

n° 145/146  
juillet/août  
1990

# ELECTOR

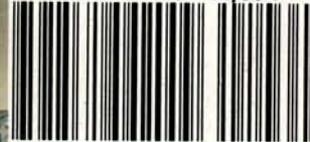
lectronique

numéro double

plus  
de 100  
schémas !

hors-gabarit '90

M 1531 - 146 - 42,00 F



306 FB 15,60 FS mensuel

le magazine de l'électronicien créatif

# SONMAIRE

Tous les schémas publiés dans ce numéro ont été testés au laboratoire d'ELEKTOR. Lorsque le titre d'un article est suivi d'un nom d'auteur, cela indique que le schéma concerné nous a été proposé par un auteur qui n'appartient pas au laboratoire d'ELEKTOR. La mention "d'après une idée de..." désigne les montages dont l'idée n'est pas née dans notre labo, mais dont le schéma été entièrement conçu ou conçu par nous.

Elektorial .....	3
Circuits imprimés en libre-service .....	75
Tort d'Elektor: Moniteur Centronics - Résistance de charge électronique .....	80
Elekture .....	135
Petites annonces gratuites .....	140

## SUPLÉMENT

Indicateur de crête pour enceinte .....	129
Générateur-étalon 1 kHz .....	131
Ampli d'antenne à large bande .....	133



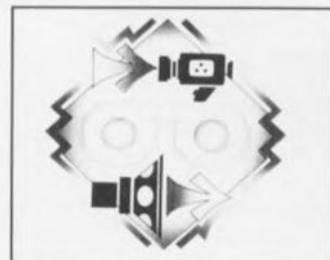
N° Montage .....	Page
------------------	------

## Alimentations

62 Alimentation jusqu'à zéro volt .....	87
11 Alimentation réglable linéaire <i>N. Körber</i> .....	35
53 Alimentation 3 V pour baladeur .....	71
15 Alimentation 5 V robuste .....	38
47 Chargeur CdNi de luxe .....	66
34 Chargeur CdNi de poche .....	55
16 Commutateur de tension d'entrée .....	39
73 Moniteur de tension d'alimentation .....	97
39 Pont pour charges asymétriques .....	60
77 Régulateur à faibles pertes .....	102
30 Régulateur de tension "FOLDBACK" .....	51
51 Source de courant <i>D. Oberije</i> .....	70
44 Tension auxiliaire négative .....	64
60 Testeur de pile .....	83

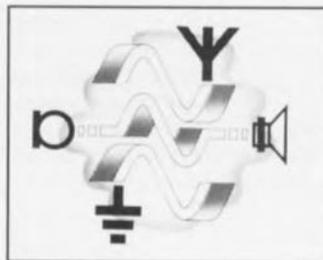
## Appareils de mesure et de test

20 Ampli d'entrée pour oscilloscope .....	43
70 Convertisseur flash 4 bits-BCD .....	94
52 Convertisseur fréquence/tension .....	70
95 Convertisseur rectangle-triangle .....	117
56 Convertisseur tension/fréquence .....	73
93 Convertisseur pour dents de scie .....	115
12 Détecteur de lumière IR <i>R. Sijstermans</i> .....	36
92 Générateur de dents de scie BF <i>C. Sanjay</i> .....	115
98 Générateur de dents de scie déclenchable .....	121
65 Générateur de sinus .....	89
3 Multimètre à haute impédance .....	27
57 Oscillateur commandé en tension <i>K. Rohwer</i> .....	74
7 Secteur-scope .....	31
84 Sonde logique <i>D. Folger</i> .....	108
5 Testeur de transistors .....	30
68 The seringue <i>C. Sanjay</i> .....	93
17 Transcodeur-afficheur à EPROM .....	40



## Audio, vidéo et musique

66 Adaptateur cassette - D.A.N. ....	90
48 Affichage de volume .....	67
87 Amplificateur-adaptateur d'impédance pour guitare ..	111
54 Amplificateur d'isolement BF .....	72
74 Amplificateur LIGNE universel .....	98
97 Amplificateur RIAA .....	120
81 Anti-RIAA .....	106
61 Commutateur d'entrées audio à commande logique ..	84
105 Commutateur MIDI <i>J. Blankaert</i> .....	128
101 Driver 50/75 $\Omega$ .....	123
76 Filtre de ronflement .....	101
78 Le Méfisto du pauvre <i>T. Onoir</i> .....	103
100 Micro-amplificateur .....	123
99 Préamplificateur symétrique à faible bruit .....	122
86 Silencieux à commande numérique .....	110
28 Silencieux de commutation .....	50
9 Wattmètre rustique .....	34



## Circuits HF, radio

67 Amplificateur UHF compact <i>K. Kraus</i> .....	91
19 Oscillateur sinusoïdal stable .....	42





# DISJONCTEUR ÉLECTRONIQUE

O. Bailleux

Tout amateur d'expériences met, un jour ou l'autre, la charrue avant les boeufs. Le dispositif décrit dans cet article déconnecte l'alimentation d'un appareil (la charge) dès que celui-ci consomme un courant dépassant une intensité fixée auparavant par l'utilisateur. Pour réarmer, après une entrée en fonction du circuit, il faut actionner le bouton-poussoir à contact travail S1 et déconnecter la charge.

On se trouve en présence d'un interrupteur bistable. Le contact "arrêt" prend ici la forme d'un transistor, T1, qui se sature dès que le courant atteint une valeur suffisante pour provoquer dans la résistance R1 une chute de tension de 0,6 V. Avec une résistance de 10 Ω, la déconnection de la charge se produit pour un courant supérieur à 60 mA. La valeur de R1 est en effet fonction du courant et répond à la formule suivante:

$$R1 [\Omega] = \frac{0,6 [V]}{I[A]}$$

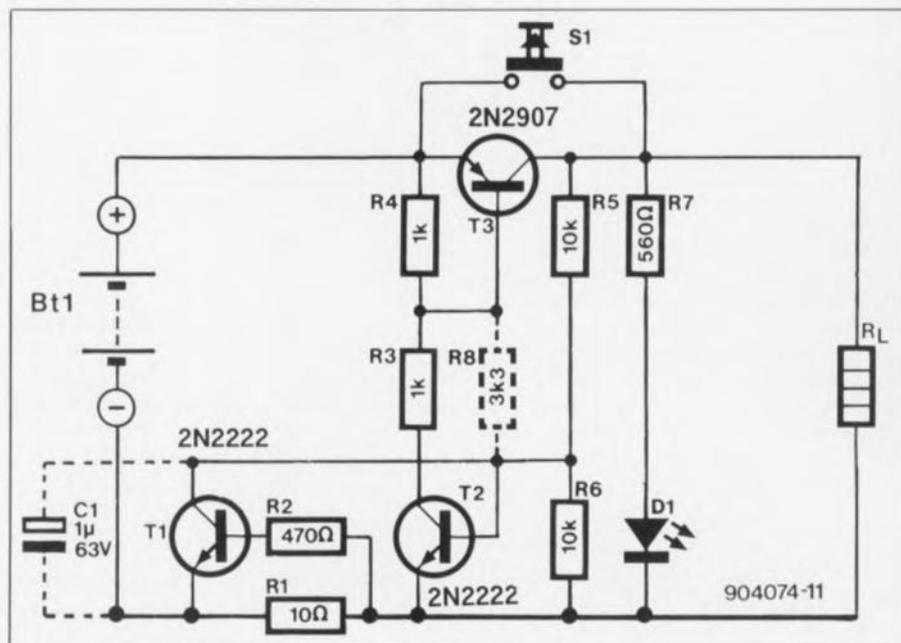
et donc de 60 mA dans le cas pré-

sent. On peut augmenter ce seuil en diminuant la valeur de la résistance. Au-delà de 200 mA, il faudra faire appel à un transistor PNP plus robuste que le 2N2907.

L'adjonction de la résistance R8 évite que le montage ne coupe totalement la tension d'alimentation (R8 dimi-

nue le gain du circuit). Dès que la charge rediminue, la tension revient progressivement. La valeur de R8 est fonction de la tension d'alimentation: pour 5 V on donnera à R8 une valeur de 3kΩ3.

L'adjonction du condensateur C1 permet une mise en fonction automatique du circuit lors de l'application de la tension d'alimentation. La présence de ce condensateur augmente l'inertie du circuit de sorte qu'il ne réagit pas aux pointes de courant brèves.



# MOUSTIQUE ÉLECTRONIQUE

d'après une idée de J. Beckers

Le moustique électronique qu'incarne l'électronique proposée ici, pourrait bien se révéler une véritable petite peste. Quelques minutes après que la lumière a été éteinte, ce montage se manifeste par un vrombissement irri-

tant. Mais dès que réapparaît la moindre lumière (donc inutile de partir à sa chasse avec une lampe de poche) il devient muet comme une carpe, rendant pratiquement nulles vos chances de mettre la main dessus. Et l'histoire de se répéter, comme vous l'imaginez sans doute, dès que la lumière

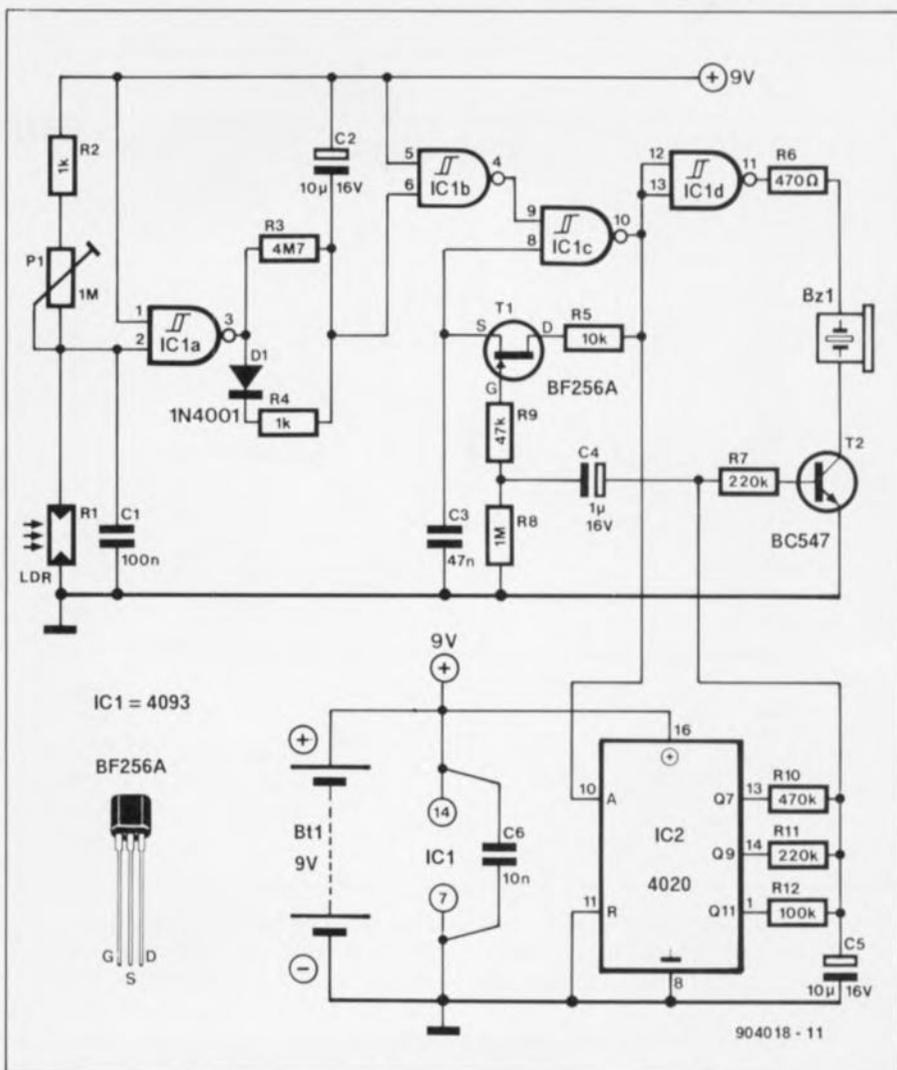
est à nouveau coupée. Dans ces conditions, notre *culex pipiens* "elektoris", ne manquera pas de rendre blanc de rage son "heureux" propriétaire et cela bien qu'il ne soit pas sanguinaire le moins du monde.

La tension appliquée à l'entrée 2 de IC1a détermine le "mode de vie" du moustique: sussure-t-il ou non. Le niveau de cette tension est fonction de la valeur de résistance totale de la LDR (*Light Dependent Resistor* = résistance dont la valeur varie avec la lumière) associée à l'ajustable R2. Si

la tension présente à la broche 2 est supérieure au seuil de déclenchement, la sortie (broche 3) passe au niveau haut, permettant ainsi la charge du condensateur C2 à travers la résistance R3. Ce processus de charge prend 1 à 2 minutes, période pendant laquelle la broche 6 de IC1b est maintenue au niveau haut. Dès que la tension de la broche 6 retombe en-dessous du seuil de déclenchement inférieur de la porte NAND du trigger de Schmitt, la broche 4 de IC1b passe au niveau haut et déclenche l'oscillateur constitué par l'électronique centrée sur la porte NAND à trigger de Schmitt IC1c. À la sortie de cette porte, il apparaît un signal rectangulaire que tamponne la porte IC1d; ce signal attaque ensuite le résonateur piézo. Tant que le transistor T2 est passant, le résonateur produit son vrombissement mortel (pour les nerfs du "patient").

Le signal rectangulaire, produit par IC1c, sert en outre de signal d'horloge pour le compteur binaire à 14 bits, IC2. Les signaux des sorties Q7, Q9 et Q11 du IC2 sont additionnés à l'aide d'un réseau de résistances et commandent, aléatoirement, le transistor T2. De ce fait, le son que produit le moustique électronique, n'est pas constant; il est, au contraire, parfaitement imprévisible, ce qui est très précisément le caractère d'un moustique. Le transistor FET, T1, utilise cette tension aléatoire pour modifier légèrement la fréquence d'oscillation de IC1c.

Dès qu'il y a lumière, le niveau de la tension, présente à la broche 2 de IC1a, tombe, entraînant la décharge rapide de C2 à travers la diode D1 et la résistance R4. L'oscillateur cesse instantanément de fonctionner.



La consommation de ce circuit est extrêmement faible (2 à 5 mA). Rien ne s'oppose donc à son alimentation par pile, ce qui facilite énormément la dissimulation de ce petit "monstre". Le circuit "vit" de toute tension d'alimentation comprise entre 4,5 et 9 V. L'application d'une tension plus faible (que 4,5 V) donnera au moustique

électronique un comportement plus "primesautier".

\* moustique domestique commun, l'espèce la plus commune, surtout sous nos latitudes; il adore fréquenter nos habitations entre mai et novembre

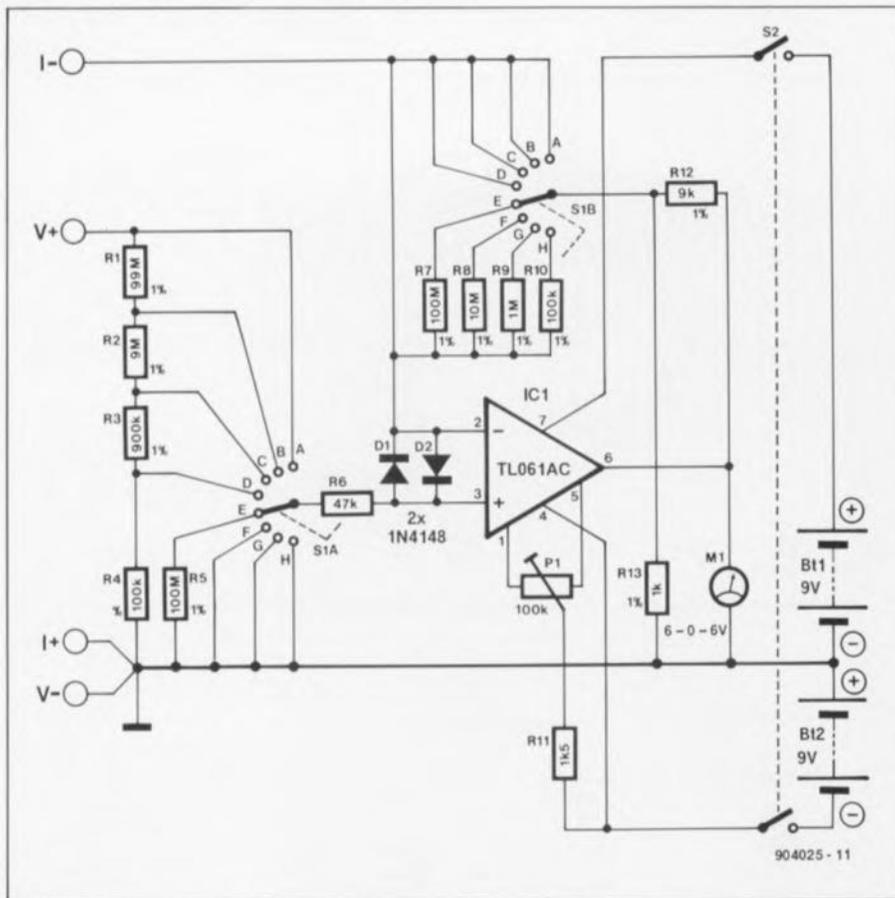


# MULTIMÈTRE À HAUTE IMPÉDANCE

Tant que l'on se contente de quelques calibres C.C. et d'entrées distinctes pour le courant et la tension, il est possible de réaliser un multimètre d'une simplicité remarquable (jetez donc un coup d'oeil à l'intérieur d'un multimètre du commerce) comme le prouve le schéma joint. Le revers de la médaille est qu'il n'est pas exclu

que vous rencontriez quelques problèmes pour mettre la main sur certains des composants. Un circuit à impédance élevée nécessite des résistances de forte valeur: il est difficile de contourner cette loi. Vous ne trouverez pas les résistances de 99 M $\Omega$  et de 100 M $\Omega$  utilisées dans ce montage chez tous les revendeurs de composants. Qui sait, avec un peu de chance, votre revendeur peut les avoir en stock. S'il vous est impossible de trouver ces résistances toutes faites, il

vous faudra, en bon bricoleur que vous êtes, les fabriquer vous-même, en mettant en série plusieurs résistances de valeur moindre, soit encore mettre un peu moins haut la barre des performances que vous exigez de ce circuit. Cette seconde approche a cependant l'inconvénient de nécessiter la suppression du calibre courant et la division, par exemple, par 10 de l'impédance du diviseur de tension. La mise en oeuvre de résistances de valeur aussi élevée est permise par l'impédance extrêmement élevée des entrées de l'amplificateur opérationnel utilisé, un TL 061.



Pour les calibres de tension, IC1 est utilisé en amplificateur non-inverseur avec un gain de  $10(1 + R_{12}/R_{13} = 10)$ . Si l'on fait appel à un galvanomètre présentant un débattement à pleine échelle pour une tension de 6 V, cela nous donne une sensibilité d'entrée de 0,6 V. L'adjonction d'un atténuateur d'entrée, constitué par les résistances R1 à R4, permet de disposer de calibres additionnels, à savoir, 6, 60 et 600 V. Si l'on utilise le montage en ampèremètre, il circulera, un courant inconnu à travers l'une des résistances R7 à R10, en fonction du calibre adopté. Comme ici les résistances R7 à R10 ont une valeur bien plus élevée que

R13, la tension de sortie est égale à 10 fois la tension inconnue que produit le courant inconnu à travers les résistances R7 à R10. Avec les valeurs du schéma pour R7 à R10, on a les calibres 6, 60, 600 nA et 6  $\mu$ A. Ces valeurs ne sont pas impressionnantes, mais il est exclu de faire mieux, il faut en effet primo que l'amplificateur opérationnel puisse fournir le courant en question et secundo que la valeur des résistances R7 à R10 soit très notablement supérieure à celle de R13 (ceci pour limiter la complexité du circuit).

Ne vous y trompez pas, les valeurs des résistances R7 à R10 n'ont rien à

voir avec la résistance interne de l'ampèremètre. On constate que l'entrée I+ se trouve à la masse et que l'entrée I- constitue un point de masse virtuel. On dispose ainsi d'une résistance d'entrée faible (digne d'un ampèremètre). Outre le courant à mesurer, il circule également à travers les résistances R7 à R10 le courant de dérive de l'entrée du TL 061. De manière à éliminer l'influence de ce courant (quelques nano-ampères) sur le calibre le plus sensible, nous avons ajouté la résistance R5. En raison de la sensibilité très élevée de cet ampèremètre, le risque de problèmes dûs à des courants de fuite entre les pistes n'est pas à exclure totalement.

Si l'on utilise comme affichage un galvanomètre à bobine mobile à zéro central et que l'on opte pour une alimentation symétrique du montage, la polarité du signal d'entrée n'a plus d'importance. La remise à zéro de l'aiguille se fait à l'aide de l'ajustable P1 que l'on montera pour cette raison sur la face avant. La résistance R6, les diodes D1 et D2 servent à la protection de l'amplificateur opérationnel contre des tensions d'entrée trop élevées.

L'alimentation prendra la forme d'une paire de piles compactes de 9 V, qui en raison du faible courant consommé, moins de 1 mA, auront une durée de vie plus qu'acceptable.

Calibres

A =	-0,6 .. 0 .....	0,6 V
B =	-6 .....	6 V
C =	-60 .. 0 .....	60 V
D =	-600 .. 0 .....	600 V
E =	-6 .....	6 nA
F =	-60 .. 0 .....	60 nA
G =	-600 .. 0 .....	600 nA
H =	-6 .....	6 $\mu$ A

(Source Texas Instruments)



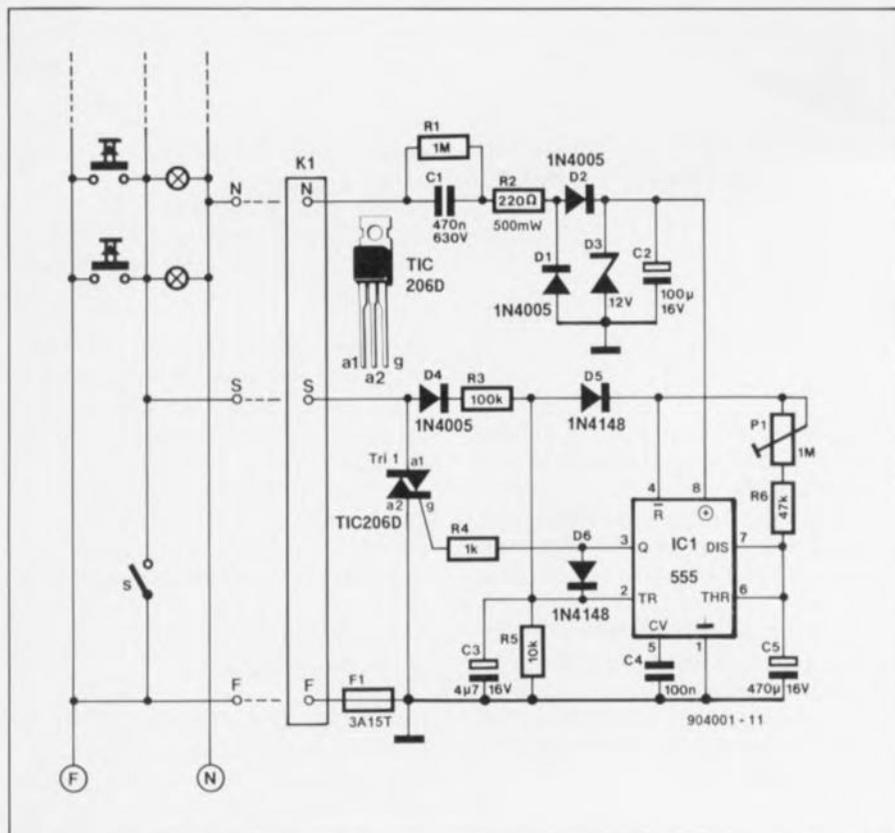
# ÉCLAIRAGE AUTOMATIQUE POUR CAGE D'ESCALIER

G. Kleine

Cet éclairage automatique de cage d'escalier repose sur le principe de la

connexion en L à trois conducteurs. Ce type de branchement utilise la ligne S à la fois comme détecteur et

comme ligne de sortie vers les lampes. Par l'intermédiaire des boutons-poussoirs, la Phase (F) est connectée à la ligne bi-fonction S, ce qui active l'automatisme qui ferme un contact pris en parallèle sur cette touche. L'ampoule à incandescence reçoit ainsi le potentiel de la phase à travers la ligne S. Après écoulement de la temporisation, l'automatisme se coupe et réutilise la ligne S pour la détection d'une action sur l'une des touches.

**Liste des composants**

## Résistances:

R1 = 1 MΩ  
 R2 = 220 Ω/0W5  
 R3 = 100 kΩ  
 R4 = 1 kΩ  
 R5 = 10 kΩ  
 R6 = 47 kΩ  
 P1 = ajust. 1 MΩ

## Condensateurs:

C1 = 470 nF/630 V radial  
 C2 = 100 μF/16 V radial  
 C3 = 4 μF/16 V radial  
 C4 = 100 nF  
 C5 = 470 μF/16 V radial

## Semi-conducteurs:

D1, D2, D4 = 1N4005  
 D3 = diode zener 12 V/400 mW  
 D5, D6 = 1N4148  
 Tri1 = TIC206  
 IC1 = 555

## Divers:

F1 = fusible 3,15 A retardé avec porte-fusible encartable  
 K1 = bornier à 6 points

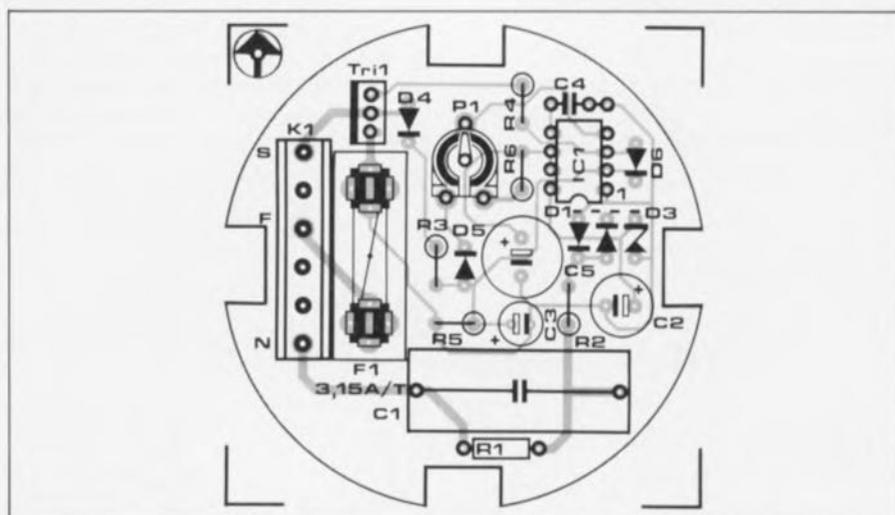
Le cœur du montage est un temporisateur universel du type 555 utilisé en multivibrateur monostable. La tension d'alimentation est extraite directement du secteur par l'intermédiaire de C1, R1 et des diodes D1 et D2. Le condensateur C2 lisse la tension ainsi obtenue, qui est ensuite limitée à 12 V au maximum à l'aide de la diode D3. La constante de temps du multivibrateur est définie par la combinaison P1, R6 et C5. Avec les valeurs indiquées, on peut, par action sur l'ajustable P1, choisir une durée de temporisation comprise entre 30 s et 12 mn.

À travers la résistance R4, IC1 attaque directement le triac Tr1 qui est pris en parallèle sur les interrupteurs. À l'état actif, le triac relie la ligne F à la ligne S par l'intermédiaire du fusible F1. Le déclenchement de IC1 est produit par l'apparition d'un flanc descendant sur la broche 2, signal produit par D4, R3, R5 et C3.

Lorsque l'éclairage est coupé, la ligne S se trouve au potentiel du neutre à travers l'ampoule; dans ce cas, on retrouve la tension alternative du secteur aux bornes du triac.

La diode D4 laisse passer les demi-périodes qui sont positives par rapport à la masse (ligne F). Ce signal arrive au diviseur de tension R3/R5 et devient, sous l'influence de C3, une tension continue que la diode D5 limite à 12 V comme nous l'avons indiqué un peu plus haut.

En cas d'action sur une touche, la tension du secteur ne se trouve plus aux bornes du triac, mais à celles des ampoules. Tant que dure l'action sur la



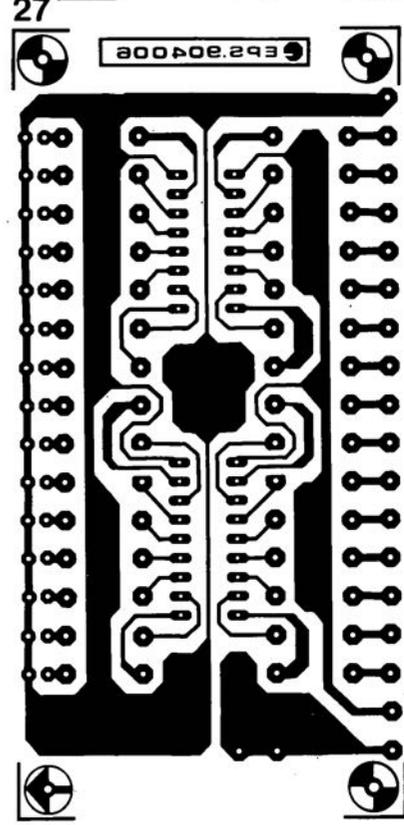
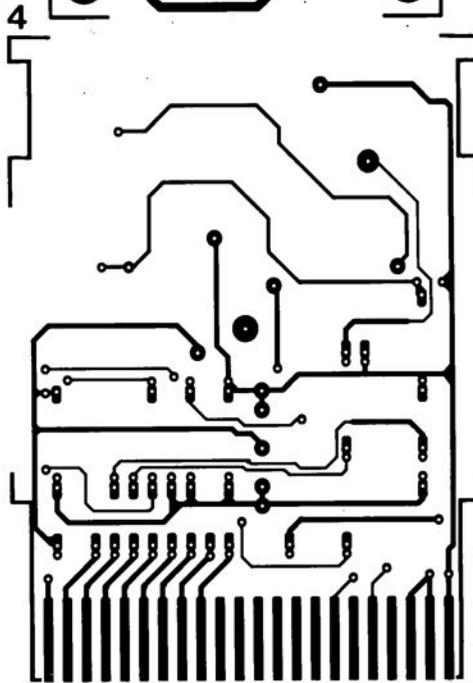
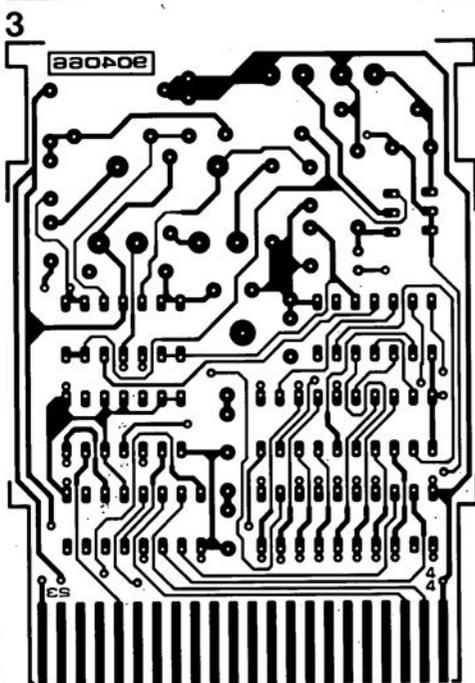
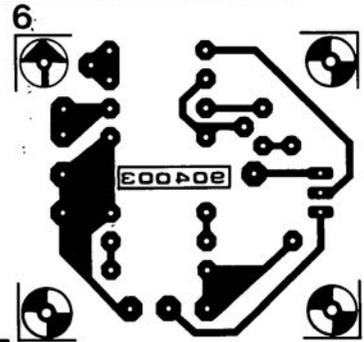
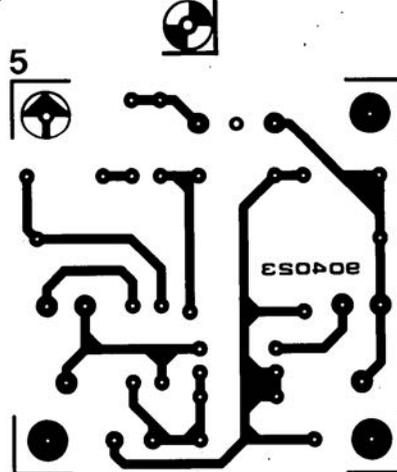
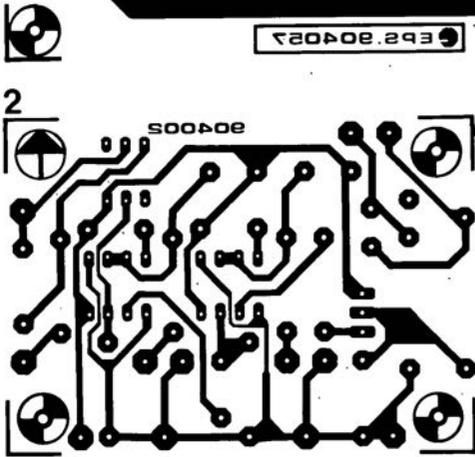
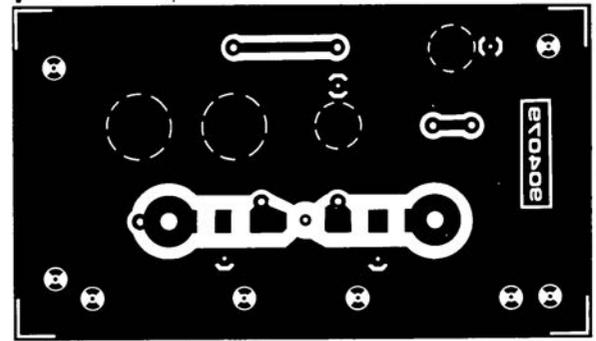
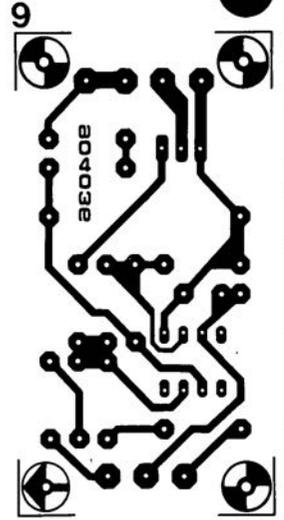
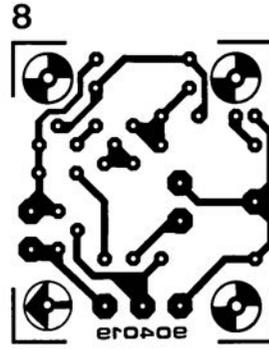
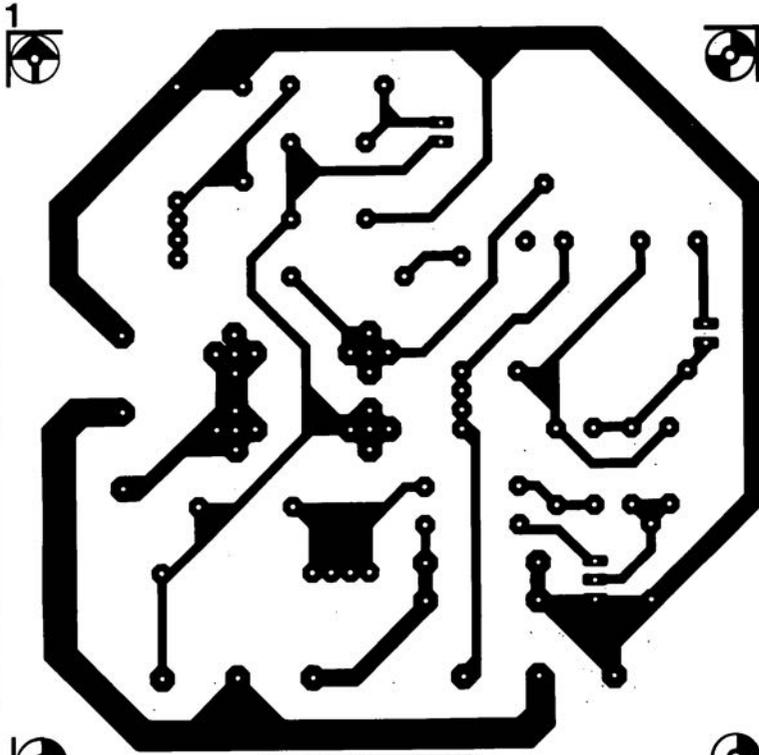
touche, C3 se décharge à travers R5, produisant ainsi les flancs descendants nécessaires au déclenchement du 555. La sortie (broche 3) bascule à 12 V entraînant l'amorçage de Tri1. La constante de temps détermine la durée de maintien adéquate de la touche. La diode D5 permet la recharge de C3 lorsque le triac cesse d'être conducteur.

Sachant que ce circuit se trouve en liaison directe avec le secteur, il faut prendre les précautions d'usage. Le triac est capable de supporter un courant de 4 A au maximum, de sorte qu'il faudra prévoir un radiateur pour les puissances élevées. Si l'on veut obtenir des temporisations relativement longues il faut utiliser pour C5 un condensateur présentant un courant de fuite faible. Le fonctionnement du circuit n'est garanti qu'à condition

de l'avoir branché correctement aux lignes F et N. Cela sous-entend qu'il faut relier la ligne N avec le pôle de la ligne secteur relié à l'une des bornes des ampoules. La ligne S doit impérativement être reliée à la ligne du secteur connectée aux touches.

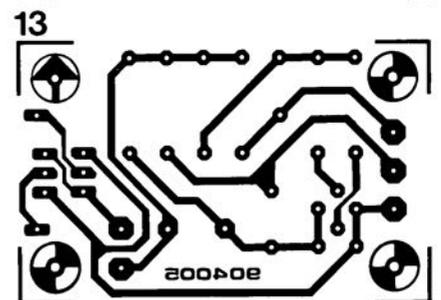
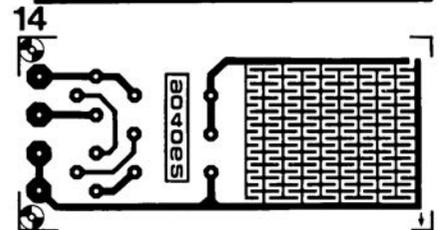
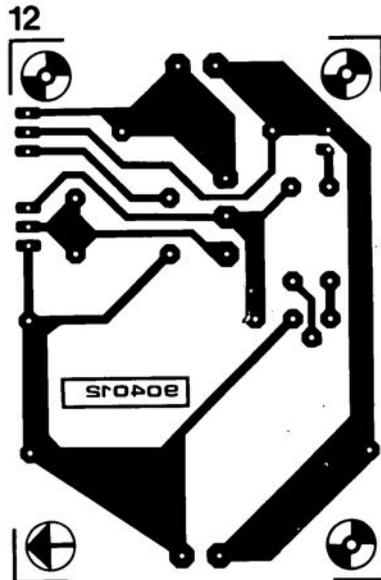
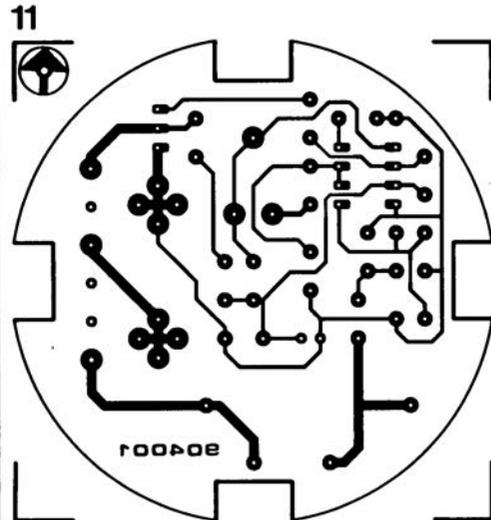
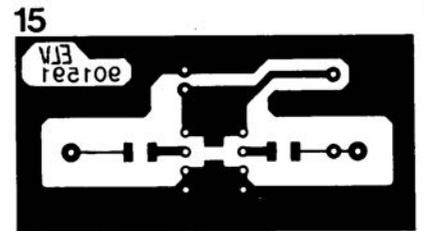
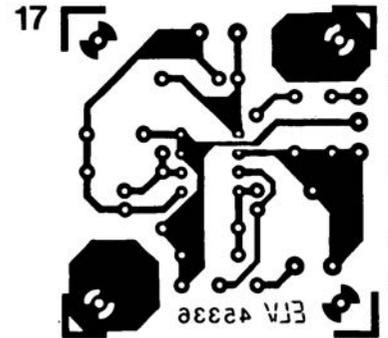
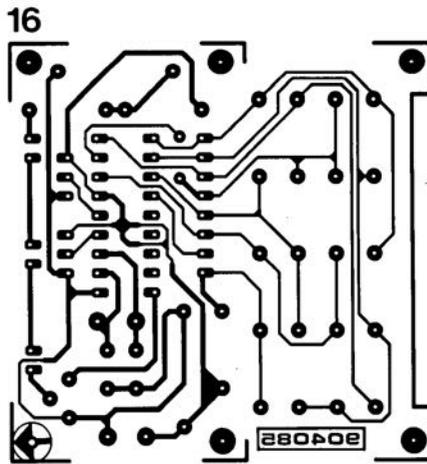
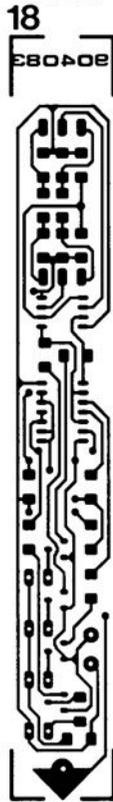
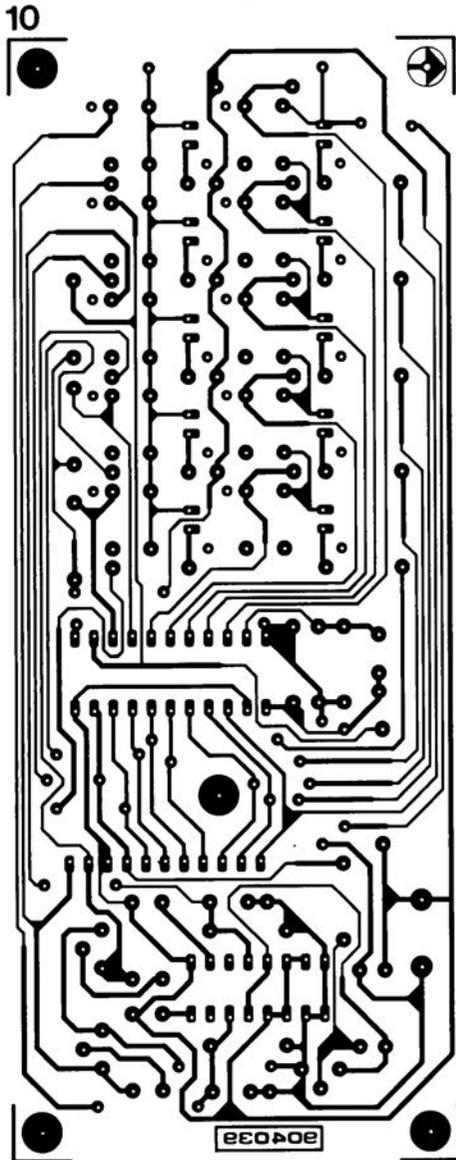
Si l'on envisage de remplacer un automate de lumière assez ancien, il faudra vérifier qu'il s'agit bien d'un circuit L à 3 conducteurs et non pas d'une quelconque variante commandée par la ligne N. On peut également disposer d'un mode d'éclairage permanent: on utilise pour cela l'interrupteur S qui relie les lignes S à F. Cet interrupteur doit bien entendu être capable de supporter le courant drainé par les lampes – tenir compte du courant d'enclenchement important des ampoules à incandescence – et avoir une tension de service adéquate.

# SERVICE

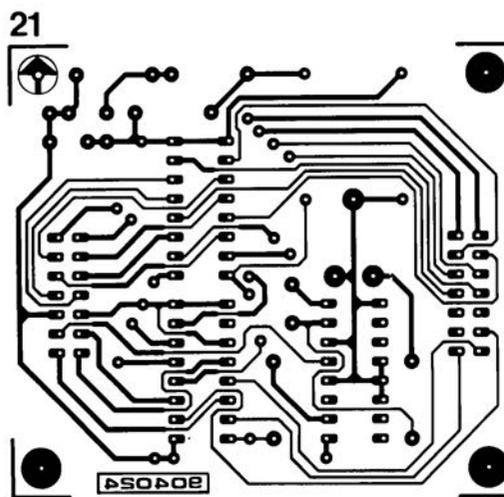
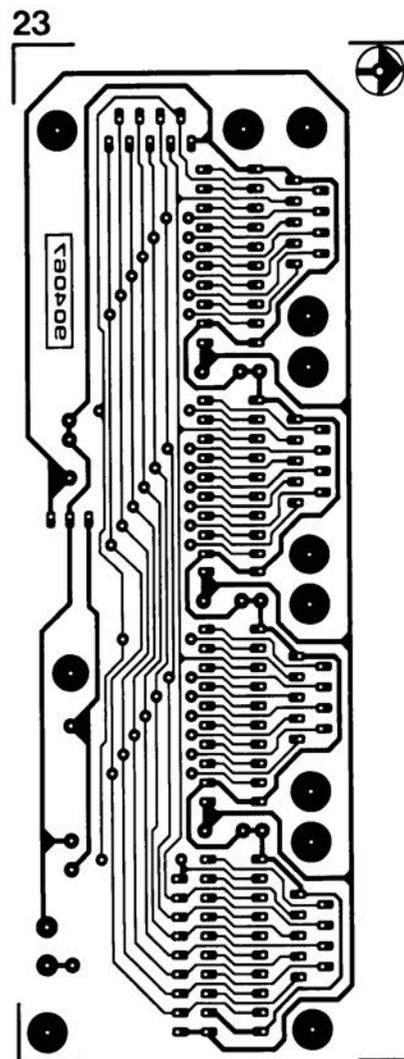
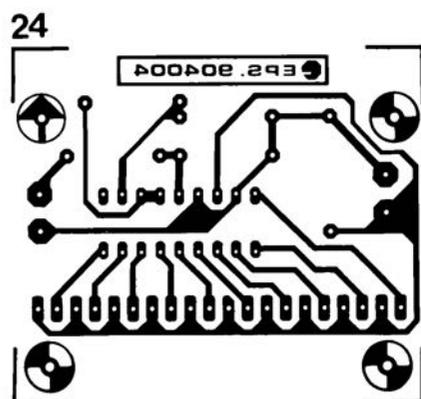
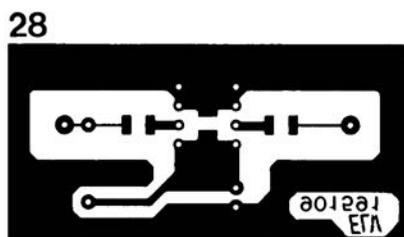
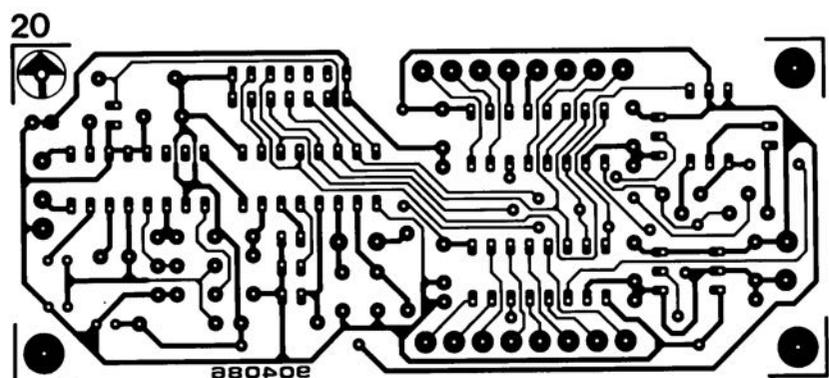
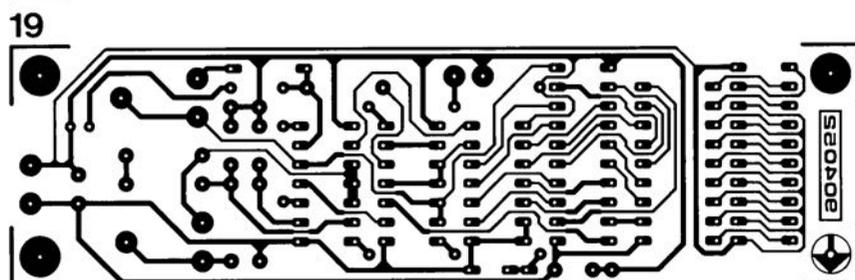
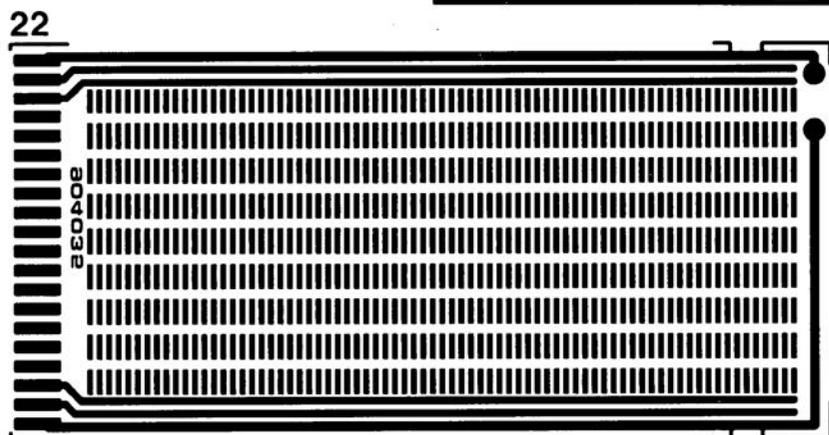


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# TESTEUR DE TRANSISTORS

## POUR PETIT BUDGET

Soumettre un transistor suspect à un test de vérification effectué à l'aide d'un multimètre ne fournit pas toujours une conclusion décisive quant à son état de fraîcheur. Cette technique de vérification exige en outre l'extraction du circuit du transistor à tester (TAT en français, mais *TUT = transistor under test* en anglais, Elektor est international); il faut en outre effectuer pas moins de 6 contrôles différents: test base-émetteur, test base-collecteur, test collecteur-émetteur, tests à refaire à la polarité inverse du multimètre utilisé.

Le testeur de transistor pour petit budget, objet de cet article, permet de laisser le transistor à tester à sa place

sur le circuit imprimé, à condition cependant que ce circuit comporte des résistances de valeur assez élevée. Le testeur se targue de tester tout aussi bien les transistors NPN que les transistors PNP et même les darlington.

La sélection de polarité NPN/PNP se fait par une inversion de la polarité de la tension d'alimentation appliquée au composant, inversion effectuée à l'aide d'un inverseur miniature bipolaire à deux positions, S2.

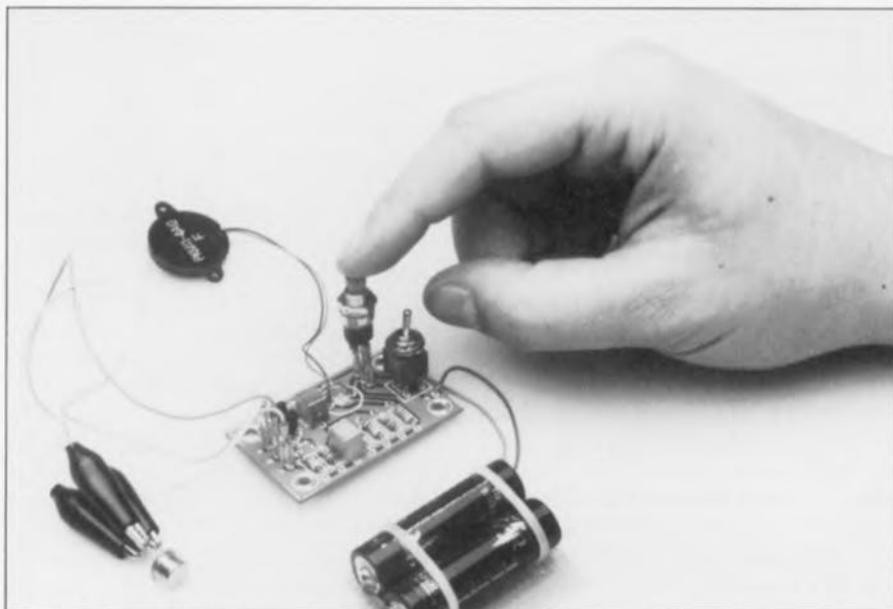
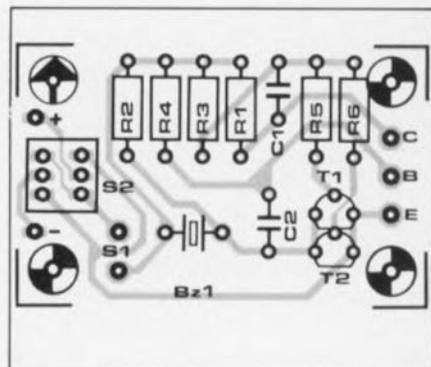
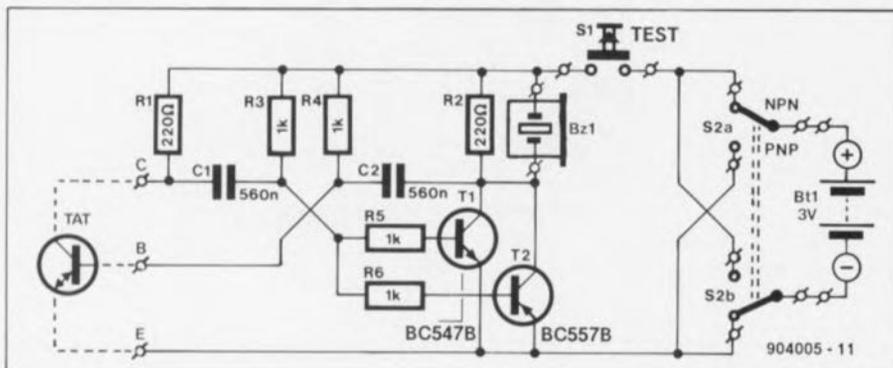
Une fois connecté au testeur, le transistor à tester fait partie intégrante d'un multivibrateur astable à couplage par les collecteurs. Le transistor est probablement en parfait état dès lors qu'il permet au multivibrateur de produire – par l'intermédiaire du réso-

nateur piézo-électrique Bz1– des signaux acoustiques d'une fréquence de 2 kHz environ, dus à son entrée en oscillation.

Les dimensions plus que modestes du circuit imprimé et l'utilisation de deux petites piles 1,5 V comme source de tension d'alimentation, permet de faire appel à un boîtier très compact pour y implanter le testeur. Le transistor à tester est connecté au circuit de mesure à l'aide de trois morceaux de fil de câblage souple dotés à leur extrémité, soit d'une pince crocodile miniature, soit encore d'un grippe-fils miniature.

Note: il faudra pourtant se méfier des résultats de test lorsque le transistor à tester est d'un type à gain relativement faible. Il se pourrait fort bien qu'un tel transistor permette au multivibrateur de fonctionner sans problème alors que dans son circuit d'origine il refuse tout service.

La consommation en courant du testeur de transistor est de 20 mA environ.



