, dont l'intensité lumineuse varie avec la résistance
- Protection contre les tensions extérieures jusqu'à 420 V CA/600 V CC
- Courant d'essai maxi. : 2 mA
- Tension d'essai maxi. : 4,2 V
- Fréquence de tonalité : 50 Hz - 3 200 Hz
- Courant de repos : 0  $\mu$ A
- Alimentation : 3 piles AA R6, UM3 ou accus rechargeables CdNi 0,0  $\mu$ A

### - Consommation à vide :

Les TESTOFON permettent de contrôler :

- les tensions continues,
- les condensateurs
- la continuité
- les diodes.
- les tensions alternatives
- les transistors
- la résistance

ratoire par exemple. Les modèles 502 et 503 sont dotés d'une bande Velero pour la fixation de l'appareil à l'avant-bras.

Le modèle 503 possède en outre un indicateur de polarité permettant de détecter

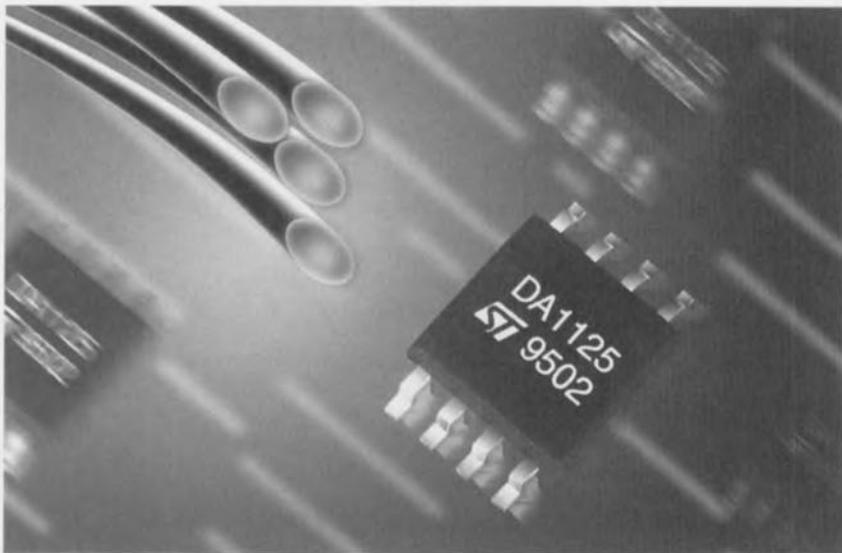
des tensions supérieures à 5 V. Pour la sécurité de l'utilisateur, le 503 signale également par le biais d'une LED supplémentaire toute tension externe supérieure à environ 60 V.

(967025-1)

## DA112S1

réseau de diodes SGS-THOMSON Microelectronics présente sous la référence DA112S1 le dernier-né de sa famille ASDTM de produits discrets pour applications spécifiques (Application-Specific Discretes). Ce réseau de diodes est particulièrement adapté à la protection des lignes de transmission de signaux à haut débit de type Ethernet (circuit de commande et récepteur et récepteur 10BASE-T), Token Ring et ATM (Asynchronous Transfer Mode). Disponible en boîtier compact SO-8 pour montage en surface, le DA112S1 contient 12 diodes configurées sous forme de 6 cellules de 2 diodes montées en série. Ces diodes permettent d'écrêter jusqu'à 6 signaux à un niveau de référence fixe, assurant ainsi une protection contre les transitoires de tension. La référence peut être un rail d'alimentation ou un dispositif d'écrêtement du type TRANSILTM.

Chacune des 12 diodes composant le DA112S1 peut supporter une tension inverse de crête de 18 V, ce qui permet d'utiliser ce réseau pour protéger les signaux échangés par des systèmes alimentés sous 3, 5 et 12 V. Le courant direct de crête récurrent (pointe de 8/20  $\mu$ s) est de 12 A; les diodes peuvent être montées en parallèle pour éventuellement améliorer la tenue aux pointes d'énergie. Les diodes affichent une faible capacité (inférieure à 35 pF), ce qui permet d'utiliser le DA112S1 dans la pro-



tection de lignes à très haut débit de transmission sans distorsion.

À l'image des autres produits de la famille ASD de SGS-THOMSON, le DA112S1 permet d'économiser coût et espace sur la carte en remplaçant plusieurs compo-

sants discrets par un unique boîtier compact. Dans une application Ethernet classique, un DA112S1 protège 2 paires tordadées, les diodes étant montées en série pour réduire la capacité à seulement 15 pF.

(967023-1)