### Liste des composants

#### Résistances:

R1, R2 = 220 Ω  
R3 à R6 = 1 kΩ

#### Condensateurs:

C1, C2 = 560 nF

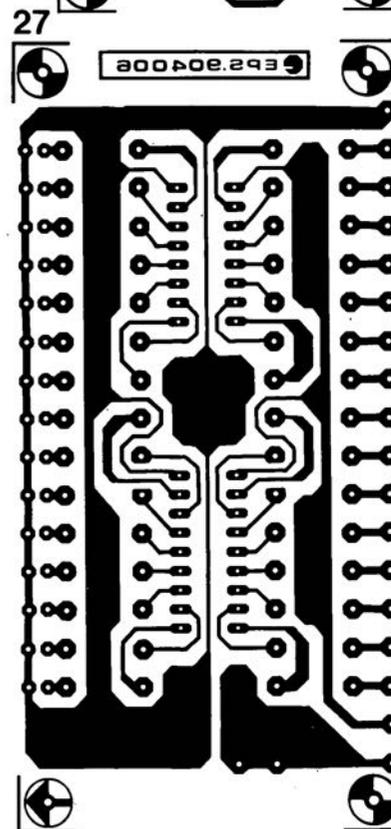
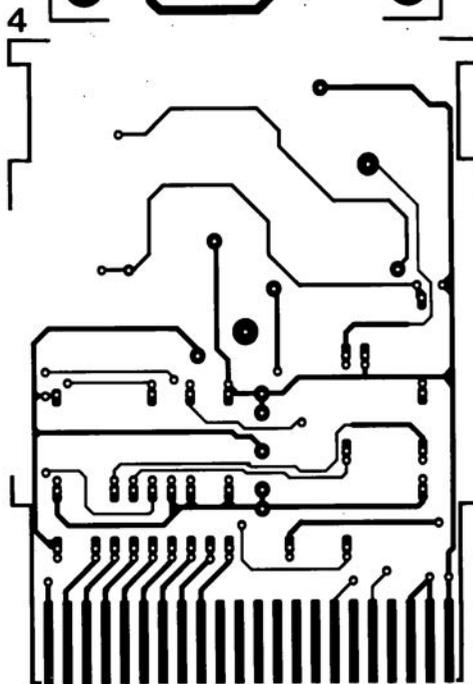
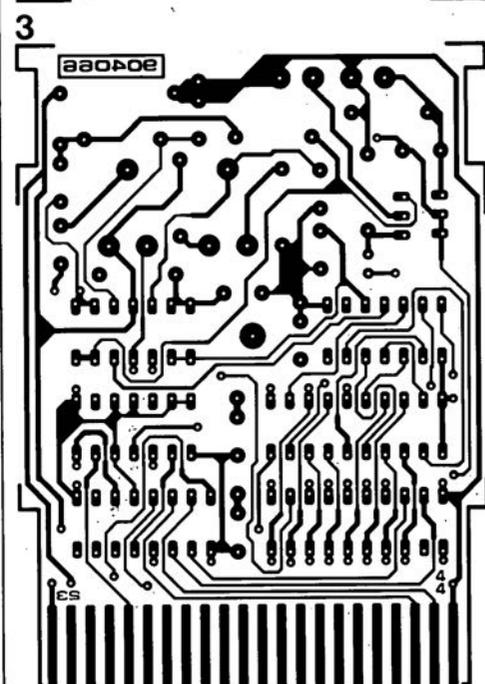
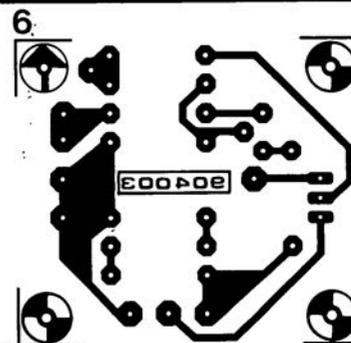
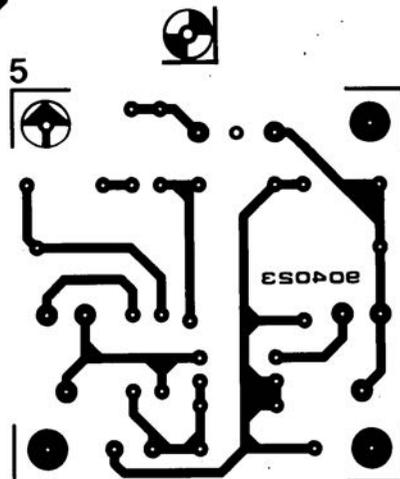
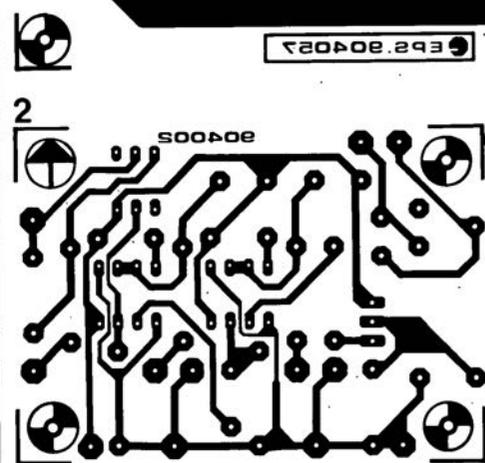
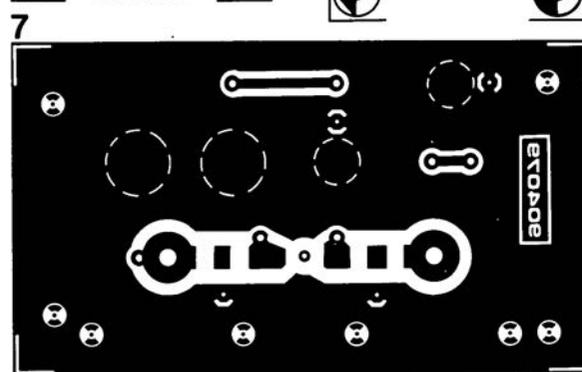
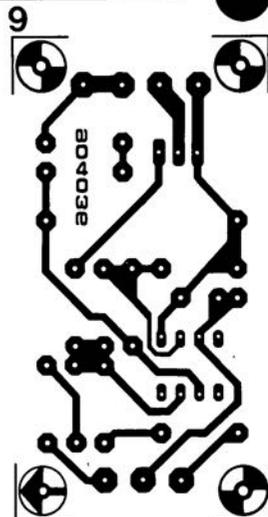
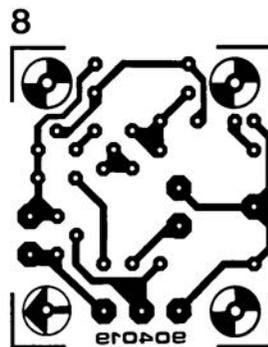
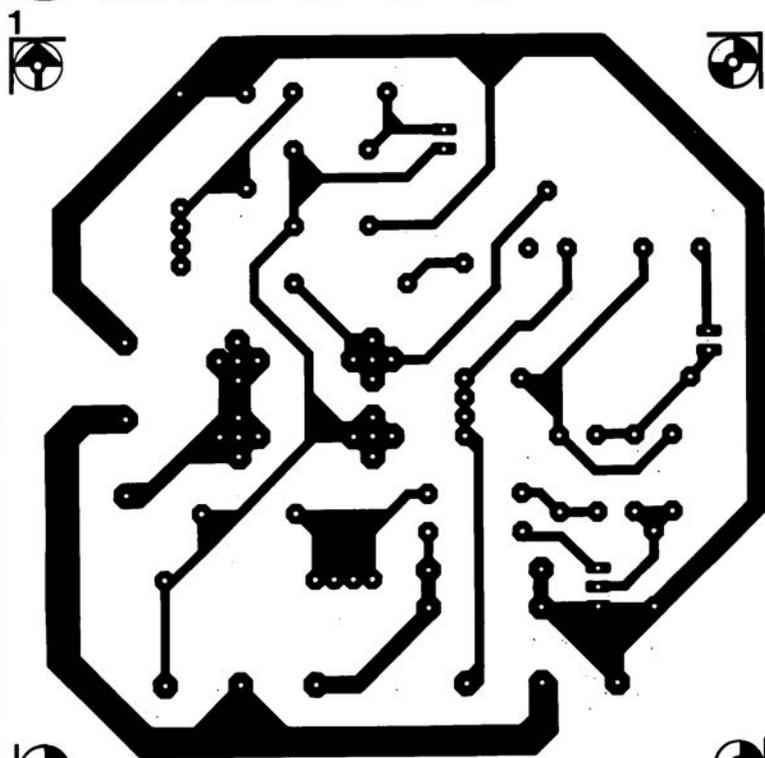
#### Semi-conducteurs:

T1 = BC547B  
T2 = BC557B

#### Divers:

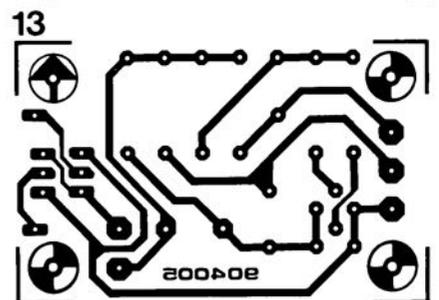
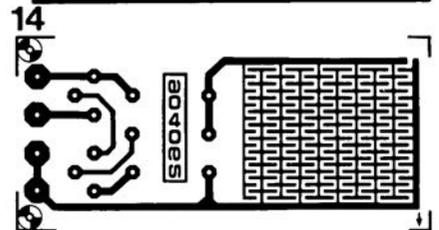
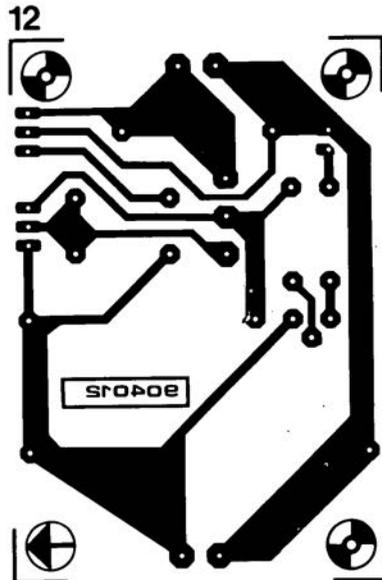
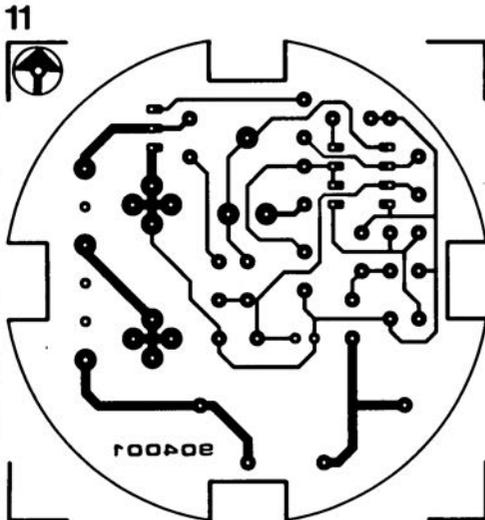
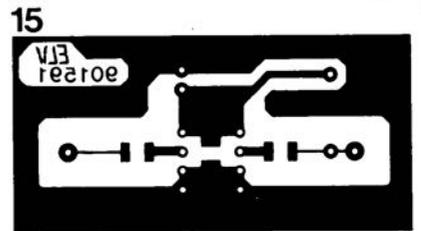
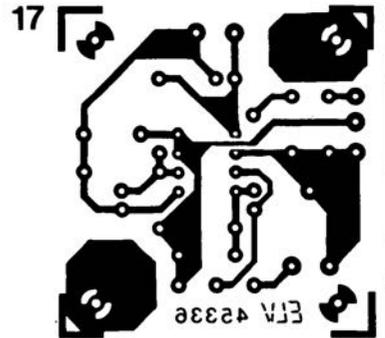
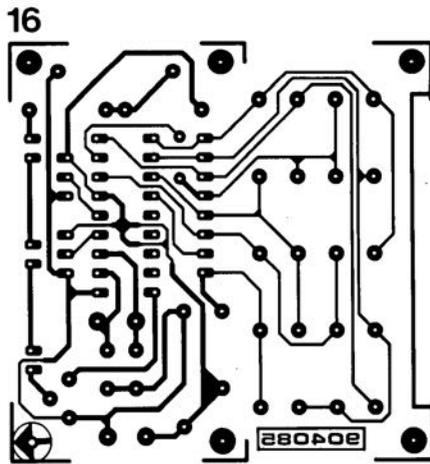
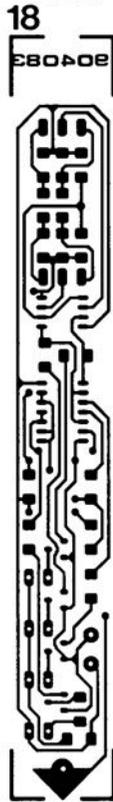
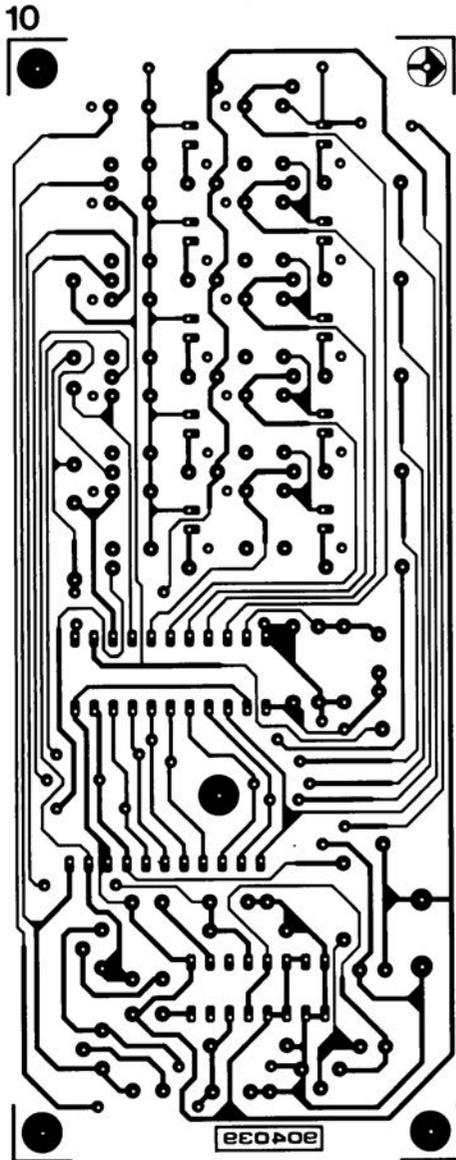
S1 = bouton poussoir, contact travail  
S2 = inverseur bipolaire/2 positions  
Bz1 = résonateur piézo-électrique PKM11-4A0  
Bt1 = 2 piles/1,5 V du type R6  
2 pinces crocodiles ou grippe-fils miniatures

# SERVICE

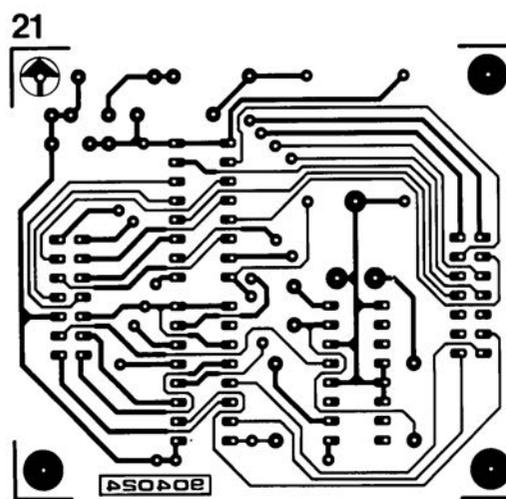
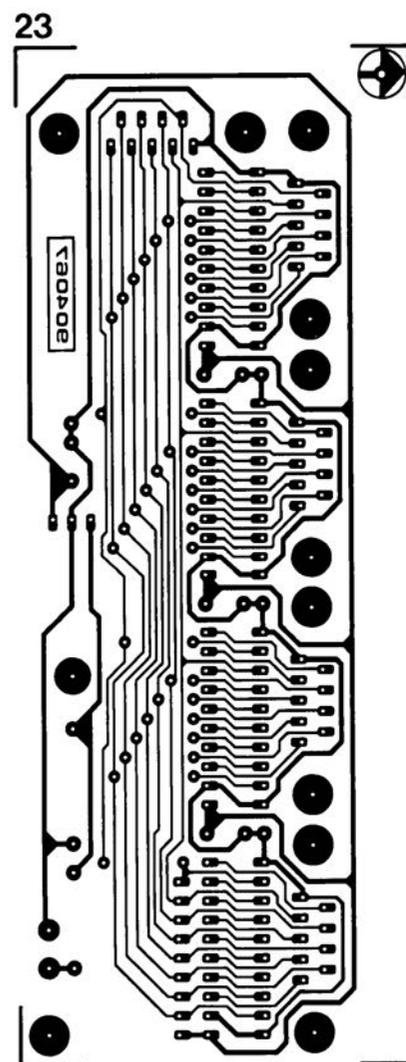
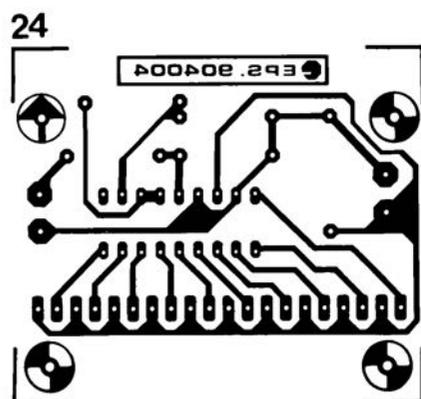
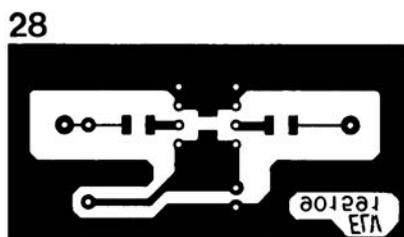
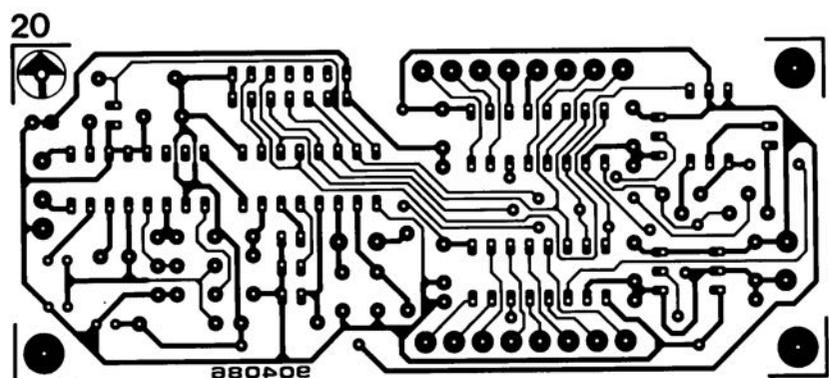
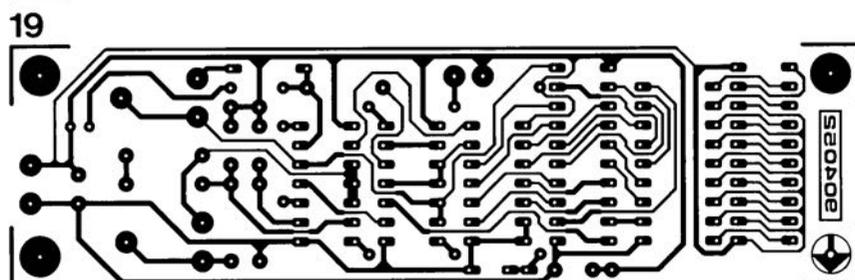
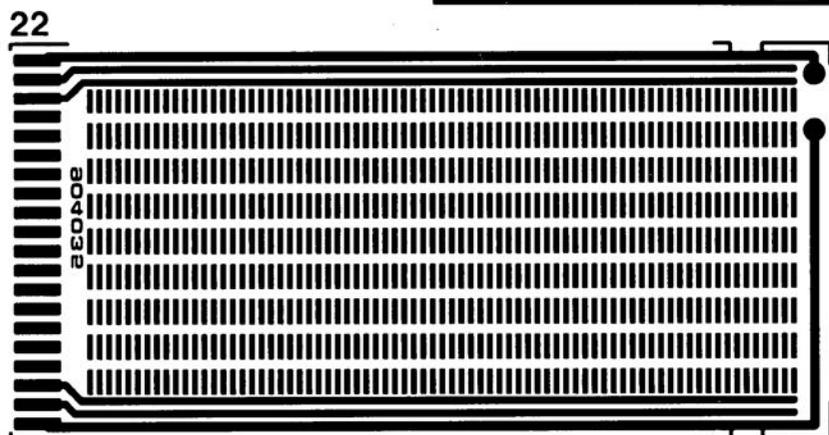


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# COMMANDE BIDIRECTIONNELLE DE MOTEUR

R. Mennis

Ce circuit sans prétentions qui ne comporte guère que 4 transistors darlington, 2 diodes et 4 résistances, permet de commuter le sens de rotation d'un moteur à courant continu à l'aide de deux signaux logiques fournis, par exemple, par un ordinateur.

Un simple coup d'oeil au schéma permet d'identifier aisément les deux parties identiques de ce circuit. Examinons-en la moitié gauche. En cas d'application d'une tension de 5 V à l'entrée I1, le transistor T2 devient passant de sorte qu'il circule un courant vers la masse à travers la diode D1. En raison de la chute de tension née aux bornes de la diode, le transistor T1 bloque puisque le potentiel de sa base est de  $-0,6$  V par rapport à la tension présentée par son émetteur. Si, dans le cas contraire, une tension de 0 V est appliquée à l'entrée I1, le transistor T2 bloque et T1 reçoit son courant de base à travers la résistance R1. Dans cette seconde hypothèse, le courant peut arriver au moteur, à travers le transistor T1.

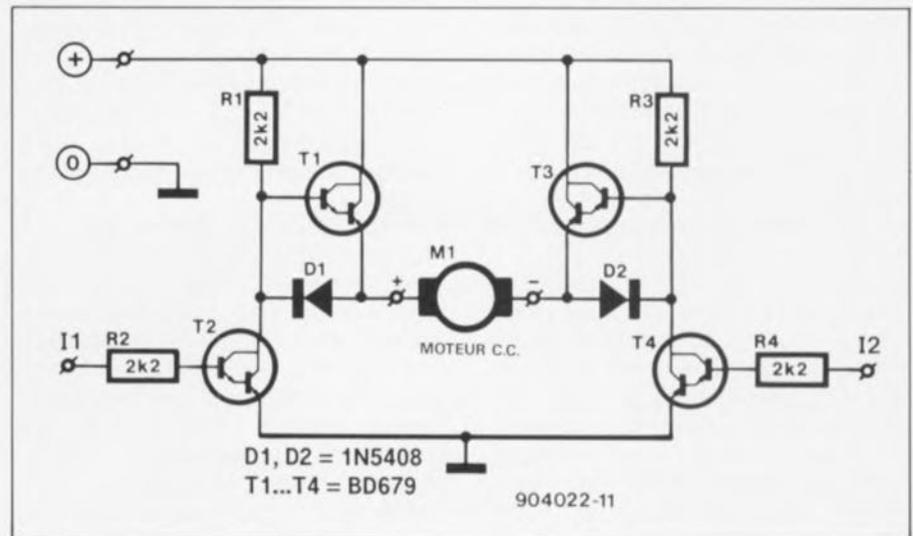
La moitié droite du schéma fonctionne, est-il nécessaire de le préciser, de façon identique. La présence de deux signaux logiques de niveau différent appliqués aux entrées I1 et I2 entraîne la mise en route du moteur. On en inverse le sens de rotation par changement du niveau logique des signaux appliqués à chacune des entrées. Pour arrêter le moteur il suffit, vous l'aurez sans doute deviné, d'appliquer aux entrées deux signaux de niveau logique identique.

Si l'on réalise ce montage, en don-

nant aux différents composants la valeur du schéma, il sera possible de commander des moteurs de 45 V/2 A au maximum.

**Note importante:** Si le courant doit dépasser 0,5 A il faudra doter tous les transistors d'un radiateur.

Ce circuit peut également servir à la commande de la vitesse de rotation du moteur; il faut, pour ce mode de fonctionnement, faire appel à la modulation en largeur d'impulsion. Dans ce cas-là, l'une des entrées est connectée (en permanence) à un signal de niveau logique haut, ou éventuellement bas (en fonction du sens de rotation requis), l'autre recevant les impulsions dont la largeur commandera le régime du moteur.



# SECTEUR-SCOPE

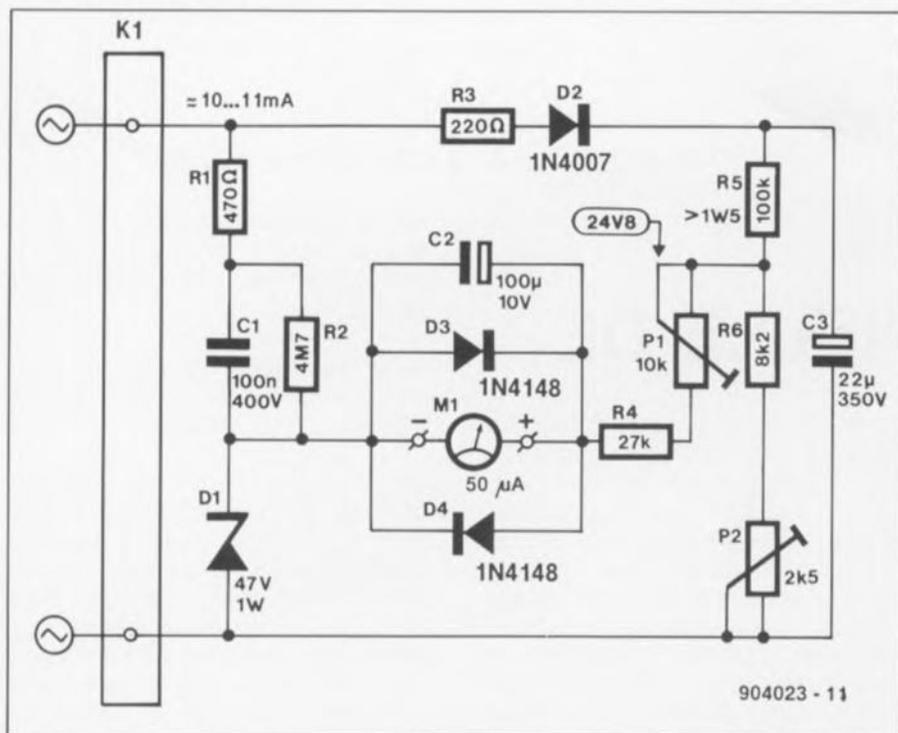
Ce circuit a été conçu en vue de la normalisation prévue dans les années à venir - à 230 V - de la valeur nominale de la tension secteur dans la plupart des pays d'Europe. Ce passage de 220 V (voire de 240 V) à 230 V (ou à 250 V pour le Royaume-Uni) se fera graduellement dans les 5 à 10 années prochaines.

Doté d'un galvanomètre dont l'échelle bat une plage comprise entre 210 V et 230 V, le **secteur-scope** fournit

une indication exacte de la valeur réelle de la tension du secteur. La graduation de l'échelle choisie se traduit par un affichage de la valeur actuelle de cette tension au plein milieu de l'échelle. Lorsque cette valeur change, il suffit de modifier légèrement le circuit afin que la nouvelle valeur de la tension du secteur soit à nouveau affichée au centre de l'échelle.

Le galvanomètre de 50 micro-ampère





res est relié à deux sources de tension. L'ensemble constitué par la résistance R1, le condensateur C1 et la diode zener D1, forme la première source, chargée de fournir la tension de référence. La seconde source est ajustable de façon à permettre un réglage; elle prend la forme des résistances R5 et R6 associées à l'ajustable P2.

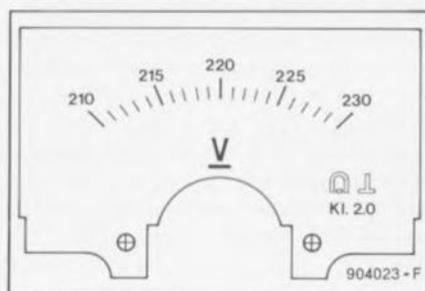
La résistance R1, prise dans la ligne de la tension de référence de 47 V, protège la diode zener D1 en limitant le courant de charge du condensateur C1 à une valeur admissible lors de la première connexion du circuit au secteur. Les deux sources de tension effectuent un redressement mono-alternance de la tension du secteur. La réponse du galvanomètre aux variations relativement rapides de la tension secteur est fonction de la valeur du condensateur C2. Selon l'application prévue pour ce montage, la valeur à attribuer à ce condensateur est comprise entre 20  $\mu$ F et 220  $\mu$ F. Comme la tension de référence n'est pas une tension continue, il se peut qu'une modification de la valeur du condensateur C2 nécessite un ré-étalonnage du circuit. Il n'est pas exclu qu'après une certaine durée de fonctionnement il faille procéder à un nouvel étalonnage pour compenser la dérive née de la dissipation de chaleur par la diode D1 et la résistance R5. Comme, sur le circuit imprimé, ce dernier composant est implanté relativement près de la résistance R4 qu'il pourra être nécessaire de remplacer R4 par une résistance à couche métallique d'une valeur de 27k $\Omega$  ayant une tolérance de 1%.

Pour effectuer l'étalonnage de ce montage, il faudra le connecter à un transformateur fournissant une ten-

sion de sortie réglable ajustée à 210 V. Il suffit alors de jouer sur l'ajustable P2 jusqu'à ce que le galvanomètre indique 0  $\mu$ A. Vous procédez ensuite à une augmentation de la tension de sortie du transformateur en la faisant monter à 230 V; on joue alors sur la position de P1 jusqu'à ce que le **secteur-scope** indique un courant de 50  $\mu$ A.

Même si l'on ne dispose pas d'un transformateur réglable, il reste possible de procéder à l'étalonnage du circuit. Il faudra pour ce faire utiliser un transformateur fournissant une tension de 10 V hors-charge au secondaire, dont il faudra connecter l'enroulement primaire au secteur. Si l'on connecte l'enroulement du secondaire en série avec l'enroulement du primaire relié au secteur, on aura une tension de 230 V aux bornes du transformateur, ceci à condition bien entendu que les deux enroulements soient en phase. Si ce n'est pas le cas, la tension aux bornes du transformateur sera de 210 V.

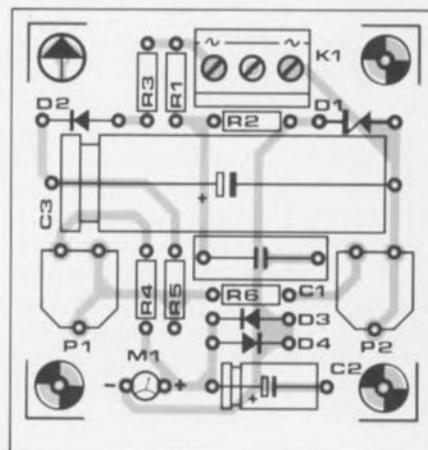
L'échelle du galvanomètre est dotée d'une graduation en volts, de 210 V à 230 V. Puisque le courant qui circule à travers le diviseur de tension et C3 augmente inévitablement lors d'un accroissement de la tension du secteur, l'échelle est, en principe, non-linéaire. La valeur attribuée aux résis-



tances est pourtant telle que le courant soit supérieur à 2,5 mA, ce qui suffit amplement au courant maximal du galvanomètre qui est de quelque 50  $\mu$ A.

La valeur de la résistance R6 détermine le niveau (de la tension secteur) à laquelle l'aiguille du **secteur-scope** se trouve au milieu de l'échelle. La valeur de 8k $\Omega$  utilisée dans le schéma, place l'aiguille au centre lorsque la tension du secteur est de 220 V. Si l'on donne à cette résistance une valeur de 6k $\Omega$ , l'aiguille sera au milieu lorsque la tension du secteur est de 230 V.

**Important:** Sachant que le circuit véhicule, en divers points, la tension du secteur, il est vital d'en réaliser une isolation parfaite et de respecter les mesures de sécurité les plus rigoureuses. Ne touchez jamais au circuit lorsque celui est relié au secteur et enfermez-le dans un coffret en plastique.



Liste des composants

Résistances:

- R1 = 470  $\Omega$
  - R2 = 4M $\Omega$ 7
  - R3 = 220  $\Omega$
  - R4 = 27 k $\Omega$ \*
  - R5 = 100 k $\Omega$ /1,5 W (au minimum)
  - R6 = 8k $\Omega$ 2\*
  - P1 = 10 k $\Omega$  ajust.
  - P2 = 2k $\Omega$ 5 ajust.
- \* voir texte

Condensateurs:

- C1 = 100 nF/400V.C.C.
- C2 = 100  $\mu$ F/10 V
- C3 = 22  $\mu$ F/350 V

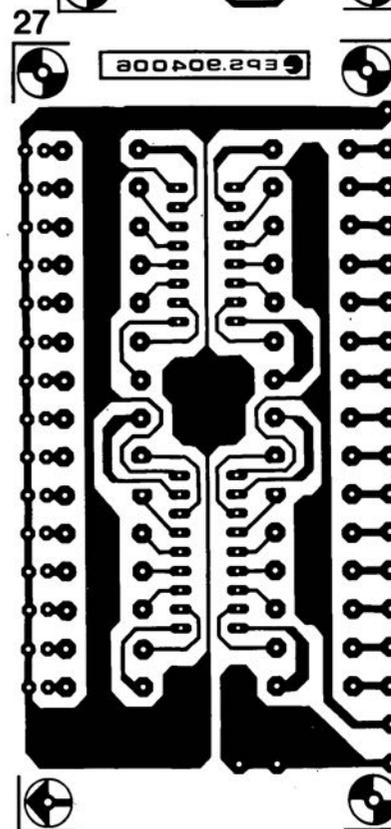
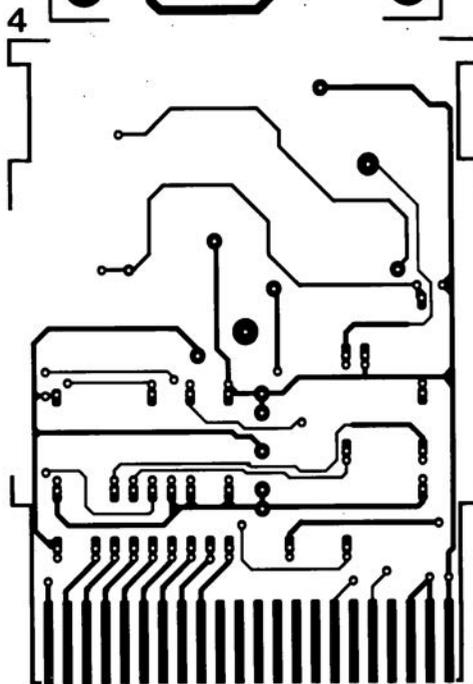
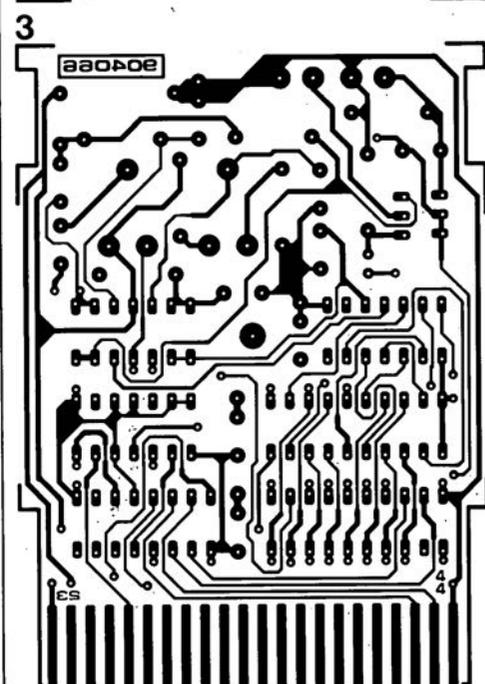
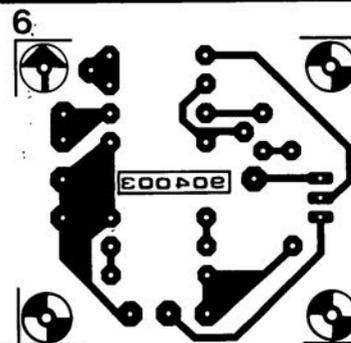
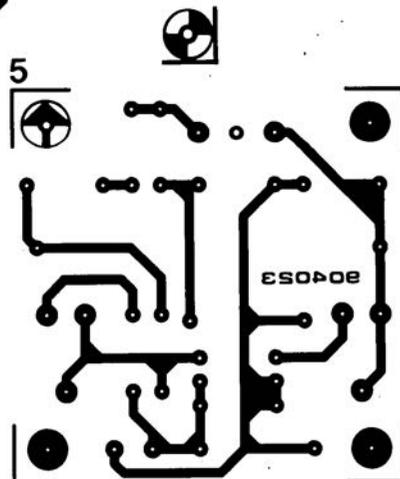
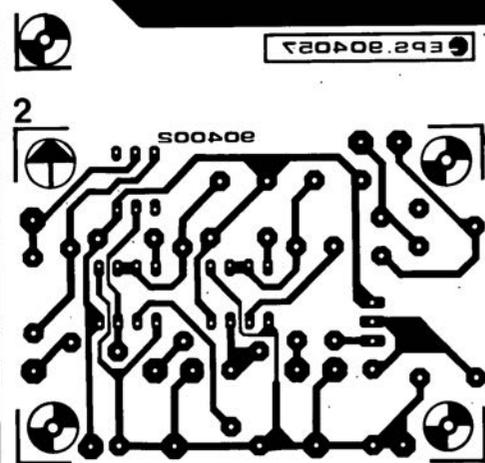
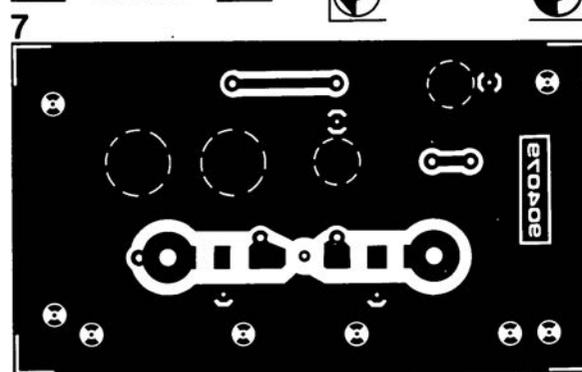
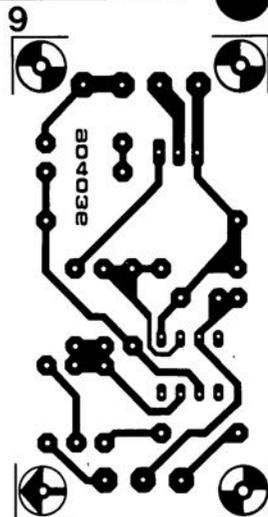
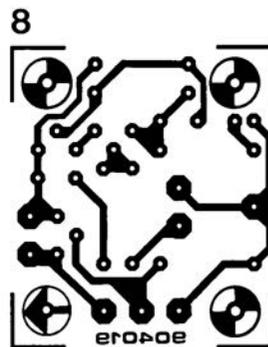
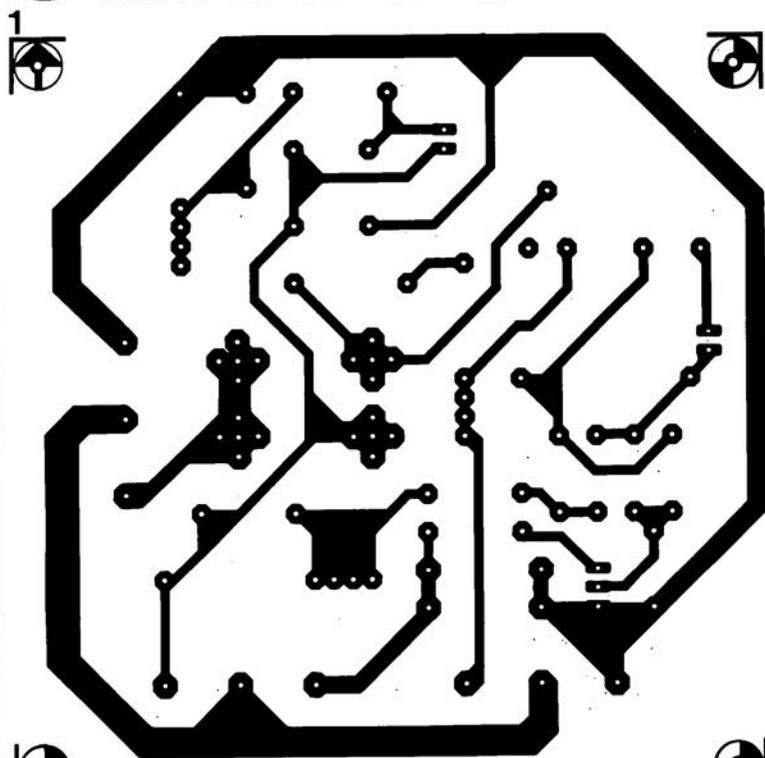
Semi-conducteurs:

- D1 = diode zener 47V/1W
- D2 = 1N4007
- D3, D4 = 1N4148

Divers:

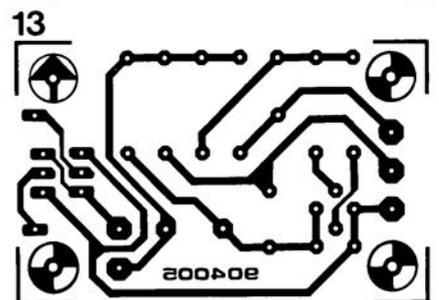
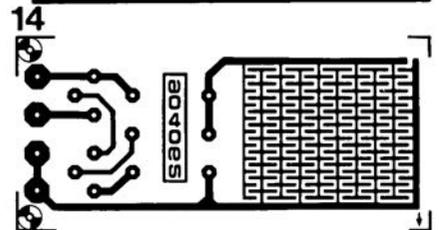
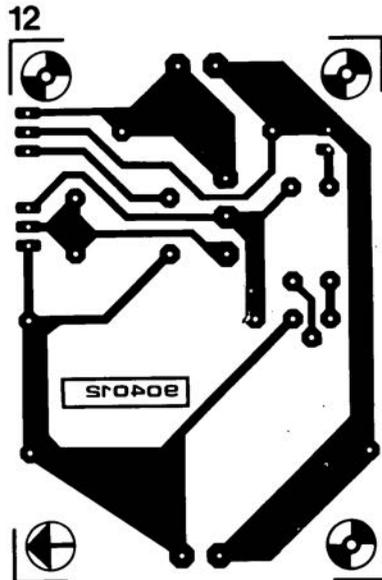
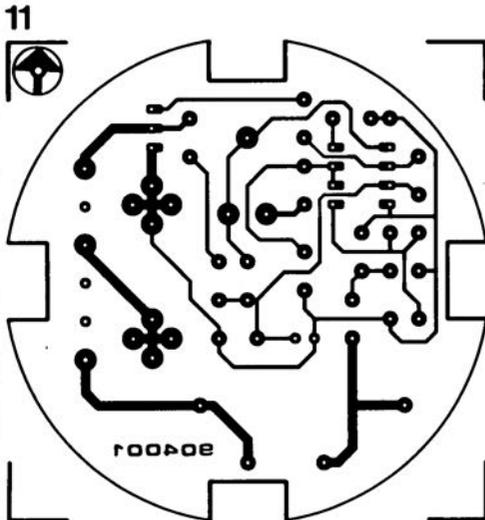
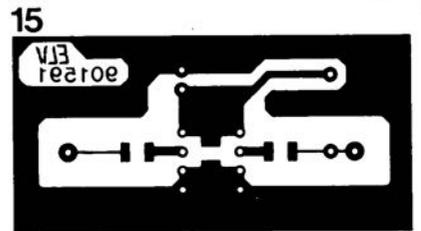
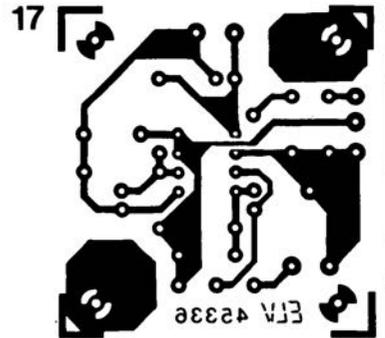
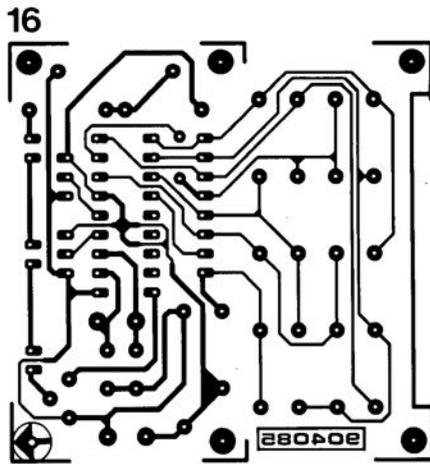
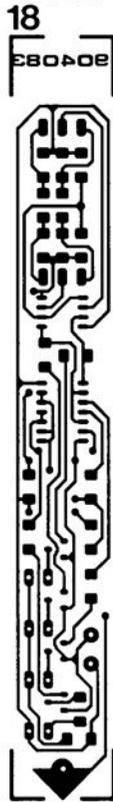
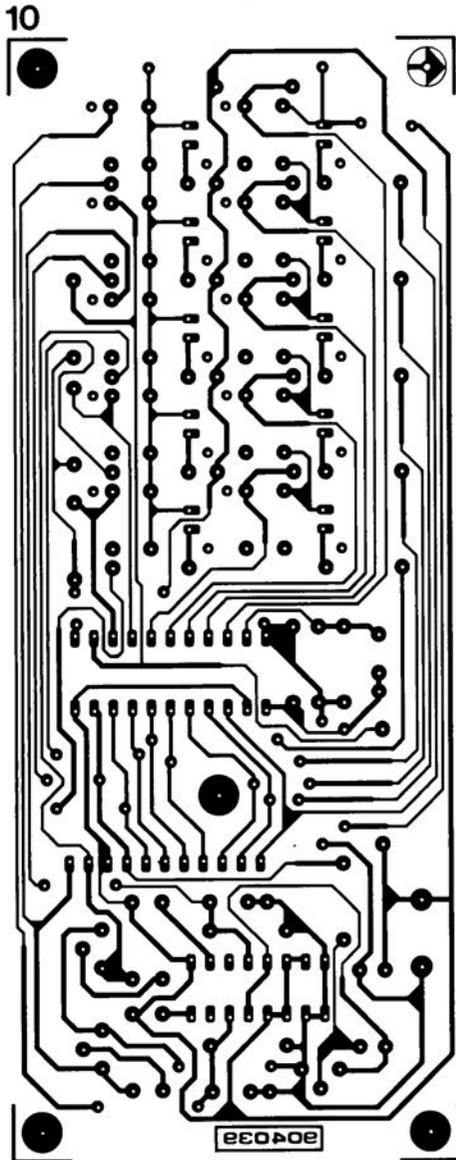
- M1 = galvanomètre 50  $\mu$ A (tel que par exemple Monacor PM-2)
- K1 = bornier encartable à 3 contacts boîtier en plastique (tel que, par exemple, BOPLA SE432DE)

# SERVICE

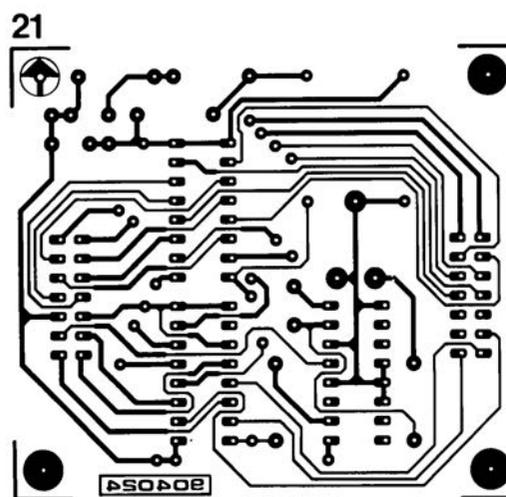
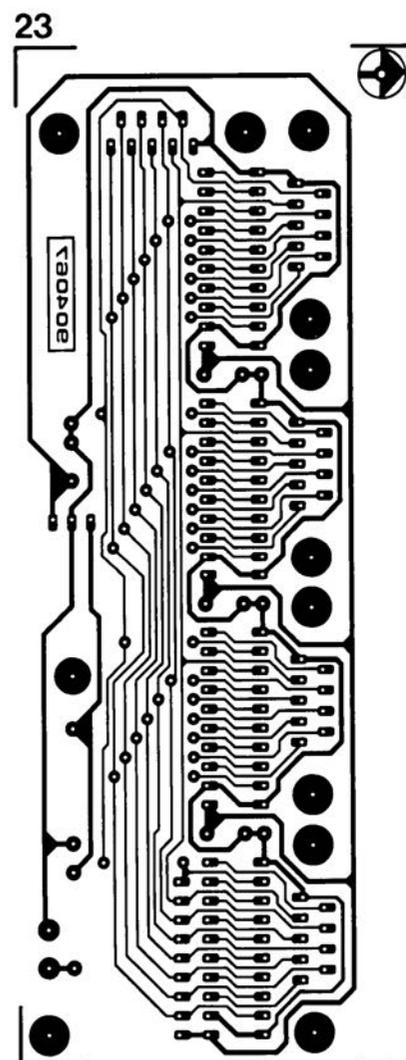
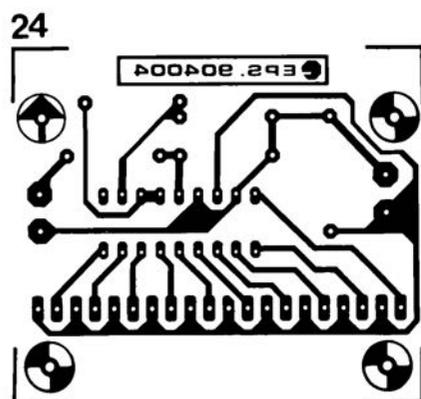
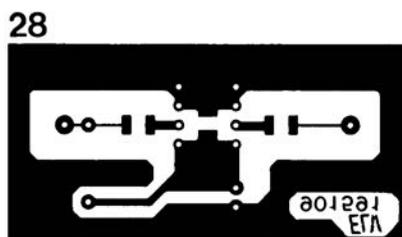
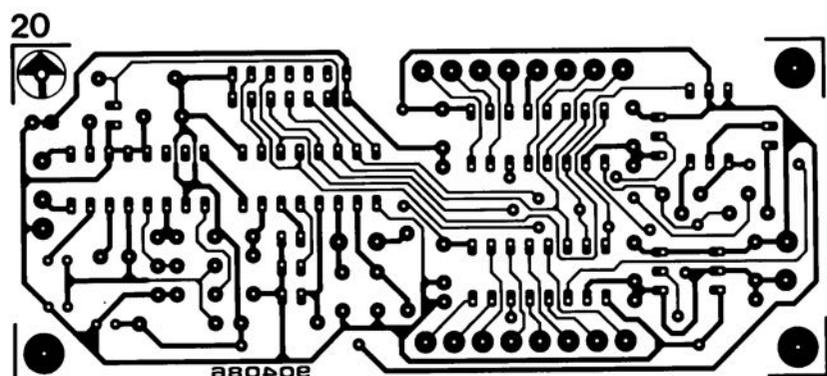
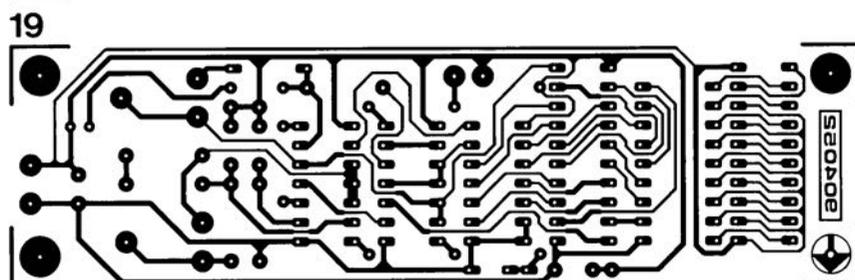
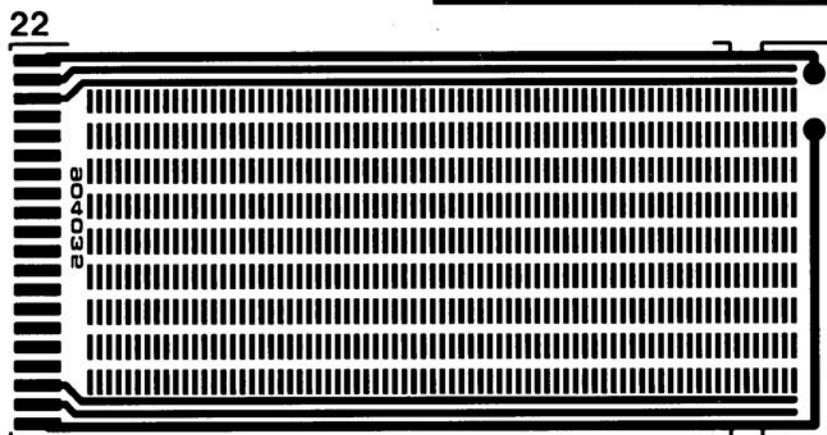


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# INDICATEUR TURBO

De la même manière qu'il est possible de transformer une vieille "deuche" fatiguée en voiture de sport au look ravageur en la dotant tout simplement de pneus larges et de quelques "décorations linéaires", il est possible d'enrichir votre ordinateur du type IBM-PC ou compatible d'un affichage "turbo". Cet afficheur visualise la fréquence de l'horloge interne de l'ordinateur exprimée en MHz. Lors d'un passage de la fréquence lente à la fréquence "turbo" on peut ainsi vérifier, grâce à cet afficheur, que l'horloge interne se met bien à fonctionner à une fréquence plus élevée. Sans oublier de plus que dès lors que la fréquence de travail est nettement visible, le fonctionnement de votre ordinateur peut fort bien vous sembler plus rapide encore que d'habitude (c'est l'effet placebo ou en français courant, de l'auto-suggestion).

L'ensemble du circuit est d'une simplicité lumineuse: deux afficheurs numériques à 7 segments à LED, un commutateur (rotatif) et quelques diodes servant à la mise en fonction (illumination) des segments requis. Chaque diode est dotée d'une résistance prise en série avec elle destinée à limiter le courant à travers les segments des afficheurs. La mise du commutateur du schéma électronique dans sa position supérieure entraînera l'affichage du chiffre "8" sur l'afficheur de droite. Si au contraire on bascule le commutateur en position inférieure, les deux afficheurs visualisent le premier le chiffre "1", le second le chiffre "6" ce qui nous donne le nombre "16". Il va sans dire que vous pourriez "programmer" l'affichage de n'importe quelle paire de chiffres, correspondant aux fréquences d'horloge interne les plus saugrenues. Le tableau joint vous indique quels segments illuminer pour obtenir le chiffre requis.

N'hésitez pas à "améliorer" ostensiblement les performances optiques de votre ordinateur: il existe des logiciels utilitaires, tels que PCTools, Norton ou Landmark, qui fournissent des taux de performance assez flatteurs. Rien ne vous interdit de choisir l'affichage de ce chiffre "gonflé".

Les plus bricoleurs d'entre nos lec-

teurs trouveront sans doute un moyen de commander l'affichage à l'aide du bouton "TURBO" prévu à l'origine sur l'ordinateur, évitant ainsi de devoir ajouter un second commutateur.

Dans le schéma vous trouvez également le brochage de deux types d'afficheurs testés sur les prototypes de ce circuit. Il s'agit d'afficheurs numériques à LED et à cathode commune de Siemens: le HD1107 (chiffres de 10 mm de hauteur) et le HD1133 (chiffres de 13,5 mm de hauteur). Si vous

utilisez l'un de ces types d'afficheurs, les résistances limitatrices de courant auront une valeur de 270 Ω. Vous pouvez cependant, sans risque de problème particulier, faire appel à d'autres afficheurs numériques, à condition pourtant qu'ils soient du type à cathode commune.

La consommation de courant du circuit est fonction du nombre de segments allumés ainsi que de la valeur des résistances de limitation. Votre ordinateur devrait pouvoir fournir ce courant sans broncher sachant qu'il est doté d'une alimentation, capable de produire des ampères en (sur-)abondance.

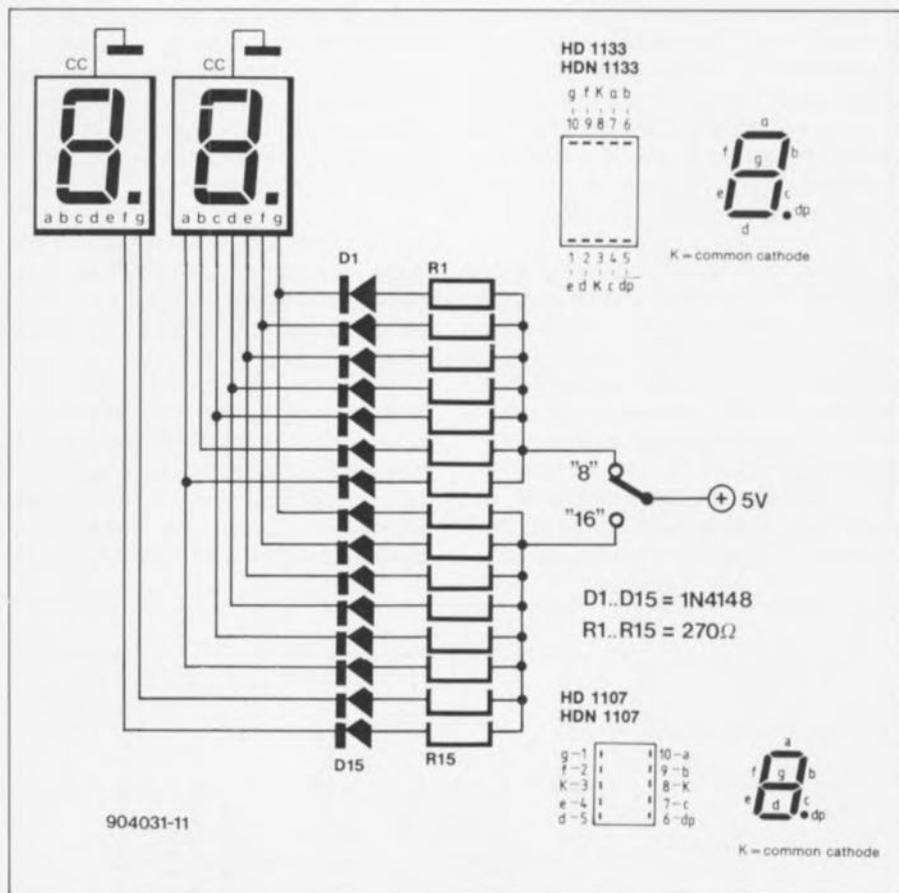


Tableau de correspondance segments/chiffres:

chiffre	segments illuminés						
	A	B	C	D	E	F	G
0	x	x	x	x	x	x	
1		x	x				
2	x	x		x	x		x
3	x		x	x			x
4		x	x			x	x
5	x		x	x		x	x
6	x		x	x	x	x	x
7	x	x	x				
8	x	x	x	x	x	x	x
9	x	x	x	x		x	x



# WATTMÈTRE RUSTIQUE

Le circuit intégré LM3915 de National Semiconductor intègre tout le nécessaire à la réalisation d'un wattmètre à affichage barregraphe, simple peut-être, mais parfaitement fiable. Autant le reconnaître tout de suite, le circuit que nous vous proposons ici présente pourtant un petit inconvénient: il nécessite une alimentation propre. Quoiqu'il en soit, ce petit "défaut" est aisément compensé par une sensibilité remarquable: pas moins de 0,2 W au minimum. Contrairement à un nombre important de wattmètres bon marché, qui dérivent de l'amplificateur auquel ils sont connectés le courant nécessaire à l'alimentation des LED, notre circuit ne constitue pas de charge supplémentaire pour celui-ci et, de ce fait, il n'a pas le moindre effet sur la qualité du son qu'il fournit (lire: pas d'augmentation de la distorsion).

La valeur à attribuer à la résistance R1 dépend, comme l'illustre le petit tableau intégré dans le schéma électronique, de l'impédance du haut-parleur utilisé. Si l'on veut se faciliter la vie, il est possible également de substituer un pont de câblage à cette résistance pour incorporer ensuite celle-ci dans l'embase servant à connecter le circuit au haut-parleur. Cette technique de montage de la résistance R1

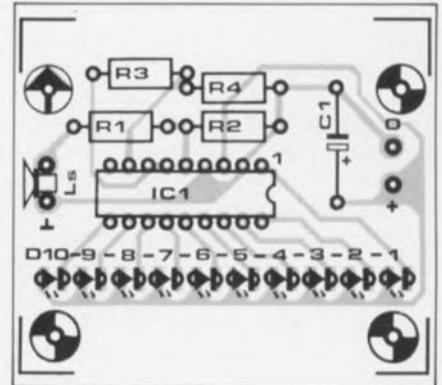
permet de réaliser plusieurs câbles de connexion qui permettent d'utiliser un même circuit avec des haut-parleurs d'impédances aussi diverses que différentes.

Si l'on envisage d'utiliser ce circuit avec un équipement stéréo, il faudra en construire deux exemplaires, ou encore connecter les lignes des haut-parleurs qui fournissent le signal à **deux résistances R1** dont la jonction commune est elle raccordée ensuite à la broche 5 du circuit intégré, IC1. Nous sommes conscients du fait que cette proposition de connexion "a-ésothérique" fera froncer les sourcils à nombre de nos lecteurs. Nous pouvons vous assurer cependant que tout fonctionne le mieux du monde et sans le moindre problème.

Pour l'alimentation du circuit, il suffira de faire appel à un module d'alimentation secteur standard fournissant une tension de sortie continue comprise entre 12 et 20 V.

Terminons cet article avec une petite remarque. À y regarder de près, la mesure de puissance réelle qu'effectue le LM3915 ne constitue qu'une approximation. Seuls les demi-cycles positifs du signal sont en effet pris en

compte, ce qui explique que la LED supérieure du barregraphe s'illumine avec une intensité légèrement inférieure à celle des autres.



### Liste des composants

#### Résistances:

- R1 = 10 kΩ
- R2 = 10 kΩ
- R3 = 390 Ω
- R4 = 2kΩ7

#### Condensateurs:

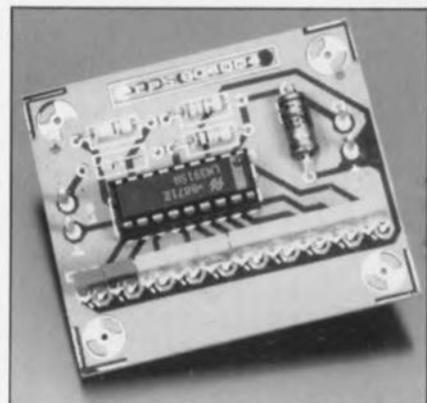
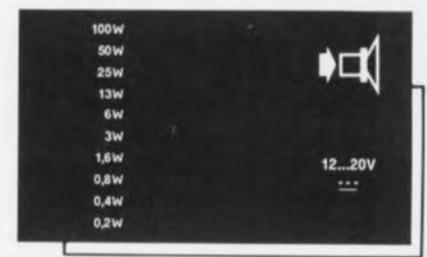
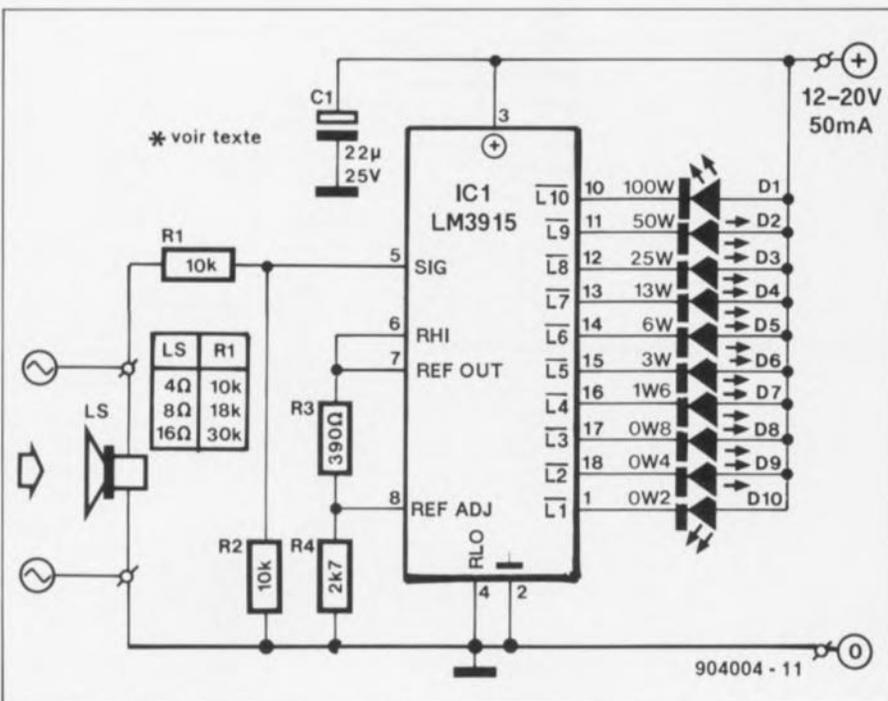
- C1 = 22 μF/25 V axial

#### Semi-conducteurs:

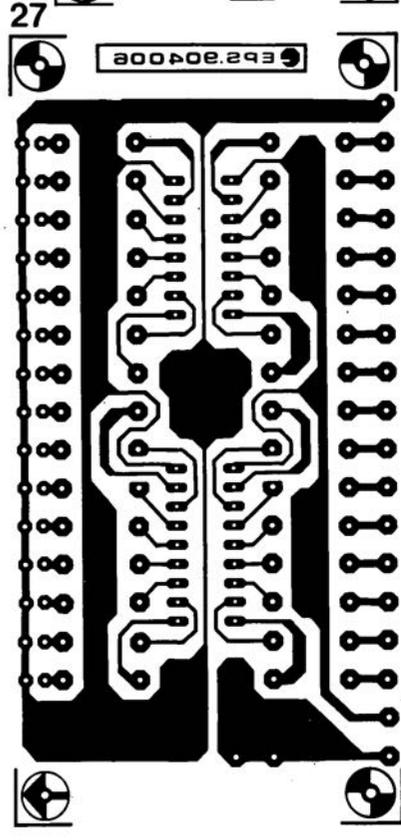
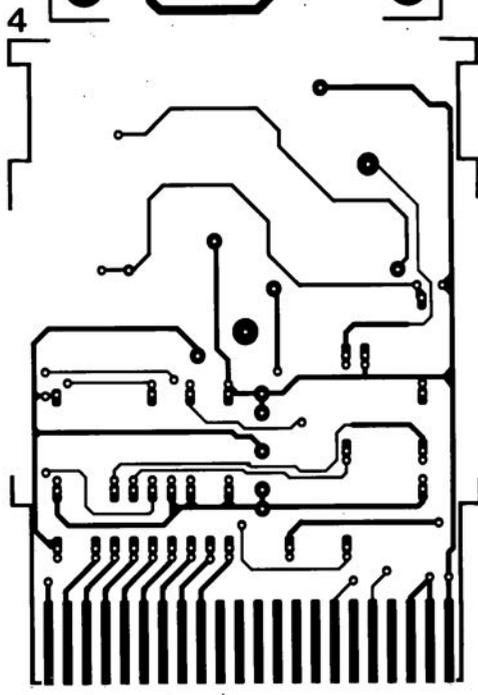
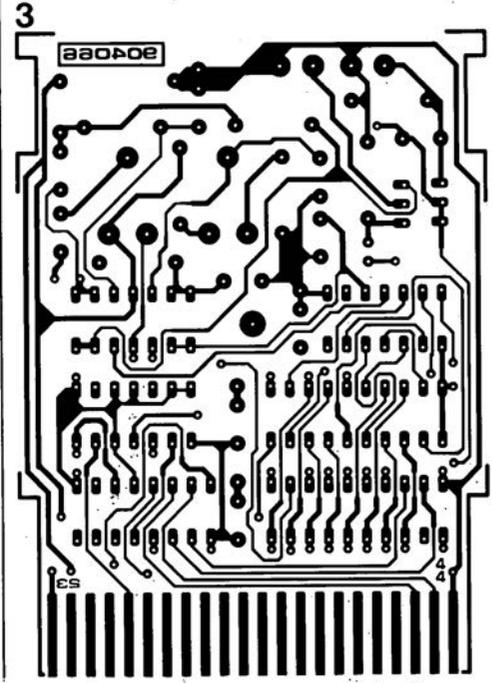
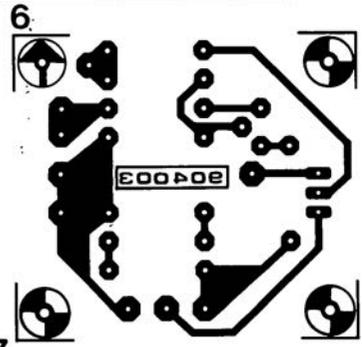
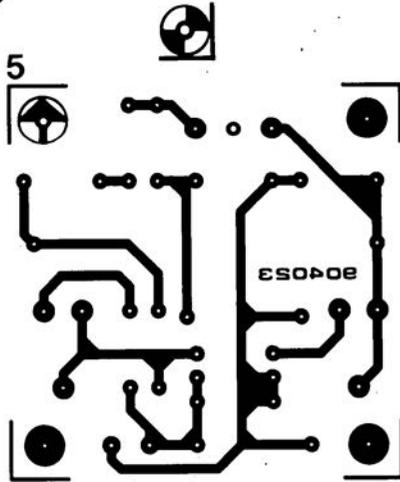
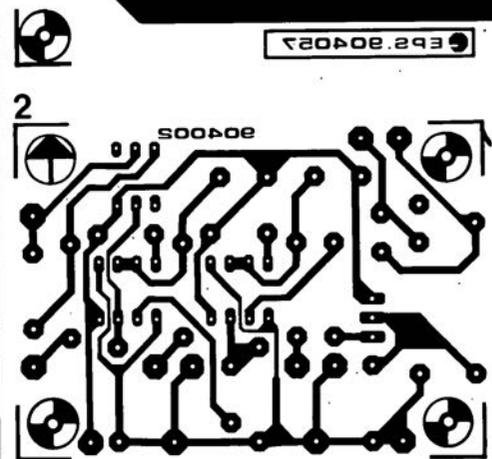
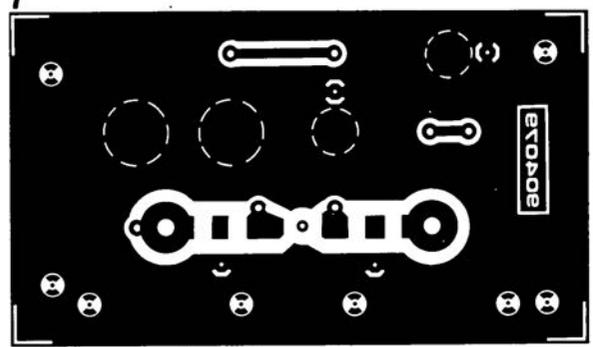
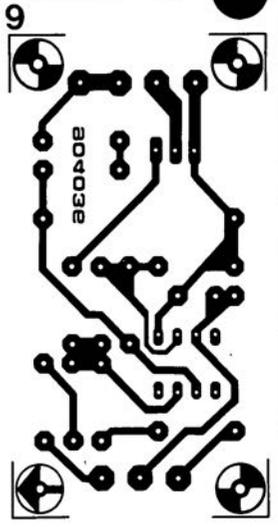
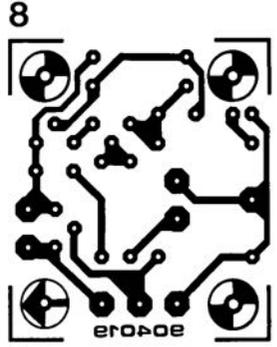
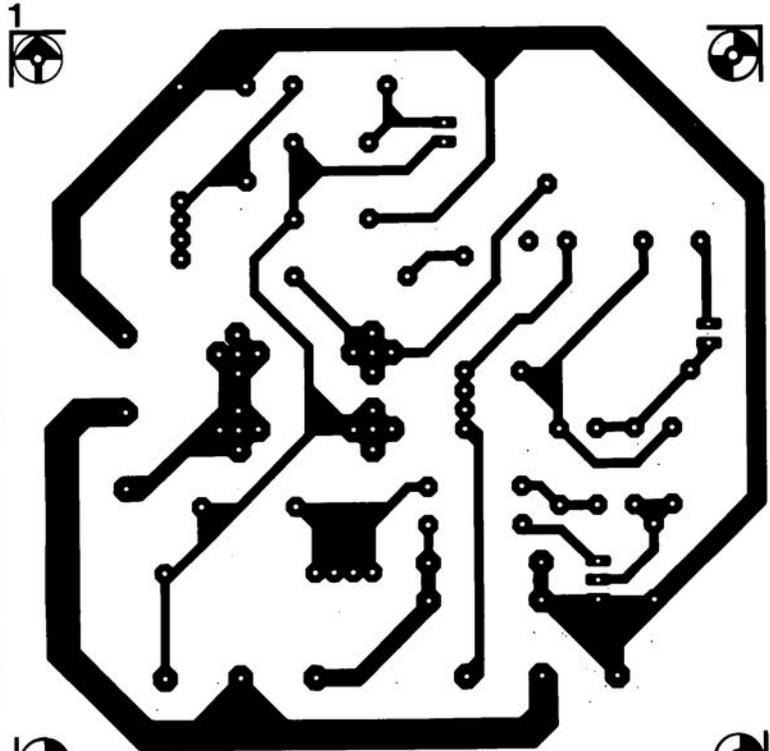
- D1 à D10 = LED rectangulaire
- IC1 = LM3915 (National Semiconductor)

#### Divers:

- boîtier 23x61x96 mm environ (tel que Pac-Tec série HM par exemple)

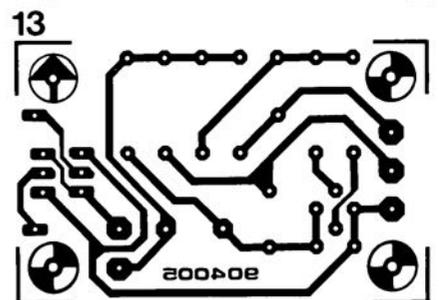
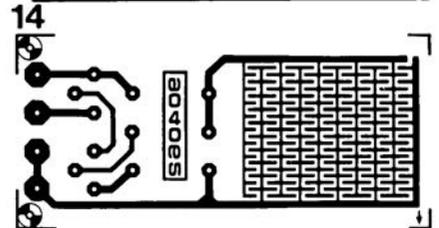
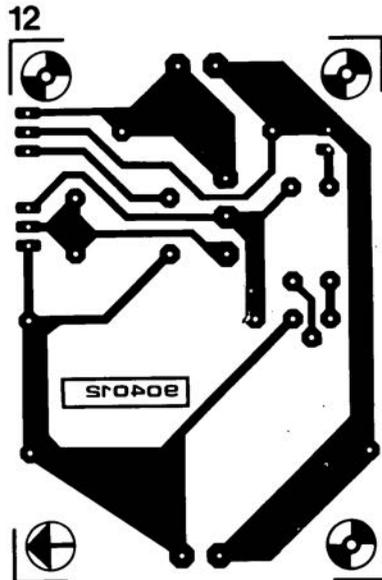
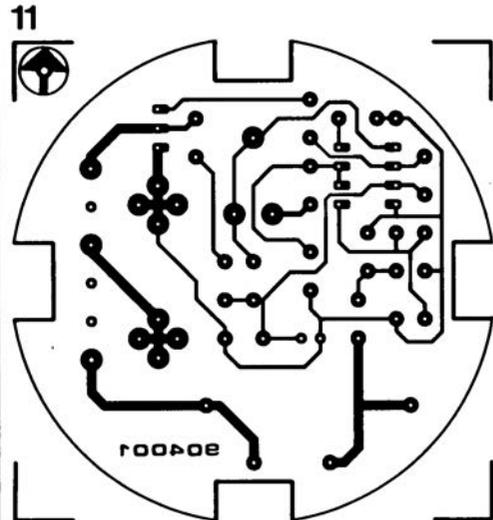
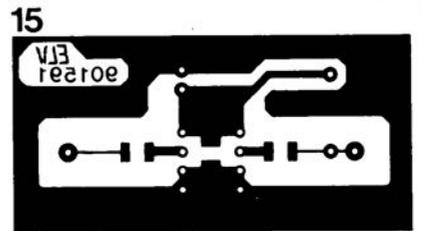
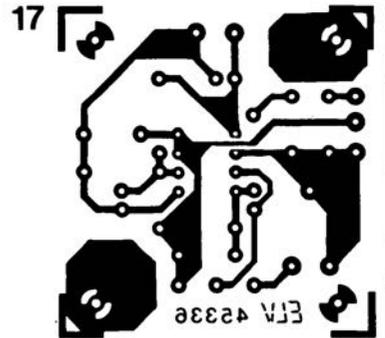
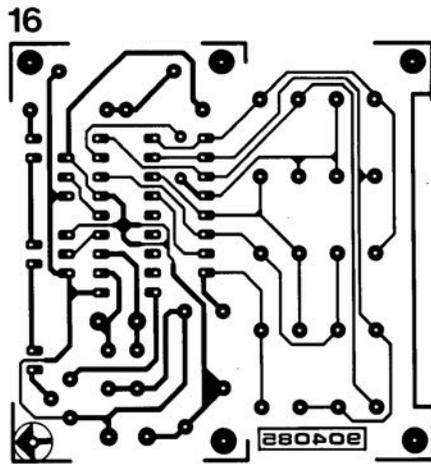
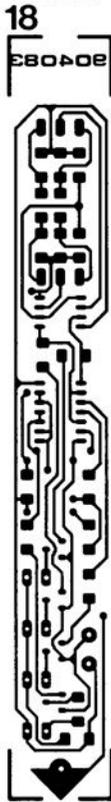
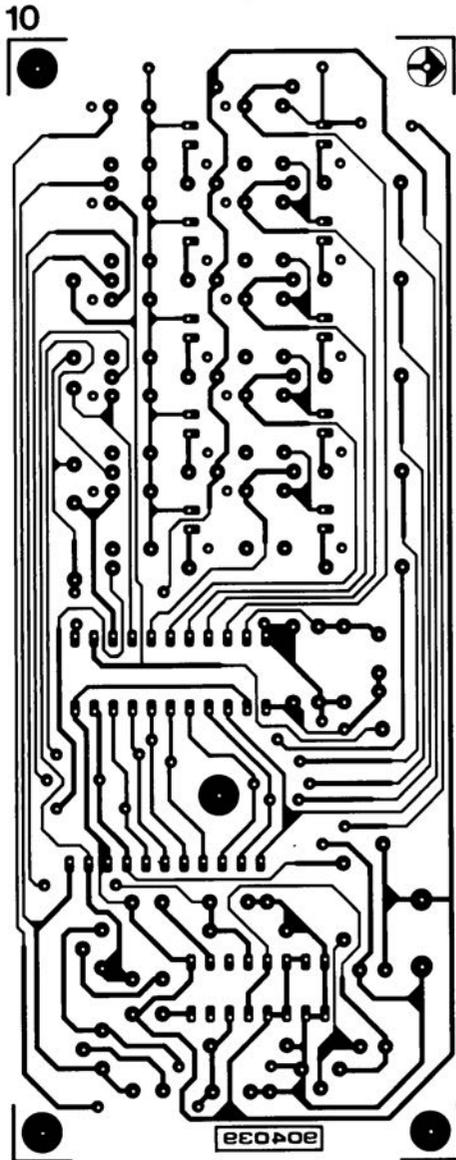


# SERVICE

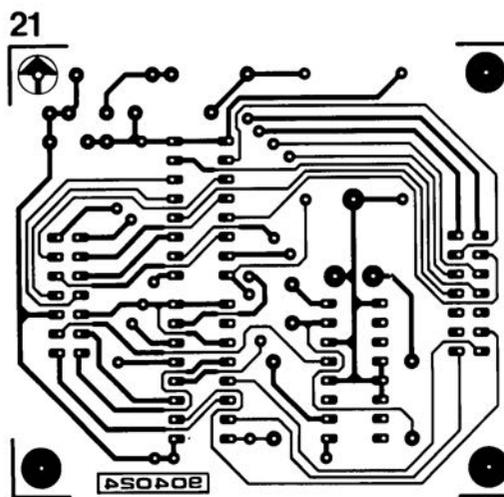
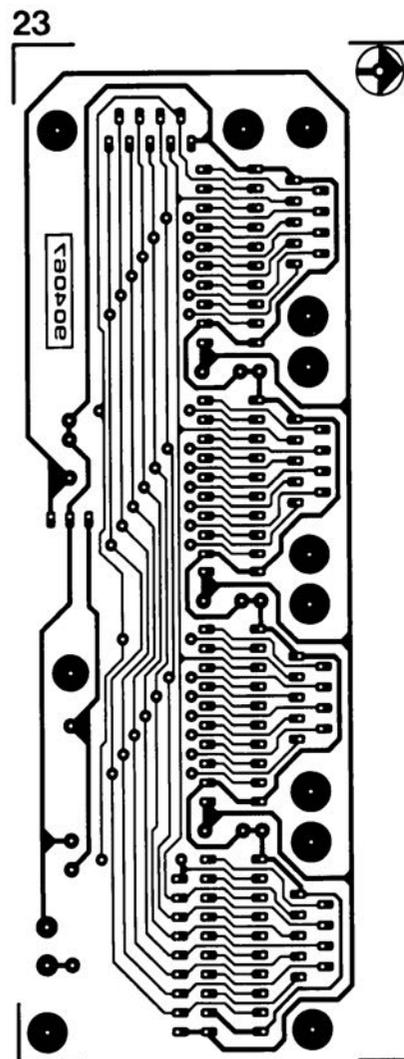
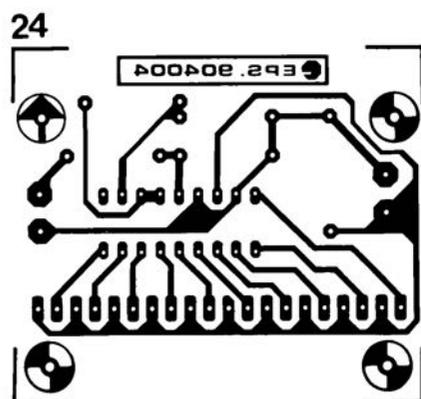
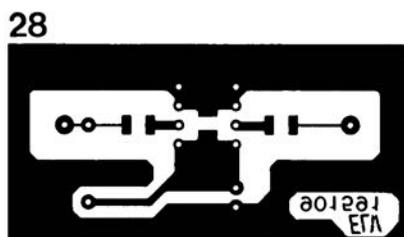
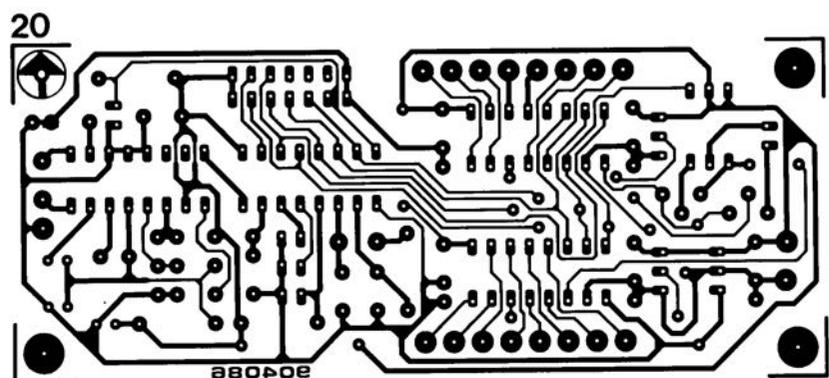
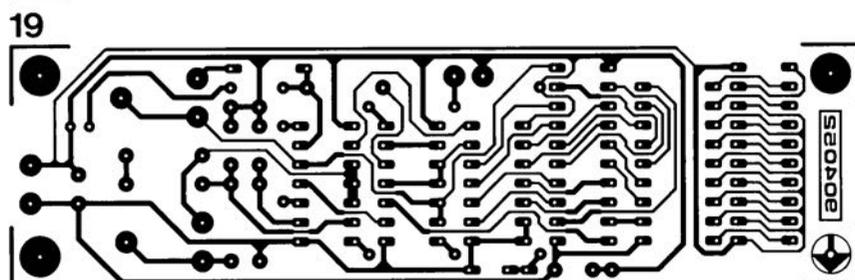
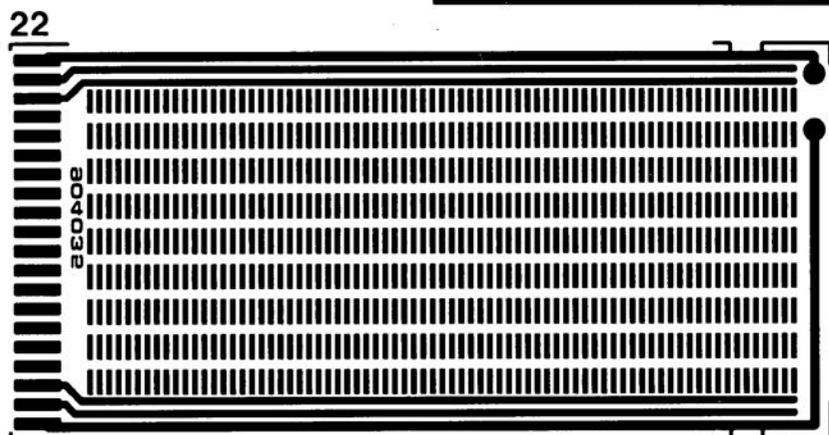


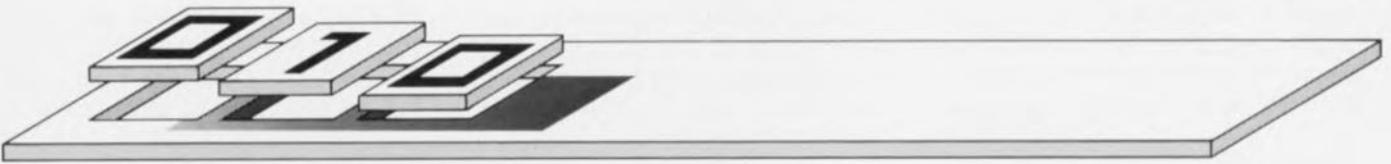
# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# ÉLECTRO-CONTRÔLEUR AUTO

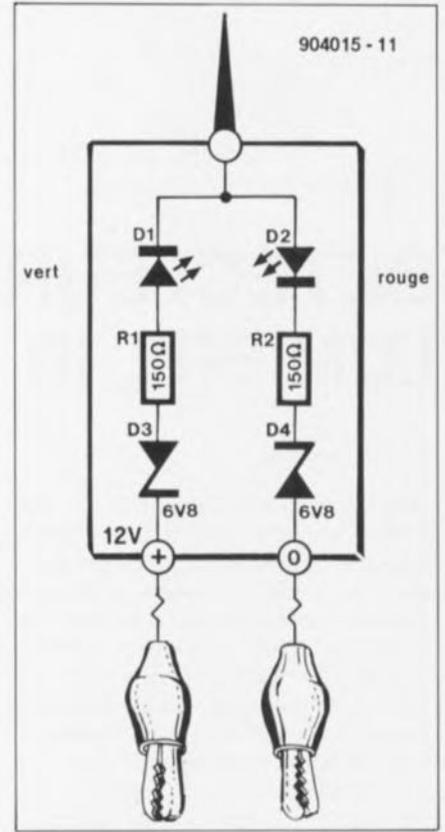
D. Folger

En faisant appel à 6 composants seulement il est possible de réaliser un appareil de test d'une simplicité "piquante" dont l'extrême utilité ne manquera pas de se manifester le jour où vous déciderez d'intervenir sur le réseau électrique d'une voiture.

Deux diodes électroluminescentes (LED) indiquent l'état électrique du point que l'on est en train de tester. Si ce point est relié au pôle positif de la batterie, c'est la LED rouge qui s'allume. Dans le cas contraire, c'est-à-dire si ce point est relié à la masse du véhicule, ce sera au tour de la LED verte de se manifester (cela ne vous rappelle rien? Ce sont tout bonnement les couleurs des manchons des pôles de votre batterie).

Comme c'est la batterie de bord qui se charge de l'alimentation de ce montage on se simplifiera la vie en dotant chacun des câbles de l'alimentation d'une pince crocodile qui en permettra la connexion aisée à la batterie directement, ou encore à deux points de niveaux convenables pris dans le compartiment à fusibles du véhicule.

Autre solution: connectez les câbles de l'alimentation à une fiche mâle pour allume-cigare et vous serez assuré de ne jamais vous tromper de polarité. Afin de pouvoir contrôler des câbles sans endommager leur isolation il est pratique d'utiliser, comme pointe de test, une aiguille très fine (mais résistante). Ce montage ne convient, - espérons qu'il est inutile d'insister- qu'aux réseaux de bord de 12 V.

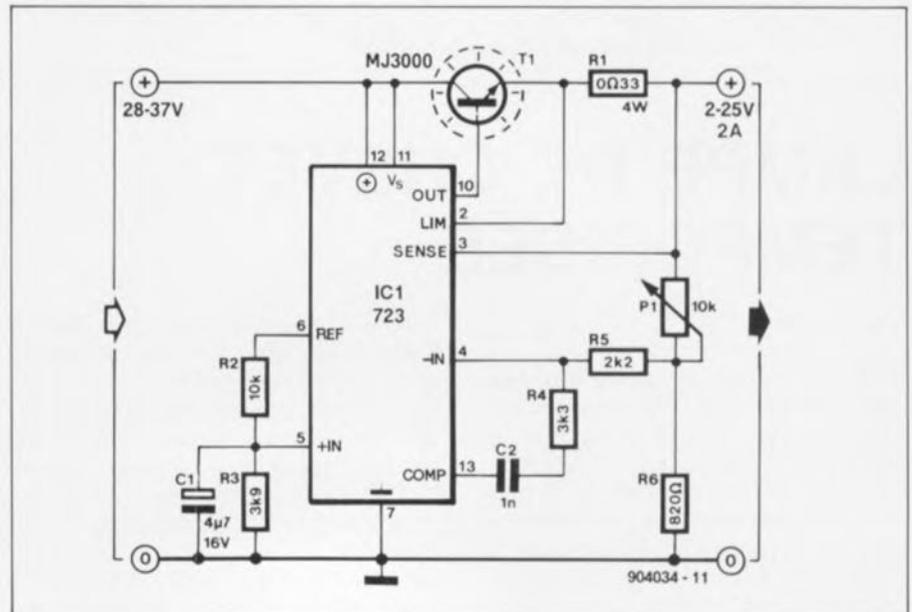


# ALIMENTATION RÉGLABLE LINÉAIRE

N. Körber

Avec la plupart des alimentations réglables il n'existe pas de rapport linéaire entre la position du curseur du potentiomètre de réglage et la tension de sortie. De ce fait il est indispensable de mesurer la tension de sortie et d'incorporer éventuellement un circuit de mesure associé à un affichage de la tension de sortie. Si ce rapport était linéaire, il suffirait de doter le bouton du potentiomètre d'une échelle linéaire - à l'image de ce que l'on fait sur de nombreux générateurs de fonctions- afin de pouvoir régler facilement et de manière fiable le niveau de la tension de sortie. Le circuit de cet article présente toutes ces caractéristiques. La différence la plus remarquable

avec les alimentations réglables habituelles consiste en une connexion directe (en court-circuit) entre le curseur du potentiomètre P1 et son contact relié, à travers la résistance R6, à la



masse. À l'aide de ce pont de court-circuit il est possible d'améliorer un nombre important de circuits similaires. Il est indispensable pourtant, inutile de le préciser, d'utiliser un potentiomètre **linéaire** de très bonne qualité.

Le circuit nécessite une tension continue d'entrée de 28 à 37 V pour pouvoir fournir à sa sortie une tension régulée de 2 à 25 V. Le courant maximal de sortie est de 2 A.

**Remarque importante:** La dissipation du transistor MJ3000 peut atteindre 50 W. Il est important de ce fait, de le doter d'un radiateur de caractéristiques et de dimensions convenables ( $< 1,5$  K/W).

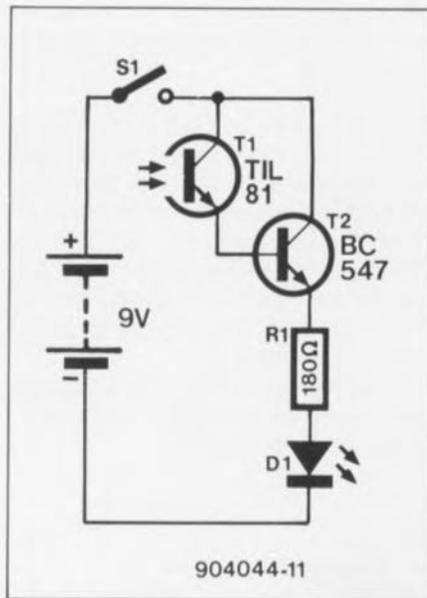


# DÉTECTEUR DE LUMIÈRE IR

R. Sijstermans

L'électronique domestique fait de plus en plus souvent appel à la lumière infrarouge. La grande majorité des équipements audio et vidéo modernes peut être commandée à l'aide de ces rayons de "lumière invisible". Il arrive pourtant à l'occasion que l'on se trouve en présence d'une télécommande qui paraît ne pas fonctionner. Comme le rayonnement infrarouge est invisible, il est bien difficile de déterminer si le problème est à mettre au compte de l'émetteur ou du récepteur.

Le montage proposé dans cet article permet de s'assurer rapidement de l'existence d'une émission de "lumière" infrarouge produite par... l'émetteur bien sûr. Au point où nous en sommes, il faudra remarquer cependant, qu'une émission de rayonnement infrarouge par l'émetteur ne



constitue pas de garantie de son bon fonctionnement. L'illumination de la LED du montage, au rythme des impulsions infrarouges qu'elle reçoit, in-

dique uniquement la réception de rayons infrarouges; elle ne fournit aucune information quant au code transmis.

Ici, c'est le phototransistor IR (infrarouge), T1 qui détecte le rayonnement IR. Il fait alors passer le transistor T2 à l'état conducteur. Dans ces conditions, la LED D1 se met à clignoter au rythme des codes infrarouges qui lui arrivent.

L'intensité d'illumination de la LED est fonction de la puissance de la lumière infrarouge détectée et de ce fait elle fournit aussi une indication de l'état (charge) des piles de la télécommande.

Le choix du phototransistor IR à utiliser est peu critique: n'importe quel type de phototransistor IR convient à cette application. Puisque le courant qui traverse la LED est relativement peu important, il faudra choisir une LED à rendement élevé.

La consommation de ce montage est très faible de sorte que l'on pourra l'alimenter à l'aide d'une pile 9 V compacte.



# LAMPE DE CHEVET TEMPORISÉE

R.G. Evans

Voilà une lampe de chevet très spéciale. Après avoir été allumée elle s'éteint automatiquement après un certain délai, défini par l'utilisateur. La nuit, c'est très exactement le type de circuit qui permet de consulter son radio-réveil ou de trouver sans trop de problèmes, la porte de sa chambre à coucher. Comme l'électronique du cir-

cuit et l'ampoule sont alimentés à l'aide d'une (ou de plusieurs) pile(s), nous nous trouvons en présence d'une lampe de chevet portable, qui peut rendre service aussi bien chez soi que dans un d'hôtel, dans la chambre d'hôte chez des amis ou encore, pendant les vacances, dans une caravane.

Le temporisateur CMOS 7555, composant que nous ne vous ferons pas

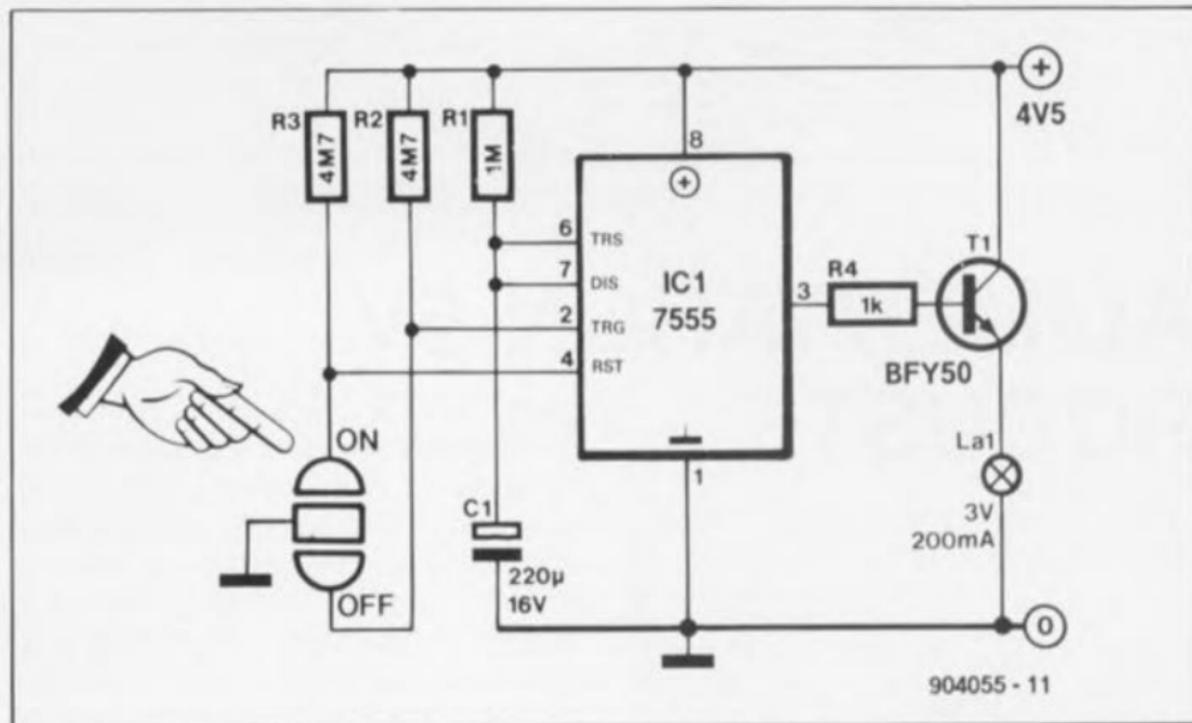
l'injure de vous présenter, est utilisé ici comme multivibrateur monostable; il connaît une constante de temps,  $t$ , définie par le réseau RC que constituent la résistance R1 et le condensateur C1. Le dimensionnement des composants, tel que proposé dans le schéma, donne un délai de 5 minutes environ, temporisation au bout de laquelle la lampe s'éteint. Il est possible d'adapter la durée de cette temporisation à son goût, en s'aidant de la formule suivante:

$$t = 0,69RC,$$

formule dans laquelle R représente la

valeur de la résistance R1 [en ohms] et C la valeur du condensateur C1 [en farads]. Les deux résistances R2 et R3 sont mises en oeuvre comme résistances de forçage reliées respectivement de la broche de déclenchement (TR = trigger) et de la broche de remise à zéro (RST = Reset) du 7555.

Une touche à effleurement sert à la mise en fonction du circuit ou bien à sa remise à zéro avant que la lampe ne s'éteigne automatiquement au bout du délai fixé. La sortie du 7555 commande, à travers la résistance R4, le transistor T1. Celui-ci permet de commuter des courants de 250 mA au maximum, sans qu'il ne soit nécessaire de le doter d'un radiateur. En fonction de l'application du circuit, vous pouvez utiliser des ampoules d'intensité plus ou moins importante. Rappelez-vous cependant que les pi-

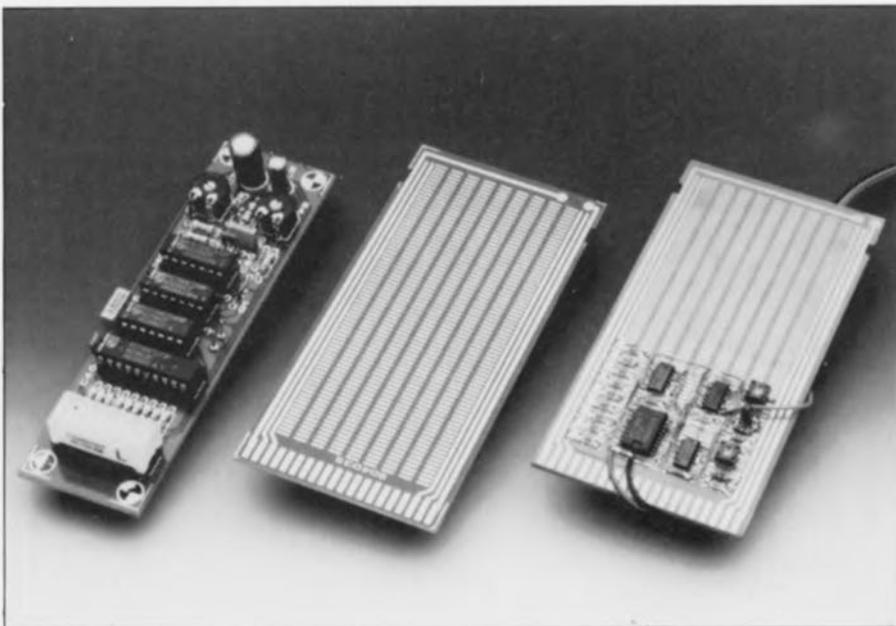


les non-rechargeables coûtent relativement cher et qu'elles constituent un danger pour l'environnement.

La consommation du circuit au repos et à une tension d'alimentation de 4,5 V n'est que de 35  $\mu$ A.



# PLATINE D'EXPÉRIMENTATION POUR CMS



## M. Fabisch

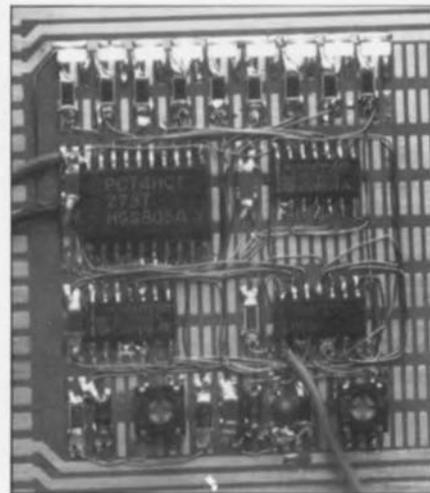
Il est difficile, dans le monde de l'électronique, de faire plus court et plus efficace. Un grand nombre d'amateurs d'électronique, les plus enthousiastes d'entre nous, semblent être venus à bout de leurs craintes,

doutes ou hésitations quant à l'utilisation de ces fameux composants, miniaturisés à l'extrême, baptisés **CMS**: Composants pour Montage en Surface.

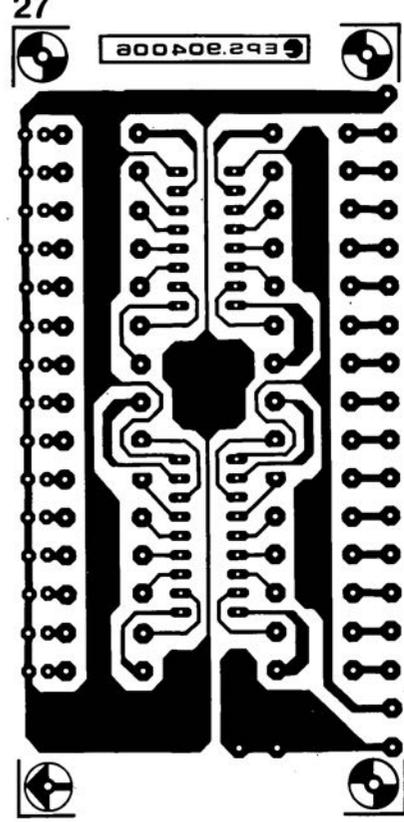
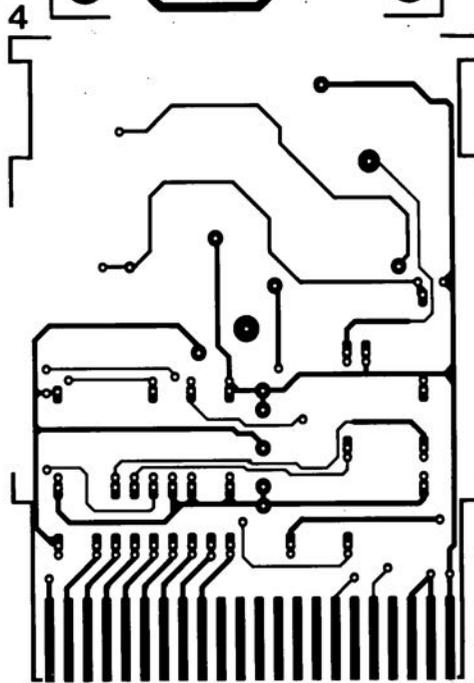
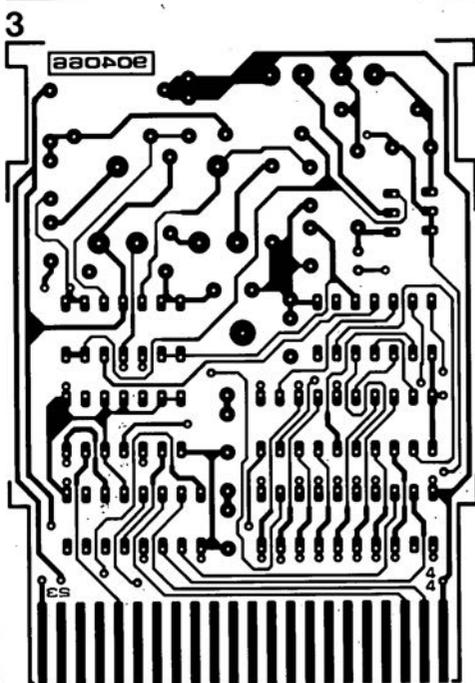
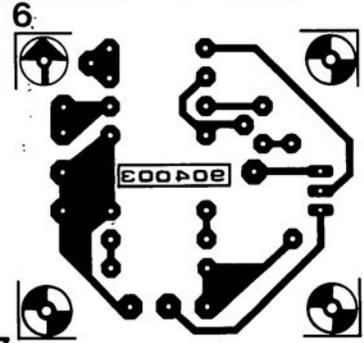
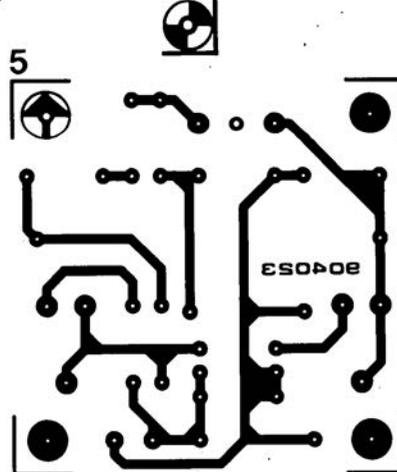
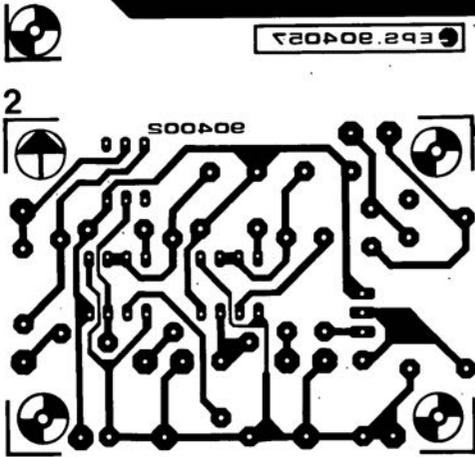
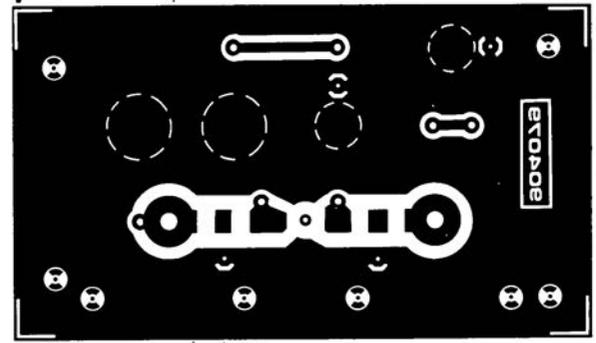
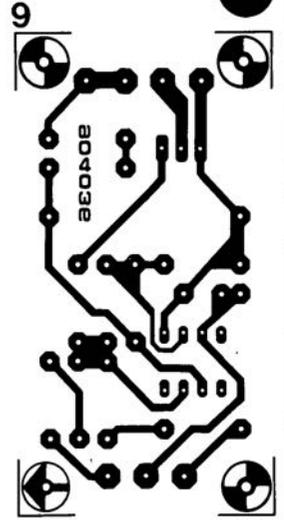
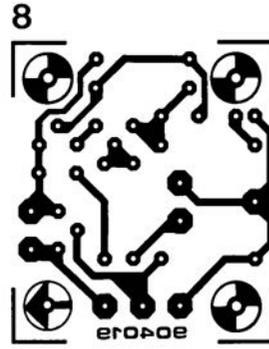
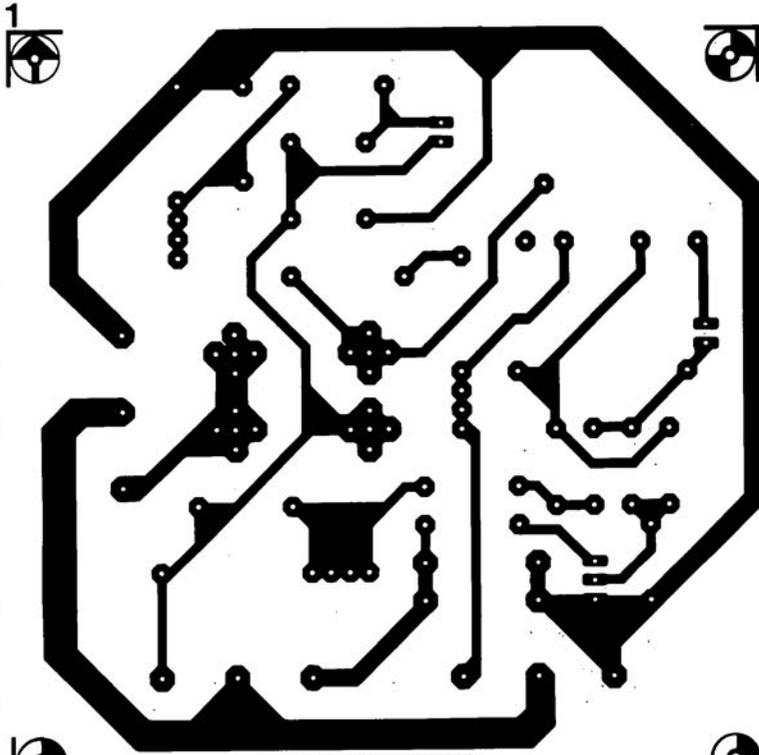
C'est pour faciliter les expérimentations avec ces composants lilliputiens

que nous proposons à tous ces "précurseurs audacieux" une platine d'expérimentation sur laquelle les pastilles sont disposées de telle façon à qu'il soit possible d'effectuer n'importe quelle connexion et cela quel que soit le composant CMS utilisé, même s'il s'agit de circuits intégrés. Les photos d'illustration donnent un exemple de ce qu'il est possible de faire avec une telle platine d'expérimentation.

Nous ne serions pas étonnés de la voir apparaître prochainement sur le marché. Les bonnes idées ne doivent pas se perdre.

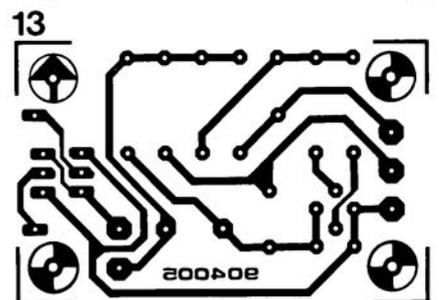
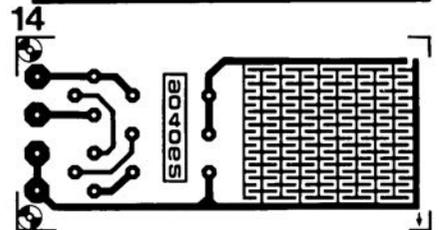
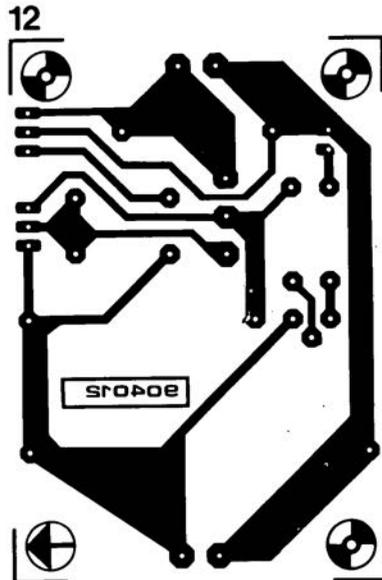
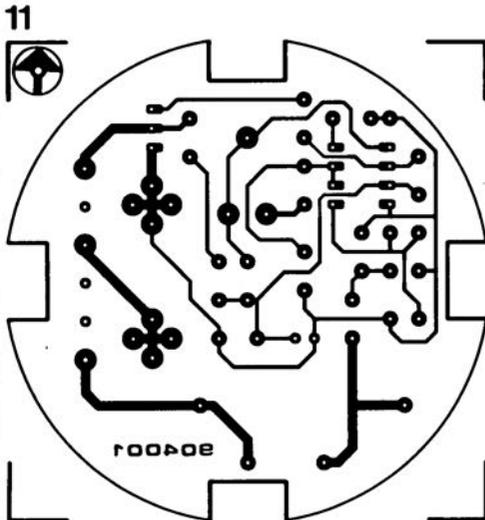
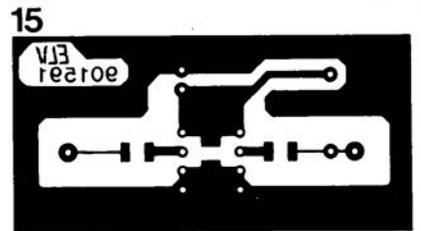
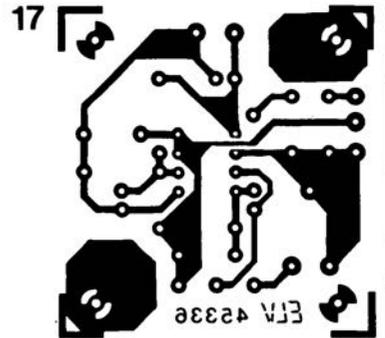
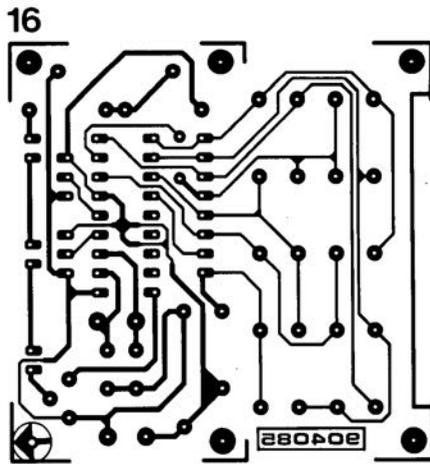
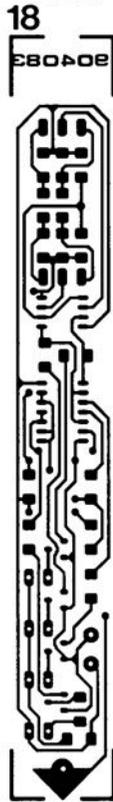
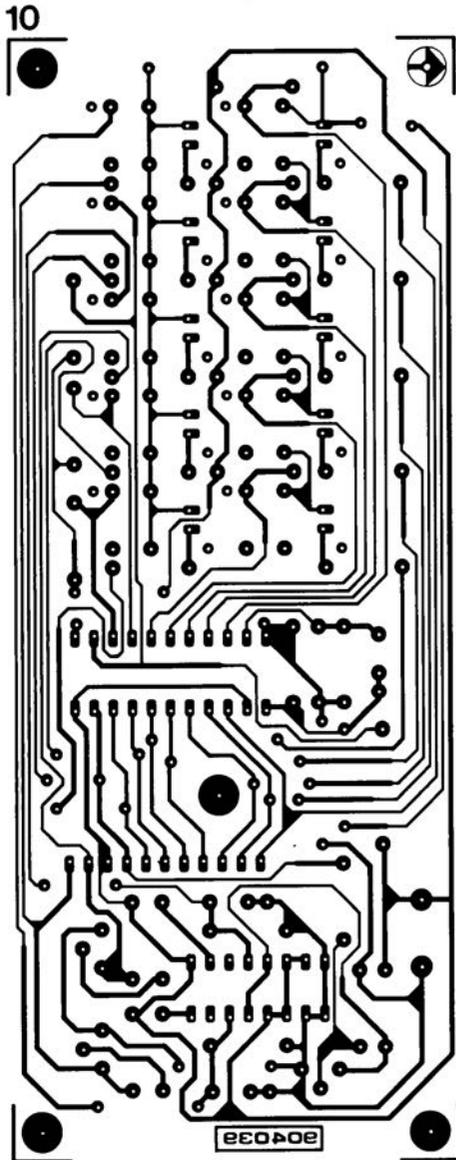


# SERVICE

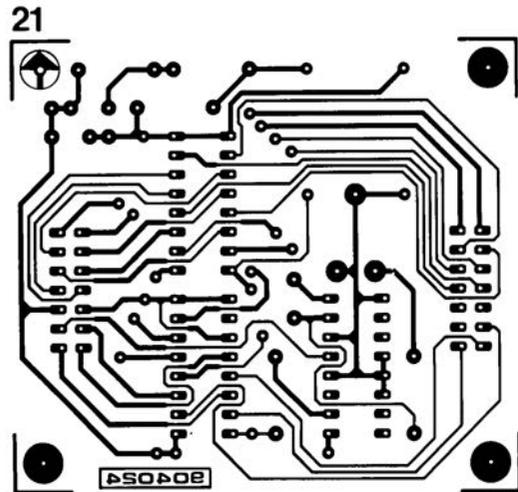
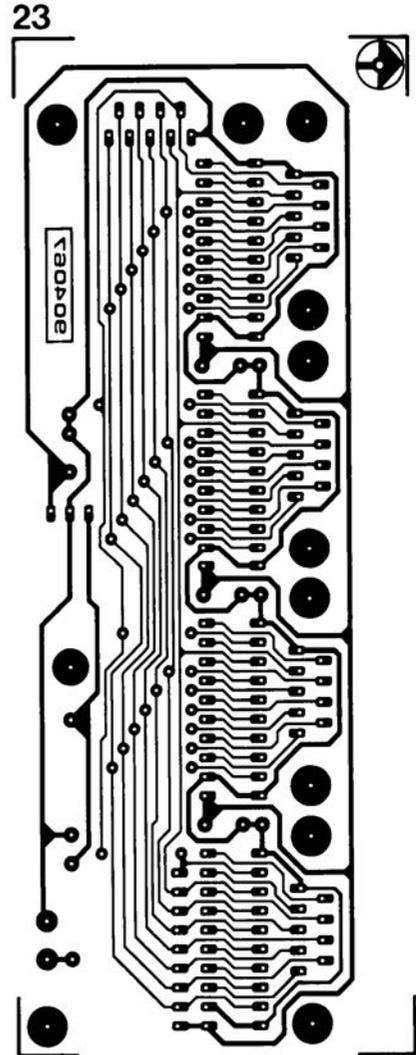
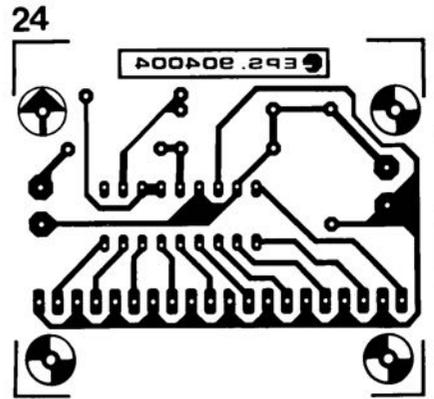
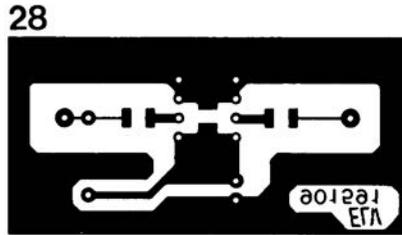
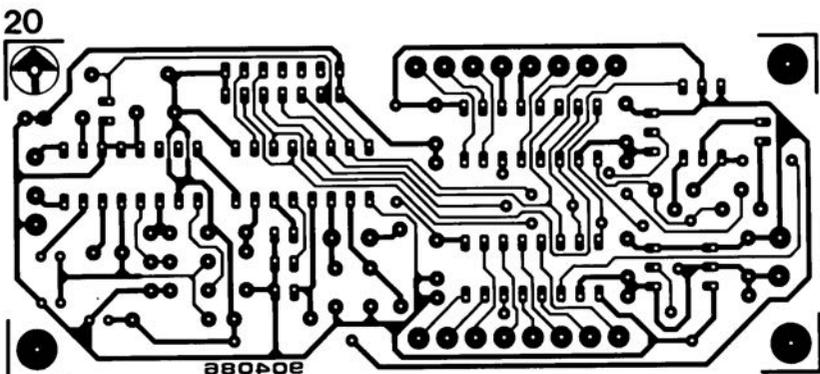
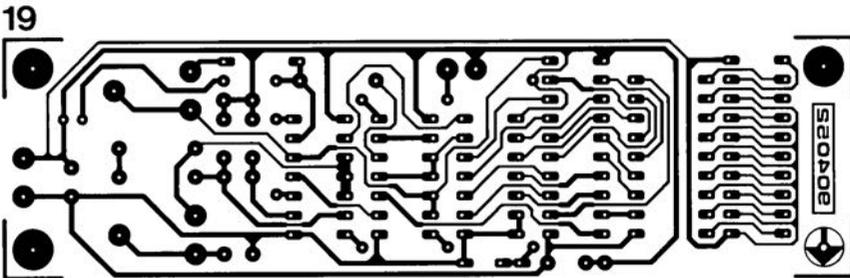
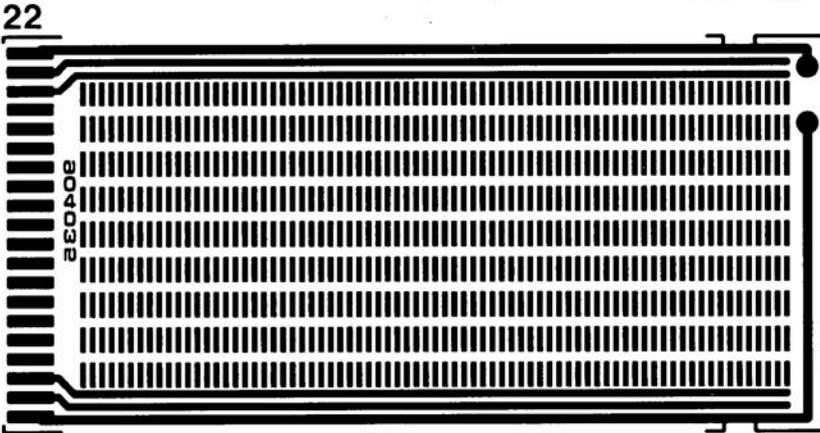


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# ALIMENTATION 5V ROBUSTE



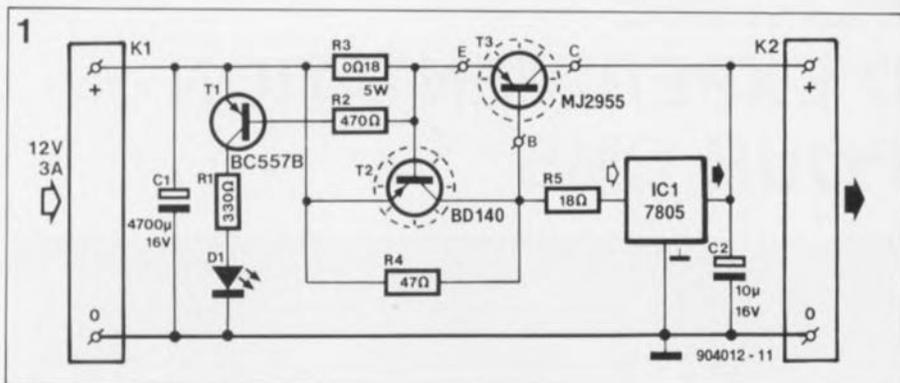
Le régulateur de tension "standard" du type 7805 a deux avantages importants: il est disponible partout et de plus peu coûteux. Dans certains cas il s'avère que son courant de sortie maximal de 1 A n'est pas suffisant. Pour augmenter l'intensité de ce courant de sortie il suffit tout simplement d'ajouter un transistor de puissance (T3) monté sur un radiateur. Tant que le courant reste assez faible, le 7805 se charge, comme il en a l'habitude, de la régulation. Dès que le courant dépasse quelque 15 mA, il se produit une chute de tension aux bornes de la résistance R4 qui fait alors passer le transistor T2 à l'état passant. Le transistor T2 protège T3 contre des courts-circuits. Si le courant qui circule par le transistor de puissance MJ2955 dé-

passé 3 A, la chute de tension aux bornes de la résistance prise en série dans sa ligne d'émetteur, R3, prend une valeur telle que T2 devient passant lui aussi. De ce fait, la tension base/émetteur de T3 est limitée et il devient virtuellement impossible que le courant de sortie continue d'augmenter encore plus. On remarquera la présence d'un troisième transistor, T1, pris en parallèle sur T2; il sert à la commande de la LED D1, qui visualise l'entrée en fonction du sous-ensemble de limitation de courant. La résistance R5 sert à limiter le courant véhiculé par le 7805 lorsque l'électronique de limitation de courant (T2 et T3) est active. Dans ce cas-là, la résistance R4 est court-circuitée par T2 et si R5 n'avait pas été implantée, le 7805 en aurait vu de toutes les couleurs.

satisfait lui de 8,5 V. L'électronique de limitation du courant présente un fonctionnement progressif. Ceci a pour conséquence que l'on peut observer, en cas de court-circuit des sorties, un courant pouvant grimper jusqu'à 6 A. Il est fortement recommandé, est-il nécessaire d'insister, de limiter à un strict minimum la durée d'un tel court-circuit.

Lors de réalisation de ce circuit il faut veiller à ce que les transistors T2 et T3 soient parfaitement isolés galvaniquement des radiateurs (qui auront une résistance thermique de 2 à 3 K/W). Il n'est pas nécessaire de doter le 7805 d'un radiateur. Rien ne s'oppose pourtant à son montage sur le radiateur destiné à T2.

L'implantation des autres composants n'appelle pas le moindre commentaire et ne devrait pas poser de problème comme l'illustre la sérigraphie aérée de la figure 2.



L'obtention d'un courant de sortie important se paie. Pour obtenir un courant de sortie de 3 A, il faut que la tension d'entrée soit de 10 V. Un 7805 "ordinaire", c'est-à-dire non doté de cette électronique supplémentaire, se

### Liste des composants

#### Résistances:

- R1 = 330 Ω
- R2 = 470 Ω
- R3 = 0Ω18/5 W
- R4 = 47 Ω
- R5 = 18 Ω

#### Condensateurs:

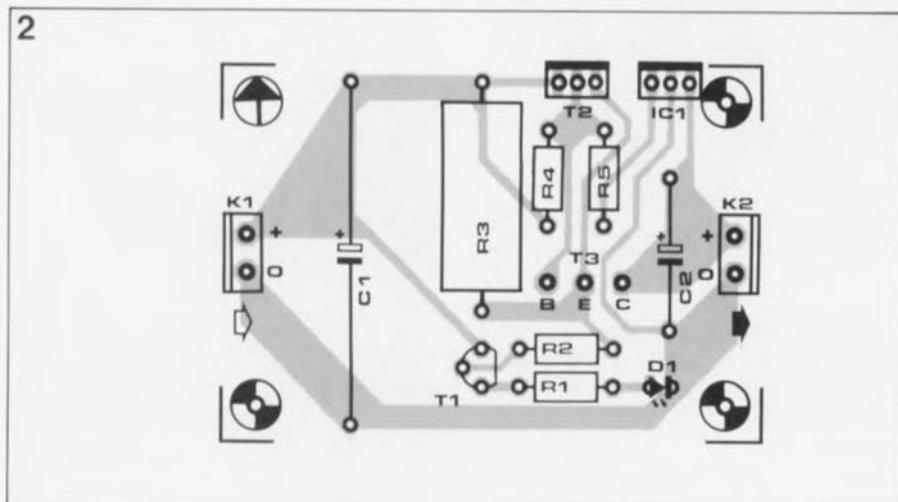
- C1 = 4 700 µF/16 V
- C2 = 10 µF/16 V

#### Semi-conducteurs:

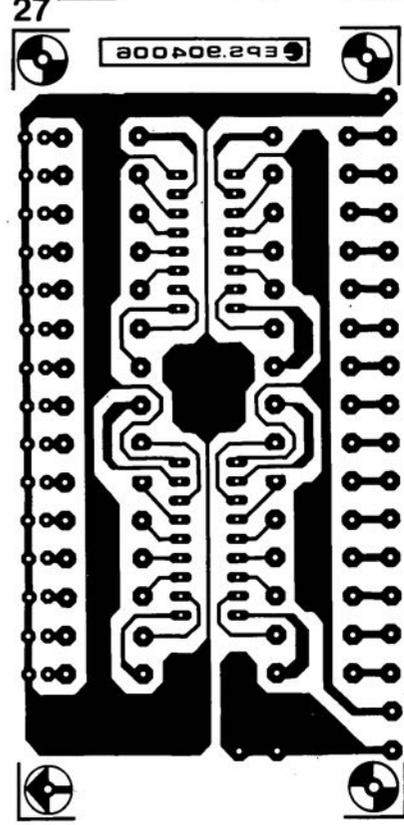
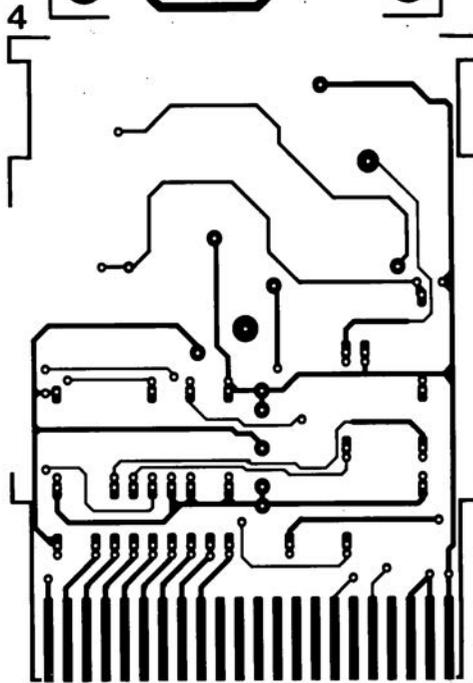
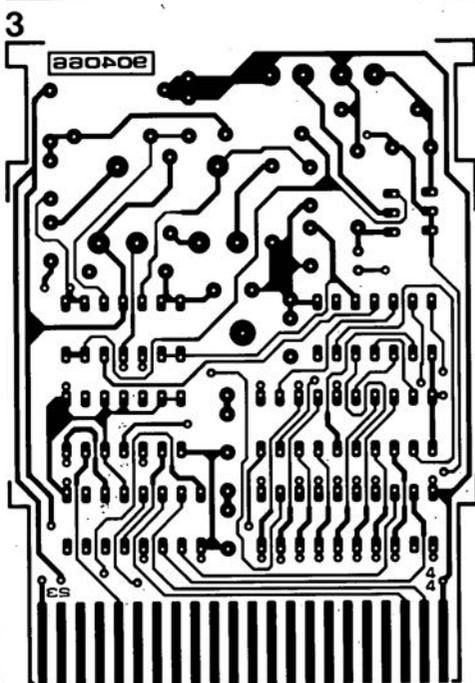
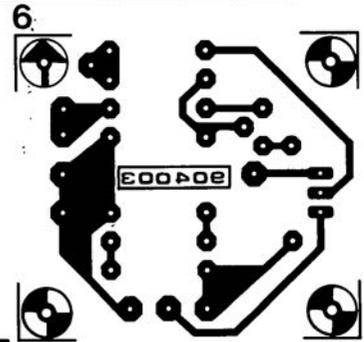
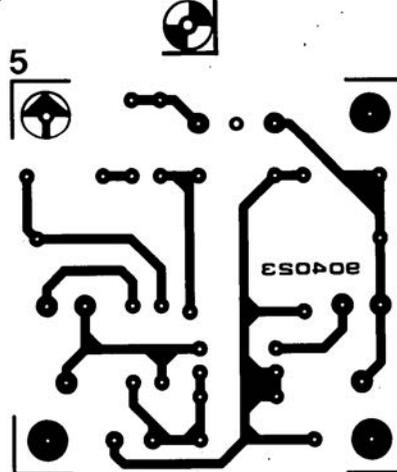
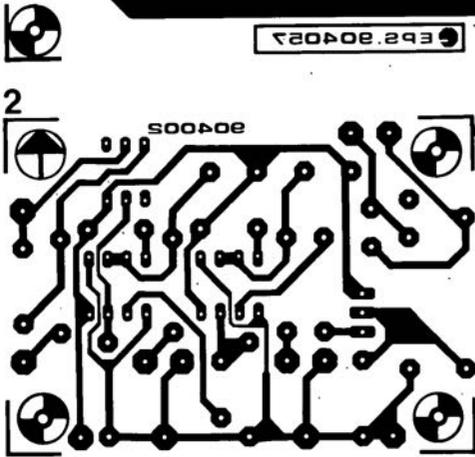
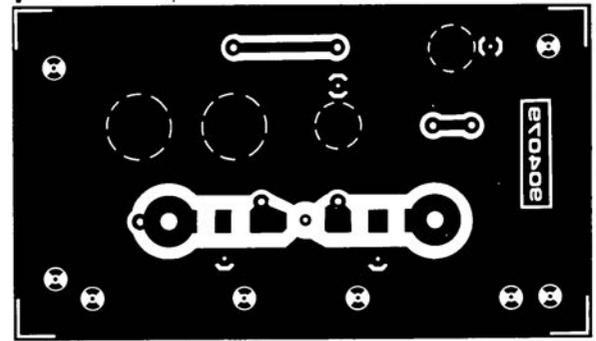
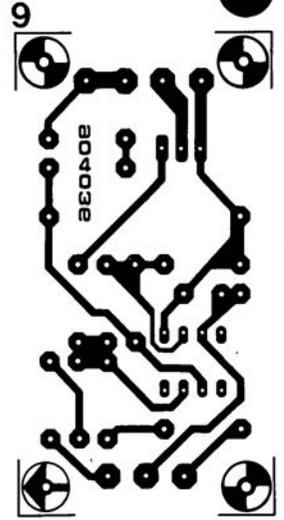
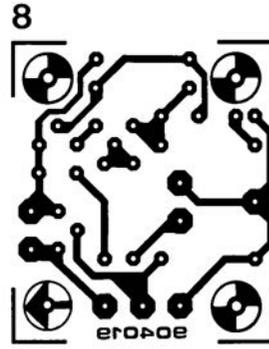
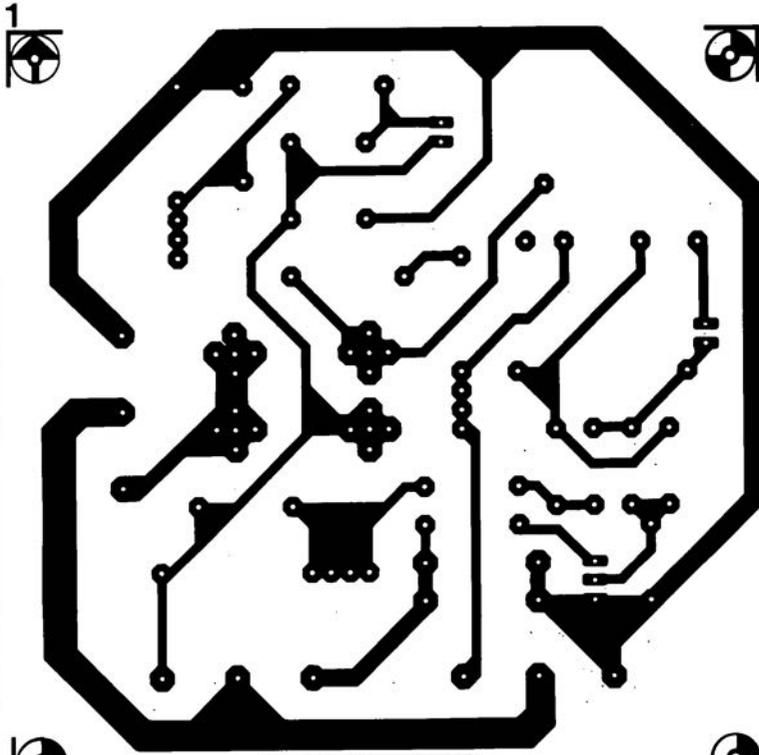
- D1 = LED rouge
- T1 = BC557B
- T2 = BD140
- T3 = MJ2955
- IC1 = 7805

#### Divers:

- K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts
- 2 radiateurs de 2 à 3 K/W de résistance thermique

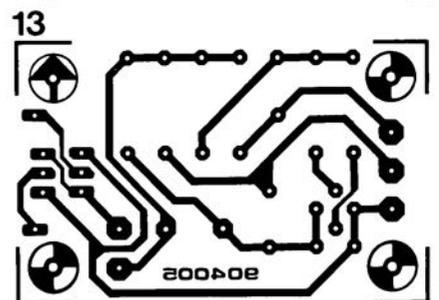
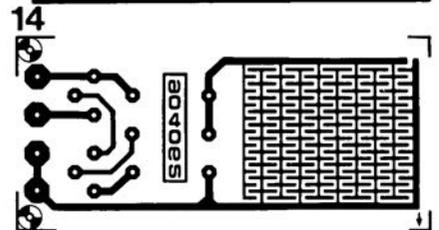
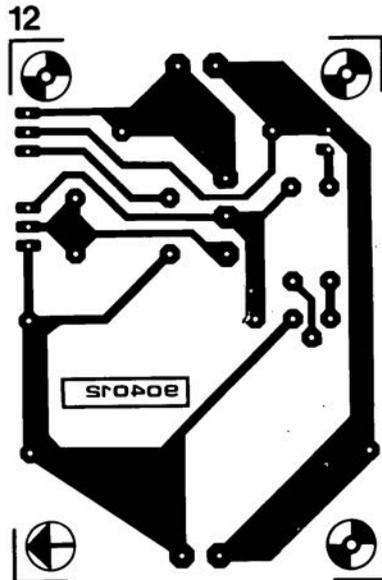
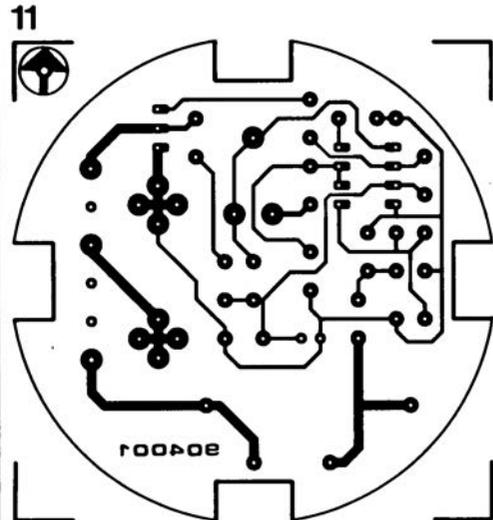
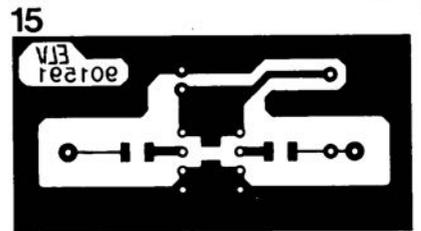
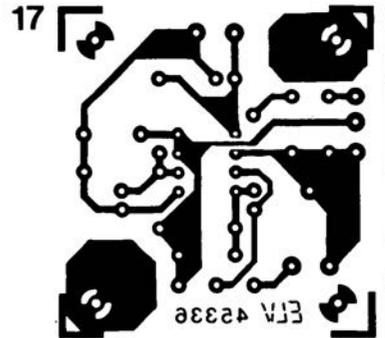
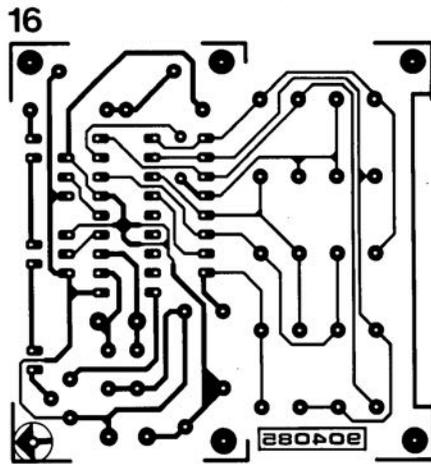
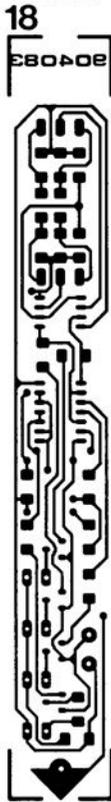
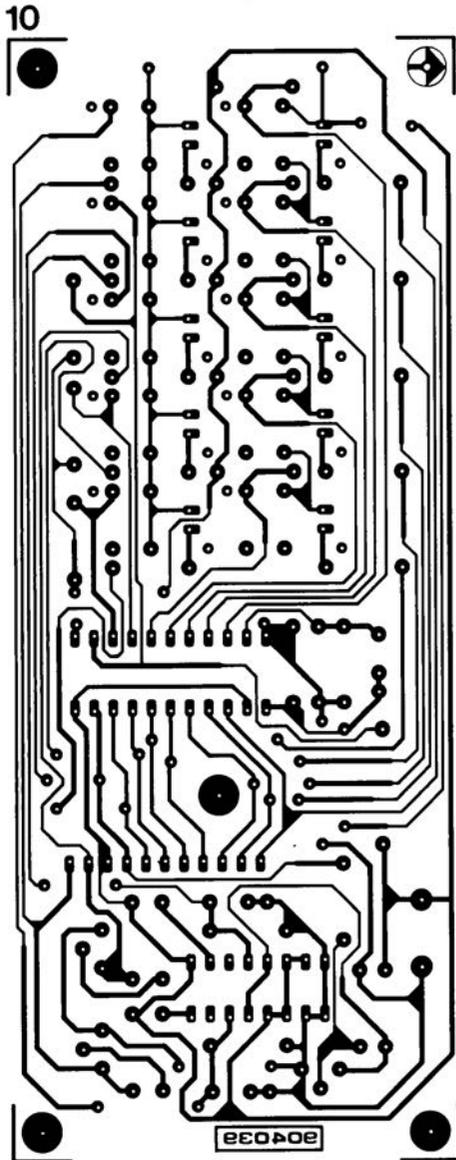


# SERVICE

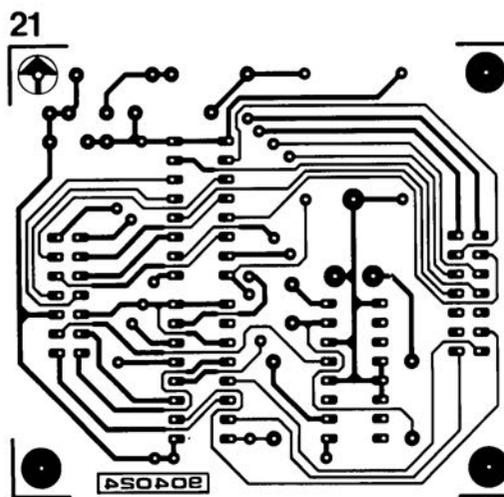
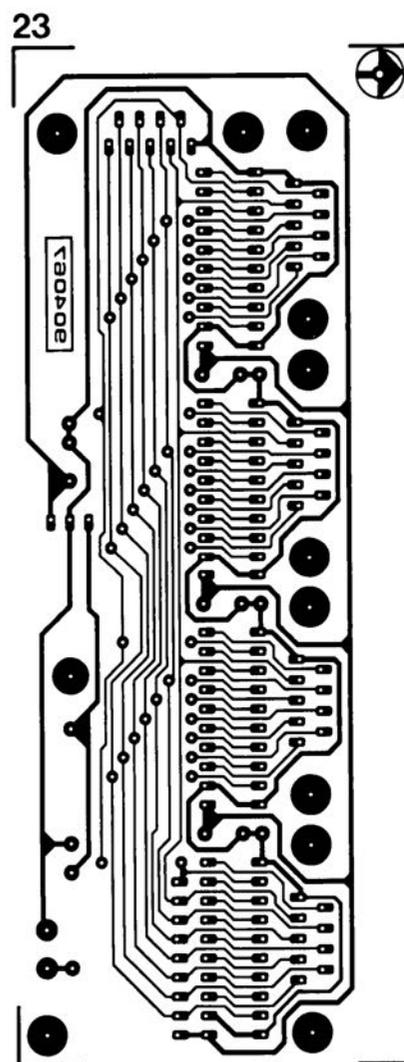
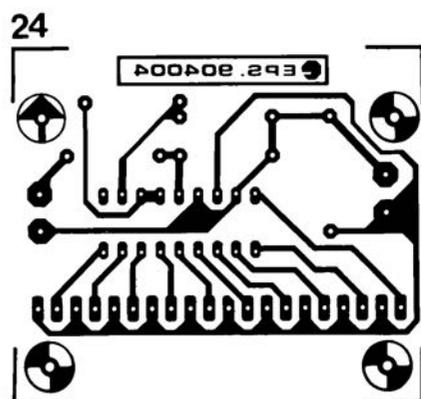
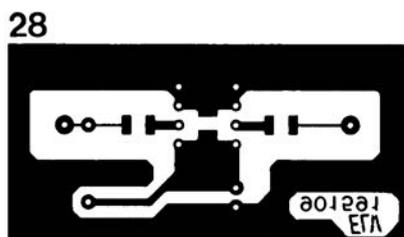
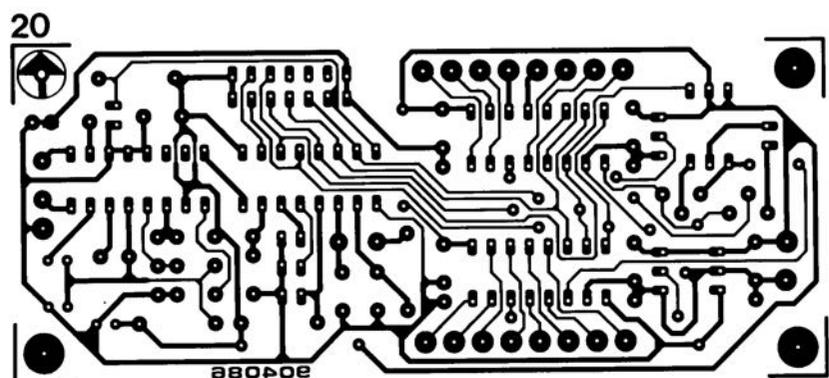
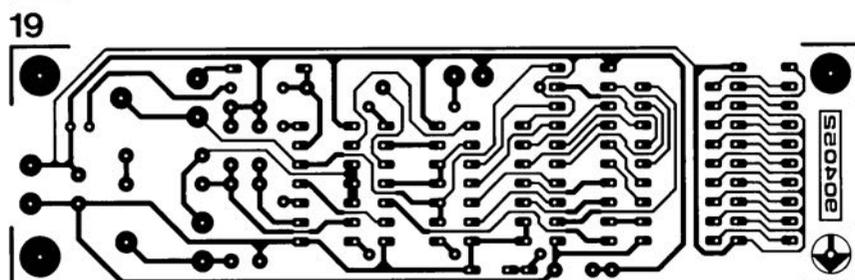
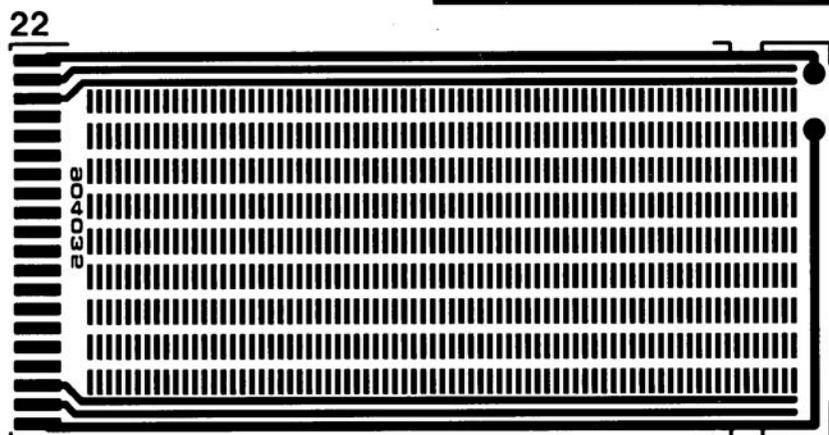


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# COMMUTATEUR DE TENSION D'ENTRÉE

## POUR ALIMENTATIONS-SÉRIÉ

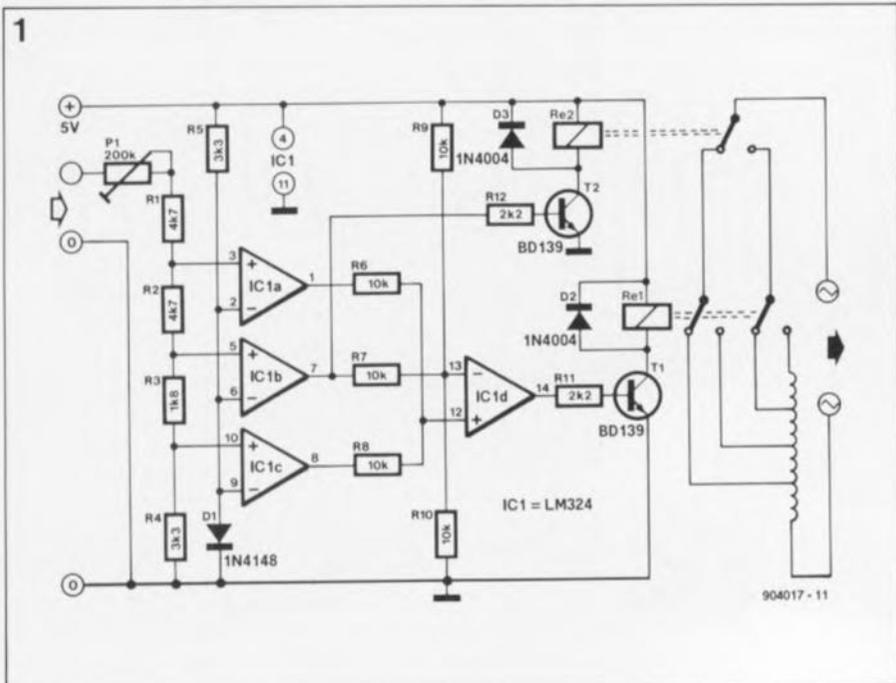
Ce circuit supprime les pertes inutiles par dissipation, caractéristique typique des alimentations à régulation-série. Pour ce faire, il assure un suivi (*monitoring*) de la tension de sortie et lorsque cela est nécessaire, augmente ou diminue la tension d'entrée non-régulée par l'entremise de deux relais.

L'entrée de détection de tension, PC1, est connectée à la borne de sortie positive de l'alimentation de puissance. Le diviseur de tension P1/R1 à R4 et les comparateurs IC1a, IC1b et IC1c détectent l'instant où la tension de sortie est égale au quart (1/4) à la moitié (1/2) ou aux trois quarts (3/4) de la valeur maximale définie à l'aide de l'ajustable P1. La diode D1 fournit la tension de référence de 0,7 V nécessaire à ce comparateur à trois niveaux.

Le relais bipolaire Re1 est activé dans deux cas: primo si la sortie de IC1a est au niveau logique haut et que la sortie de IC1b est "basse"; secundo si IC1c fournit un niveau haut. On se trouve dans le premier cas lorsque la tension de sortie de l'alimentation se situe entre 1/4 et 1/2 de sa valeur maximale; le second cas apparaît

lorsque la tension de sortie est supérieure aux 3/4 de la tension maximale. Lorsque IC1a est le seul amplificateur opérationnel dont la sortie se trouve au niveau haut, l'entrée non-inverseuse (+) de IC1d est maintenue à la moitié de la tension d'alimentation. Sachant que dans ces conditions son entrée inverseuse (-) se trouve au tiers de la tension d'alimentation, le comparateur bascule provoquant l'activation du relais Re1 à travers le transistor T1. Si IC1b fournit également un niveau haut, l'entrée - de IC1d est maintenue aux deux tiers de la tension d'alimentation. En conséquence de quoi, le relais Re1 est désactivé; il est réactivé lorsque IC1c fournit un niveau haut.

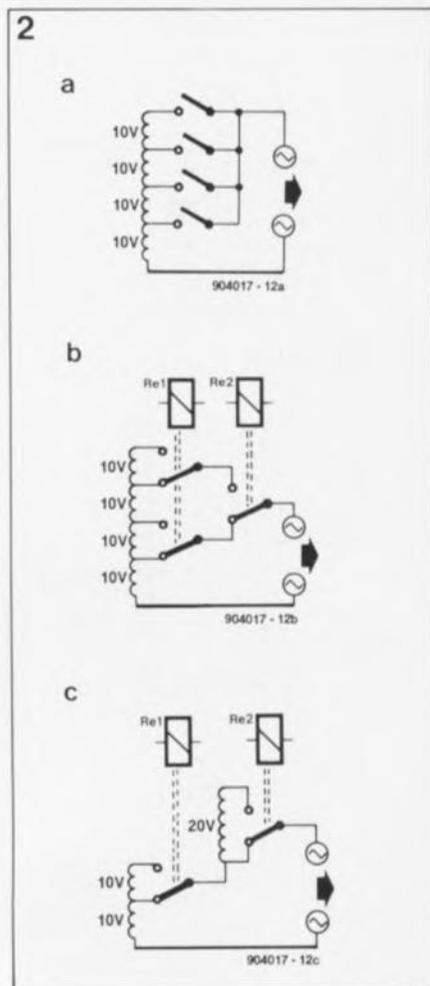
Le circuit de base comporte deux relais dont on retrouve le schéma en **figure b**; ils sont destinés à éviter des effondrements de la tension lorsque le circuit change de connexions au secondaire du transformateur principal. Cette disposition a des avantages certains comparée au schéma de la **figure a**, simple à première vue mais qu'il est difficile de commander puisque l'on ne peut fermer qu'un contact à la fois. Le schéma de la **figure c** constitue une meilleure alternative.



Son principal avantage est de supprimer la nécessité d'utiliser un relais bipolaire. On notera cependant qu'il faut dans ce cas-là disposer d'un transformateur à deux enroulements distincts.

On recherchera pour l'ajustable P1 la position qui donne les tensions de sortie requises auxquelles les relais sont activés. Un exemple: on obtient des niveaux de commutation de 10, 20 et 30 V en donnant à P1 une valeur de 125 kΩ. Ce circuit convient parfaitement dans le cas d'alimentations de puissance relativement élevée, fournissant, disons 40 V/5 A. La division par quatre de la tension d'entrée non-régulée à des niveaux de tension faibles permet de réduire la dissipation maximale de 200 à 50 W, ce qui permet d'utiliser quatre fois moins de transistors de puissance dont tout le monde sait qu'ils sont (horriblement) chers.

La consommation de courant du circuit est de quelque 5 mA auxquels il faut ajouter le courant consommé par la bobine du relais.





# TRANSCODEUR-AFFICHEUR À EPROM

Ne vous est-il jamais arrivé, au cours de votre (longue) carrière d'amateur d'électronique numérique, de souhaiter pouvoir lire instantanément la valeur décodée d'une DONNÉE binaire présente à un endroit quelconque d'un montage numérique. En fonction du (ou des) tableau(x) de correspondance "grillé(s)" dans l'EPROM, vous pourriez avoir ainsi la valeur décimale, hexadécimale, voire octale de l'information binaire captée à l'aide d'un dispositif quelconque (grippe-fils miniatures, pince de test DIL, etc).

Ce que nous vous proposons ici est un tel convertisseur de code binaire/décimal et binaire/hexadécimal, associé à un dispositif de visualisation à quatre afficheurs à 7 segments à LED.

Dans l'état actuel des choses, ce montage permet la lecture d'un maxi-

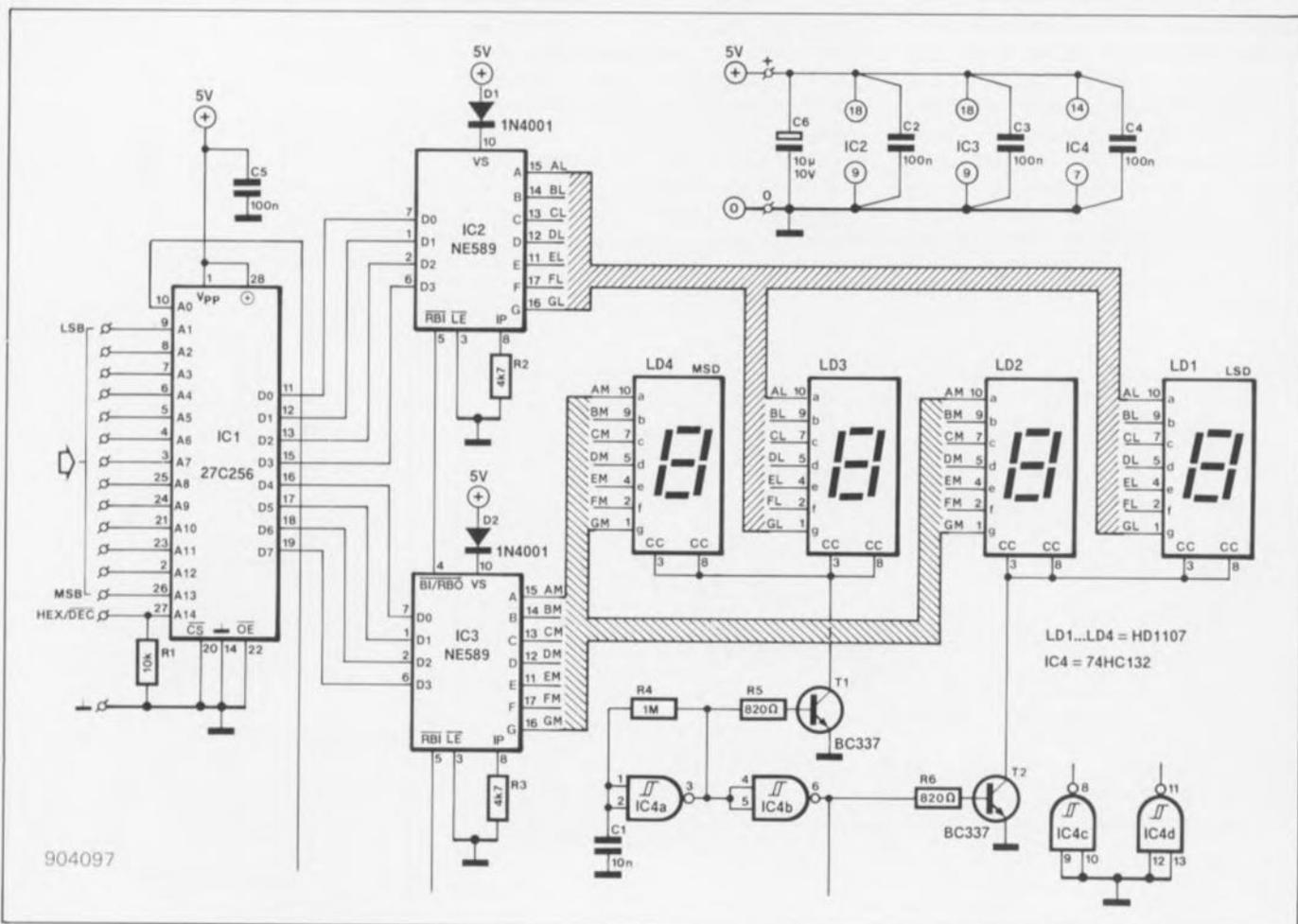
mum de 13 bits. Si l'on a choisi par exemple une EPROM de conversion binaire-décimal et/ou binaire-hexadécimal (telle celle proposée en ESS sous le n° ESS5914 qui contient ces deux tables de conversion) on pourra obtenir des correspondances allant de 0000 à 8191 (décimal) ou 1FFF (hexadécimal). Rien n'interdit d'envisager une autre application de conversion: il suffit de modifier en conséquence le contenu de l'EPROM. Si l'on utilise une EPROM de taille suffisante, on pourra y emmagasiner différentes tables de correspondance accessibles au moyen de la ligne d'adresses de poids fort.

On peut également envisager d'autres applications: faire de ce montage une horloge numérique (heures, minutes pilotée par un circuit quelconque) par exemple.

Examinons le fonctionnement de ce montage.

Les sorties de données de l'EPROM servent à la transmission de données vers deux circuits de décodage/de commande d'afficheurs à 7 segments à LED. Chacun de ces circuits peut attaquer deux afficheurs, de sorte que l'on dispose d'un affichage à 4 afficheurs que l'on peut commander à l'aide d'un oscillateur et d'un inverseur seulement. Chaque mot de 13 bits occupe deux octets dans l'EPROM. Le premier octet se subdivise en un quartet de poids faible (LSN = *Least Significant Nibble*) pour l'afficheur de poids fort, LD4 et en un second, pour LD3. De même, le second octet de l'EPROM, l'octet de poids faible se subdivise en un quartet pour la paire d'afficheurs de poids faible (LD2) et en un second, pour le quatrième afficheur, LD1. On travaille en effet avec deux paires d'afficheurs. Cela laisse au contenu de l'EPROM son intelligibilité. Si l'on avait opté pour des paires intercroisées, il aurait fallu intervertir le contenu de deux emplacements successifs de l'EPROM.

Les deux adresses qui suivent sont utilisées pour la commutation de la li-







# LED CLIGNOTANTE ÉCONOMIQUE



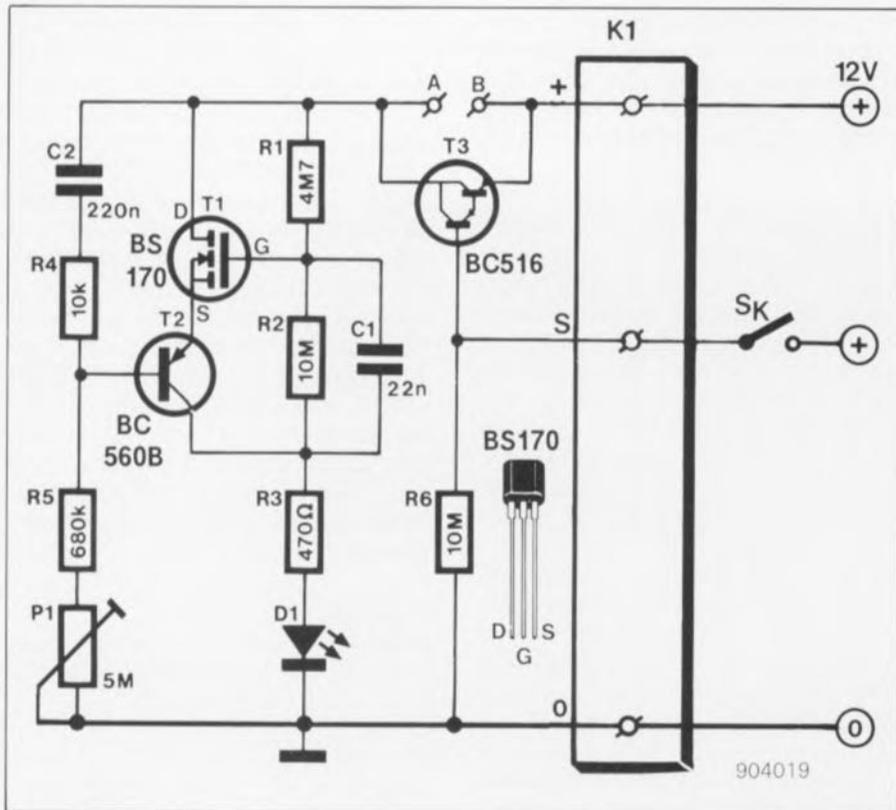
Voilà une diode électroluminescente clignotante toute nimbée de simplicité. La fréquence ajustable de son cli-

gnotement et sa consommation très faible au repos prédestinent ce circuit aux applications telles qu'indication de mise en fonction sur les circuits alimentés par piles ou que circuit de simulation d'alarme pour voiture.

Le transistor FET T1 et le transistor bipolaire PNP T2 constituent un oscillateur de relaxation dont la fréquence peut, par action sur l'ajustable P1, être choisie entre 1 et 10 Hz. La durée d'illumination de la LED est de 5 ms ce qui permet de mettre en oeuvre des courants relativement importants pour produire des flashes de forte in-

tensité. La consommation moyenne du circuit à une tension d'alimentation de 12 V est de 0,1 à 1 mA, grâce au rapport cyclique extrêmement faible (1/200 à 1 Hz et 1/20 à 10 Hz) adopté. Cette consommation est en effet négligeable, surtout si on la compare à celle d'une LED clignotante ordinaire qui nécessite un courant moyen de quelque 2 mA, cette intensité étant fonction de la résistance de limitation prise en série avec la LED (ceci explique également le nom de résistance-série qu'on lui attribue aussi).

Le circuit fonctionne à n'importe quelle tension d'alimentation comprise entre 6 et 25 V. Si l'on envisage d'utiliser ce circuit comme témoin de mise en fonction il faudra, primo, supprimer la résistance R6 et le transistor T3, et secundo, mettre en place un pont de câblage entre les points A et B. Dans



la seconde application proposée, celle de simulateur d'alarme pour voiture, T3 est hors-fonction lorsque la connexion du point S à la tension de 12 V du réseau de bord est fermée, par l'intermédiaire de la clé de contact  $S_K$ . De ce fait l'oscillateur ne con-

somme que  $2 \mu A$  et la LED ne s'allume pas. Lorsque l'interrupteur  $S_K$  est ouvert (contact coupé) le transistor T3 draine du courant à travers la résistance R6. T3 devient passant et met l'oscillateur en fonction.

### Liste des composants

#### Résistances:

R1 =  $4M\Omega$   
R2, R6<sup>%</sup> =  $10 M\Omega$   
R3 =  $470 \Omega$   
R4 =  $10 k\Omega$   
R5 =  $680 k\Omega$   
P1 =  $5 M\Omega$  ajust.

#### Condensateurs:

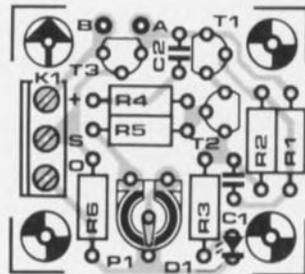
C1 =  $22 nF$   
C2 =  $220 nF$

#### Semi-conducteurs:

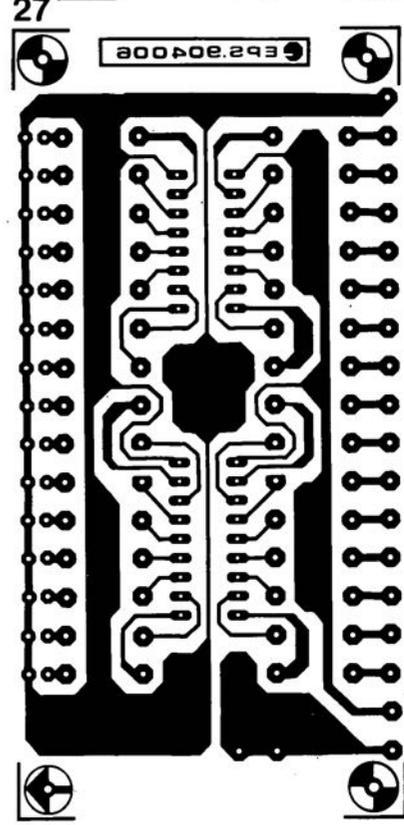
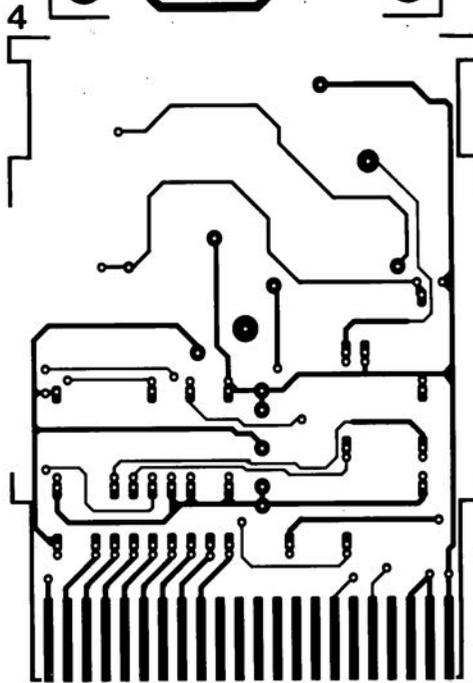
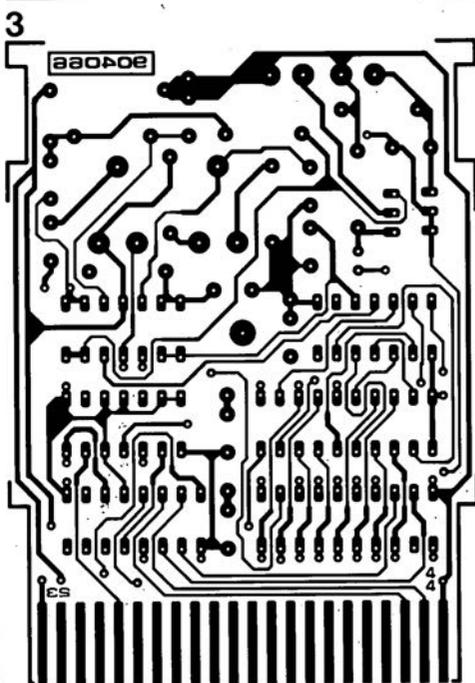
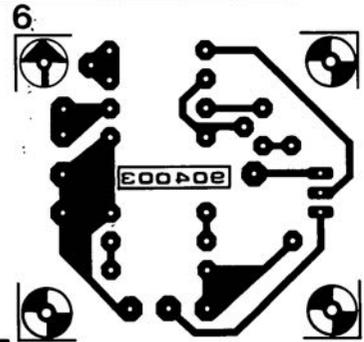
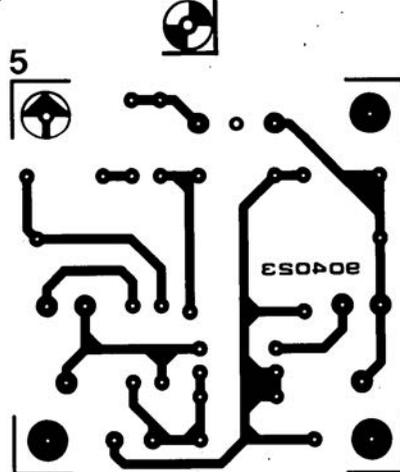
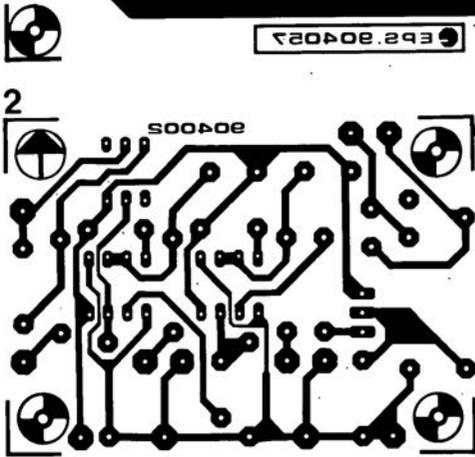
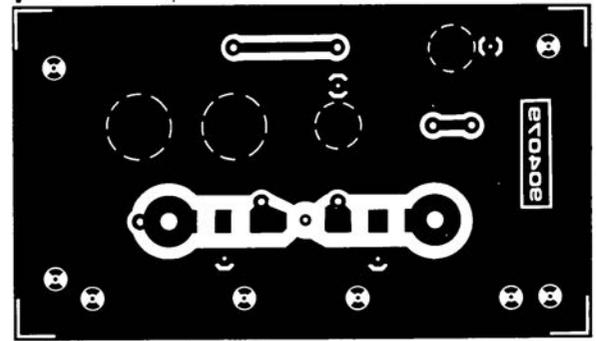
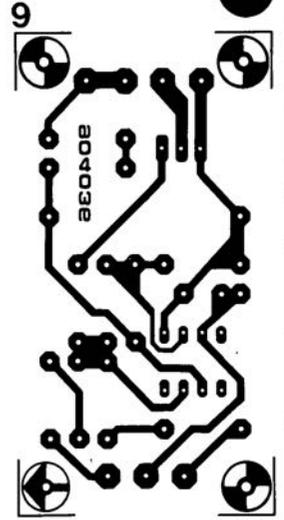
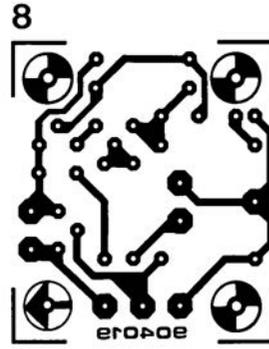
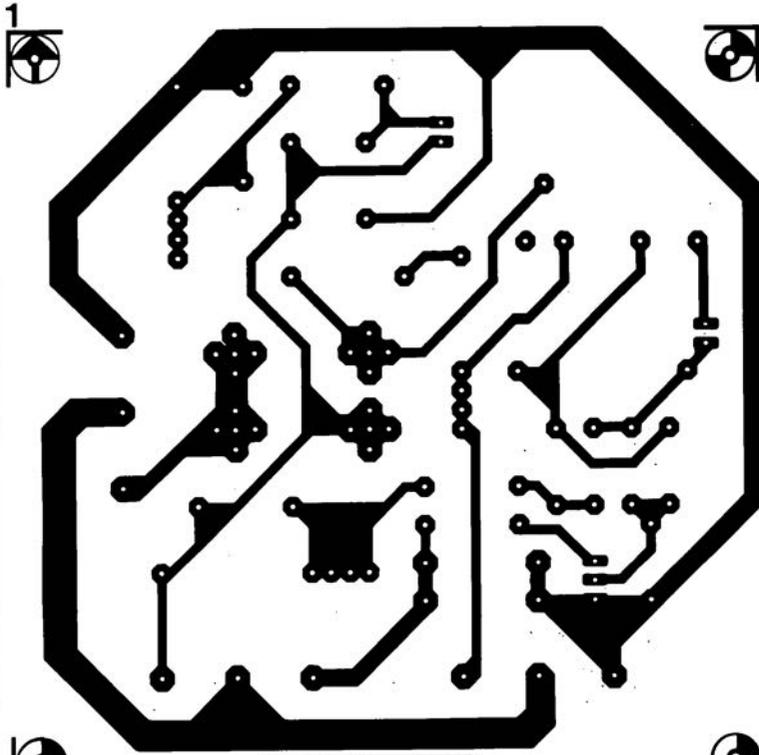
D1 = LED rouge 5 mm  
T1 = BS170  
T2 = BC560B  
T3 = BC516<sup>%</sup>

#### Divers:

K1 = bornier encartable à 3 contacts

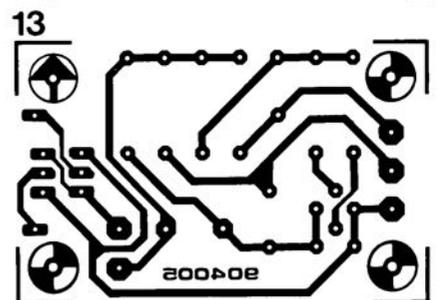
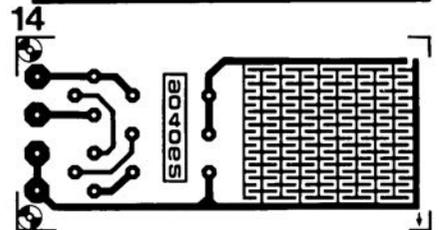
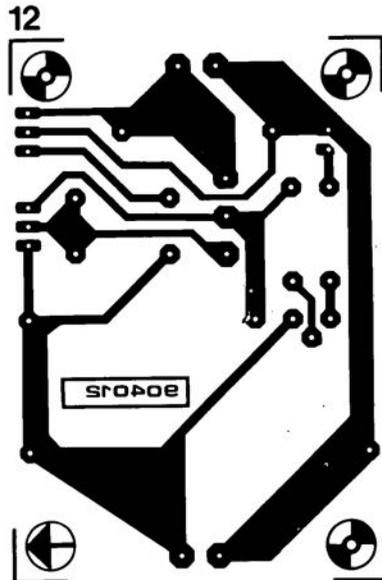
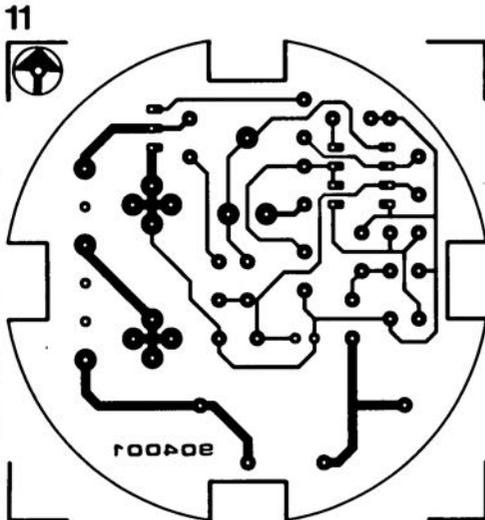
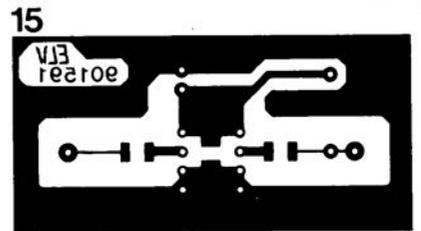
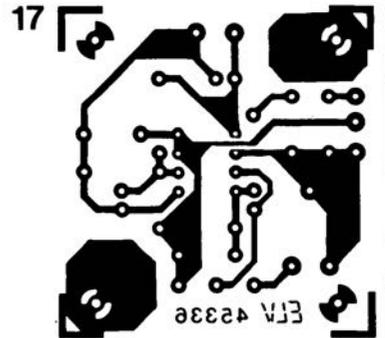
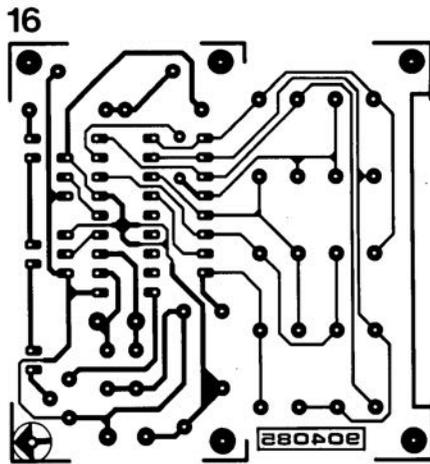
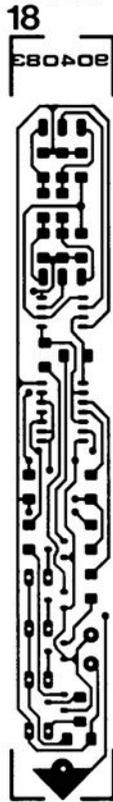
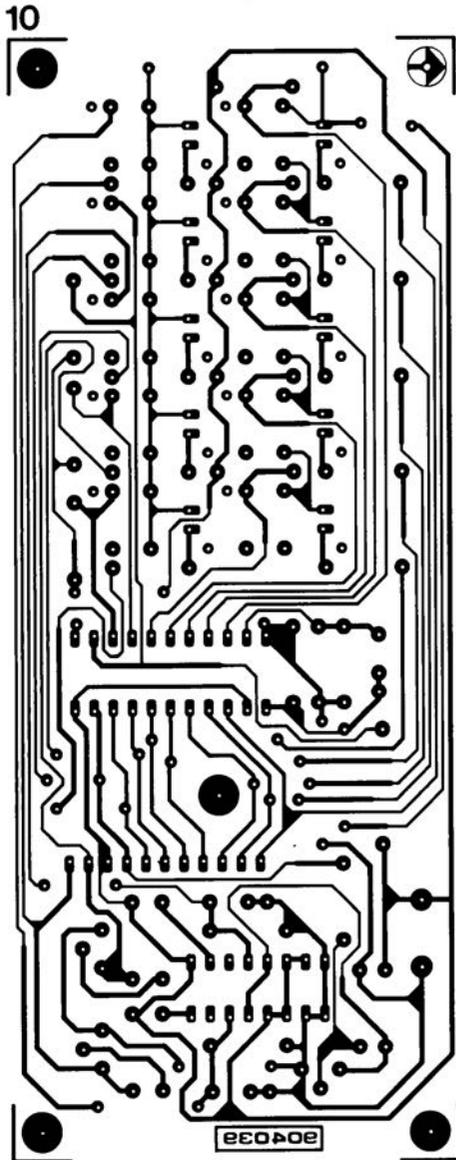


# SERVICE

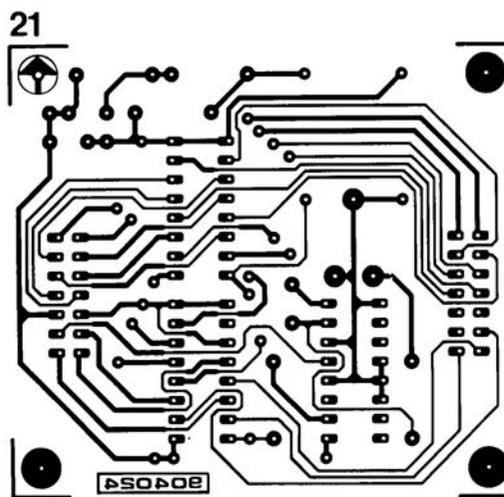
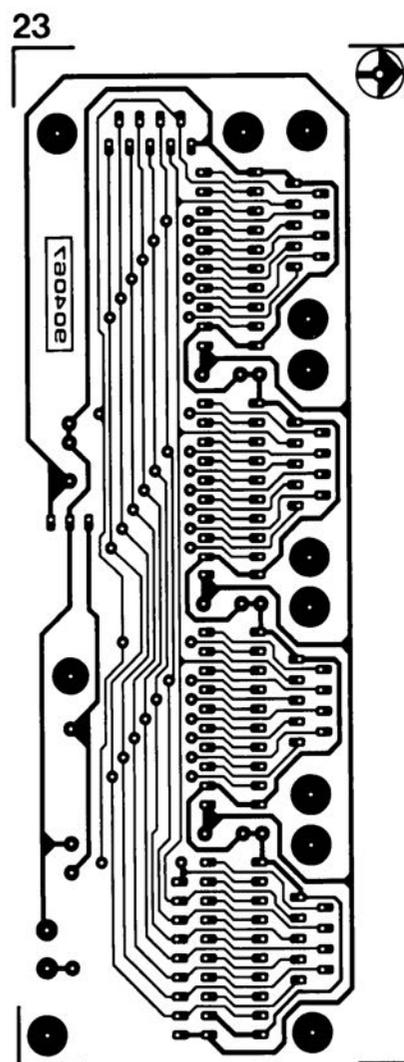
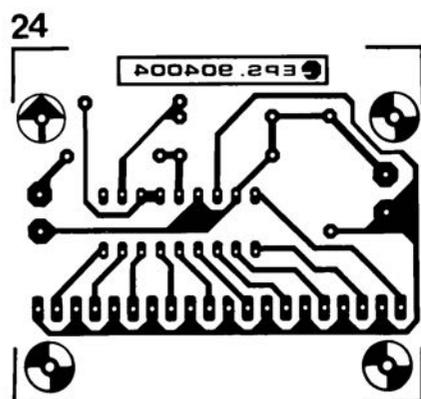
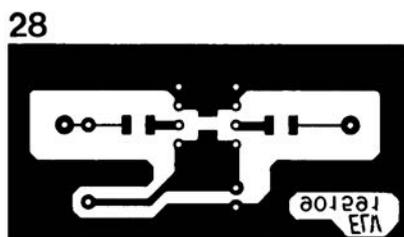
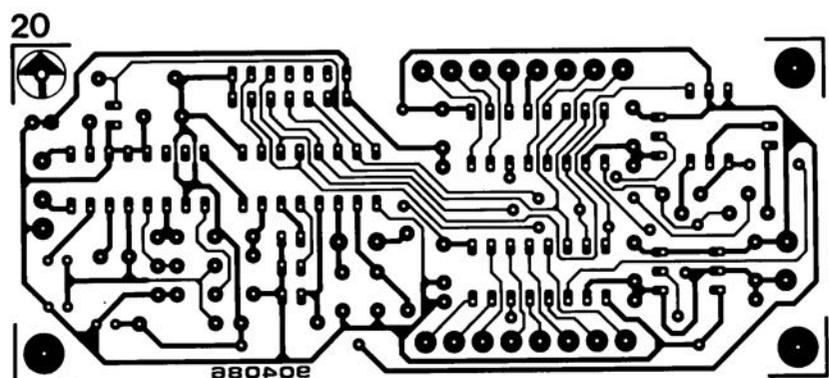
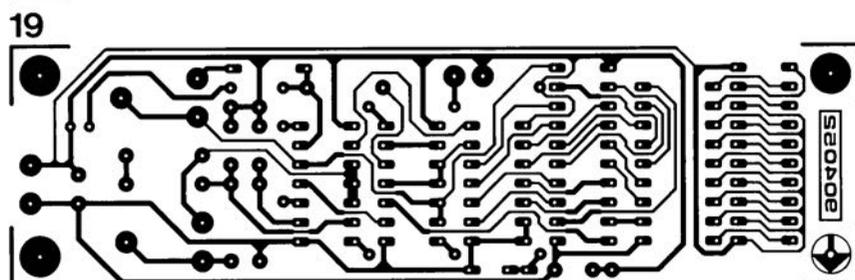
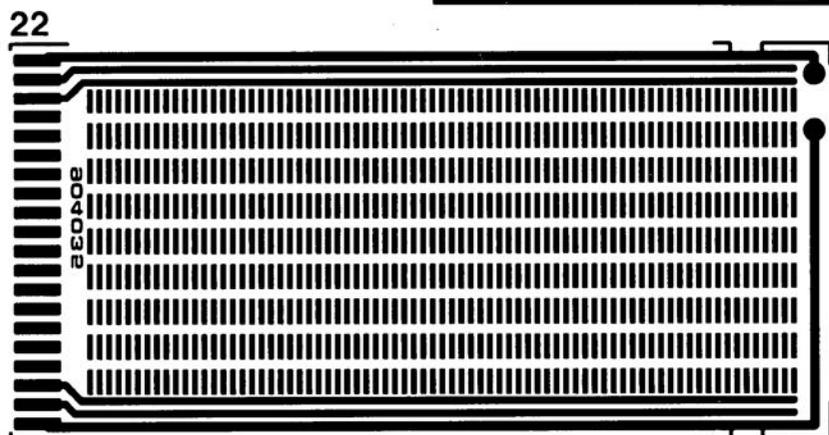


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





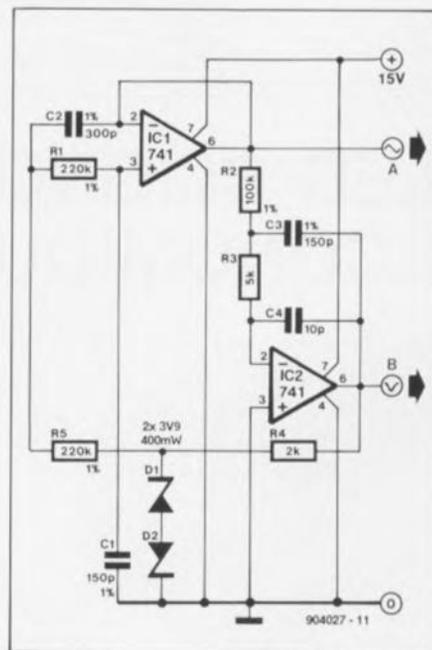
# OSCILLATEUR SINUSOÏDAL STABLE

Les oscillateurs sinusoïdaux ont la réputation de pouvoir fournir un sinus presque parfait; le seul reproche que l'on puisse leur faire est une certaine instabilité du signal de sortie. L'oscillateur que nous vous proposons résout le problème d'amplitude par la limitation du signal de sortie réinjecté à l'aide de deux diodes zener mises en série, D1 et D2. L'électronique de l'oscillateur proprement dit peut être subdivisée en deux sous-ensembles. Associé aux résistances R1 et R5 et aux condensateurs C1 et C2, l'amplificateur opérationnel IC1 constitue un filtre passe-bas du second ordre; le second amplificateur, IC2, est monté en intégrateur. Le signal de sortie sinusoïdal disponible à la sortie de IC2 est, en aval de la résistance R4, écrêté par les deux diodes zener; le signal

trapézoïdal obtenu est renvoyé au filtre passe-bas. Ainsi, le signal réinjecté présente toujours une amplitude identique de sorte que le sinus disponible à la sortie garde une valeur constante. On dispose ici de deux sorties qui fournissent toutes deux un sinus, mais déphasés de  $90^\circ$  l'un par rapport à l'autre. La sortie B fournit le sinus le plus propre. La troisième harmonique se trouve à  $-40$  dB (1%).

Avec les composants du schéma, le circuit fournit un signal ayant une fréquence de 3,3 kHz et une amplitude de  $11 V_{cc}$ . Pour changer de fréquence on pourra modifier (proportionnellement) la valeur des condensateurs C1, C2 et C3.

À une tension d'alimentation de



$\pm 15$  V, le circuit ne consomme pas plus de 3 mA.

(Application National Semiconductor)



# AMPLIFICATEUR D'ENTRÉE POUR OSCILLOSCOPE

Sur de nombreux oscilloscopes, le calibre de tension le plus sensible est souvent compris entre 2 et 5 mV; à l'aide de la commande de gain variable on atteint quelquefois à une sensibilité encore 5 fois meilleure. On dispose de ce fait d'une sensibilité comprise entre 1 et 2 mV. L'adjonction d'un étage d'amplification permet, s'il est bien conçu, de disposer d'un gain additionnel de 10 fois.

La majorité des oscilloscopes ayant une bande passante de 20 MHz, il va sans dire que la bande passante de notre module se devra d'être supérieure à cette valeur. La solution la plus simple consiste à faire appel à un circuit intégré spécialisé. Nous avons opté pour un amplificateur à contre-réaction de courant ayant un taux de montée remarquable ( $\approx 550 \text{ V}/\mu\text{s}$  à gain de +10) et une bande passante de  $\approx 40 \text{ MHz}$ , pratiquement insensible aux variations de gain. Cette solution présente un inconvénient: la courbe de réponse en fréquence en fonction du gain n'est pas horizontale.

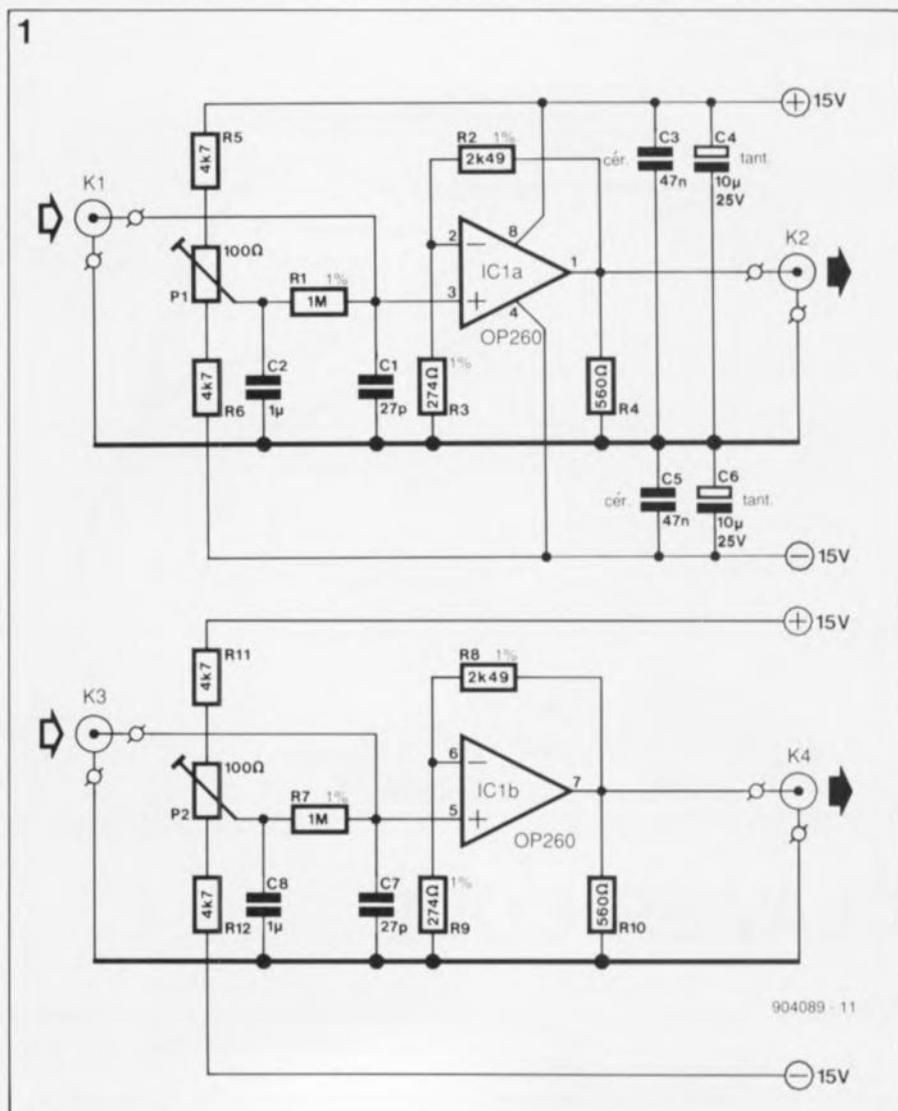
A partir de  $\approx 4 \text{ MHz}$ , elle descend progressivement jusqu'à  $\approx 18$  à 20 MHz (en fonction de la charge, chargée ou non à  $560 \Omega$ ) où l'on mesure pratiquement un point  $-3 \text{ dB}$ , pour remonter légèrement jusqu'à  $-1,5 \text{ dB}$  hors-charge et  $-2,3 \text{ dB}$  avec une charge de  $560 \Omega$ . Le point  $-3 \text{ dB}$  véritable est atteint à 43 MHz (hors-charge) et 38 MHz (avec charge de  $560 \Omega$ ).

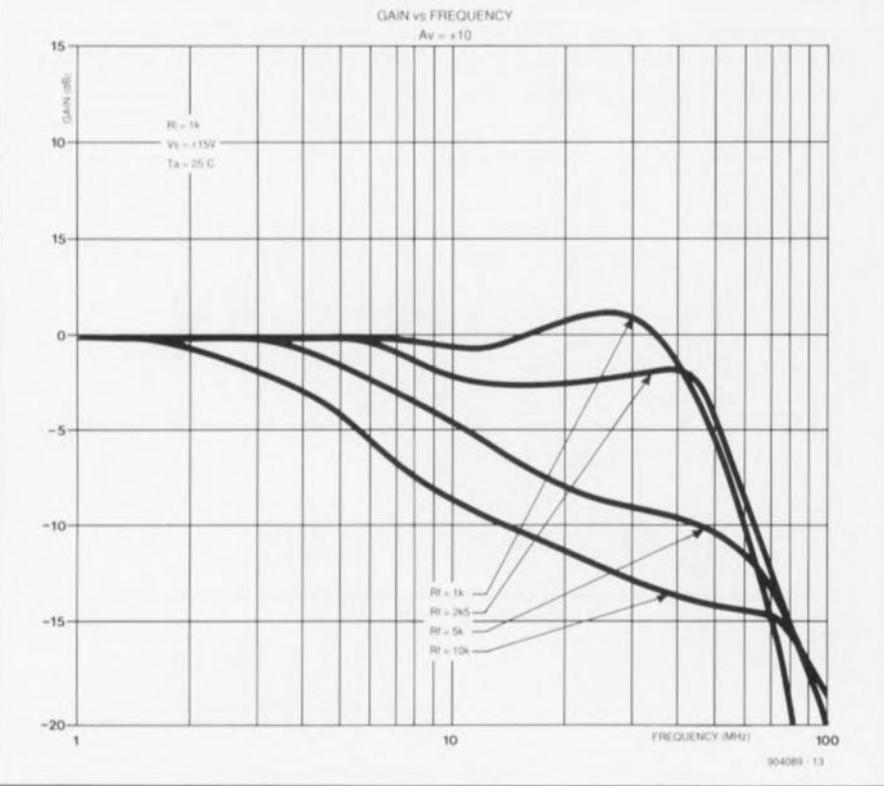
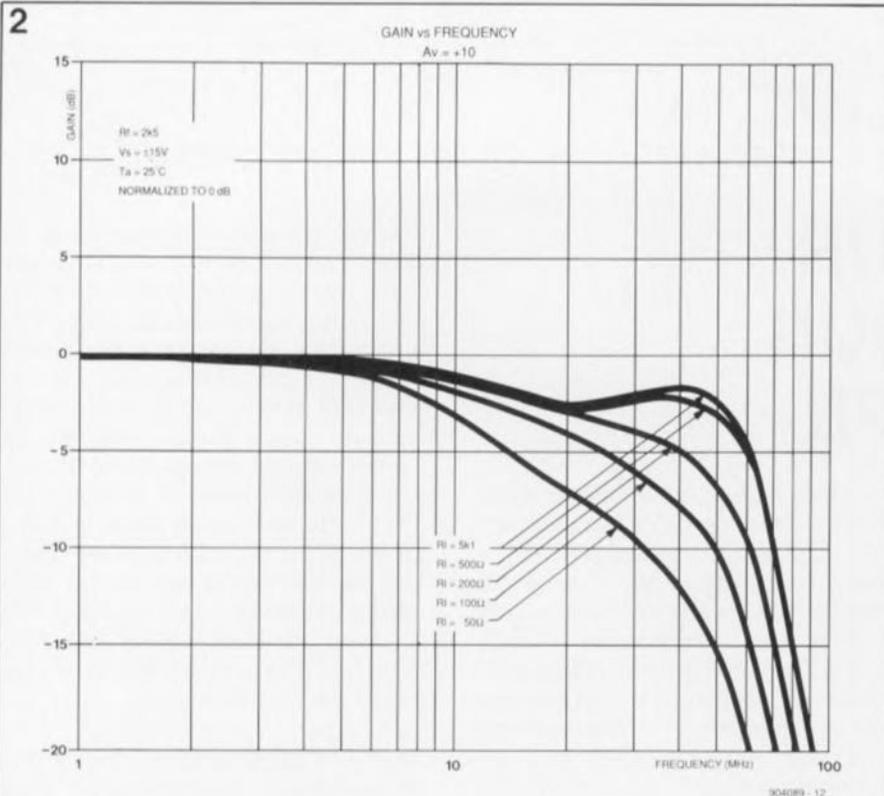
La **figure 2** donne l'évolution, sur un graphique, de ces deux courbes en fonction de la charge. L'importance de la "bosse" dépend de la taille de la résistance de réinjection, dont la valeur optimale est de  $2\text{k}\Omega$ . La **figure 3** montre les courbes correspondant à différentes valeurs des résistances  $R2/R8$ , à un gain de 10. Pour des gains différents, on pourra jouer sur les valeurs de ces résistances. Il faut savoir que l'impédance de sortie augmente, passant de  $20 \Omega$  à  $10 \text{ MHz}$  à  $225 \Omega$  environ à quelque  $60$  ou  $70 \text{ MHz}$ .

Le dessin du circuit imprimé possède dans ce cas bien précis, une importance capitale. On travaille en HF; il faudra donc réduire au strict nécessaire les connexions des composants et relier toutes les masses -C1/C7, R3/R9, R4/R10 et le découplage de la tension d'alimentation- à un point de masse central par l'intermédiaire d'une piste de bonne épaisseur. L'utilisation de supports pour circuits intégrés est à proscrire. La valeur de l'impédance d'entrée adoptée,  $1 \text{ M}\Omega$ , se traduit par la présence de bruit à la sortie lorsque l'entrée se trouve en l'air.

L'ensemble sera implanté dans un boîtier métallique (doté d'embases BNC), car l'association module d'amplification + oscilloscope constitue un système de mesure extrêmement sensible. L'alimentation et son transformateur seront placés, est-il nécessaire de le préciser, à l'extérieur de l'enclos blindé constitué par le boîtier. Il faudra éviter ici d'utiliser de sonde 1:10 sous peine d'être gêné en permanence par du bruit. La diminution de bruit entraînée par la connexion du circuit à une source de signal est dans bien des cas suffisante pour que l'on obtienne une bonne image sur l'oscilloscope.

La résistance ajustable P1/P2 permet de compenser les tensions de dérive en continu et de dérive d'entrée dues aux résistances  $R1/R7$ . Ces ajustables évitent en outre que la sortie ne présente des tensions "extrêmes" lors de la connexion ou de la déconnexion

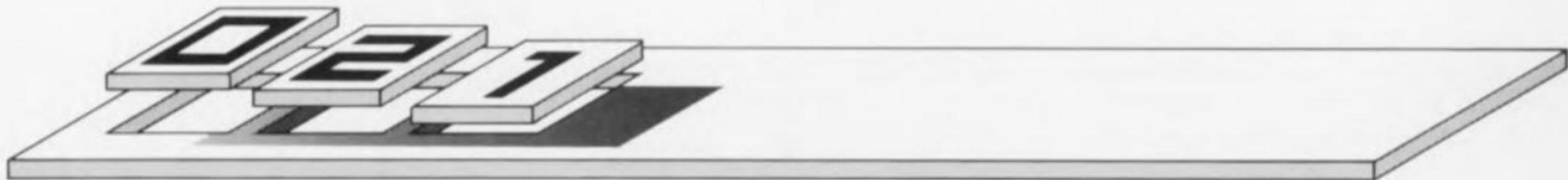




du circuit à la source de signal. Le courant de polarisation d'entrée est 10 fois plus faible pour l'entrée non-inverseuse que pour l'entrée inverseuse, de sorte que ce circuit intégré convient mieux aux applications ne nécessitant pas d'inversion. La valeur relativement faible des résistances R2 et R3 (R8 et R9) peut également être la source de quelques problèmes dans le cas d'un circuit inverseur. L'intensité du courant de polarisation d'entrée est de 0,2  $\mu A$  typique, sa tension de dérive de quelque 3 mV (7 mV au pire). Il est important d'utiliser une alimentation fournissant une tension extrêmement stable et présentant la tension de ronflement la plus faible possible. La réjection de la tension d'alimentation est de quelque 70 dB jusqu'à 10 kHz pour diminuer ensuite progressivement. On en déduit, à juste titre, que la présence de bruit et/ou de tension de ronflement résiduelle ne permettrait pas d'utiliser ce montage pour l'application envisagée: amplificateur de petits signaux.

La consommation typique de courant est, pour l'OP260, de 9 mA. Nous avons mesuré une consommation totale de  $\pm 14$  mA alors que nous nous attendions à 15,3 mA. Le taux de montée semble asymétrique – ce qui est d'ailleurs le cas avec la majorité des amplificateurs opérationnels – et peut se traduire par une distorsion visible du signal en cas d'application, aux fréquences élevées, de signaux à la modulation extrême à la résistance de 560  $\Omega$ .

Il existe maintenant une version VGA du programme de décodage FAX FAXEGA33 (ESS119-1 & 2). Son numéro ESS1454. Cette disquette est fournie accompagnée d'une disquette d'exemples EGA aux mêmes conditions que l'ESS11901 & 2.



# CLAVIER CODÉ

**O. Bailleux**

Il est des montages électroniques dont la complexité est inversement

proportionnelle au confort d'utilisation qu'ils apportent. En voici un. Son principe est simple:

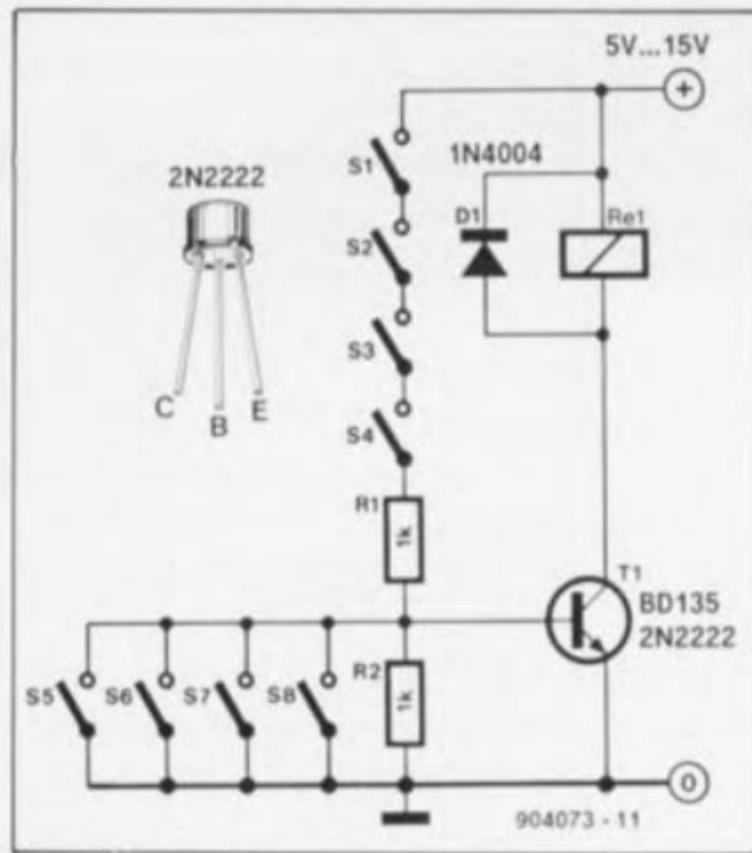
La pression simultanée de quatre des

huit touches que comporte le montage –qu'il s'agisse d'un clavier à membrane, de touches Digitast, de touches MEC verrouillables, d'inverseurs mécaniques, il existe des dizaines de solutions dont nous vous laissons le choix– à l'exclusion des autres, provoque l'excitation du relais.

Si, dans le cas de ce schéma, une des touches 5 à 8 est pressée, la base du transistor T1 est mise à la masse. Celui-ci est bloqué de sorte que le relais ne colle pas.

De même, si une des touches 1 à 4 est relâchée, aucun courant ne peut circuler dans la base du transistor qui est mise à la masse par l'intermédiaire de la résistance R2 (et éventuellement l'une des autres touches verticales si elle est actionnée).

Lorsque les touches 1 à 4 sont enfoncées et les autres relâchées, le pont de résistance que constituent R1 et R2 fournit à la base de T1 un courant



suffisant pour saturer le transistor et faire coller le relais.

Remarques pratiques:

- On adoptera une tension d'alimentation de valeur correspondant à la tension de service du relais ou, inversement, un relais ayant la tension de service de l'alimentation.

- La consommation du montage est en grande partie fonction de celle du relais.

- Le BD135 peut commuter 500 mA, le 2N2222 un courant un peu moindre (200 mA).



# DÉTECTEUR DE MOUVEMENT

O. Bailleux

## À CONSOMMATION ULTRA-FAIBLE

Les détecteurs de chocs mécaniques ne réagissent qu'à une accélération ou une vibration suffisamment forte pour faire osciller une lame métallique lestée d'une masselotte. La gamme d'applications du dispositif proposé ici est beaucoup plus vaste. Il peut en effet réagir à des mouvements de très faible amplitude.

Déplacer l'appareil sans le déclencher est un véritable défi ! Le résonateur piézo-électrique trahit la moindre tentative.

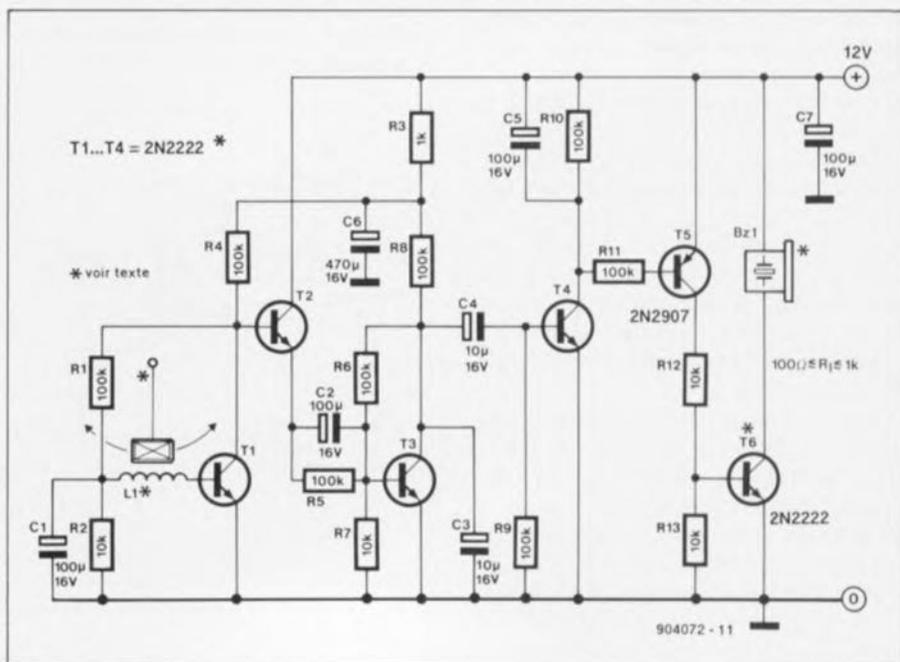
Un aimant est suspendu à quelques millimètres de la bobine d'un relais (dont les contacts restent inutilisés) par un fil de deux ou trois centimètres de long. Le moindre mouvement produit une oscillation de ce "pendule". La variation du champ magnétique à proximité de la bobine donne naissance à une tension variable aux bornes de celle-ci. L'amplification de ce signal de quelques millivolts d'amplitude seulement est le grand problème auquel on se trouve confronté.

Un amplificateur opérationnel mono-tension ferait parfaitement l'affaire s'il n'était pas si rare et donc cher: d'où une solution à base de transistors bipolaires à gain élevé et consommation très faible (<0,3 mA au repos). Le premier étage est un montage en émetteur commun à polarisation automatique. Les résistances de collec-

teur et du pont de polarisation de la base ont des valeurs inhabituellement élevées. La contre-réaction effectuée par le pont de polarisation permet une stabilisation du point de fonctionnement du transistor T1.

Toute augmentation de la tension sur le collecteur tend à rendre la jonction base-émetteur du transistor plus passante et donc à faire diminuer la tension sur le collecteur. Inversement, mais pour la même raison, toute tentative de diminution de cette tension est contrecarrée automatiquement par le jeu du pont de polarisation de la base de T1. La tension sur le collecteur se stabilise à une valeur telle que

celle sur la base soit égale à 0,6 V environ, seuil de conduction de la jonction. Le condensateur C1 annule cette puissante contre-réaction lorsque la tension de collecteur varie rapidement. Comme vous le savez sans doute, les condensateurs ont la propriété de s'opposer à toute variation rapide de la tension à leurs bornes. Ce premier étage présente une impédance de sortie très élevée. Pour éviter l'atténuation importante qu'introduirait le couplage à un étage à l'impédance d'entrée faible, le premier étage est suivi par un adaptateur d'impédance constitué par le transistor T2 monté en émetteur-suiveur. La détection proprement dite est effectuée par T4 qui devient conducteur lorsque les variations de tension en sortie de l'amplificateur, transmises par le condensateur C4, atteignent 0,6 V. La saturation de T4 provoque la charge immédiate de C5 qui va se dé-



charger, quand T4 sera à nouveau bloqué, dans R10 et via R11, dans la base de T5. Pendant le temps de décharge de C5, T5 sera donc passant, et provoquera la saturation de T6, donc la commande de la charge, un buzzer piézo-électrique par exemple. La sensibilité dépend largement de la distance entre l'aimant et la bobine du relais et de la longueur du pendule. Il est facile, après quelques essais, d'obtenir des résultats spectaculaires. L'utilisation d'une alimentation par pile pose un problème important: celui de la diminution sensible de la tension fournie par la pile lors d'une demande de courant important due à la résistance interne élevée de la pile. L'augmentation de tension de la pile

à la fin de l'activation de la charge pourrait amener le montage à entrer en oscillation. Pour palier à cet inconvénient, l'alimentation de l'étage amplificateur est découplée par le réseau R3/C6.

Les résistances sont calculées pour une alimentation de 12 V, réalisée à l'aide d'une petite pile alcaline du type de celles que l'on utilise dans les émetteur miniature de télécommande.

**Attention:** tel quel, le montage réagit également lors de sa mise sous tension et produit donc une alarme de 10 s. Un mouvement de l'aimant au-dessus de la bobine produit une alarme de 10 s, alarme qui se prolonge

tant que dure le mouvement de l'aimant. Si l'on désire obtenir une alarme permanente, on pourra remplacer T6 par un thyristor du type TIC 106 par exemple. Il faudra dans ce cas-là prévoir la mise en série d'un bouton-poussoir pour pouvoir désamorcer le thyristor. Tant que le courant qui le traverse reste supérieur à 8 mA, le thyristor restera passant.

Le résonateur doit être du type tension continue. On pourra également utiliser un relais doté de sa diode de protection montée en parallèle sur ses bornes.

Le 2N2222 peut être remplacé par un BC547 et le 2N2907, par un BC557.

charger, quand T4 sera à nouveau bloqué, dans R10 et via R11, dans la base de T5. Pendant le temps de décharge de C5, T5 sera donc passant, et provoquera la saturation de T6, donc la commande de la charge, un buzzer piézo-électrique par exemple. La sensibilité dépend largement de la distance entre l'aimant et la bobine du relais et de la longueur du pendule. Il est facile, après quelques essais, d'obtenir des résultats spectaculaires. L'utilisation d'une alimentation par pile pose un problème important: celui de la diminution sensible de la tension fournie par la pile lors d'une demande de courant important due à la résistance interne élevée de la pile. L'augmentation de tension de la pile

à la fin de l'activation de la charge pourrait amener le montage à entrer en oscillation. Pour palier à cet inconvénient, l'alimentation de l'étage amplificateur est découplée par le réseau R3/C6.

Les résistances sont calculées pour une alimentation de 12 V, réalisée à l'aide d'une petite pile alcaline du type de celles que l'on utilise dans les émetteur miniature de télécommande.

**Attention:** tel quel, le montage réagit également lors de sa mise sous tension et produit donc une alarme de 10 s. Un mouvement de l'aimant au-dessus de la bobine produit une alarme de 10 s, alarme qui se prolonge

tant que dure le mouvement de l'aimant. Si l'on désire obtenir une alarme permanente, on pourra remplacer T6 par un thyristor du type TIC 106 par exemple. Il faudra dans ce cas-là prévoir la mise en série d'un bouton-poussoir pour pouvoir désamorcer le thyristor. Tant que le courant qui le traverse reste supérieur à 8 mA, le thyristor restera passant.

Le résonateur doit être du type tension continue. On pourra également utiliser un relais doté de sa diode de protection montée en parallèle sur ses bornes.

Le 2N2222 peut être remplacé par un BC547 et le 2N2907, par un BC557.



## ANTI-VOL POUR DIESEL

R. Vanclaire

Des différents catégories d'anti-voil pour voiture existant sur le marché, les dissuasifs, les bruyants, les réels, le montage que nous vous proposons appartient à la troisième.

Pour empêcher un moteur de démarrer, il suffit, c'est l'évidence même, de le priver d'un élément vital, le carburant ou l'alimentation électrique par exemple. Ici on s'attaque à l'électrovanne qui équipe les moteurs Diesel. Lorsque l'on "met le contact", l'électrovanne n'est pas alimentée: toute action sur le démarreur sera donc vaine.

Pour activer l'électrovanne et permettre le démarrage du moteur, il faut éteindre un accessoire de la voiture (dégivrage de la lunette arrière, feux de stationnement, ...): il n'y a donc aucun interrupteur caché. De plus, si le hasard peut conduire le voleur potentiel à allumer cet accessoire, la probabilité qu'il l'éteigne est très faible.

En outre, dans le cas d'un Diesel, on peut profiter d'un temporisateur existant, à savoir le système de préchauffage: l'accessoire choisi doit être éteint pendant la période de préchauffage du moteur.

Voyons comment les choses se passent. Un thyristor est pris en série dans le circuit de l'électrovanne; lorsque le contact est mis, la totalité de la tension de la batterie se retrouve entre son anode et sa cathode.

Cette tension alimente une bascule D; à la mise sous tension, un réseau RC envoie une impulsion sur la

broche de RAZ (R) de la seule moitié utilisée du 4013 pour garantir un positionnement correct de la bascule.

L'application d'un flanc montant sur l'entrée CP (clock pulse) fait passer à la sortie Q l'état de l'entrée D (data). L'entrée D est connectée aux bougies chauffantes: elle est donc à la tension d'alimentation pendant la période de préchauffage et à la masse (à travers les bougies) le reste du temps.

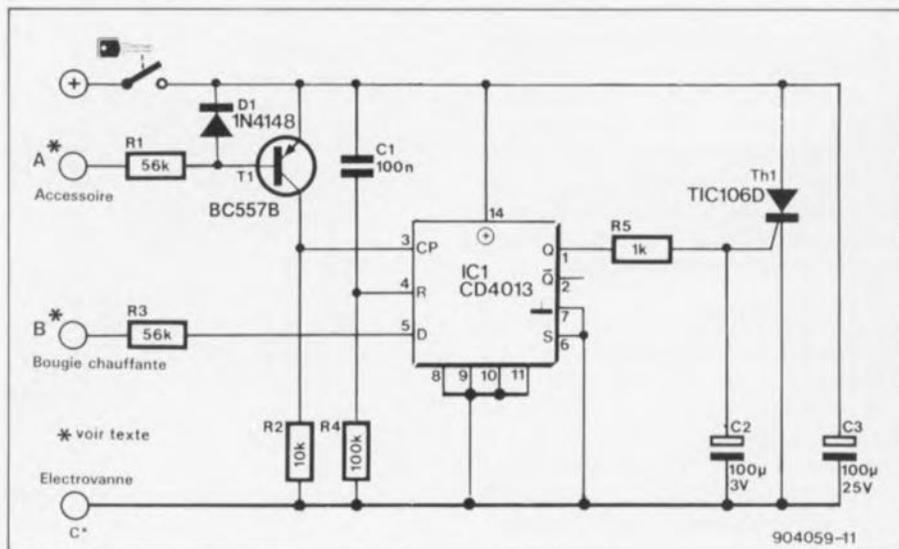
L'entrée CP est reliée à un accessoire par l'intermédiaire d'un transistor monté en inverseur: elle est donc portée à la tension d'alimentation quant l'accessoire en question est éteint.

Le fonctionnement est le suivant: lorsque l'accessoire choisi s'éteint, l'entrée CP passe de la masse à la tension d'alimentation (flanc montant); la sortie Q prend donc l'état qu'avait l'entrée D, c'est-à-dire le niveau de la

tension d'alimentation, à condition qu'on se trouve dans la période de préchauffage; la sortie Q amorce alors le thyristor qui alimente l'électrovanne et, du même coup, court-circuite l'anti-voil. Le thyristor ne se bloquera que quand on coupera le contact du véhicule.

Pour l'installation du circuit il faut interrompre la liaison vers l'électrovanne (C, en principe le seul fil qui sorte de la pompe d'injection) pour y insérer le thyristor (l'électrovanne à la cathode). Il faut établir une connexion vers l'accessoire (A) qui sert de clé et, enfin, connecter l'entrée D aux bougies chauffantes (B).

Ce montage ne convient pas au circuit d'allumage d'un moteur à essence. On pourrait cependant en envisager l'utilisation pour commander une éventuelle électrovanne de gicleur de ralenti: on se trouve alors en présence d'un moteur dont le ralenti "ne tient pas".





# INTERRUPTEUR ÉLECTRONIQUE "PSEUDO-SENSITIF"

d'après une idée de P. Sicherman

Nombreux sommes-nous à apprécier les avantages d'une électronique pratique. Nous vous proposons ici un interrupteur électronique qui, bien qu'en partie mécanique, simule d'assez près une touche sensitive dont il présente le confort d'utilisation.

Le montage est alimenté directement par le secteur. Une résistance de 1 W, R6, associée à une diode D1 et une diode zener D2 abaisse à 12 V la tension du secteur. Cette tension redressée en mono-alternance nous sert de tension d'alimentation pour le montage.

Le bouton-poussoir S1, monté en-dessous d'une plaquette décorative fait partie d'une bascule bistable basée sur deux inverseurs à trigger de Schmitt intégrés dans un 40106, N1 et N2. Chaque action sur S1 produit un changement d'état de la bascule. La bascule bistable d'entrée attaque, via

le diviseur de tension que constituent les résistances R3 et R4, le thyristor Th1.

Th1, un TIC106, est pris dans un pont de redressement et c'est lui qui effectue la commutation de la charge, une ampoule dans la majorité des applications, La2 ici.

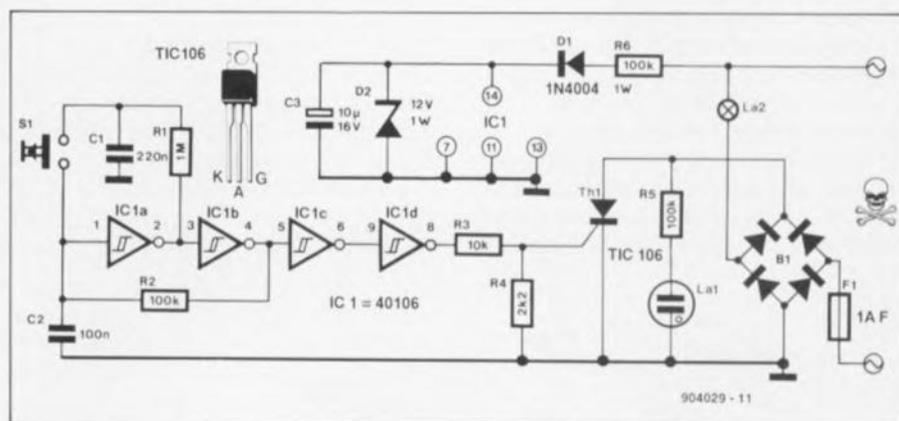
Une autre ampoule, au néon celle-ci, La1, est allumée lorsque la lumière est coupée, de façon à permettre un re-

pérage aisé de l'interrupteur dans une pièce non éclairée, par une nuit sans lune.

Le condensateur C2 sert à empêcher un déclenchement intempestif de l'interrupteur électronique en cas de transitoires produites par la mise en fonction de charges de forte puissance (réfrigérateur, machine à laver, congélateur, etc).

**Attention:** on trouve la tension du secteur en divers endroits du montage, ce qui implique qu'il faudra veiller tout particulièrement à la parfaite isolation du bouton-poussoir S1 et implanter le montage dans un boîtier en plastique.

Sans être refroidi, le thyristor peut commuter une charge de 200 W.



# ALARME AUTO DISCRÈTE<sup>2</sup>

Pourquoi donc ce petit 2 en exposant? Il s'agit tout simplement d'une alarme discrète réalisée à l'aide de composants discrets, c'est-à-dire sans le moindre circuit intégré: voilà pour ce qui est de cette énigme.

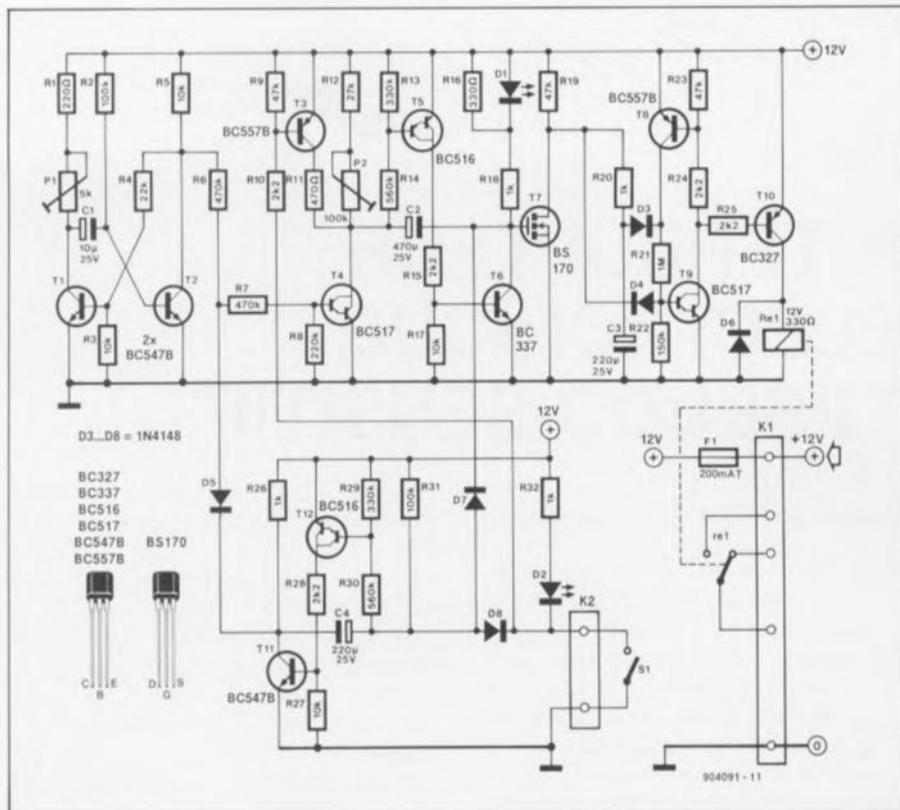
Si l'on a adopté la sensibilité la plus élevée, le simple allumage de l'éclairage intérieur du véhicule, produit par l'ouverture d'une portière par exemple, est suffisant pour déclencher

l'alarme. Deux ajustables permettent de jouer sur la durée de l'alarme (P2: 10 à 70 s) et sur la sensibilité du montage (P1: 0,2 V et au-delà). Les durées accordées au conducteur pour quitter le véhicule et pour s'y réinstaller sont respectivement de 25 et de 10 s. Consommation de courant au repos: moins de 2 mA. Tension d'alimentation: 12 V. L'utilisation de composants discrets permet de réaliser un montage robuste parfaitement en mesure de faire face aux surtensions et aux variations de température importantes constatées dans un véhicule -en particulier celui d'un commis-

voyeur allant du Cap Nord au Cap de Bonne Espérance. La mise en oeuvre de cette alarme est évidente: S1 ouvert, la LED D2 est éteinte et l'alarme active; S1 fermé, la LED D2 est illuminée et l'alarme hors-fonction; l'illumination de la LED D1 signale le déclenchement de l'alarme. Voici résumées en style télégraphique les caractéristiques techniques de ce montage.

Les transistors T1 et T2 constituent un multivibrateur monostable tout ce qu'il y a de plus classique (pseudo-période de 1 s). Ce monostable convient parfaitement à la détection de toute chute de la tension fournie par la batterie. En effet, toute baisse de

tension est transmise à la base du transistor T2 par l'intermédiaire de la résistance R1, de l'ajustable P1 et du condensateur C1. Si l'on a positionné P1 à sa valeur minimale (0 Ω), il suffit d'une chute de tension ridicule, de 0,2 V seulement, pour faire quitter au transistor T2 son état passif et par conséquent, faire basculer le monostable. À condition que l'alarme soit active (l'interrupteur S1 est ouvert), que la temporisation de sortie du véhicule (25 s après l'ouverture de S1) et que la durée d'inhibition (25 s après la fin de l'alarme précédente) soient écoulées, cette situation se traduira par le déclenchement, via le transistor T4, du multivibrateur monostable que constituent les transistors T5 et T6. L'illumination de la LED D1 visualise le déclenchement de ce monostable. La position du curseur de la résistance ajustable P2 détermine la pseudo-période du monostable; ce sera donc la durée de fonctionnement de l'alarme. Rassurez-vous cependant, le relais RE1 qui met en fonction le klaxon n'est activé qu'une dizaine de secondes **après** l'instant de déclenchement de MMV2, de sorte que le propriétaire légitime a tout son temps pour interrompre le processus d'alarme; il lui suffit de fermer l'interrupteur S1. En cas d'oubli de procéder à cette action salvatrice, l'alarme se déclenche jusqu'à la fin de la durée définie par la position de l'ajustable P2 soit encore



jusqu'à la fermeture de S1. Dans le premier cas, une troisième bascule monostable constituée par les transistors T11 et T12 bloque le déclenchement pendant les 25 premières secondes. Ce fonctionnement est obtenu par mise à la masse du point nodal R6/R7 via la diode D5 et le tran-

sistor T11. On inhibe de cette manière un auto-redéclenchement intempestif de l'alarme. Cette même bascule remplit aussi la fonction de temporisation puisque le transistor T11 reste conducteur pendant quelque 25 s après l'ouverture de l'interrupteur S1.



# LUMIÈRE PERPÉTUELLE

## O. Bailleux

Enfin un circuit simple! Il existe des endroits où la présence permanente d'un éclairage est vitale: cages d'escalier, coin chaufferie dans la cave, etc... On ne peut accepter dans ce cas-là que la seule ampoule présente cesse brusquement de fonctionner. Deux solutions: adopter une lampe fluorescente "longue durée" ou utiliser **deux** ampoules. C'est cette seconde solution que nous adoptons pour ce montage.

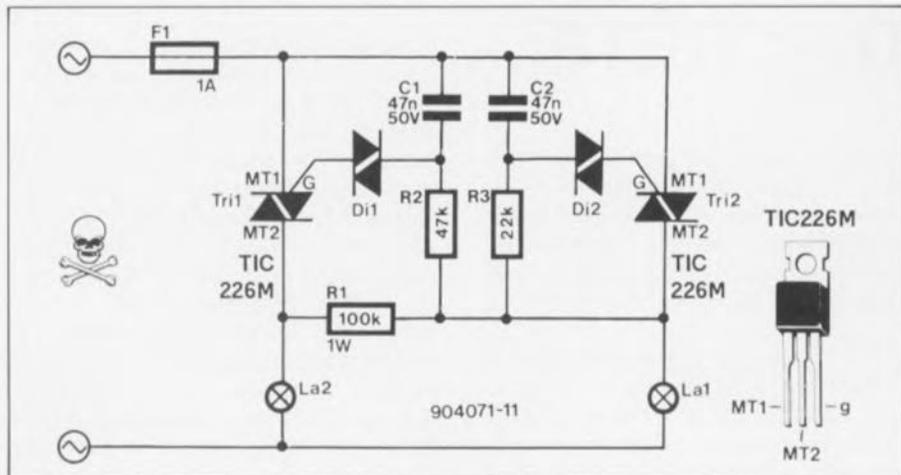
Deux cas de figure:

1. Les lampes La1 et La2 sont toutes deux en état de marche. A chaque alternance, les condensateurs C1 et C2 se chargent à travers les résistances prises dans les lignes correspondantes, R2 et R3, et la lam-

pe La1. La résistance R3 ayant une valeur plus faible que la résistance R2, C2 atteint plus vite la charge nécessaire pour produire l'amorçage, via le diac Di2, du triac Tri2. Le triac

devient conducteur, l'ampoule La1 est donc allumée, et C1 se décharge dans R2 et Tri1; le triac Tri1 ne sera jamais amorcé. La lampe La2 reste donc éteinte.

2. La lampe La1 est grillée. Comme dans le cas précédent, les réseaux RC que constituent les conden-



sateurs C1 et C2 associés à leur résistance respective sont alimentés. Le triac Tri2 veut bien s'amorcer, mais il se coupe immédiatement, faute d'un courant d'entretien suffisant. Plus rien ne s'oppose à ce que le condensateur C1 atteigne la charge nécessaire pour amorcer le triac Tri1. La lampe La2 va s'allumer et prendre la relève de La1. Comme la constante RC de la lampe La2 est plus longue que celle de la

lampe La1, celle-ci aura toujours une luminosité plus faible que La1. Ceci pourra servir de signal précurseur de défectuosité de la lampe La1 et indiquera qu'il est temps de changer. Si l'on tient à avoir des intensités lumineuses identiques, on adoptera une puissance nominale plus grande pour la lampe La2 que pour La1.

En l'absence de refroidissement, les

triacs supportent 100 W sans broncher. L'utilisation d'un radiateur (10°/W) permet d'atteindre 1 000 W (il faudra dans ce dernier cas utiliser un fusible de 6,3 A). Ne pas utiliser d'ampoule de puissance inférieure à 25 W sous peine de la voir clignoter. Les caractéristiques minimales du triac sont: 400 V/5 A. Le type -M que nous avons utilisé supporte une tension de 600 V.



# SOFT-START POUR FEUX ANTI-BROUILLARD

Un exemple pris dans le quotidien d'un représentant-grand-consommateur-de-kilomètres-devant-l'Eternel aura vite fait de vous faire saisir l'utilité de ce montage.

L'automne est à nos portes (*ante portas* auraient dit les Romains); notre représentant multiscarte roule "pépère" lorsqu'il constate que la visibilité diminue graduellement. A un moment donné, il décide d'allumer les feux anti-brouillard de son véhicule. Clic, voilà qui est fait. L'automobiliste qui le suit croit voir s'allumer les feux stop, pile et, résultat, une jolie collision en chaîne... L'Autoroute du Soleil est bloquée pour une demi-heure au moins.

L'interrupteur S1 de notre schéma est l'organe de commande des feux anti-brouillard (L1 et L2) que comporte à l'origine votre véhicule. Dans l'état originel du câblage, la sortie de S1 est reliée directement aux ampoules en question de sorte que dès la fermeture de cet interrupteur, ces dernières brillent de toute leur énergie ne manquant pas d'impressionner le conducteur qui colle à votre pare-chocs.

L'implantation de ce petit montage permet de lui éviter le choc électrique d'un bon coup d'adrénaline, au mieux, voire au pire, un infarctus, conséquence de l'allumage brutal des feux anti-brouillard.

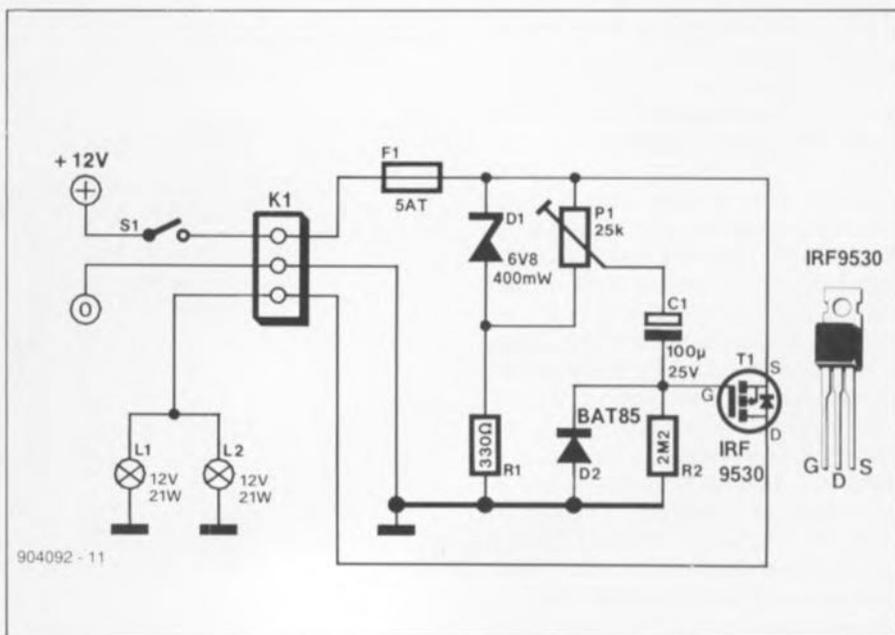
La fermeture de S1 rend de plus en plus négative la tension grille-source ( $V_{GS}$ ) du FETMOS T1. L'augmentation progressive de la conductivité de

ce transistor entraîne une croissance lente de la luminosité des ampoules dont le maximum est atteint après une vingtaine de secondes environ; la durée de cette temporisation est fonction de la valeur du réseau RC,  $R2/C1$ .

La résistance ajustable P1 permet d'appliquer une tension de polarisation à la grille de T1 pour compenser le temps mort constaté à l'illumination des ampoules (il faut en effet la circulation d'un courant de quelques centaines de milliampères avant de voir s'illuminer progressivement les ampoules). Une fois trouvée la position correcte de P1, on aura illumination immédiate - à intensité faible

et cela après avoir fermé l'interrupteur S1 bien entendu - des ampoules, le potentiel de grille étant en effet à cet instant égal à celui présent sur le curseur de P1, le condensateur C1 étant encore déchargé à cet instant-là. Ceci explique que l'on puisse, le temps du réglage de P1, remplacer le condensateur C1 par un pont de câblage. Le refroidissement de T1 mérite une certaine attention. La dissipation maximale se produit à l'intérieur du domaine de commutation (off-on). Cependant, comme T1 ne reste que très brièvement à cet état, on pourra se contenter d'un radiateur dimensionné en fonction des nécessités de l'état de marche (on).

Des essais nous ont montré qu'un radiateur SK59 (36,5 x 42,7 x 12,5 mm) permettait un refroidissement suffisant pour une puissance de 2 x 21 W, ce qui correspond à la valeur classique des ampoules de feux anti-brouillard. La consommation est de l'ordre de 15 mA (celle des ampoules non comprise bien entendu).





# SILENCIEUX DE COMMUTATION



## POUR LE CENTRAL DE COMMUTA- TION AUDIO

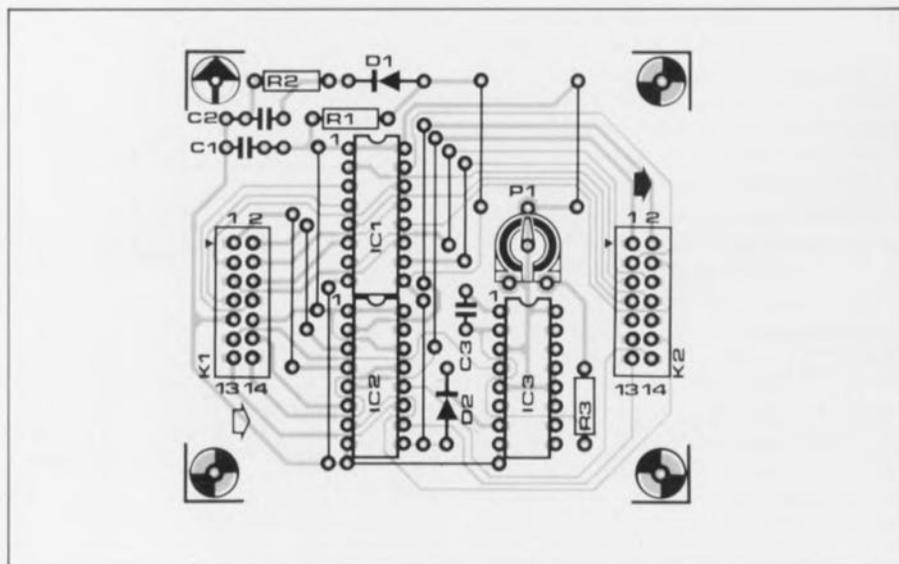
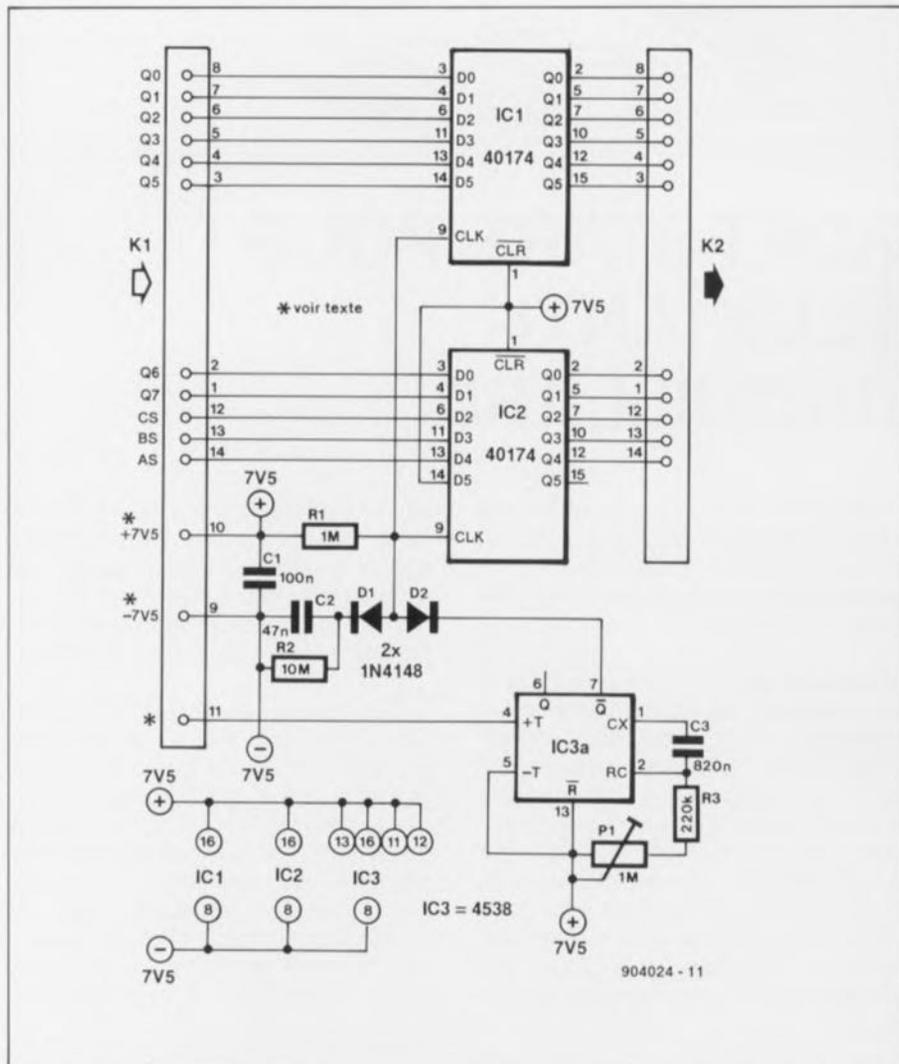
Le central de commutation audio décrit dans le n° 137 (novembre 1989) est un pré-amplificateur dans lequel tout se passe électroniquement. La fée électronique assure même la commutation des entrées. Si plusieurs sources de signal sont actives simultanément, il peut se faire, lors de la commutation d'une source à l'autre, que pendant un très court instant on ait (et entende) une superposition des deux signaux concernés. Certains utilisateurs trouvent ce phénomène gênant.

Il existe une solution à la majorité des problèmes. Il suffit dans le cas présent d'intercaler un tampon entre les lignes de commande de la platine principale et les entrées de commutation du multiplexeur. Ce tampon conserve les données présentes jusqu'à ce que soit présent le code définitif du canal choisi par l'utilisateur.

Il suffira donc d'intercaler ce circuit entre les connecteurs K14 et K17 du dit montage. Trois des broches de ces connecteurs à 14 points sont restées, jusqu'à présent, inutilisées. Ceci explique que nous puissions faire appel à elles pour doter cette extension d'une tension d'alimentation symétrique (-7,5 et +7,5 V) et du signal d'horloge indispensable extrait de la porte N16 (broche 1 de IC35). Ces interconnexions utilisent respectivement les broches 9, 10 et 11 de K17. Les liaisons nécessaires sont réalisées à l'aide d'un morceau de fil de câblage isolé (on pourra, par exem-

ple, prendre les lignes de l'alimentation aux broches 8 et 16 de IC37).

Un bref coup d'oeil au schéma de cette extension nous permet de voir que



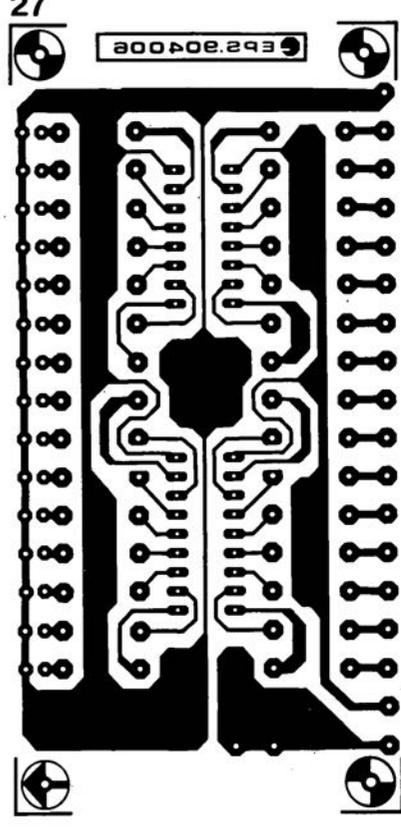
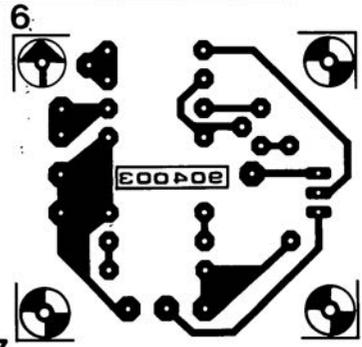
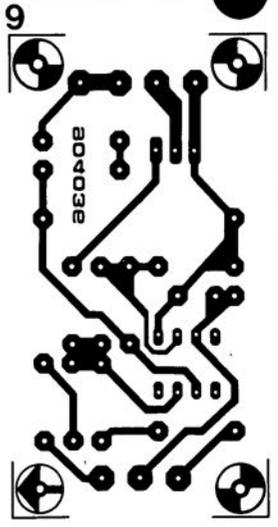
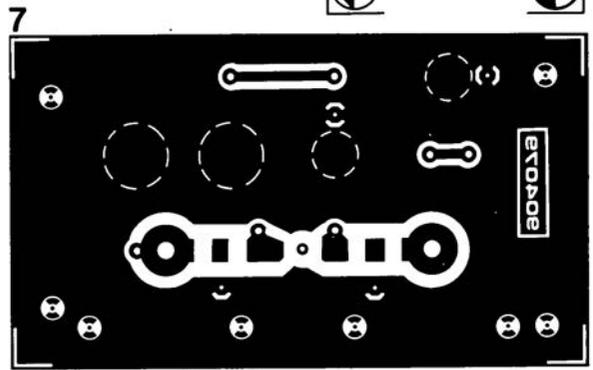
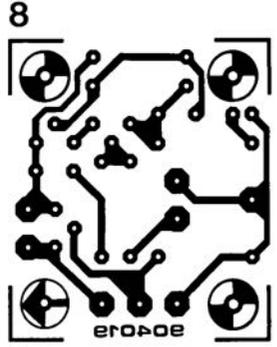
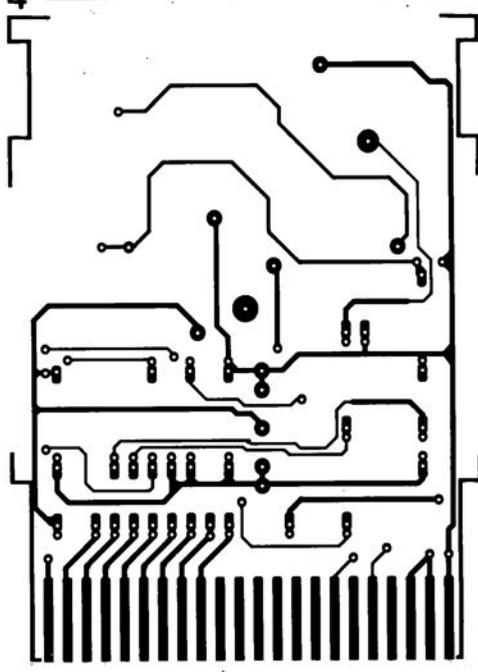
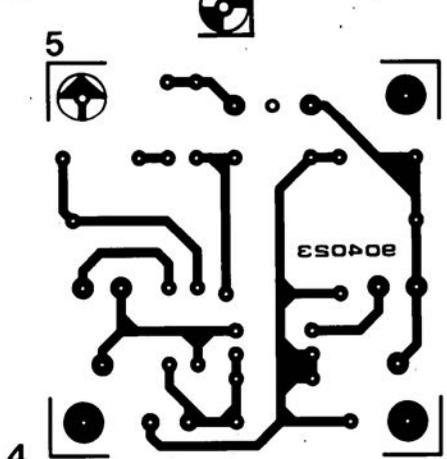
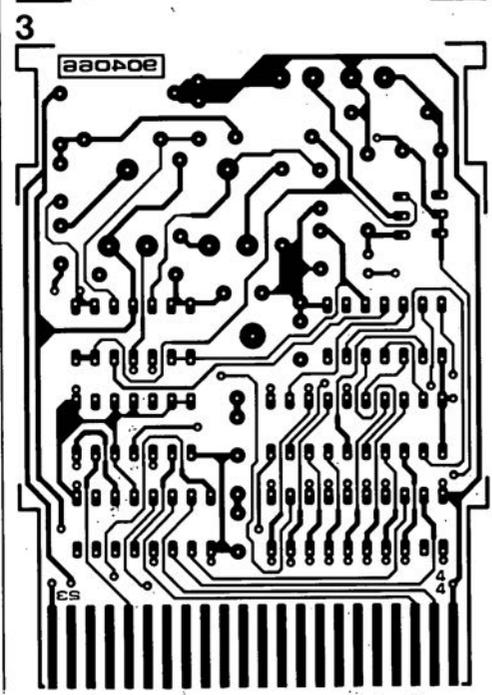
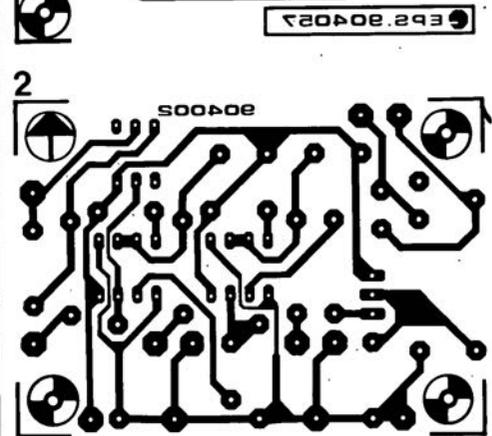
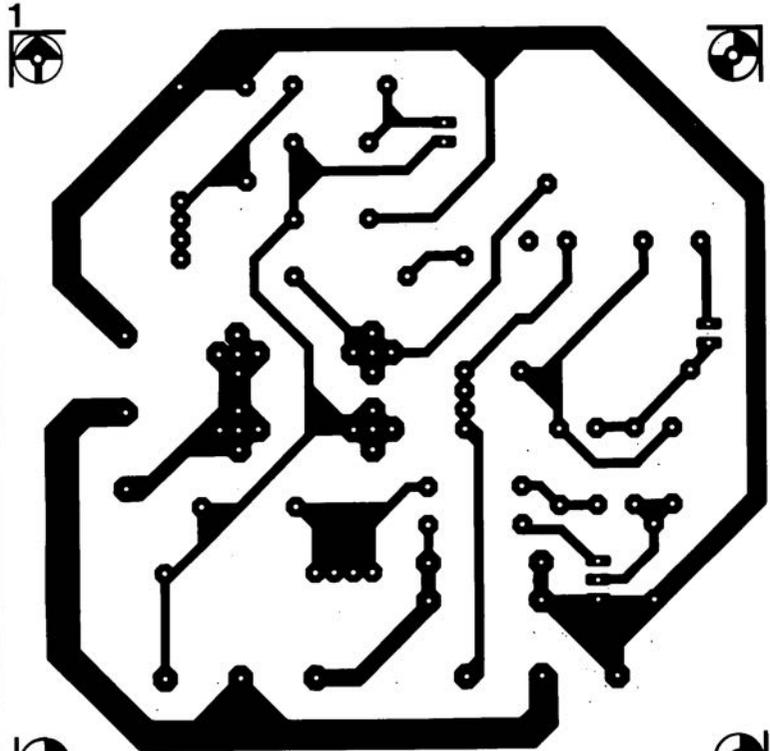
le signal d'horloge subit une temporisation introduite par un multivibrateur monostable redéclenchable, IC3a. Nous allons faire en sorte que le retard subi par le signal d'horloge soit tel que les verrous IC1 et IC2 ne prennent en compte les données qu'après la fin de l'action sur le sélecteur de source de signal. En pratique, ce montage fait en sorte que le canal choisi précédemment reste connecté à la sortie jusqu'à ce que le nouveau

canal choisi le soit définitivement. Selon la position de l'ajustable P1, le nouveau canal n'est connecté à la sortie que 0,2 à 1 s après relâchement de la touche de sélection. Associées à la résistance R1, les diodes D1 et D2 constituent une porte logique OU (OR) qui fournit aux verrous leur première impulsion d'horloge, indispensable lors de la mise sous tension de l'installation. Cette impulsion produit le stockage dans les verrous des don-

nées correspondant au premier canal sélectionné.

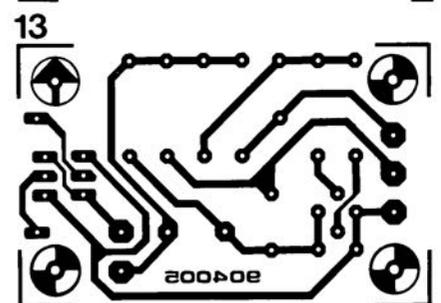
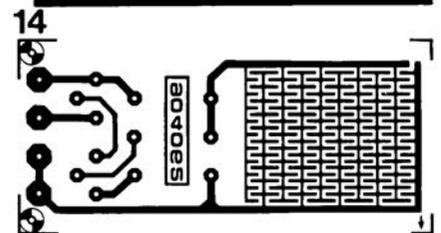
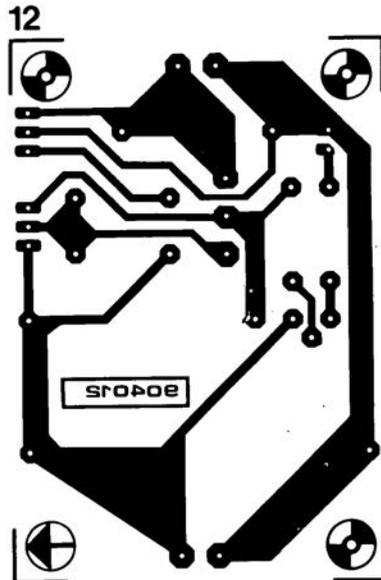
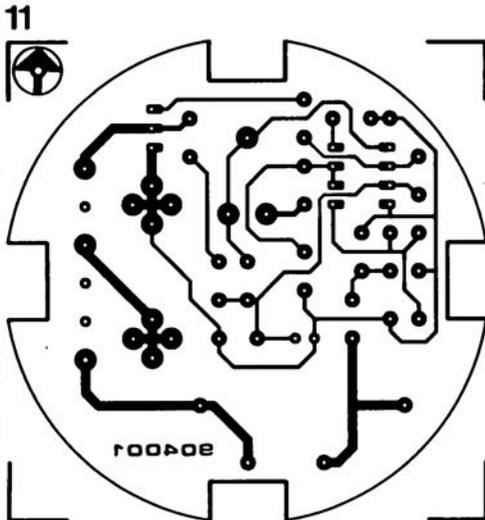
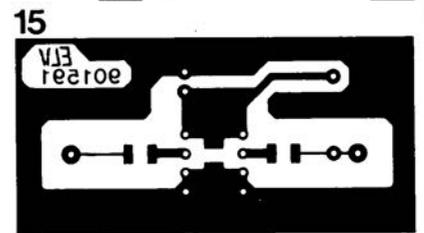
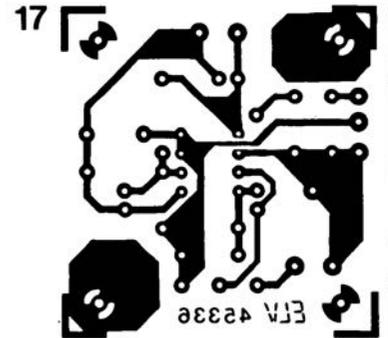
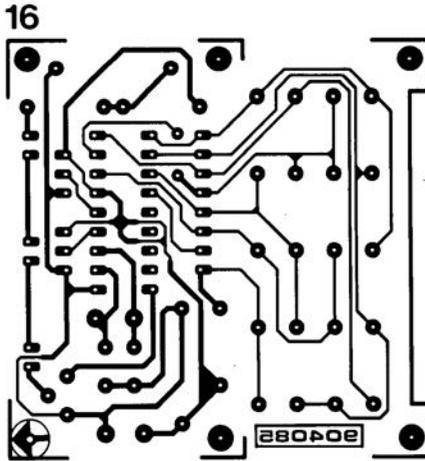
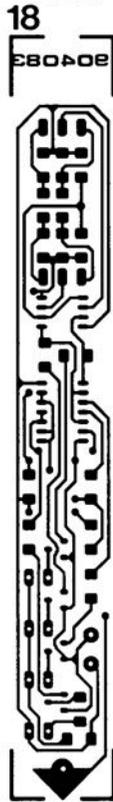
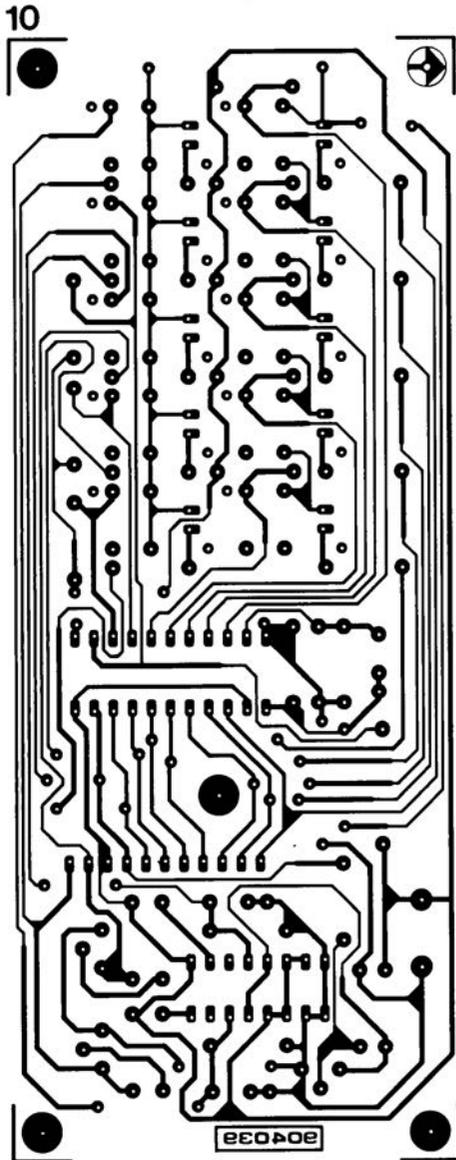
L'implantation de cette extension dans le central de commutation est d'une simplicité estivale. On relie ce circuit imprimé additionnel à la platine de commande du central (K1 avec K17) et celle des sorties (K2 avec K14) à l'aide de deux morceaux de câble plat dotés de connecteurs femelles à 14 broches.

# SERVICE



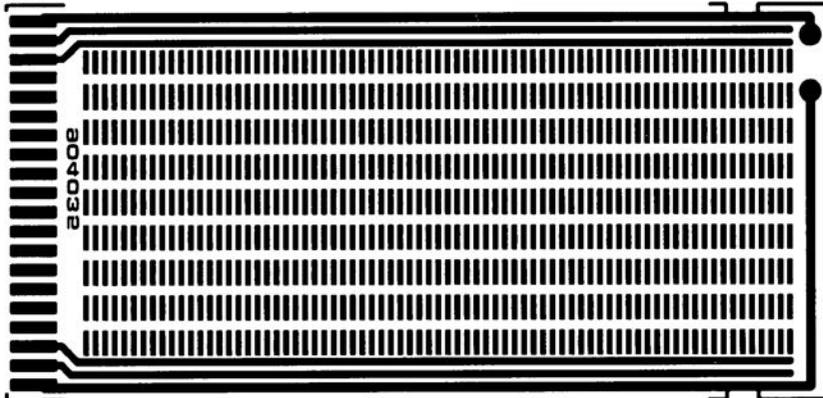
# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne

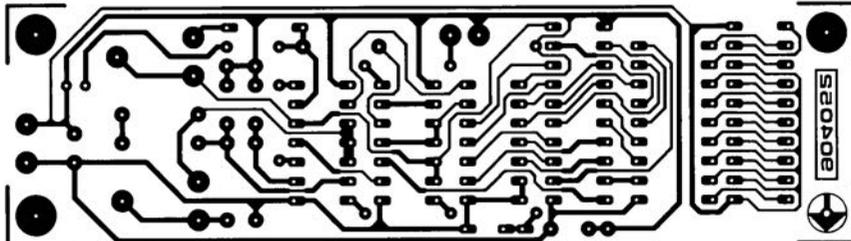


# SERVICE

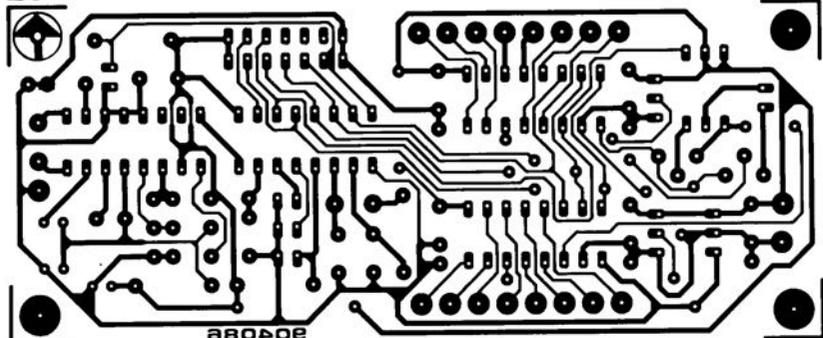
22



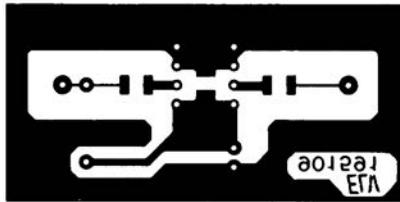
19



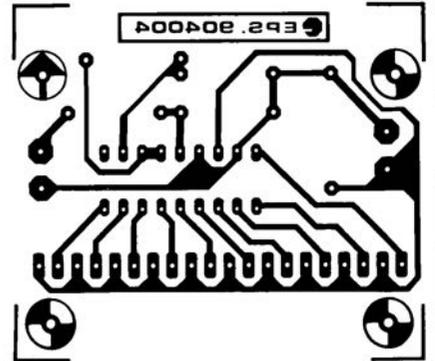
20



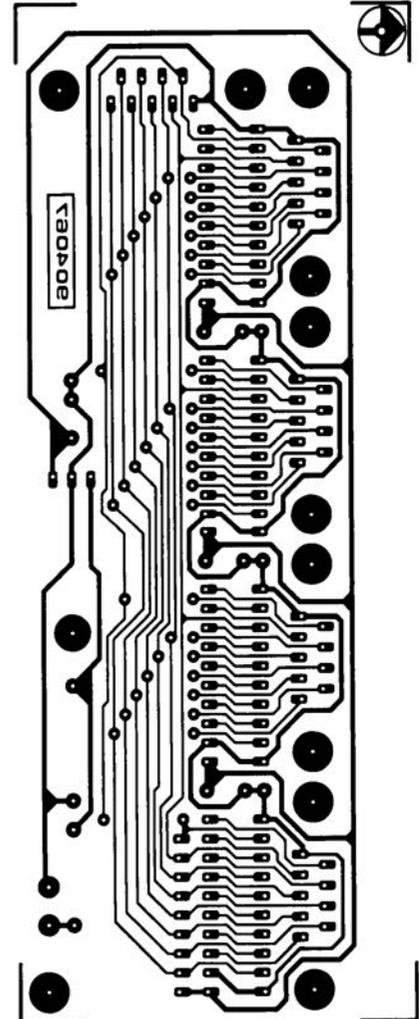
28



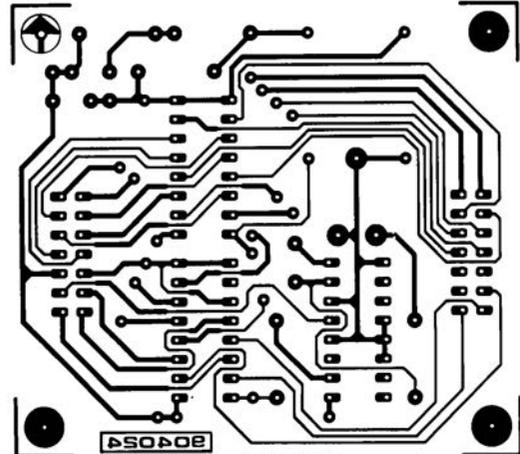
24



23



21





## BOUTON FEU À RÉPÉTITION

K. Nischalke

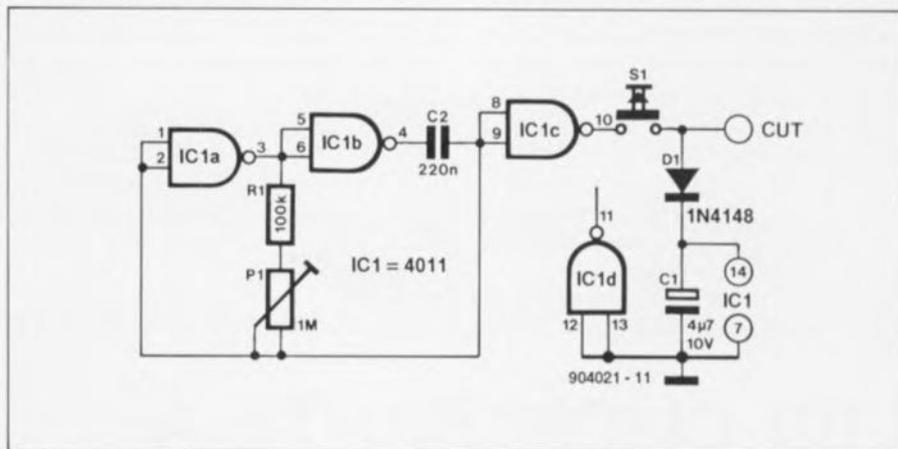
Avec de nombreux jeux pour micro-ordinateur, il est impératif de disposer d'un manche de commande (*joystick*) si l'on veut être d'une quelconque efficacité. Outre le levier de commande proprement dit, qui permet d'aller à gauche, à droite, vers le haut ou vers le bas, cet organe de commande comporte un (voire deux ou plus) bouton(s) "FEU". Certains jeux exigent une action presque constante sur ce bouton d'où un gros risque de crampes pour l'utilisateur.

Les problèmes de luxation du coude due au tennis sont connus. Mais existe-t-il déjà cette sorte de crampes de pianiste pour les amateurs d'"AF-TERBURNER" et autres jeux d'action pour ordinateur?

Quoiqu'il en soit, il semblerait qu'il s'agisse d'un problème de plus en plus fréquent auquel se trouve confronté la jeunesse américaine.

Un 4011 entouré de quelques composants peut remplir cette fonction de répétiteur avec un brio inégalé. Deux des portes intégrées dans ce circuit sont utilisées pour réaliser un multivi-

qui fait office de tampon. La tension d'alimentation nécessaire au circuit est prise directement à l'ordinateur à travers la diode D1 et le condensateur C1. Vu ses faibles dimensions il devrait être possible de trouver une place à ce montage à l'intérieur de



brateur astable dont il est possible de faire varier la fréquence par action sur l'ajustable P1. Les signaux rectangulaires sont appliqués au bouton "FEU" via une troisième porte NAND

tout boîtier de manette de commande. Ce circuit convient, plus spécifiquement et entre autres, aux ordinateurs Atari.



## RÉGULATEUR DE TENSION *FOLDBACK*

Les régulateurs intégrés tripodes des types 7805 et 7812 remplissent parfaite-

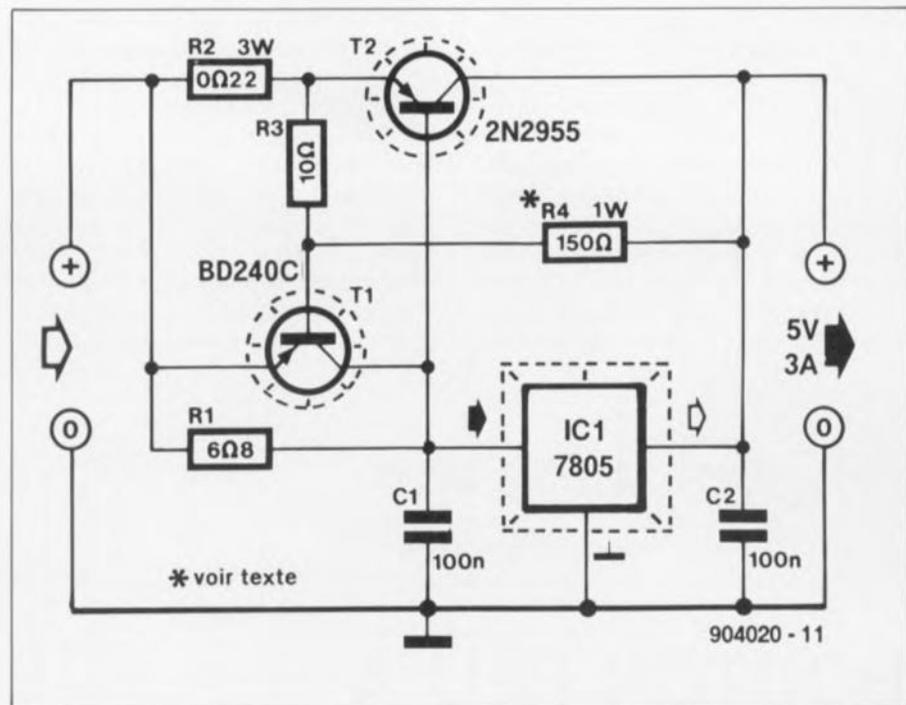
ment leur tâche pour les applications standard. Dès qu'il s'agit de

fournir des courants jusqu'à 3 A on fait souvent appel à un transistor-série additionnel (qui prend ici la forme de T2). Cette solution est tout à fait "légale"; elle a cependant l'inconvénient d'une dissipation qui peut prendre des valeurs impressionnantes en cas de court-circuit. Ce problème devient critique en cas d'utilisation d'un

7812, 7815 ou 7824. La régulation dite *foldback* peut y apporter un remède. Le principe de cette régulation consiste en une diminution électronique du courant maximal de sortie lorsque la tension de sortie diminue. Sur notre prototype le courant tombait, en cas de court-circuit, à 0,5 A seulement (12 V en entrée, tension de sortie nominale 5 V). On ne risque plus ainsi de débuts de surchauffe.

La régulation *foldback* ne nécessite que quelques composants additionnels. Le transistor T1 sert à la limitation de courant. Dès que la chute de tension aux bornes des résistances R2+R3 dépasse quelque 0,6 à 0,7 V, ce transistor devient conducteur coupant ainsi le courant de base à T2. Le régulateur de tension doit pratiquement effectuer tout le travail; ce composant possède cependant un dispositif de surveillance thermique efficace de sorte qu'il se met très rapidement à limiter son courant de sortie.

Le niveau de tension auquel le dispositif de sécurité entre en fonction est égal à la somme de deux tensions: de celle produite par le courant qui circule à travers la résistance R2 et de celle présente aux bornes de R3. Cette seconde résistance constitue, associée à R4, un diviseur de tension connecté aux bornes du transistor-série T2. La dissipation de T2 est directement proportionnelle à sa tension col-



lecteur-émetteur; c'est cette tension qui sert ensuite à effectuer la réduction du courant. De ce fait, la caractéristique de régulation est influencée par la taille de la tension d'entrée.

Faites des essais en donnant des valeurs différentes aux résistances R3 et R4. Lors d'un court-circuit, il faut que la chute de tension aux bornes de R3 soit telle que T1 soit saturé. Le

courant de sortie en devient pratiquement nul. Lors de vos expériences vous ne manquerez pas de constater que les régulateurs de la famille 78XX peuvent fournir des courants sensiblement supérieurs à ce qu'indique le fabricant: de 1 à 1,5 A (jusqu'à ce qu'il atteigne une certaine température).

(Application Fairchild)

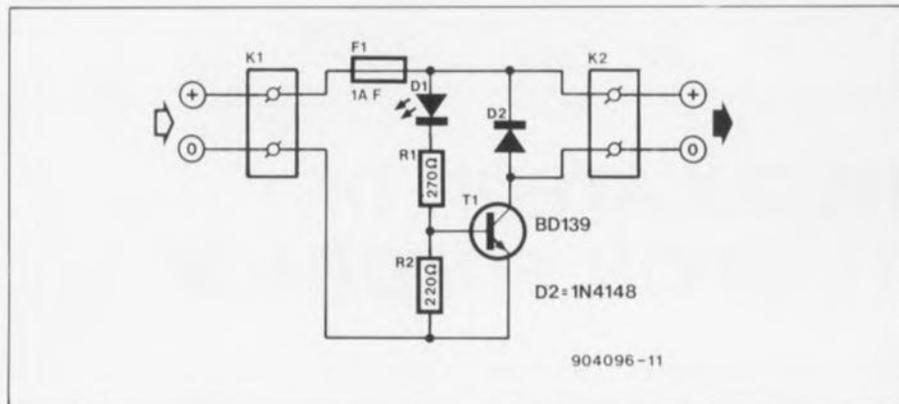


# LED CLIGNOTANTE À P.C.\*

La LED D1, à dispositif de clignotement intégré, est prise en série avec la diode (interne) de la jonction base/émetteur du transistor T1. De ce fait, une charge, connectée au bornier K2, sera mise en et hors-fonction, au rythme du clignotement de la LED D1. Il est possible de connecter au bornier K2 un relais ou encore des lampes, à condition de ne pas dépasser le courant de collecteur maximal admissible du transistor T1. La valeur maximale de ce courant est, pour le type de transistor utilisé ici, à savoir un BD139, de 0,75 A. Si cette valeur vous semble un peu juste et qu'il vous faut un courant de plusieurs ampères, il vous suffit de substituer au BD139 un transistor darlington de puissance, tel

que le BD901 par exemple. Il faudra, dans ce cas-là, remplacer le fusible F1 (1 A rapide) par un fusible de caractéristiques convenables. La consommation du circuit au repos (sans courant de charge) est de 20 mA à une tension d'alimentation de 12 V.

\*Le P.C. en question n'est pas un ordinateur, mais une Post-Combustion, dispositif dont sont dotés les avions de combat à réaction et qui leur permet d'accélérer brutalement par injection de carburant dans le canal d'éjection des gaz situé en aval de la turbine. Voilà vous savez tout!

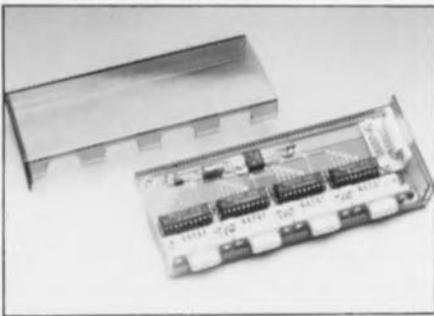




# DISTRIBUTEUR DE SIGNAL VIDÉO

F. Tronchet

ATTAQUEZ JUSQU'À 4 MONITEURS AVEC UNE SEULE SORTIE VIDÉO



Le montage décrit ici permet de commander jusqu'à 4 moniteurs pour IBM-PC et Compatibles, à partir d'une seule carte vidéo. Il faudra toutefois que la carte vidéo et les moniteurs utilisés travaillent avec des signaux de niveau TTL (logique); il s'agit donc des normes:

- CGA (*Colour Graphics Adapter*),
- carte Hercules (monochrome adapter) ou
- EGA (*Enhanced Graphics Adapter*).

Ce circuit convient parfaitement aux applications de l'enseignement, pour des présentations, des démonstrations et encore toute autre application faisant appel à un ordinateur bien sûr et nécessitant plusieurs moniteurs. Le circuit comporte quatre tampons octuples à sorties 3 états du type 74HC541, IC1 à IC4. Les signaux de niveau TTL de l'ordinateur sont appliqués aux entrées de ces tampons (validés en permanence) à travers K5, un connecteur sub-D mâle à 9 contacts.

Le signal présent à chacun des contacts de ce connecteur dépend de la carte vidéo utilisée (voir à ce sujet le **tableau 1**). Les moniteurs sont connectés à 4 connecteurs sub D femelles à 9 contacts, K1 à K4. Pour lui donner une certaine autonomie, le circuit comporte également un sous-ensemble d'alimentation réalisé à l'aide du régulateur de tension archi-connu, un 7805. De ce fait rien ne s'oppose à l'utilisation d'une tension d'alimentation externe non-stabilisée

de valeur comprise entre 9 et 15 V fournie par exemple par un module secteur du type de ceux utilisés avec les calculatrices de poche. La consommation de courant ne dépasse pas 10 mA.

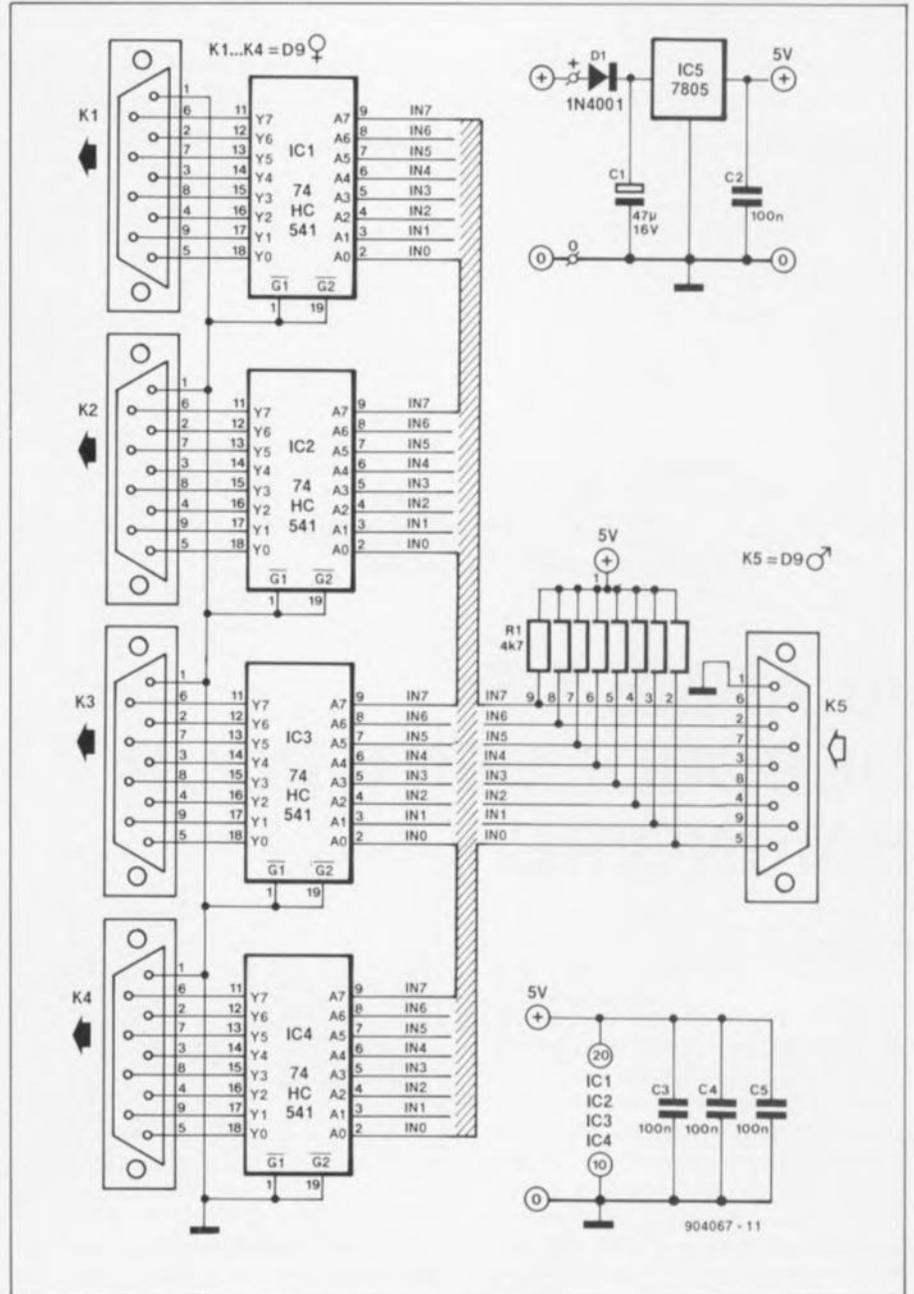
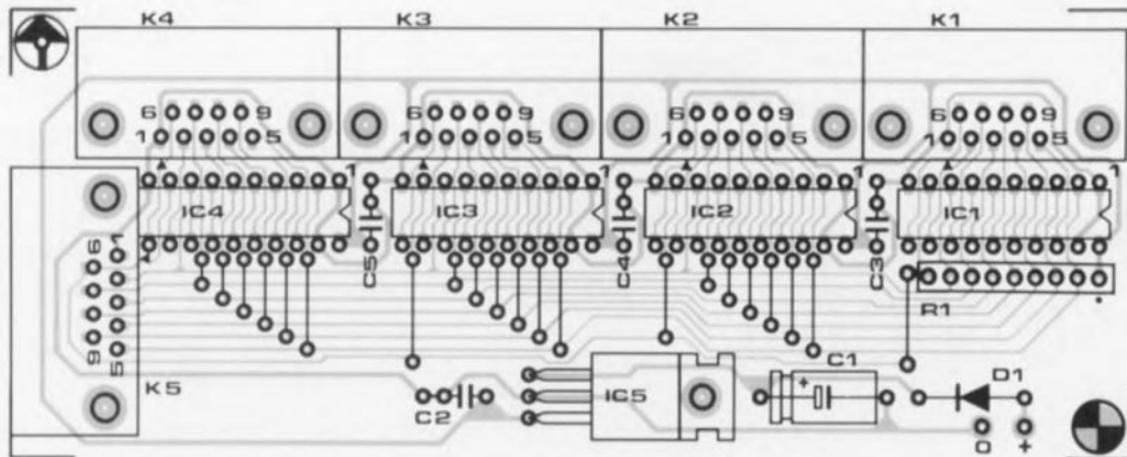


Tableau 1

Contact	CGA	Hercules	EGA
1	masse	masse	masse
2	masse	masse	rouge sec.
3	rouge	non util.	rouge
4	vert	non util.	vert
5	bleu	non util.	bleu
6	intensité	intensité	vert sec.
7	non util.	vidéo	bleu sec.
8	sync.HOR.	sync.HOR.	sync.HOR.
9	sync.VER.	sync.VER.	sync.VER.



#### Liste des composants

##### Résistances:

R1 = réseau SIL à 8 résistances, 4k $\Omega$ 7

##### Condensateurs:

C1 = 47  $\mu$ F/16 V

C2 à C5 = 100 nF

##### Semi-conducteurs:

D1 = 1N4001

IC1 à IC4 = 74HC541

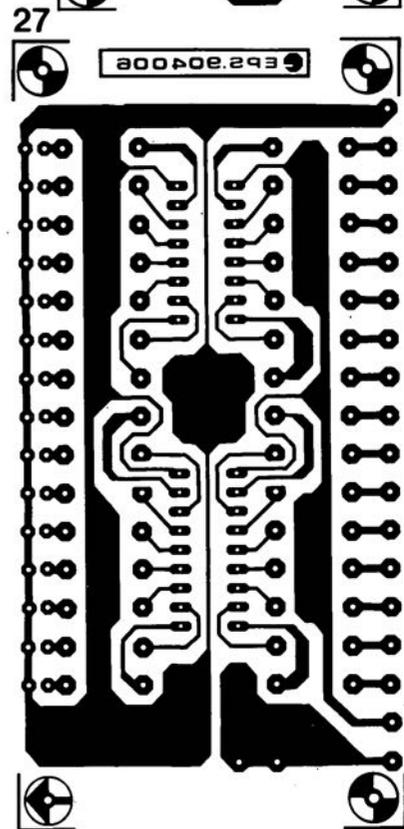
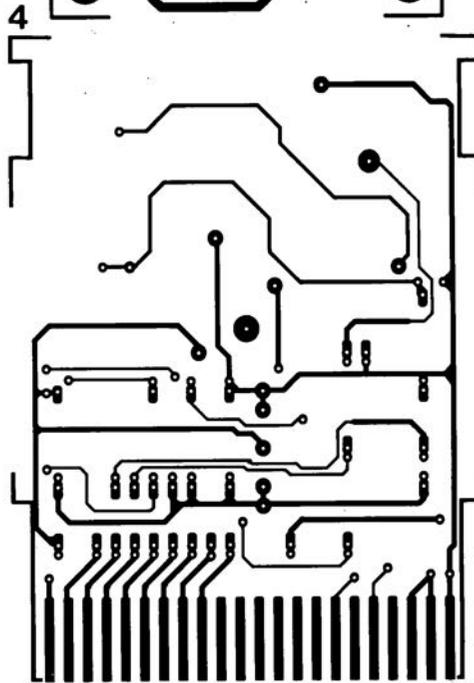
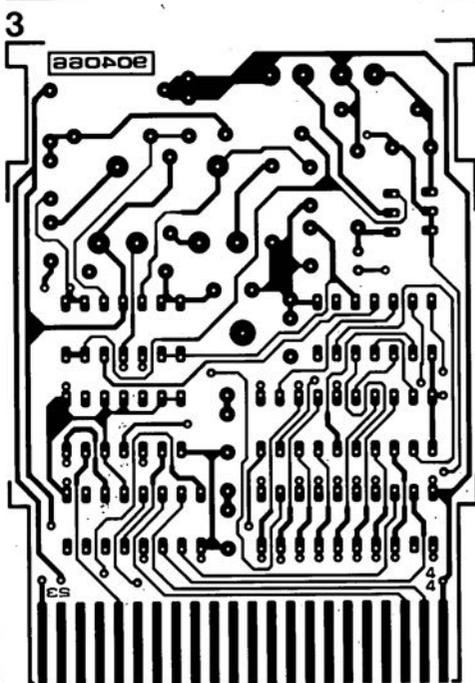
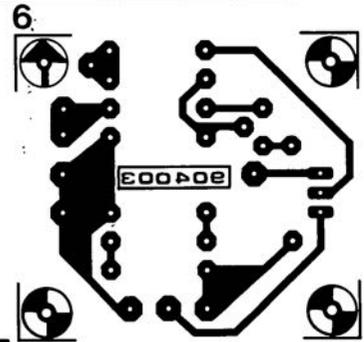
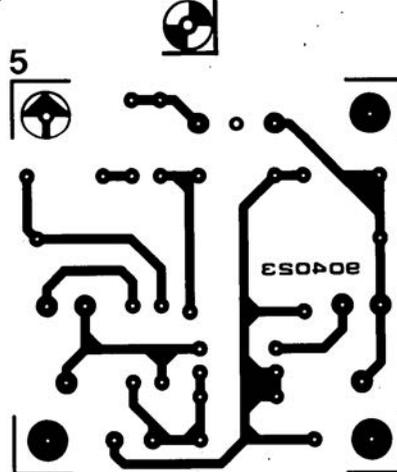
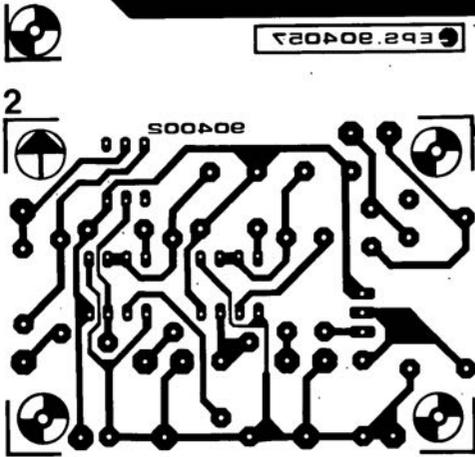
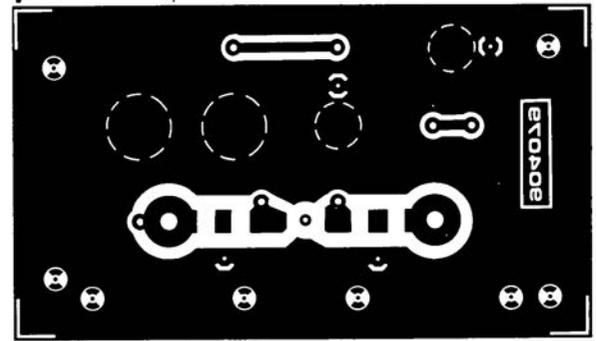
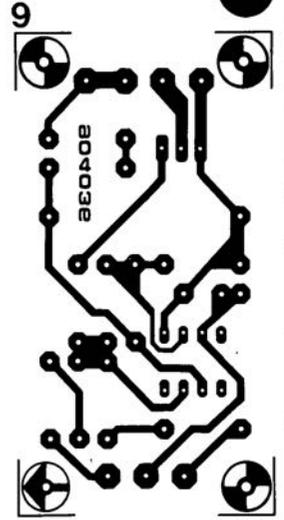
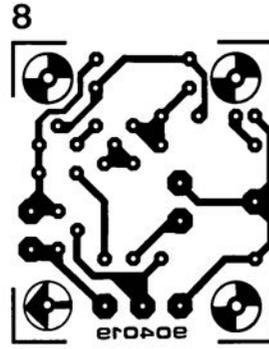
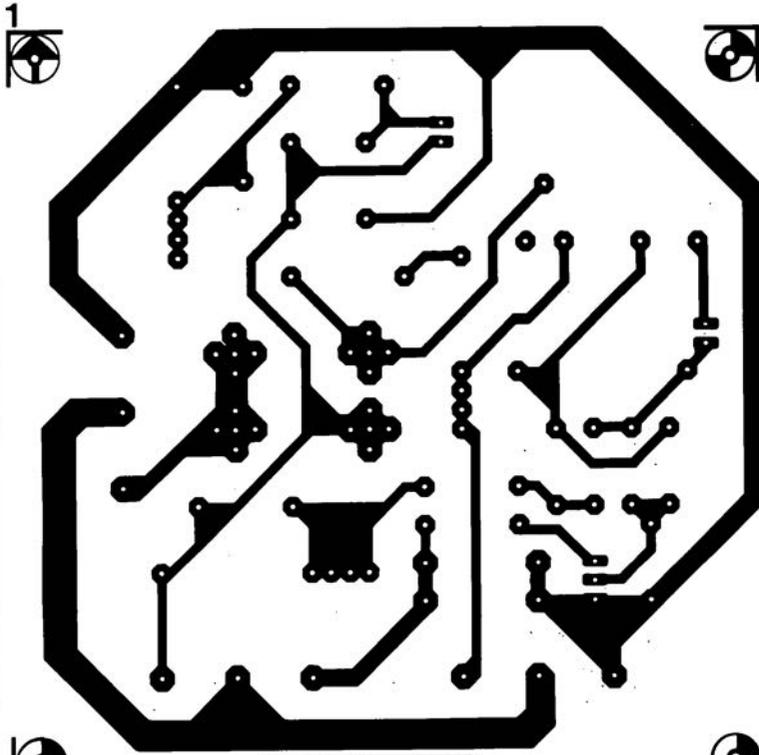
IC5 = 7805

##### Divers:

K1 à K4 = embase femelle sub-D en  
équerre encartable à 9 contacts

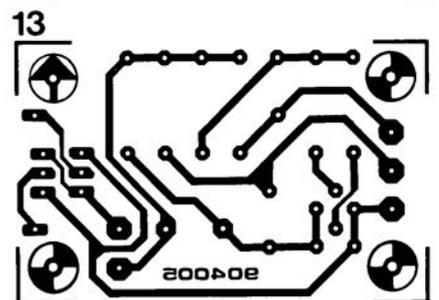
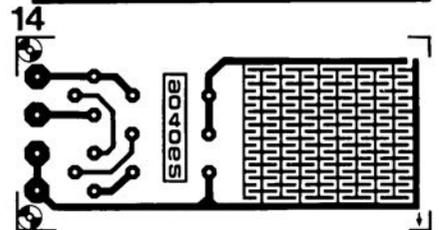
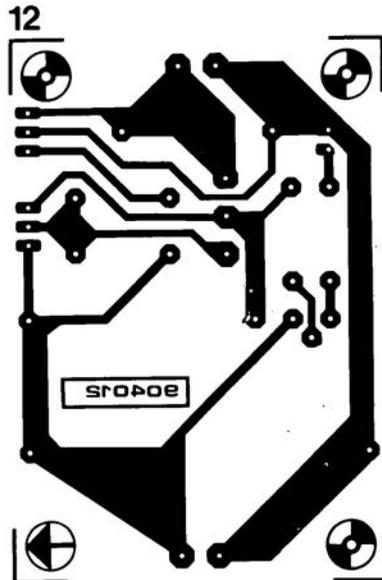
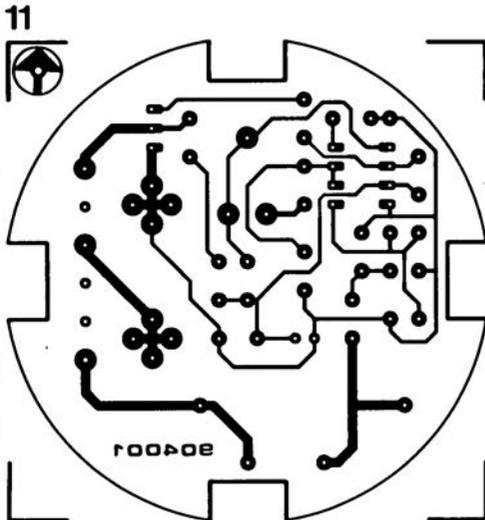
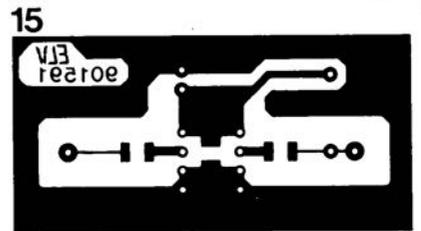
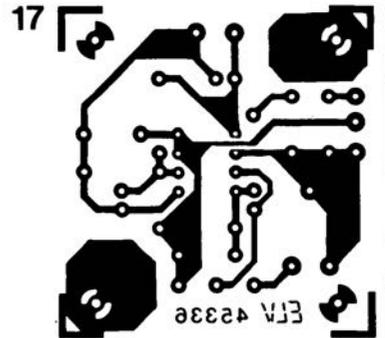
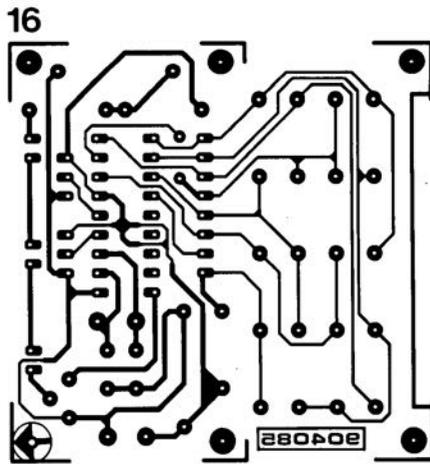
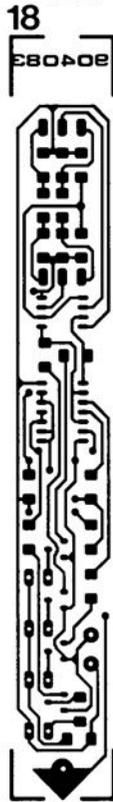
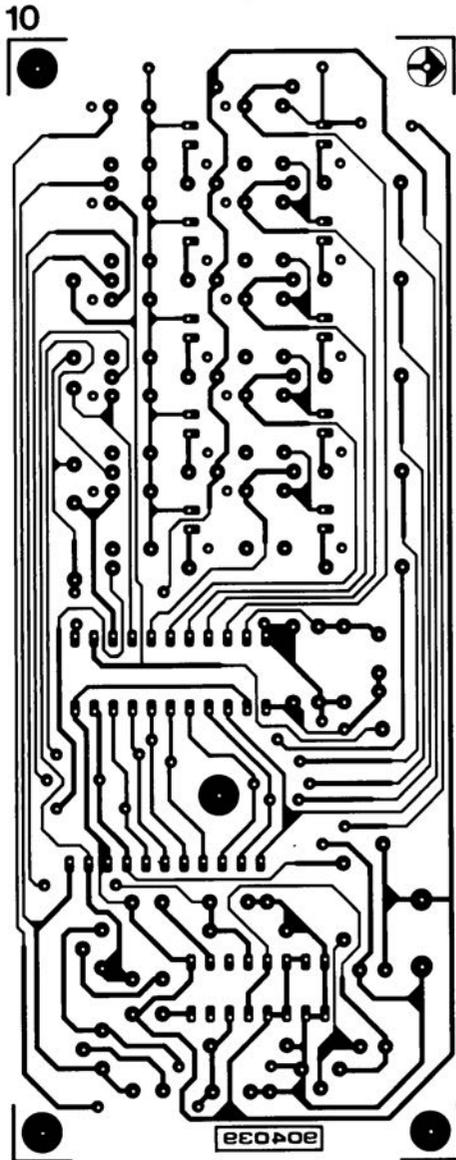
K5 = embase mâle sub-D en équerre  
encartable à 9 contacts  
éventuellement boîtier plastique tel que  
Heddic 222 par exemple

# SERVICE

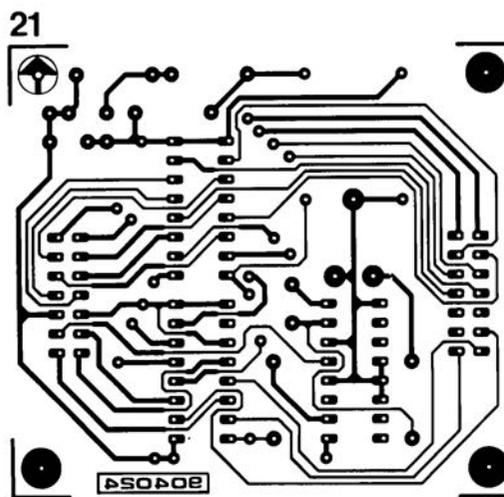
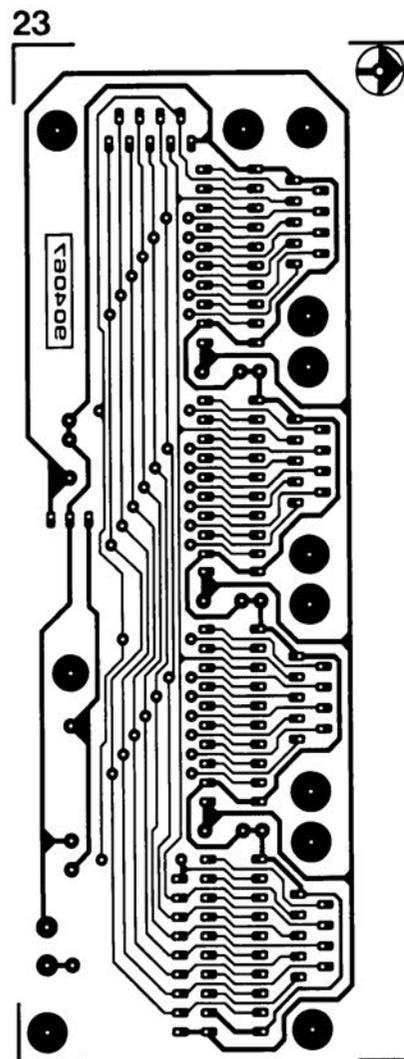
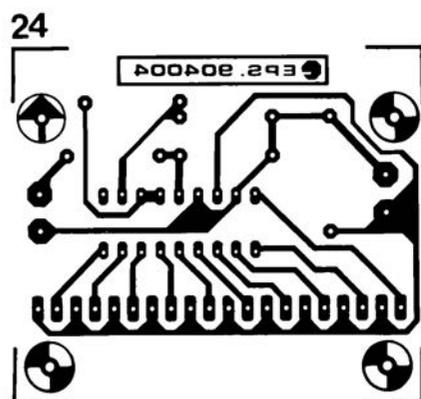
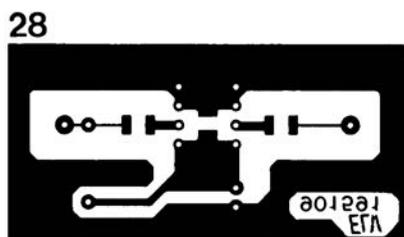
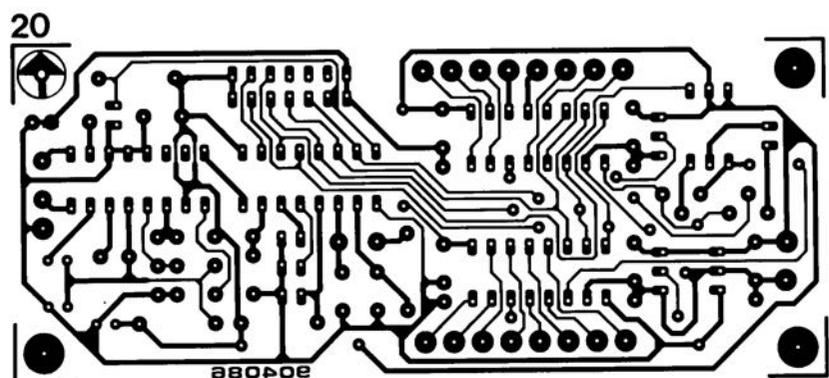
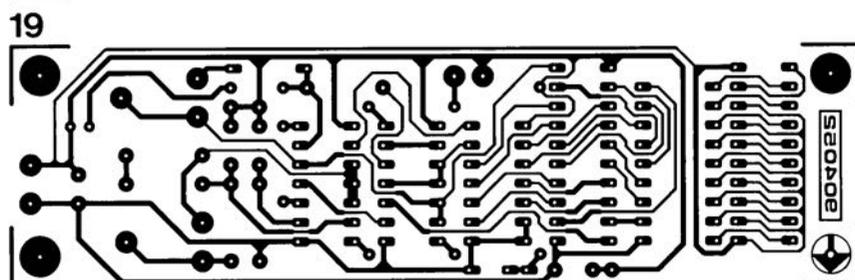
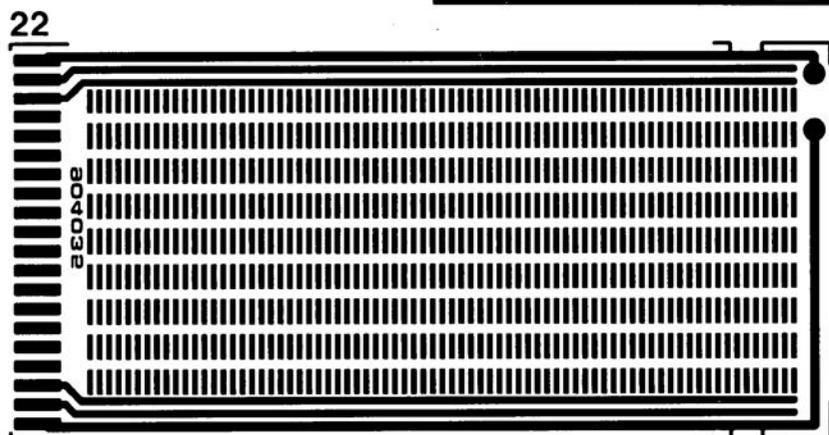


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE

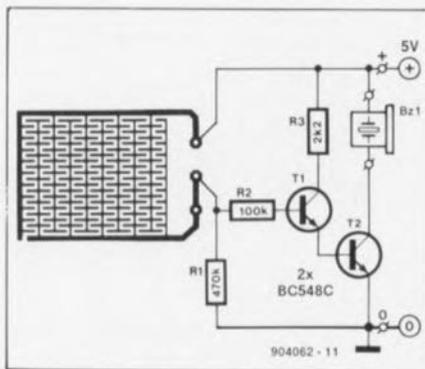




# ALARME DE DÉBORDEMENT POUR BAIGNOIRE

D. Lorenz

Lorsqu'on oublie de fermer les robinets à temps, la préparation d'un bon bain peut fort bien devenir un vrai désastre domestique. Le circuit minuscule décrit dans cet article attaque un résonateur, qui produit un signal acoustique dès que l'eau atteint le niveau requis. Les faibles dimensions du circuit imprimé, qui intègre le capteur d'humidité et sur lequel viennent prendre place tous les composants nécessaires, permettent de le mettre, avec sa pile compacte de 9 V et le résonateur piézo-électrique, dans un petit boîtier étanche (cela va de soi). Il faudra cependant, est-il nécessaire de le préciser, que le "capteur" que représente la partie inférieure (cela dépend comment on le regarde!) du circuit imprimé "émerge" du boîtier. Si l'on possède une baignoire en métal, il suffit de coller un aimant contre le boîtier afin de pouvoir fixer celui-ci



au niveau requis. On pourra bien entendu recouvrir cet aimant d'une pellicule de caoutchouc ou de plastique pour éviter de rayer l'émail.

Dès que l'eau du bain arrive à une hauteur telle qu'elle entre en contact avec les striures du capteur, la base du transistor T1 se trouve reliée à la ligne positive de l'alimentation. De ce fait les transistors T1 et T2 deviennent conducteurs, entraînant l'entrée en action du résonateur piézo (auto-oscillant) Bz1. La consommation du circuit est alors de 25 mA.

Si, lors de vos premiers essais, vous constatez que la vapeur de l'eau déclenche l'alarme avant que l'eau n'atteigne effectivement le niveau requis, il suffira de diminuer la sensibilité du circuit en augmentant la valeur de la résistance R2. Il est recommandé d'étamer les pistes cuivrées constituant le capteur pour éviter leur rapide corrosion.

## Liste des composants

### Résistances:

R1 = 470 kΩ

R2 = 100 kΩ

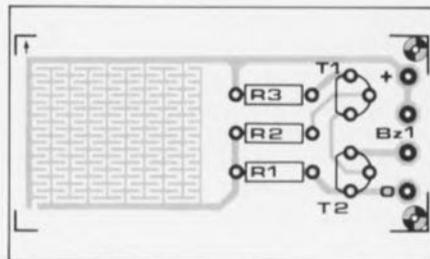
R3 = 2kΩ

### Semi-conducteurs:

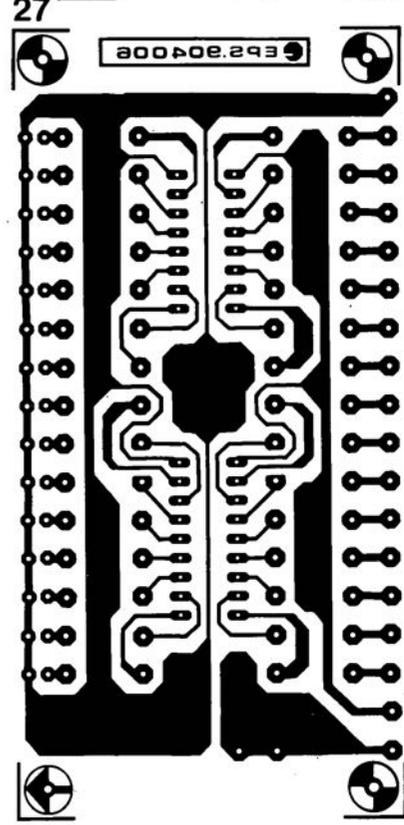
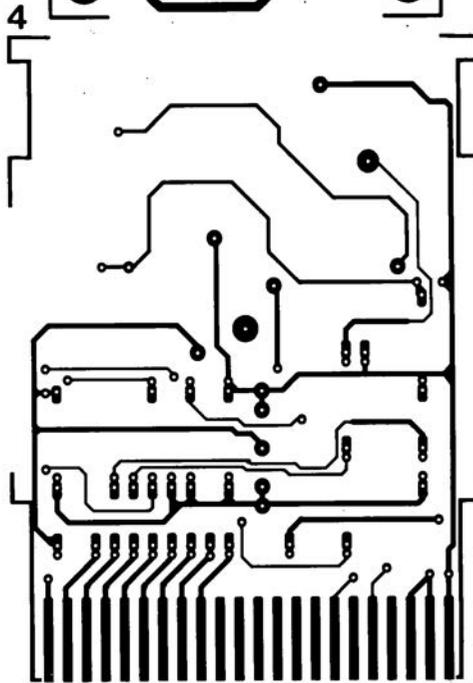
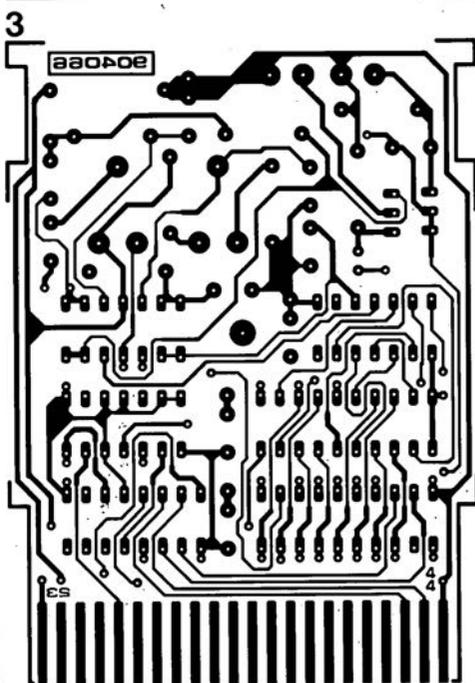
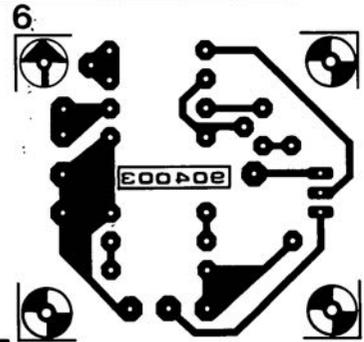
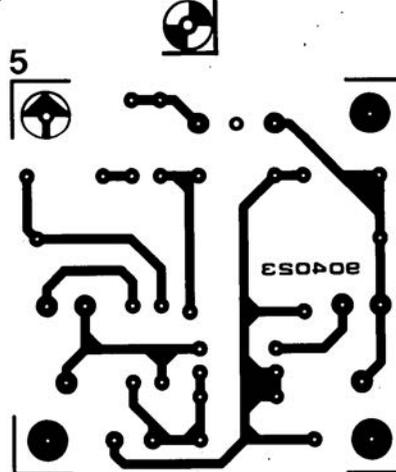
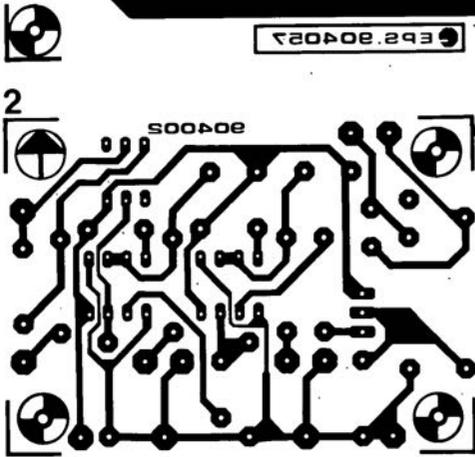
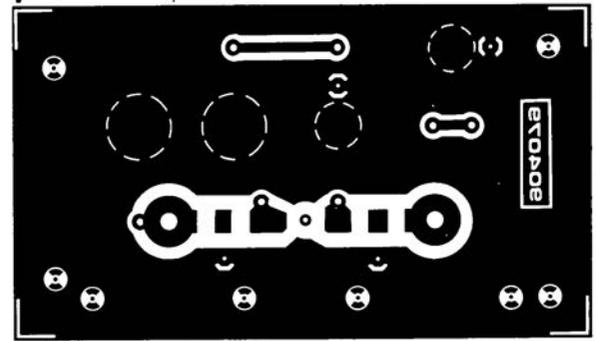
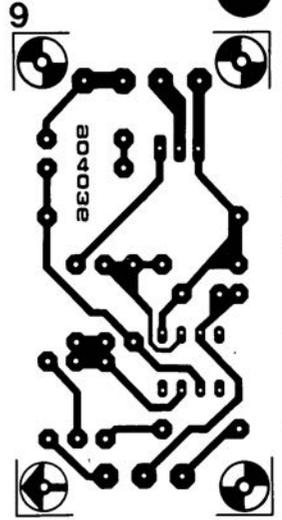
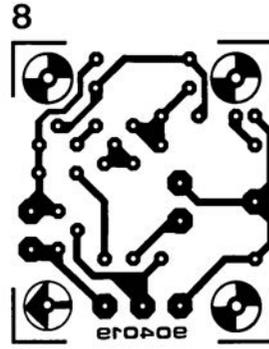
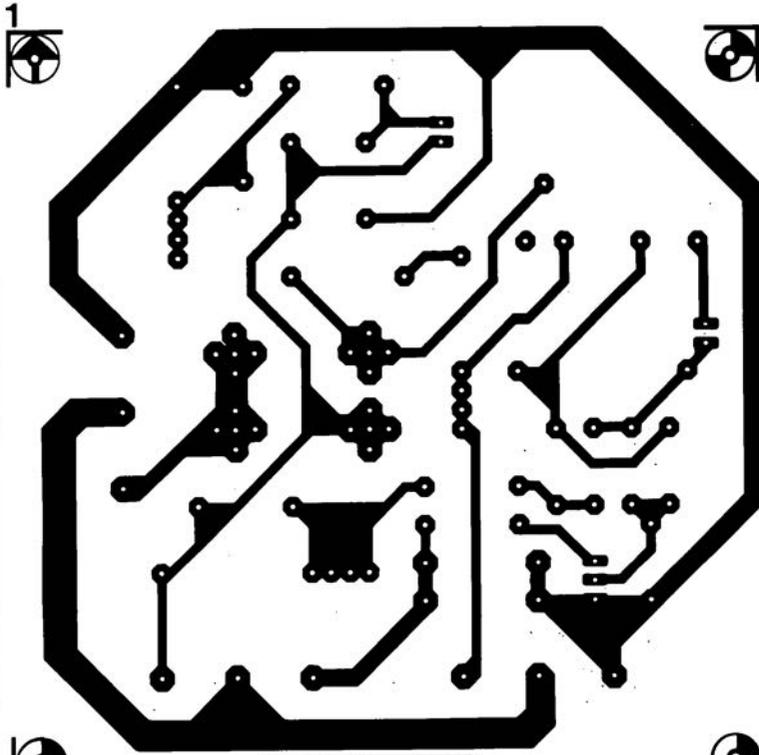
T1, T2 = BC548C

### Divers:

Bz1 = résonateur piézo

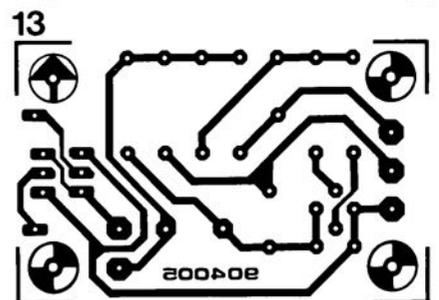
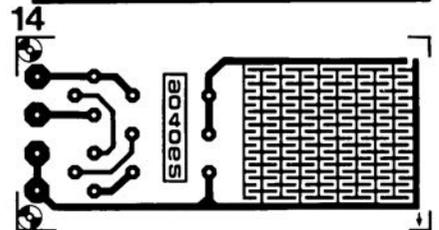
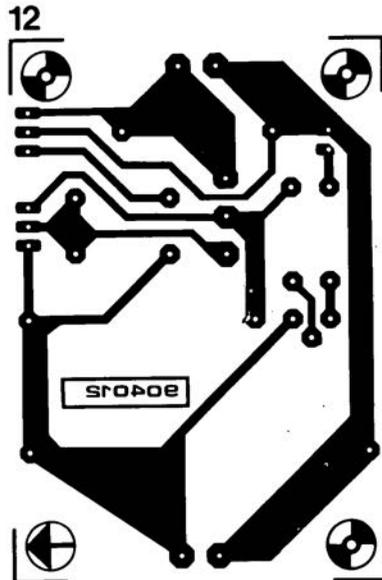
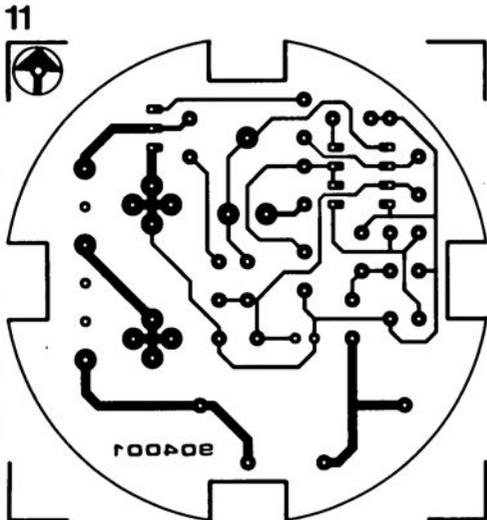
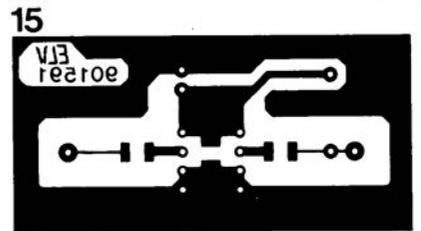
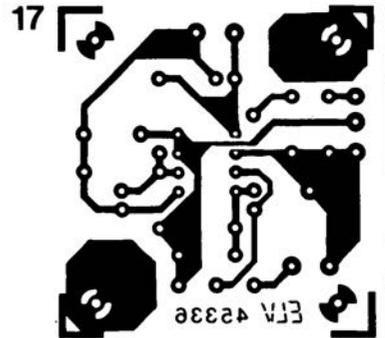
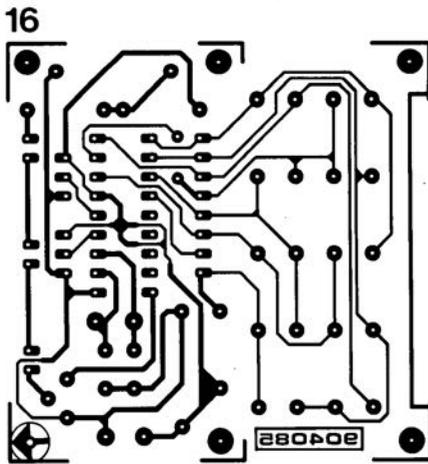
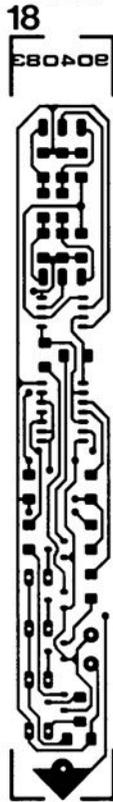
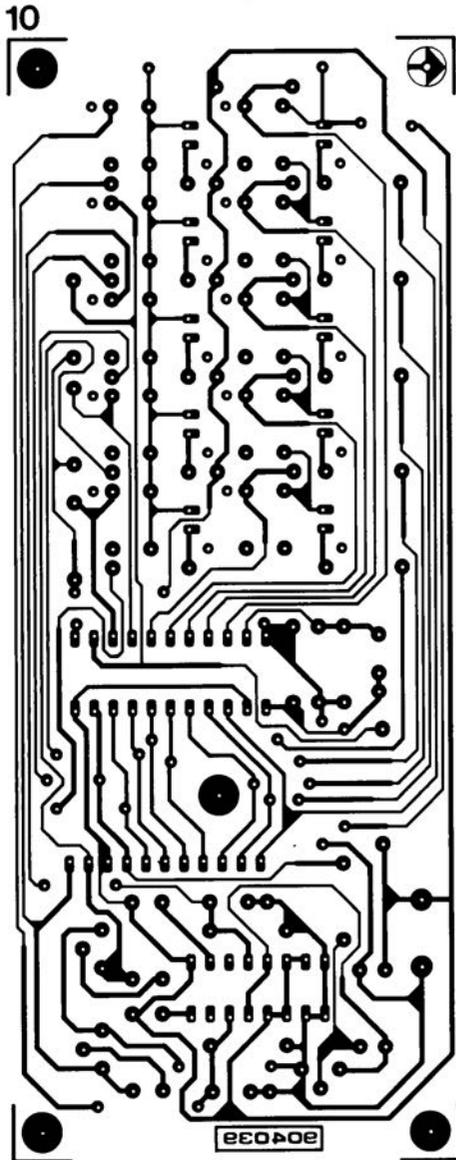


# SERVICE

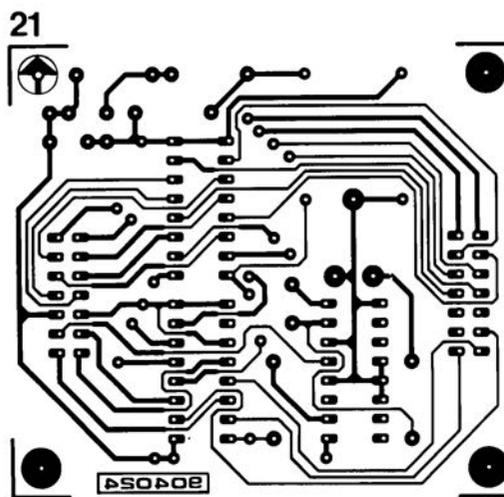
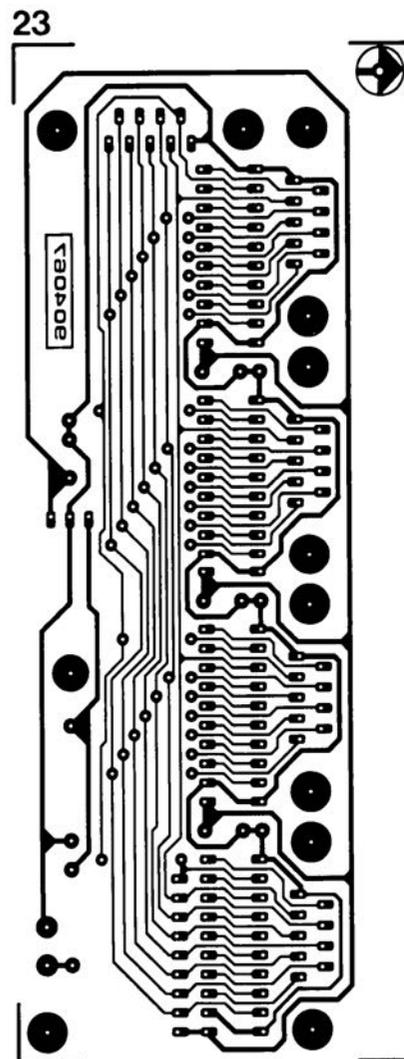
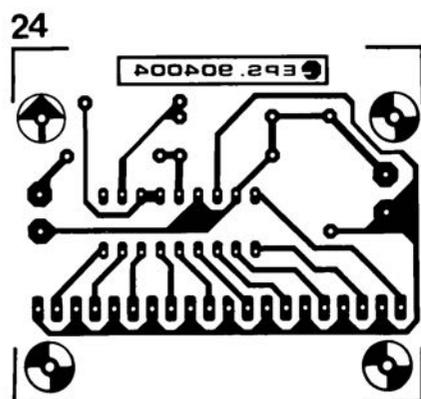
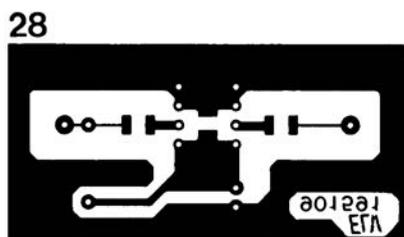
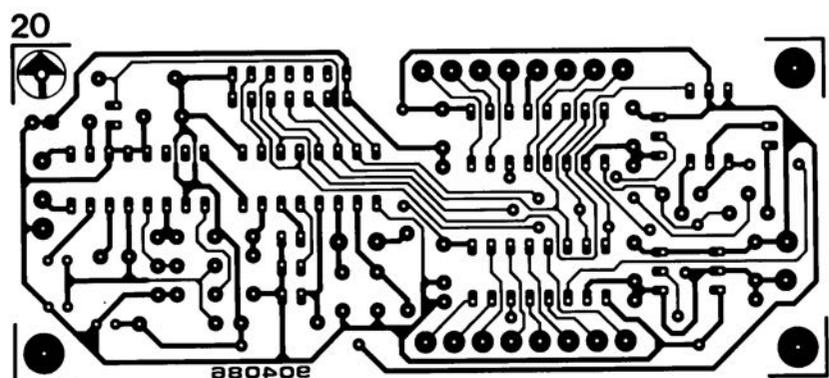
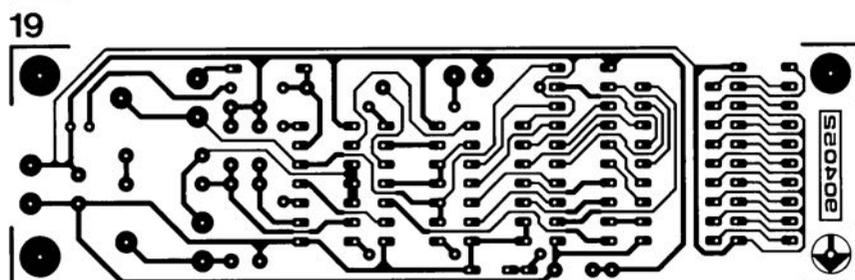
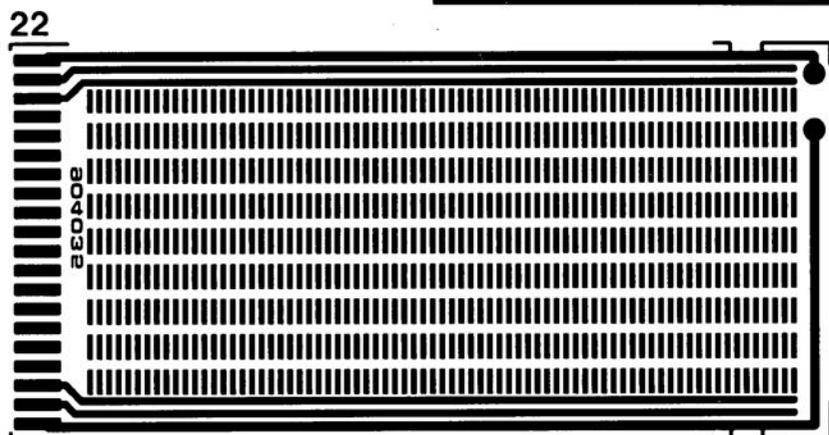


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





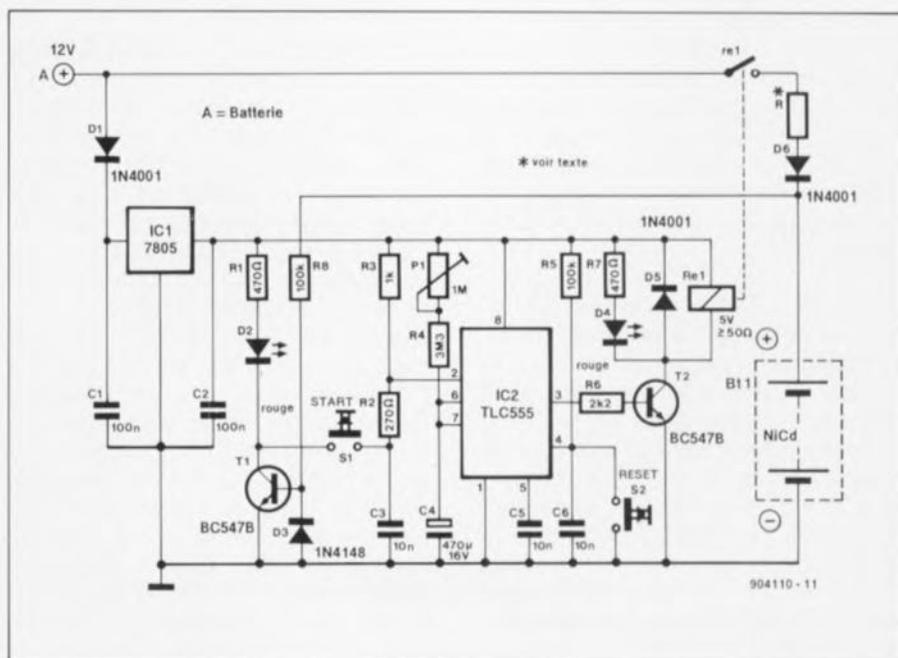
# CHARGEUR CdNi DE POCHE

La raison d'être de ce circuit est de permettre la recharge rapide d'accumulateurs CdNi à partir d'une batterie de voiture. Il ne peut pas, de ce fait, manquer d'attirer l'attention de nos lecteurs modélistes de toutes souches.

IC1, un 7805, assure la régulation de la tension d'alimentation nécessaire à l'électronique de ce montage. Après mise sous tension du circuit et implantation de l'accumulateur à recharger, le sous-ensemble de visualisation que comporte le chargeur indique si vous vous êtes trompé (ou non) de polarité. L'illumination de la LED D2 vous apprend que vous n'avez pas fait d'erreur et que l'accumulateur est connecté correctement. À cet effet le pôle positif de l'accumulateur est relié, à travers la résistance R8, à la base du transistor T1. A condition que l'accumulateur connecté fournisse encore une certaine (faible) tension résiduelle, le transistor passe à l'état conducteur et la LED, prise dans la ligne du collecteur, s'allume.

Une action sur le bouton S1 ne se traduit par la mise en fonction du circuit que si la connexion de l'accumulateur à recharger est correcte. Ce n'est que dans ces conditions-là que la tension au collecteur de T1 est de 0 V, permettant un déclenchement du multivibrateur monostable, IC2, par la fermeture de S1. La sortie (broche 3) de ce circuit intégré temporisateur, connu s'il en est, un 555 en version CMOS, passe au niveau haut, entraînant le passage à l'état conducteur du transistor T2 et partant l'activation du relais.

La recharge de l'accumulateur CdNi implanté peut maintenant commencer. Elle s'effectue à travers la résistance R\* et la diode D6. L'illumination de la LED D4 indique que le processus de recharge est en cours. Lors de ce processus de recharge, le condensateur électrochimique, C4, est également chargé, à travers l'ajustable P1 et la résistance R4. Le dimensionnement de ces composants



détermine la durée de la pseudo-période du temporisateur IC2 et, par conséquent, la durée de la recharge de l'accumulateur CdNi. En donnant aux composants les valeurs indiquées dans le schéma, il est possible, en jouant sur P1, de faire varier la durée de la recharge entre 26 et 33 minutes. Cette plage d'ajustage dépend largement du courant de fuite que présente le condensateur C4. Utilisez donc un condensateur de très bonne qualité.

Le processus de recharge peut être interrompu à n'importe quel moment par une simple action sur la touche de remise à zéro (RAZ), S2.

Le courant de charge que l'on applique à l'accumulateur est déterminé par la valeur de la résistance R\*. La formule suivante sert à déterminer la valeur de cette résistance:

$$R^* = \frac{12 \text{ V} - (0,7 + 1,3 \cdot \text{nombre de cellules})}{\text{courant de charge}}$$

En raison de la durée relativement courte adoptée pour la recharge il faudra donner au facteur "courant de charge" de cette formule une valeur égale au double de la capacité nominale de l'accumulateur. Il faudra ensuite que la résistance R\* puisse dis-



siper une puissance P de:  
 $P = I^2 \cdot R$ .

Une petite remarque finale: vérifiez d'une part que les accumulateurs CdNi utilisés peuvent supporter (voir fiche de caractéristiques du fabricant) une recharge rapide et d'autre part ne dépassez jamais une durée de recharge d'une demi-heure !



# RÉCEPTEUR IR

Associée à l'émetteur IR décrit ailleurs dans ce numéro, le récepteur, objet de cet article, augmente très sensiblement le confort d'utilisation de nombreux appareils, celui d'une installation audio par exemple.

Le récepteur comprend trois parties. On trouve à l'entrée une diode de réception (D1) associée à un pré-amplificateur (IC1). Le second étage prend la forme d'un récepteur de télécommande du type MV601 de Plessey. On trouve pour finir des adaptateurs de niveau.

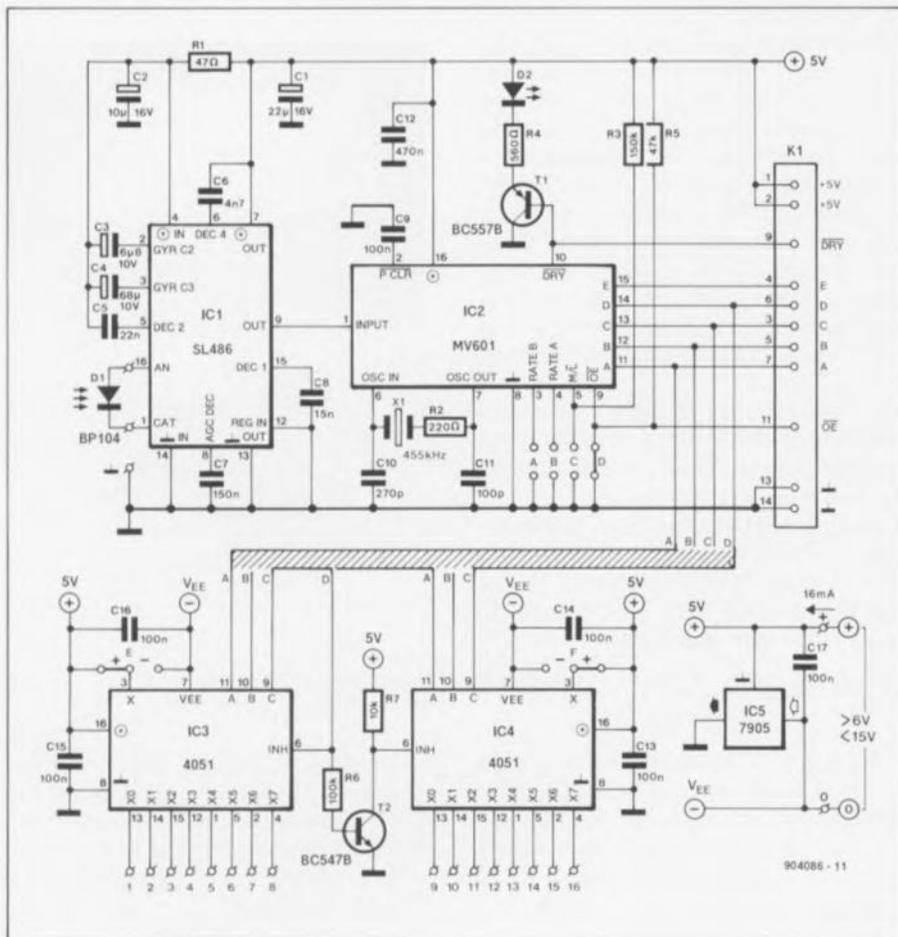
Le SL486 amplifie fortement les signaux captés par la photo-diode D1. IC1 intègre un circuit de CAG (commande automatique de gain) avec une plage de plus de 60 dB. Le signal de sortie de IC1 est appliqué directement à l'entrée du MV601 qui convertit le signal PPM amplifié en un mot de donnée de 5 bits avec signaux de validation de données (DR = *Data Ready*) et de validation d'émission (OE = *Output Enable*). Il est possible

dans ces conditions d'envisager une connexion directe à un microprocesseur (via un mode instantané, (*momentary*) ou verrouillé (*latched*), modes dont la sélection se fait à l'aide du pont de câblage C).

L'oscillateur doit bien entendu générer une fréquence identique à celle fournie par l'émetteur, la tolérance maximale admissible étant de 4% environ. La résistance de 220 Ω prise en série avec le résonateur céramique est destinée à éviter que l'oscillateur intégré dans IC1 ne se mette à osciller sur l'une des harmoniques de la fréquence d'oscillation du résonateur. Les entrées RATE doivent être définies de la même manière que sur l'émetteur; si tel n'est pas le cas, le récepteur est incapable de réagir aux données entrantes. Si l'on veut définir un niveau haut, il suffit de laisser l'entrée RATE correspondante en l'air (les ponts de câblage A et B pour les entrées RATE B et A respectivement). Le circuit de décodage doit recevoir deux fois le même code avant

que le code correspondant n'apparaisse aux sorties. Le risque de problèmes est ainsi réduit à sa plus simple expression. Le transistor T1 associé à la diode D2 constitue un dispositif de visualisation de la réception de données.

Comme il arrive, en pratique, qu'en raison de l'absence de logique sur le circuit concerné la tension d'alimentation adoptée soit notablement supérieure (symétrique) aux 5 V nécessaires dans le cas présent, nous avons prévu ici un adaptateur de niveau qui prend la forme de deux multiplexeurs analogiques du type 4051. Ce circuit intégré comporte en effet une broche VEE à laquelle on peut appliquer une tension d'alimentation négative. Si l'on réfère l'ensemble du circuit à la ligne positive (le +) de l'alimentation, il est aisé, à l'aide des ponts de câblage E et F de choisir si l'on veut



**Liste des composants:**

Résistances:

- R1 = 47 Ω
- R2 = 220 Ω
- R3 = 150 kΩ
- R4 = 560 Ω
- R5 = 47 kΩ
- R6 = 100 kΩ
- R7 = 10 kΩ

Condensateurs:

- C1 = 22 μF/16 V tantale
- C2 = 10 μF/16 V tantale
- C3 = 6μF8/10 V radial
- C4 = 68 μF/10 V radial
- C5 = 22 nF
- C6 = 4nF7
- C7 = 150 nF
- C8 = 15 nF
- C9,C13 à C17 = 100 nF
- C10 = 270 pF
- C11 = 100 pF
- C12 = 470 nF

Semi-conducteurs:

- D1 = BP104
- D2 = LED
- T1 = BC557B
- T2 = BC547B
- IC1 = SL486 (Plessey)
- IC2 = MV601 (Plessey)
- IC3,IC4 = 4051
- IC5 = 7905

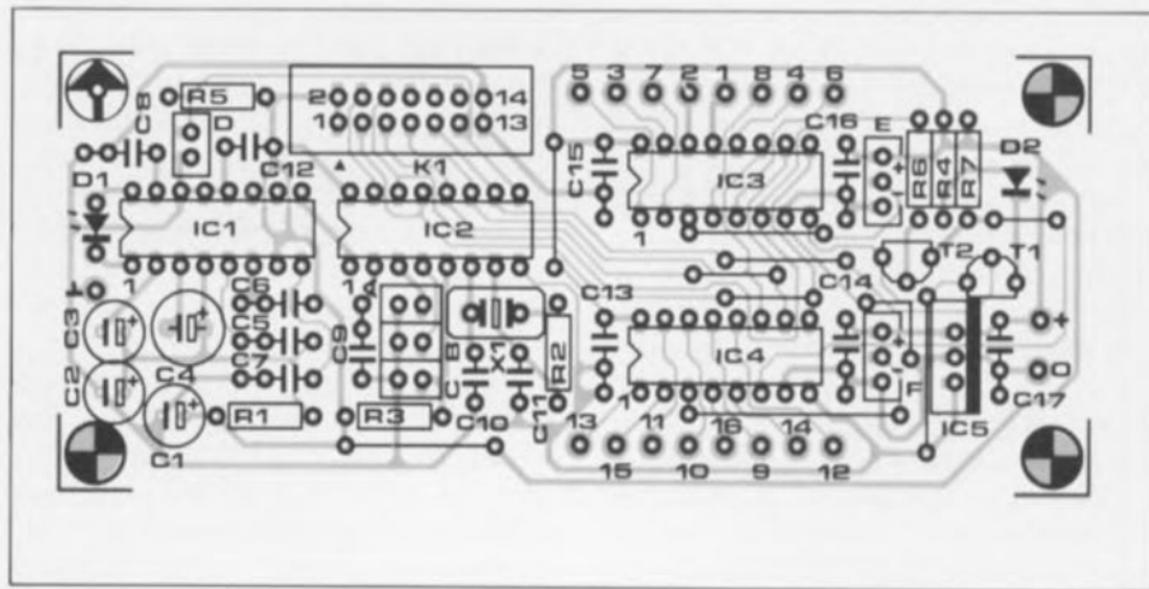
Divers:

- X1 = filtre céramique 455 kHz
- K1 = embase mâle 2 x 7 broches au pas de 2,54 mm

trouver aux sorties de IC3 et IC4 un niveau logique haut ou bas. À eux deux, ces circuits intégrés peuvent traiter les 16 touches d'un clavier standard. Il faudra implanter le pont D sur la platine en cas d'utilisation de ces adaptateurs de niveau.

Dès que la tension d'alimentation dépasse 6 V, il faudra implanter le régulateur de tension IC5; il ne saurait être question cependant de lui appliquer une tension d'entrée supérieure à 16 V. Il y a des limites aux mauvais traitements!

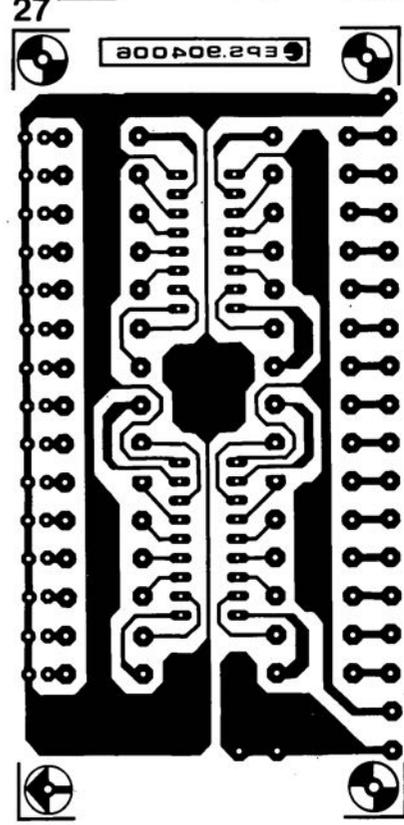
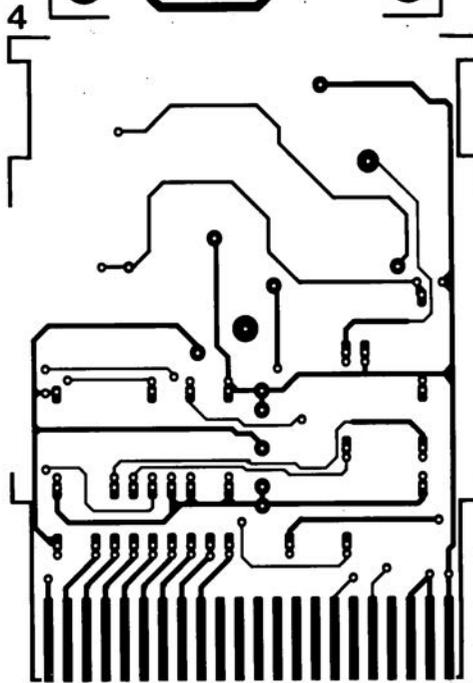
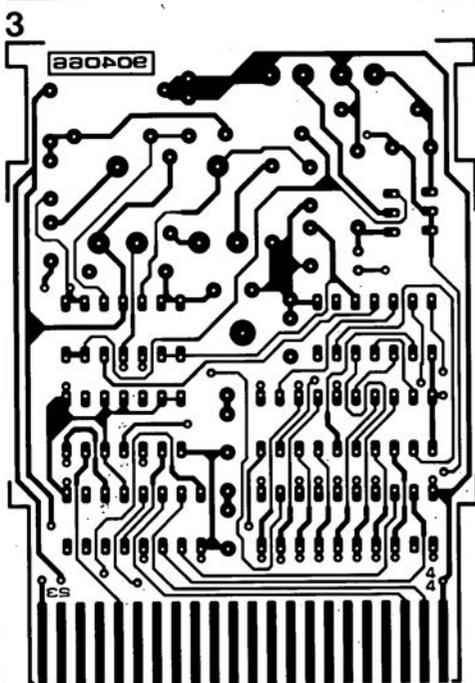
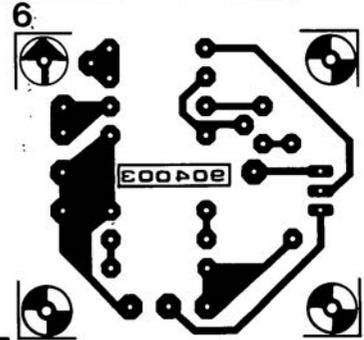
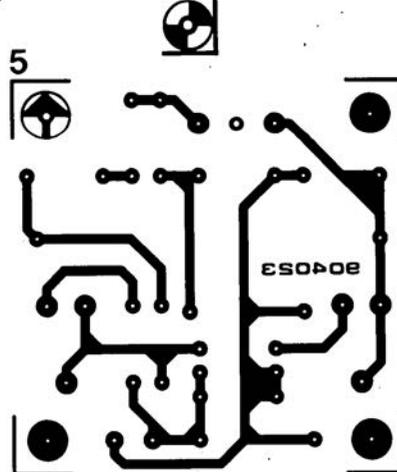
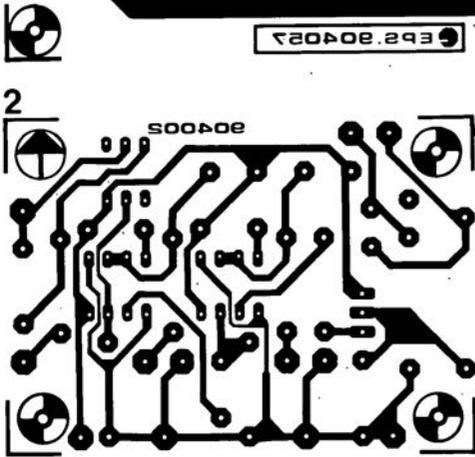
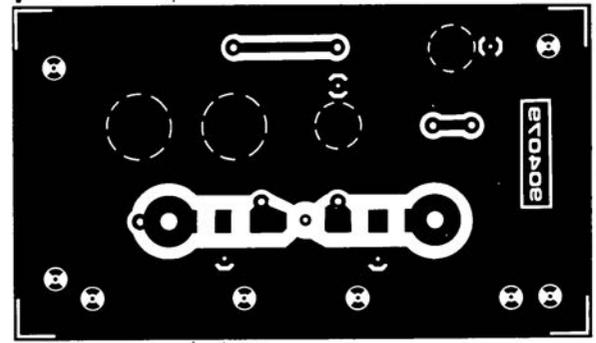
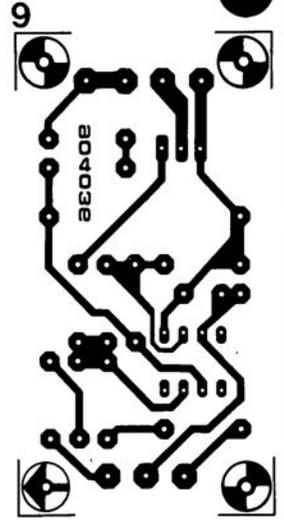
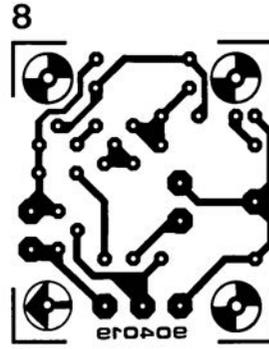
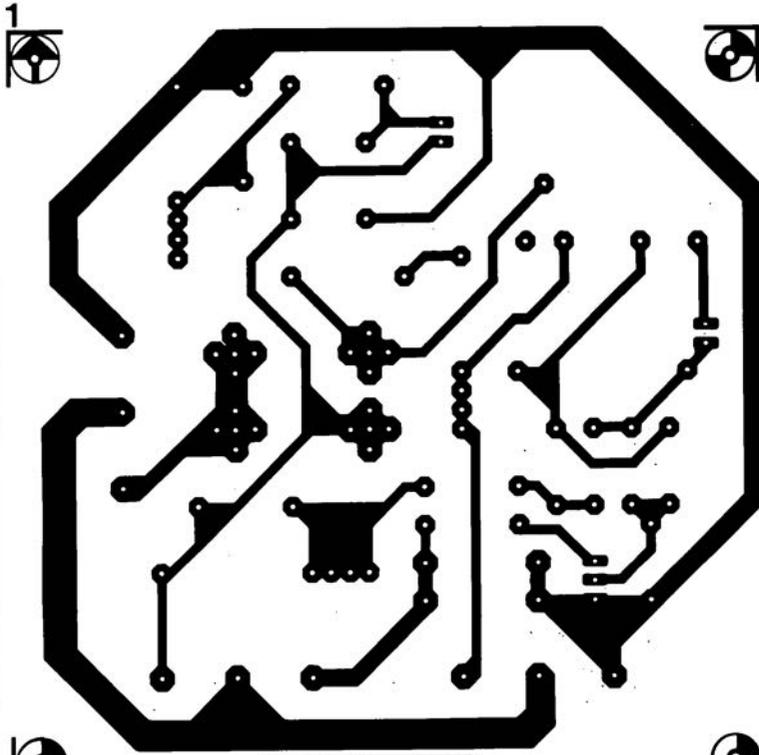
Les sorties des adaptateurs de niveau peuvent être reliées au central de commutation audio et autres appareils dotés d'un système de commande électronique du même genre. Il ne faudra pas oublier que la broche



13 de IC3 est active en l'absence de réception de signal. C'est la raison pour laquelle la touche S1 de l'émetteur n'est pas utilisée. Les dimensions très compactes du ré-

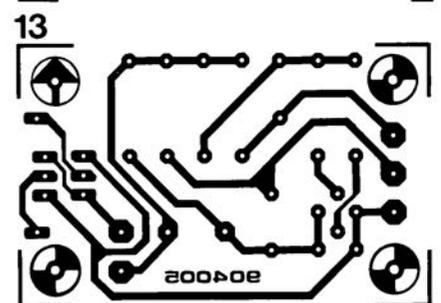
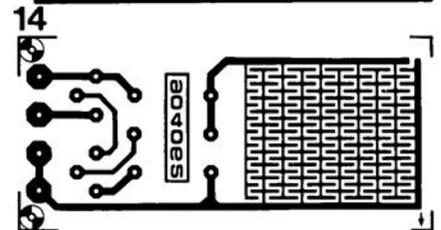
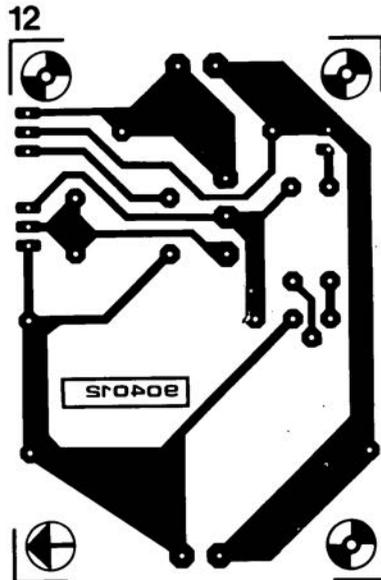
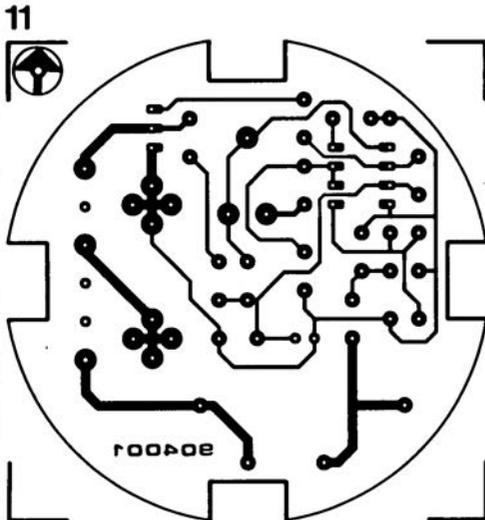
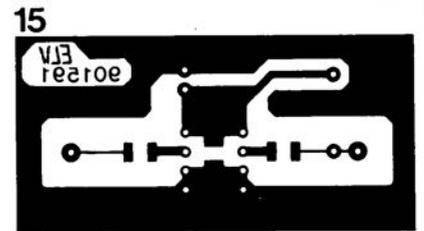
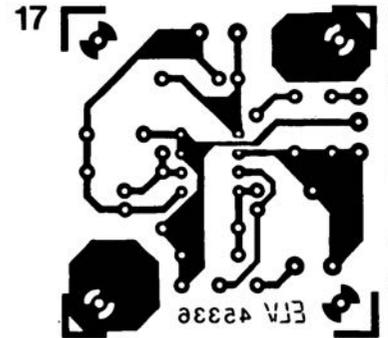
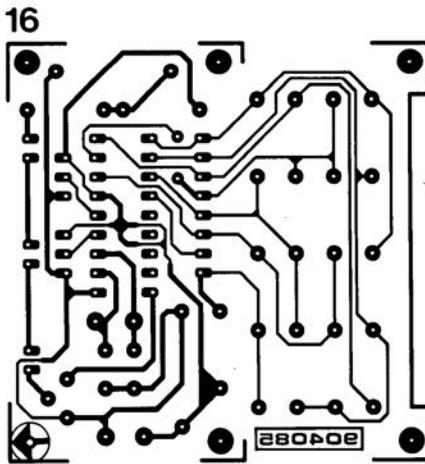
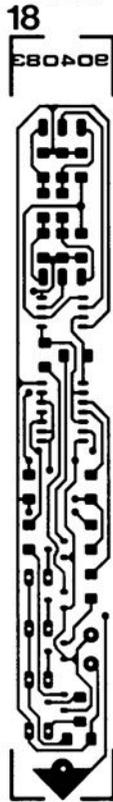
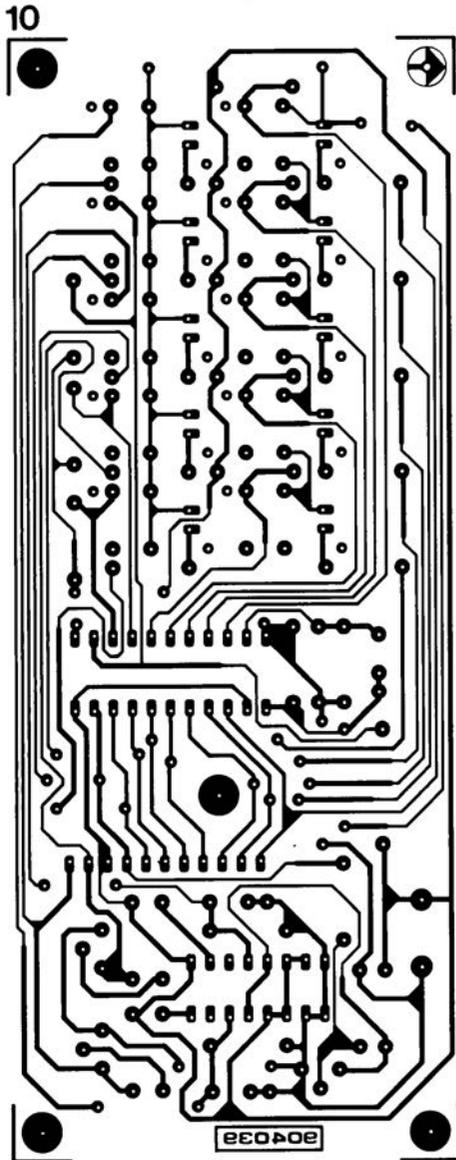
cepteur devraient en permettre l'implantation aisée dans n'importe quel appareil. En l'absence de signal, la consommation de courant n'est que de 16 mA.

# SERVICE

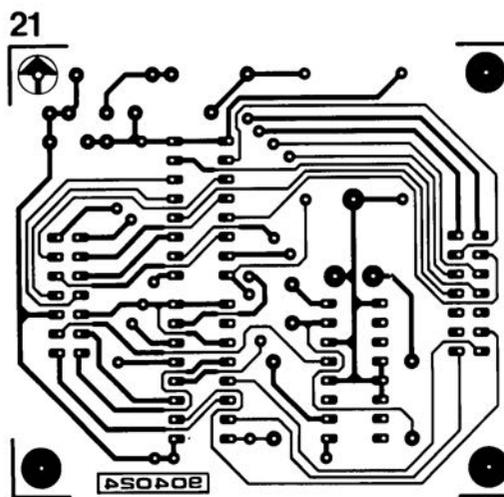
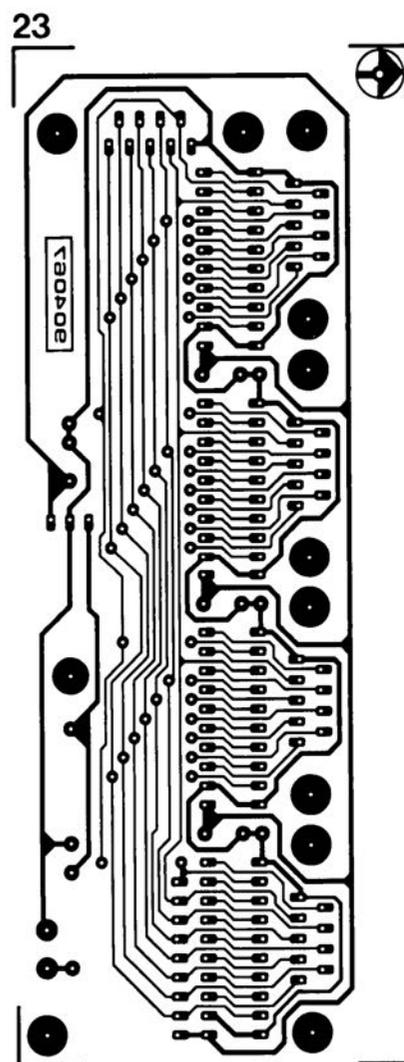
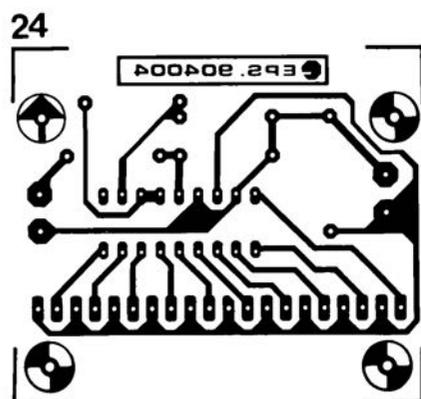
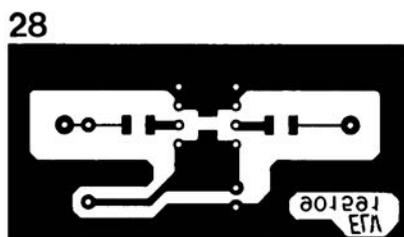
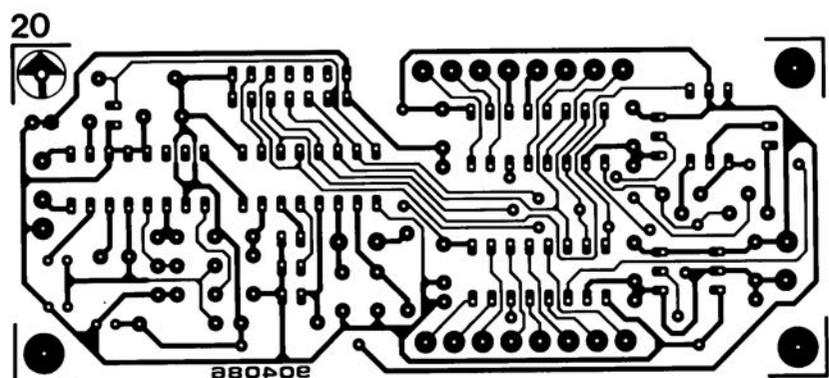
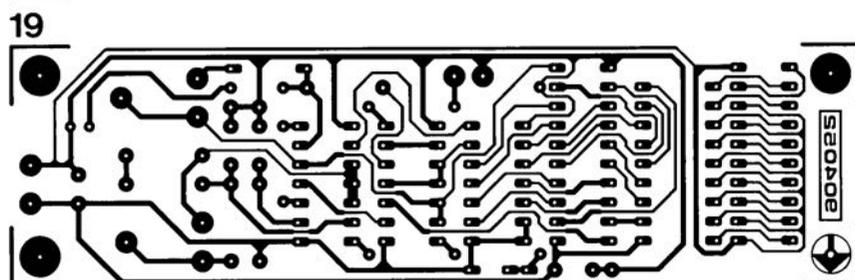
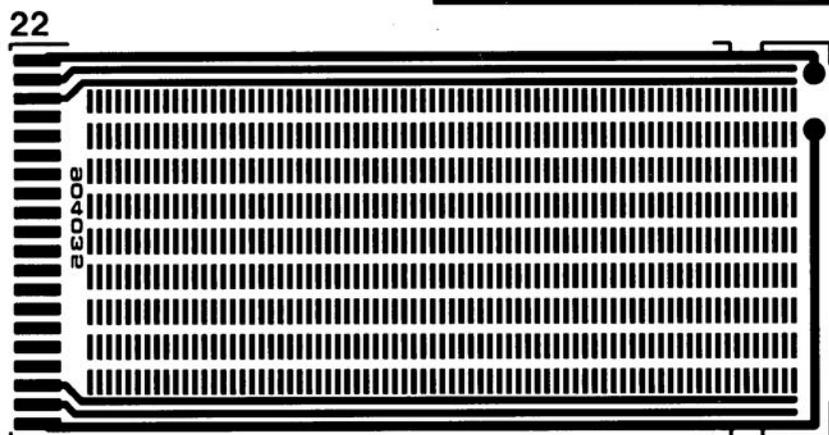


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





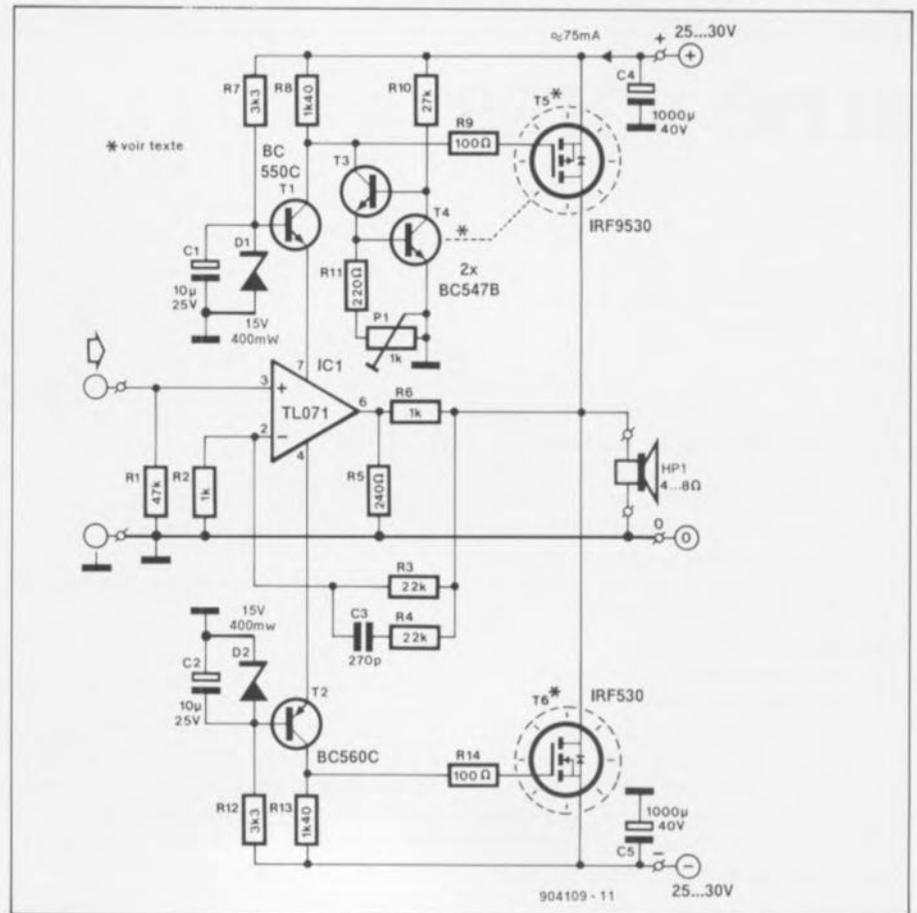
# ÉTAGE DE SORTIE À FETMOS

Deux transistors FETMOS et un amplificateur opérationnel courant et (donc) peu onéreux pour en assurer la commande, il n'en faut pas plus pour réaliser un étage de sortie relativement simple qui fournit cependant une puissance de 45 W dans une charge de 8  $\Omega$ .

C'est une application de Siliconix, déjà proposée dans le numéro Hors-Gabarit de 1985 (n°22), qui constitue la base de ce circuit. Il n'est pas exclu qu'un nombre relativement important de nos lecteurs en connaisse le principe de fonctionnement: en aval d'un amplificateur opérationnel standard se trouve un étage de sortie dont les transistors de puissance sont commandés par les variations de tension qui naissent aux bornes de deux résistances, prises l'une et l'autre en série sur l'une des lignes d'alimentation de l'amplificateur opérationnel. Ce sont en effet les courants d'alimentation de l'amplificateur opérationnel qui commandent l'étage de sortie. Dans le circuit nous faisons également appel à une contre-réaction en courant. La sortie de l'amplificateur opérationnel est reliée à un diviseur de tension auquel est appliqué le signal de sortie.

Les transistors FET, T5 et T6, sont commandés par les variations de la tension qui se produisent aux bornes

des résistances R8 et R13. Pour avoir une puissance importante à la sortie, la tension d'alimentation doit être beaucoup plus élevée que celle que l'on applique normalement à un amplificateur opérationnel. De ce fait deux transistors, T1 et T2, sont pris en



série sur les lignes d'alimentation du circuit intégré. Deux diodes zener, D1 et D2, fournissent aux transistors une tension de base constante de +15 V et -15 V respectivement. Ainsi la tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel reste à une valeur stable de 14,4 V, indépendante de la modulation. Le réglage du courant de repos est effectué à l'aide des transistors T3 et T4. Afin de maintenir le courant de repos à un niveau fixe, il est indispensable d'établir une liaison thermique entre les transistors T4 et T5. Le transistor T3 reçoit son courant à travers la résistance R8 de sorte que le transistor T5 trouve un point de fonctionnement bien défini. Une augmentation de température entraîne une diminution du courant base/émetteur,  $U_{be}$  de T4. Dans ces conditions, le courant à travers T3 diminue lui aussi, entraînant une réduction du courant grille/source,  $U_{sg}$ , du FET T5. L'amplificateur opérationnel fait de son mieux pour rétablir l'équilibre dans le circuit en diminuant également le courant à travers le FET T6. L'ajustable P1 sert à ajuster la consommation de l'amplificateur à une valeur de 75 mA environ. Le courant circulant à travers les transistors de sortie prend alors une valeur de 70 mA.

La présence des transistors T1 et T2 dans ce circuit augmente l'inertie de l'ensemble qui réagit moins vite que le circuit proposé il y a cinq ans (sans ces deux transistors), puisque les transistors MOSFET ne peuvent décharger leurs capacités relativement élevées qu'à travers les résistances R8 et R13. Cette caractéristique a cependant comme corollaire une augmentation du courant de repos aux fréquences supérieures à 40 kHz. De ce fait, la valeur du condensateur C3 limite la bande passante à quelque 20 kHz. Pour garantir une stabilité acceptable au circuit, il a fallu mettre une résistance en série avec le condensateur C3.

La tension d'alimentation (symétrique) nécessaire à l'étage de sortie doit être comprise entre  $\pm 25$  V et  $\pm 30$  V; un transformateur fournissant 2 x 22 V au secondaire et disposant d'une puissance de 100 VA est très exactement ce qu'il nous faut. Il faudra veiller à ce que les transistors FET soient dotés d'un radiateur convenable de résistance thermique égale ou inférieure à 1 K/W. Contrairement à ce qui se passe dans le cas des émetteurs-suiveurs (ou source-suiveuse avec les FET) courants, la modulation

du circuit proposé ici permet de monter pratiquement au niveau de la tension d'alimentation, ce qui permet d'atteindre un rendement de 70% environ (à une charge de 8  $\Omega$ ). Lors des mesures nous avons noté une certaine distorsion d'intermodulation, mais la distorsion harmonique totale pour des fréquences jusqu'à 20 kHz reste inférieure à 0,2% (10 W à 8  $\Omega$ ). Alimenté par une tension stable de 30 V, l'amplificateur peut fournir une puissance de 45 W dans une charge de 8  $\Omega$  voire de 70 W dans une charge de 4  $\Omega$ . Si vous voulez connecter une charge dont l'impédance est inférieure à 4  $\Omega$  à la sortie, il vous faudra utiliser des transistors MOSFET du type IRF9540 et IRF540.

En guise de conclusion de cet article, une remarque importante: la sortie de cet étage de puissance n'est pas protégée contre des courts-circuits. Il faudra toujours vérifier, surtout lors d'expérimentations, quelle est la charge connectée à la sortie et ceci **avant** d'appliquer la tension d'alimentation au circuit.

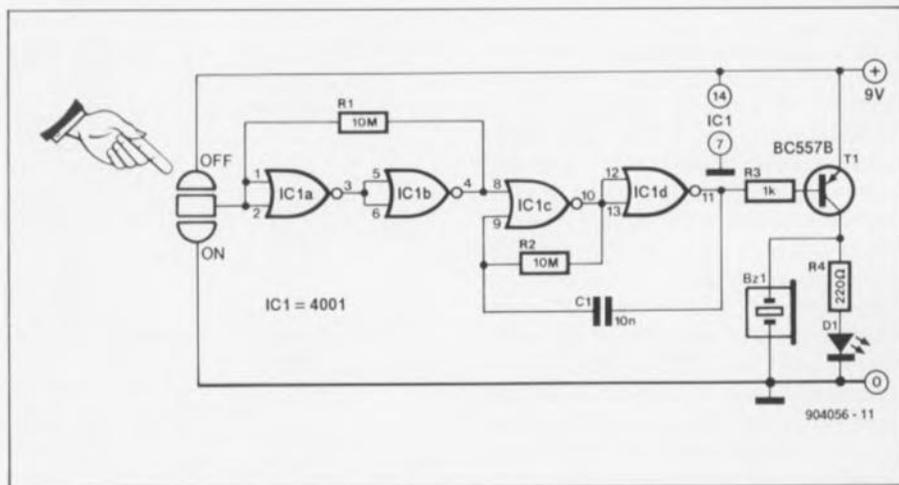


# BLOC-NOTES

R. Evans

Ce circuit de trois fois rien fournit une indication visuelle et acoustique lorsque l'on a laissé un message à votre intention.

Les inverseurs CMOS, IC1a et IC1b, constituent une bascule bistable marche/arrêt à touche à effleurement pour laquelle la résistance R1 fournit une réinjection positive afin de permettre un verrouillage dans n'importe quel état. Le signal de sortie de la bascule bistable commande le multi-vibrateur astable constitué par IC1c et IC1d et dimensionné de manière à produire des oscillations d'une fréquence de 1 Hz. Bien que la sortie de l'oscillateur soit, à la limite, juste capable de commander une LED et un résonateur piézo-électrique, nous préférons faire appel à un transistor PNP de commande afin de rendre plus universel ce minuscule circuit.

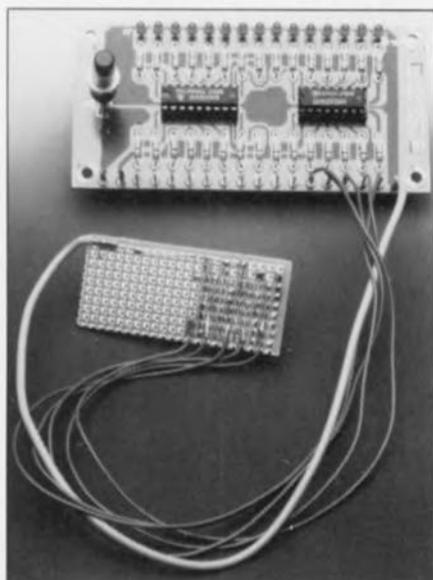


En cas d'effleurement de la touche "ON", la LED se met à clignoter et le résonateur produit son signal intermittent. Le couple constitué par la résistance R2 et le condensateur C1 détermine la fréquence des oscillations. Comme la consommation de courant

au repos ("OFF") est négligeable, rien ne s'oppose à l'alimentation par pile de 9 V de ce circuit.



# JAUGE ÉLECTRONIQUE



## D. Lorenz

Ce circuit à la praticité indiscutable pourra servir, par exemple, à visualiser le niveau de l'eau dans le réservoir d'eau potable d'un yacht, d'une caravane voire d'un camping-car. Les deux circuits intégrés mis en oeuvre dans ce montage intègrent tout un réseau de transistors darlington, qui, si nécessaire, sont capables d'attaquer directement les diodes électroluminescentes (LED D1 à D15) de visualisation.

Le ULN2803 comporte 8 darlington et le ULN2003 en compte un de moins (7 seulement). La base de chacun des darlington est reliée directement à un capteur, que l'on aura réalisé à l'aide de petits barreaux de carbone (qui a l'avantage de ne pas donner de goût à l'eau) ou bien encore de fines languettes de cuivre ou d'aluminium. Il restera bien entendu à fixer ces capteurs aux niveaux correspondants à l'intérieur du réservoir.

Comme l'illustre la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants, les 15 LED constituent un affichage en barre, un barregraphe, qui fournit, lors d'une action sur la touche S1, une excellente indication du niveau atteint par l'eau. Sachant que la consommation en courant du circuit est loin d'être modeste (sans dépasser 300 mA au maximum pourtant) et compte tenu de la capacité limitée d'une batterie, qu'elle se trouve à bord d'un bateau ou d'une voiture peu importe, il est préférable

de ne pas opter pour un fonctionnement continu du circuit, qui risquerait de plus de se traduire par une corrosion rapide des capteurs (électrolyse).

Comme les réseaux de transistors utilisés sont capables de fournir à chacune de leurs sorties une puissance de crête de 500 mA au maximum, il est possible de substituer à une ou à plusieurs LED un relais, un résonateur ou tout autre dispositif actif. Il est possible ainsi "d'insister lourdement" sur le fait qu'un niveau donné est bien trop haut, voire dangereusement bas.

On peut envisager, pour réaliser ce circuit, de faire appel à d'autres circuits intégrés de la famille ULN, tels que le ULN2005, le ULN2001, le ULN2801 et le ULN2805. Attention cependant: ce n'est pas sans une bonne

raison que nous avons choisi les deux réseaux intégrés mentionnés dans la liste des composants. Ces composants intègrent en effet une résistance interne de 2kΩ prise en série dans la ligne de base de chaque darlington. L'application directe d'une tension de 12 V aux entrées des autres rejets de la famille ULN mentionnés plus haut, risque de se traduire par leur destruction presque instantanée.

### Liste des composants

#### Résistances:

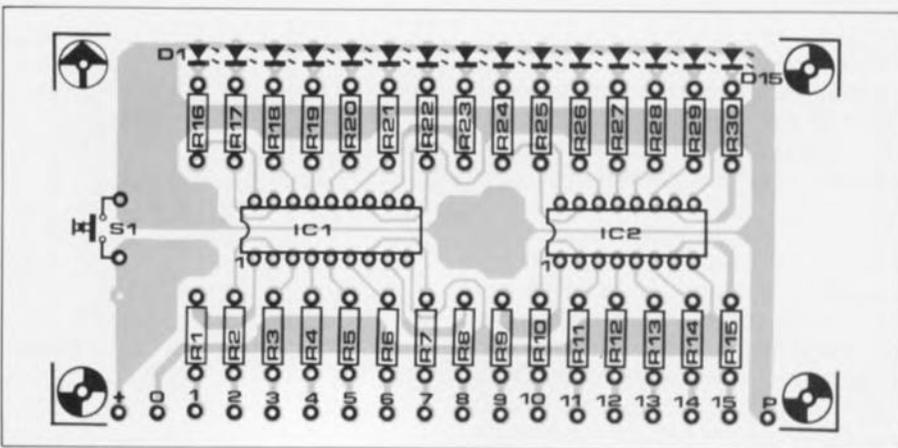
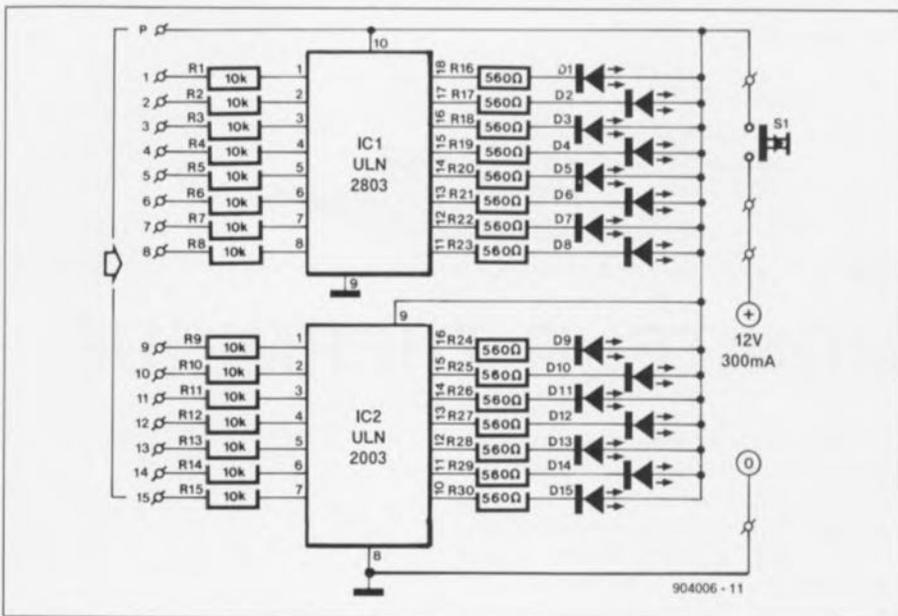
- R1 à R15 = 10 kΩ
- R16 à R30 = 560 Ω

#### Semi-conducteurs:

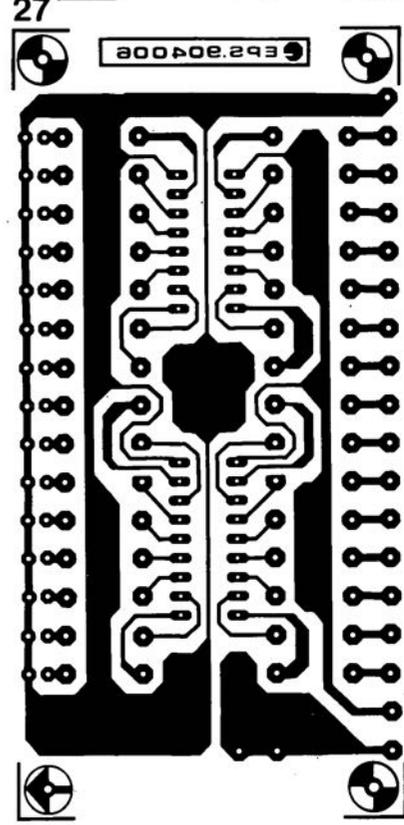
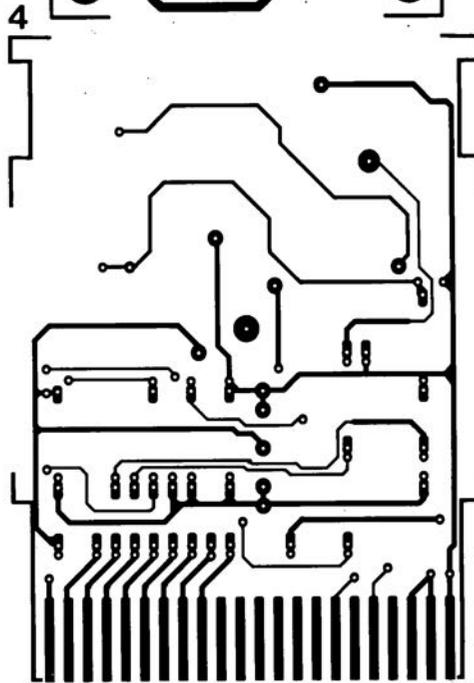
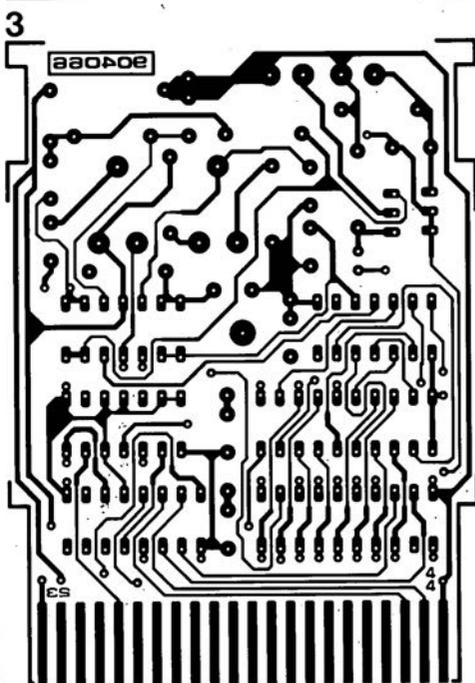
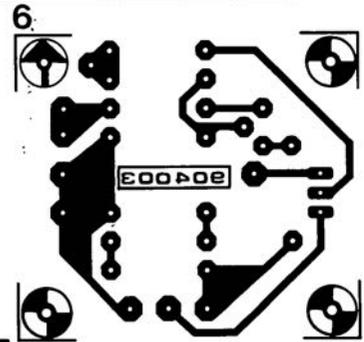
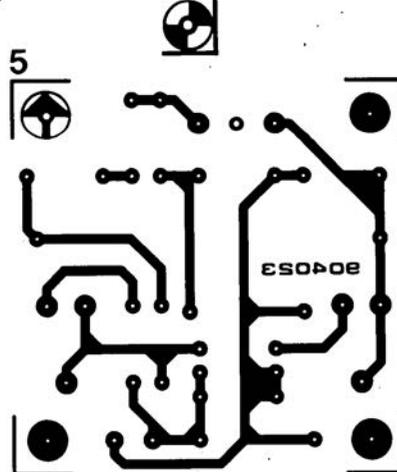
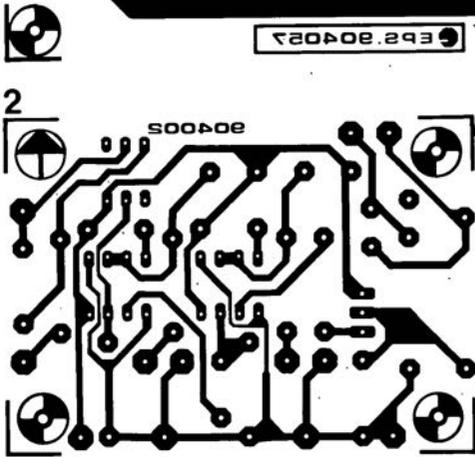
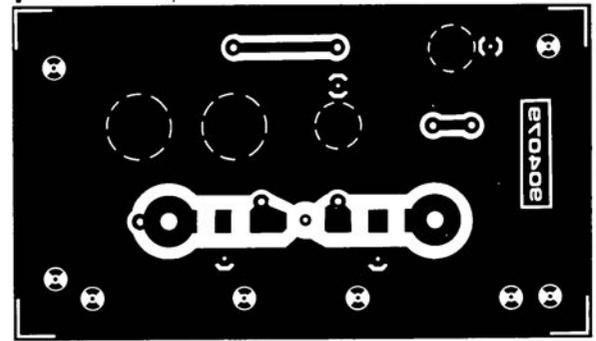
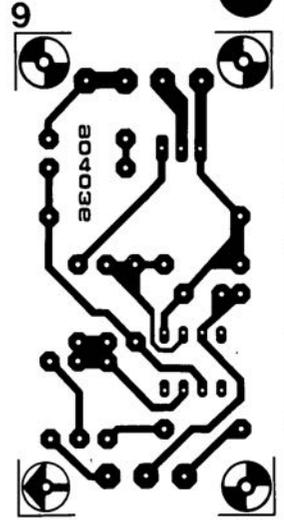
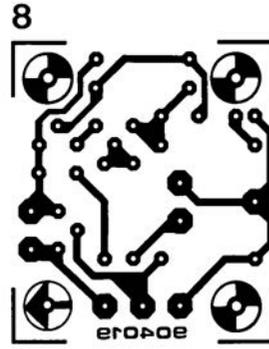
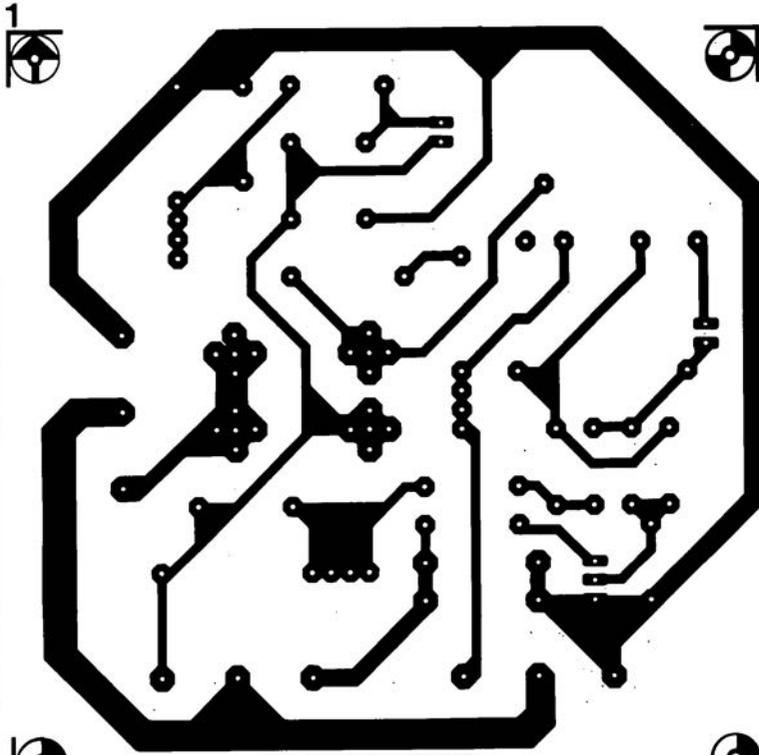
- D1 à D15 = LED rouge 3 mm
- IC1 = ULN2803 (Sprague)
- IC2 = ULN2003 (Sprague)

#### Divers:

- S1 = bouton-poussoir à contact travail

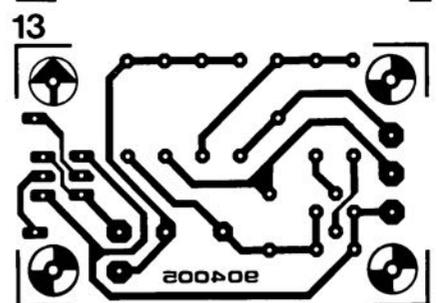
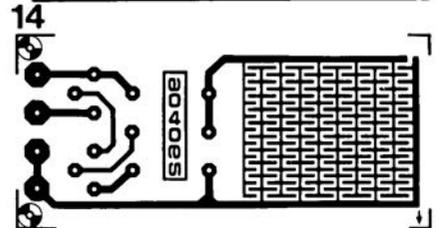
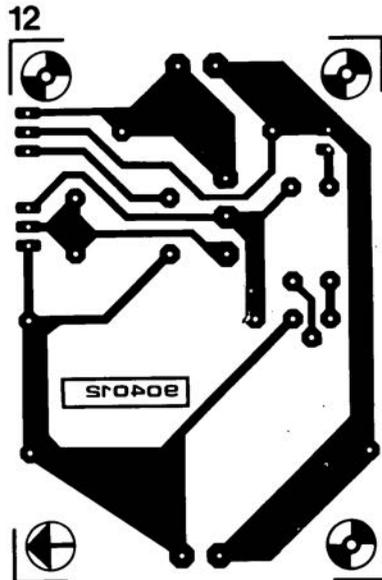
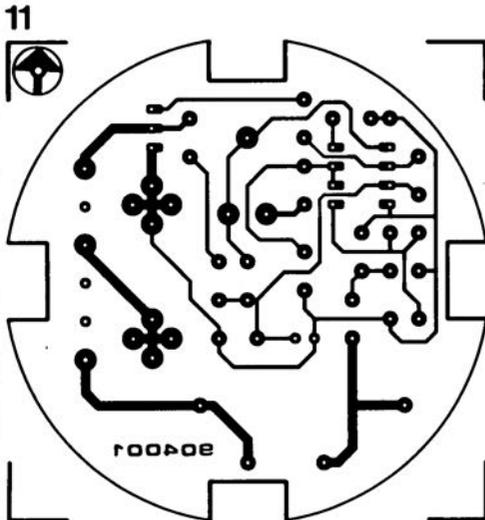
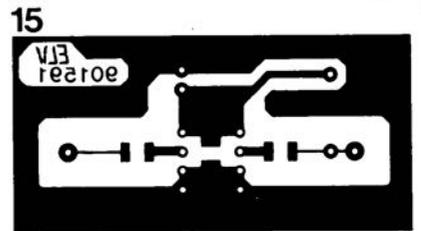
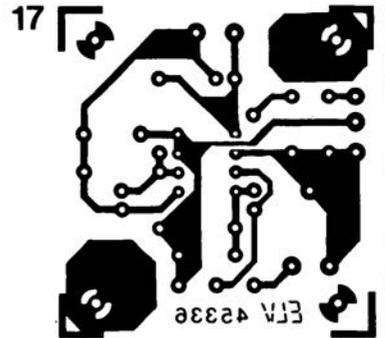
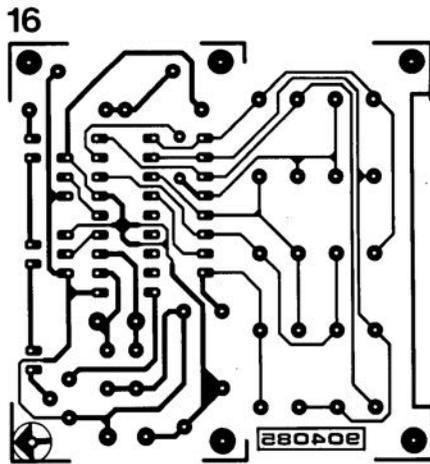
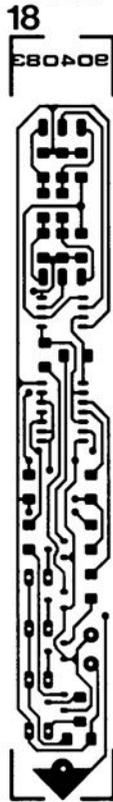
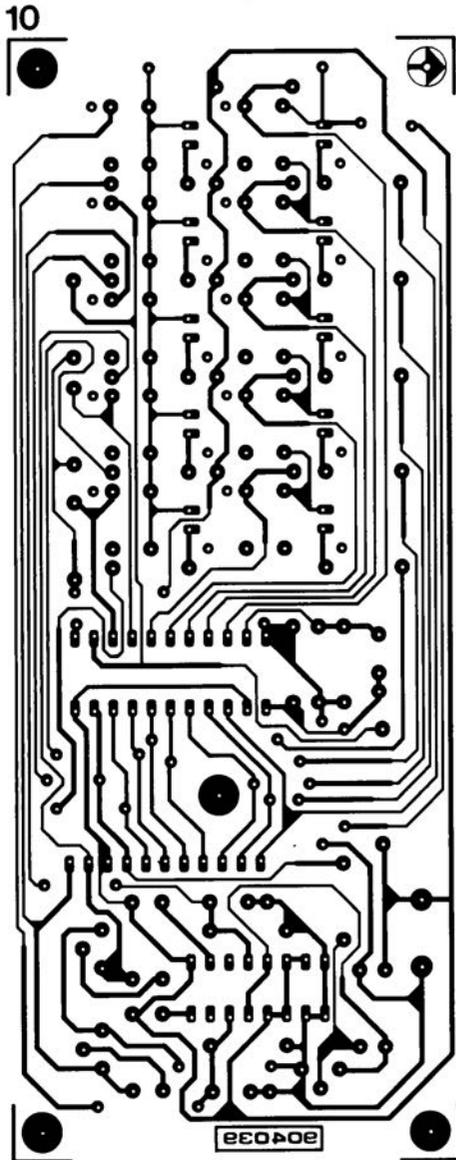


# SERVICE

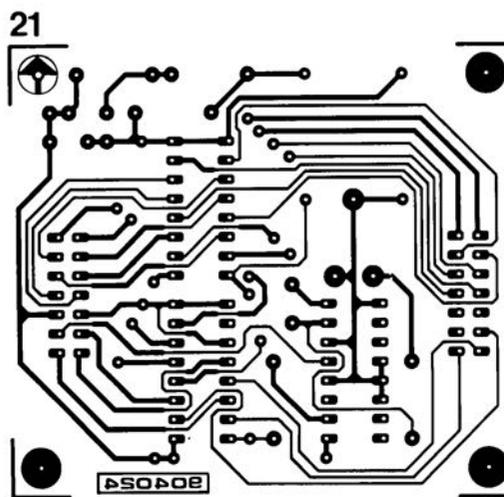
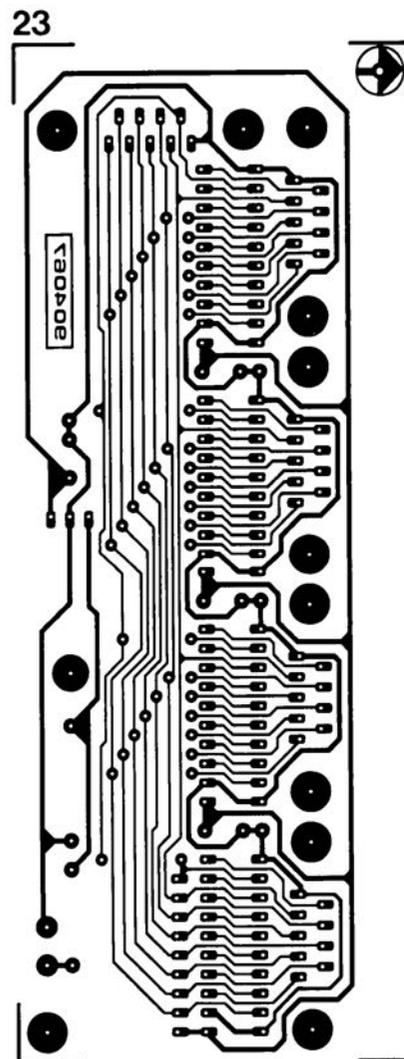
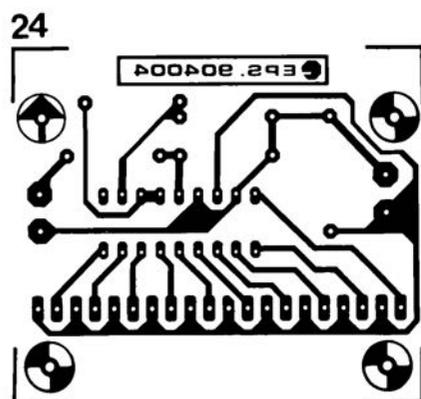
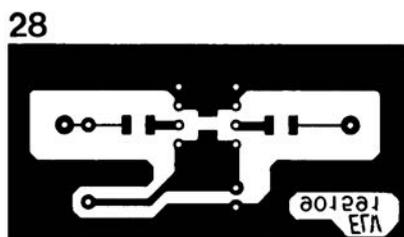
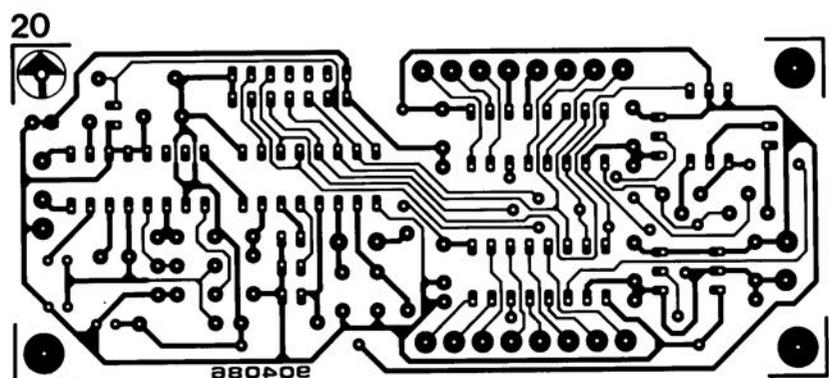
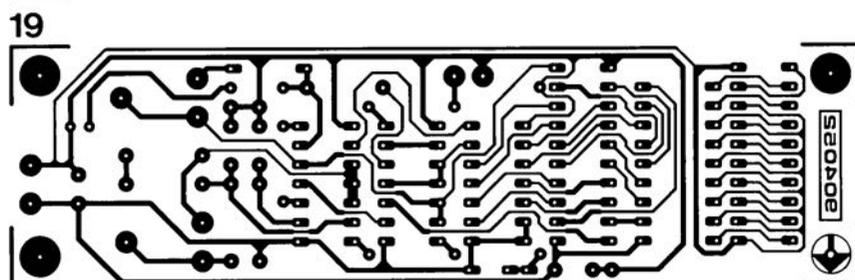
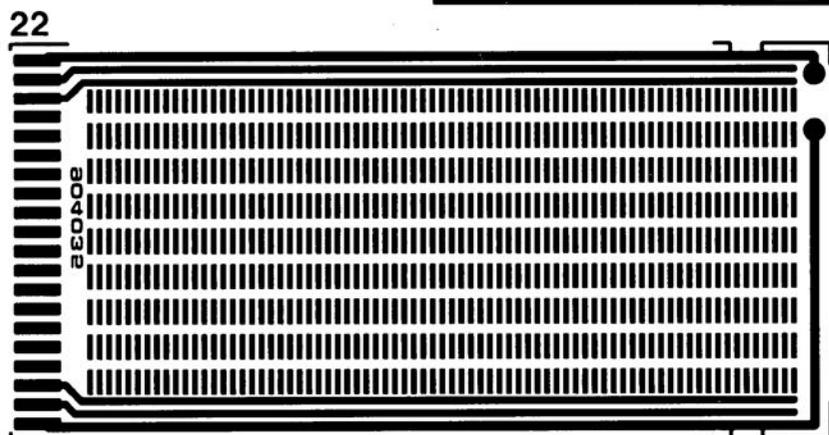


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# PONT POUR CHARGES ASYMÉTRIQUES

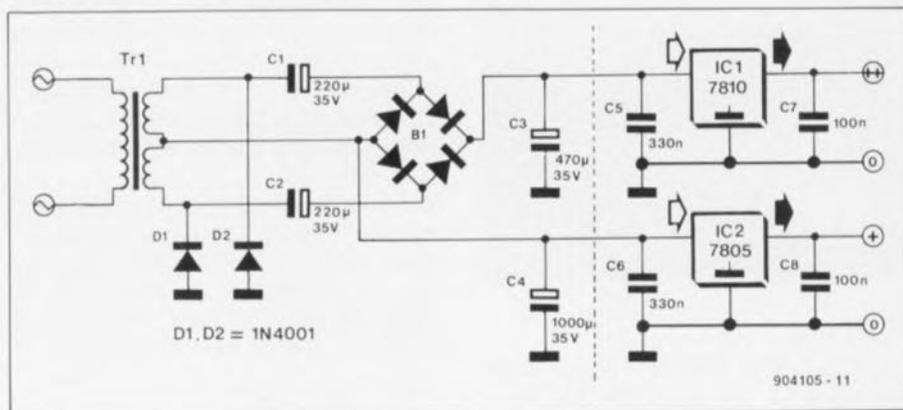
Le circuit en pont, objet de cet article, prouvera tout son savoir-faire le jour où l'on aura besoin de disposer de deux tensions de valeurs différentes. La tension la plus faible est obtenue en faisant appel à un transformateur à deux enroulements symétriques et en procédant à un redressement mono-alternance de la tension fournie par chacun des enroulements. La tension la plus élevée est obtenue par redressement double-alternance des deux enroulements.

Pour ce faire, la tension alternative fournie par le transformateur est découplée à l'aide de deux condensateurs électrochimiques, de sorte que les deux tensions soient isolées galvaniquement; elles peuvent ensuite être accouplées au travers d'un pont de masse commun terminal.

L'avantage important de ce circuit réside dans le fait que les deux tensions obtenues entraînent la circulation d'un courant identique dans les deux enroulements bien que ceux-ci soient "chargés" asymétriquement. Cette charge symétrique du transformateur

permet d'en tirer la capacité maximale tout en évitant en outre toute dissipation inutile du côté des régulateurs intégrés placés en aval du redresseur.

La capacité de charge de la tension la plus faible dépend uniquement de celle du transformateur. Dans le cas de la tension la plus élevée, cette capacité de charge est limitée par la résistance au courant alternatif des condensateurs C1 et C2,  $1/(2\pi \cdot 50 \cdot C)$  et par la tension de sortie minimale requise.

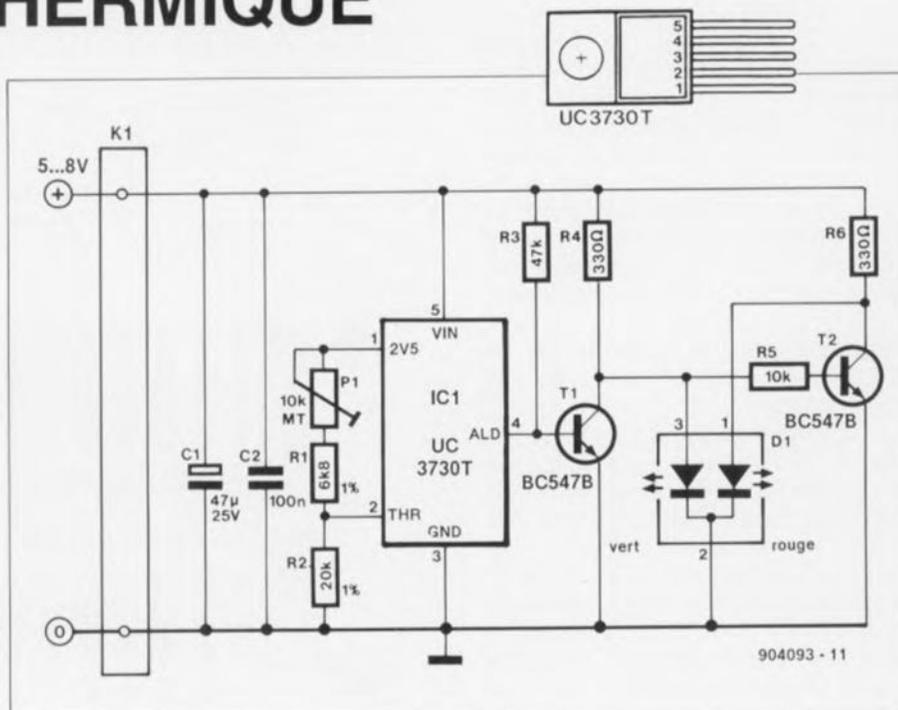


# MONITEUR THERMIQUE

Unitrode nous propose toute une famille de circuits intégrés conçus tout spécialement pour le suivi de la température d'un objet quelconque: les UC1730, 2730 et 3730. Notons qu'il existe une version à 8 broches DIL et une version à 5 broches en boîtier TO-220 pour chacun de ces circuits.

Nous avons choisi un UC3730T (en version penta-broches) comme cœur de notre alarme pour radiateur: sa forme plate en permet en effet une implantation aisée sur le radiateur concerné.

A schéma simple, texte laconique direz-vous: bien qu'il soit capable de supporter une tension d'entrée de 40 V, nous avons choisi d'alimenter ce circuit intégré à une tension comprise entre 5 et 8 V, tension disponible sur la quasi-totalité des appareils où ce circuit pourra trouver une appli-



cation: amplificateurs, alimentations de puissance, etc.

Ce circuit intègre un capteur de température, une source de tension de référence de précision, un comparateur de température. Lorsque la température dépasse une valeur fixée par l'utilisateur, la circuiterie logique produit un signal de sortie que l'on pourra utiliser à diverses fins: comme alarme, pour démarrer un système de refroidissement, etc.

La température de seuil,  $T_s$ , répond à la formule suivante:

$$T_s [^{\circ}\text{C}] = 2,5 \text{ V} / 0,005 \cdot R2 / (R2 + R1 + P1) - 273,15.$$

La résistance ajustable P1 prise entre la sortie de tension de référence de 2,5 V (broche 1) et l'entrée de seuil (THR = *threshold*) permet à l'utilisateur de fixer la température de seuil à

la valeur de son choix, comprise entre -1 et 100 °C.

La sortie ALD (= *ALarm Delay*) commande une paire de transistors, T1 et T2 qui attaquent à leur tour une LED bicolore à trois broches protégée par ses résistances de limitation, R4 et R6; cette LED visualise éloquentement la situation: tant que la température de l'objet à surveiller, un radiateur par exemple, est inférieure à la température de seuil fixée par l'utilisateur, la sortie du circuit intégré se trouve au niveau bas de sorte que le transistor T1 est bloqué: la LED s'illumine en vert. Dès que la température de seuil est dépassée, la sortie passe au niveau haut, T1 conduit, T2 bloque et la LED voit sa couleur virer au rouge.

Remarquons que ce circuit convient également à la détection de la présence ou non d'un flux gazeux quelconque, puisque la température du composant varie en fonction de l'existen-

ce ou non de cette circulation de gaz. On pourra également utiliser ce composant pour réaliser toutes sortes de dispositifs d'alarme thermique, pour démarrer un ventilateur lorsqu'une température critique est atteinte, celle du coprocesseur de votre AT par exemple. A une tension d'alimentation de 5 V, la consommation du montage est d'une trentaine de milliampères environ.

Note: la version à 8 broches possède une sortie (PTAT = *Proportional To Absolute Temperature*) qui donne directement la température.

#### UNITRODE INTEGRATED CIRCUITS

Est représenté en France par:

**SYSCOM ELECTRONIQUE**

31/33 rue des Refugniks

ZA des Côteaux du Sud

94006 Créteil Cedex

tél.: (1).43.77.84.88

tlx.: 262 566F



# DOUBLE COMPAREUR À FENÊTRE

Le but avoué de ce circuit est de démontrer le fonctionnement d'un PRAM (**PR**ogrammable **AM**plifier = amplificateur programmable). IC1, un HA-2405 de Harris, est l'un de ces amplificateurs "exotiques". Un coup d'oeil à la structure interne de ce circuit permet d'en saisir assez facilement le fonctionnement.

En fonction du code numérique appliqué aux entrées de décodage D0 et D1 – voir à ce sujet la table de vérité de la **figure 1** – on a sélection de l'un des quatre canaux de IC1. La sortie du canal sélectionné attaque un amplificateur de sortie unique. L'ensemble ainsi constitué présente d'excellentes caractéristiques: taux de montée de 30 V/μs, bande passante de 40 MHz, gain élevé: 150 kV/V, courant de dérive très faible: 5 nA, impédance d'entrée élevée: 30 MΩ et des entrées compatibles TTL.

Ici, c'est IC2, un compteur binaire à 14 étages et oscillateur intégré qui assure la commutation des différents canaux. La fréquence de ce balayage, définie par la valeur des composants RC pris entre les broches 9, 10 et 11 du 4060, est de quelque 330 Hz. Chaque comparateur à fenêtre prend

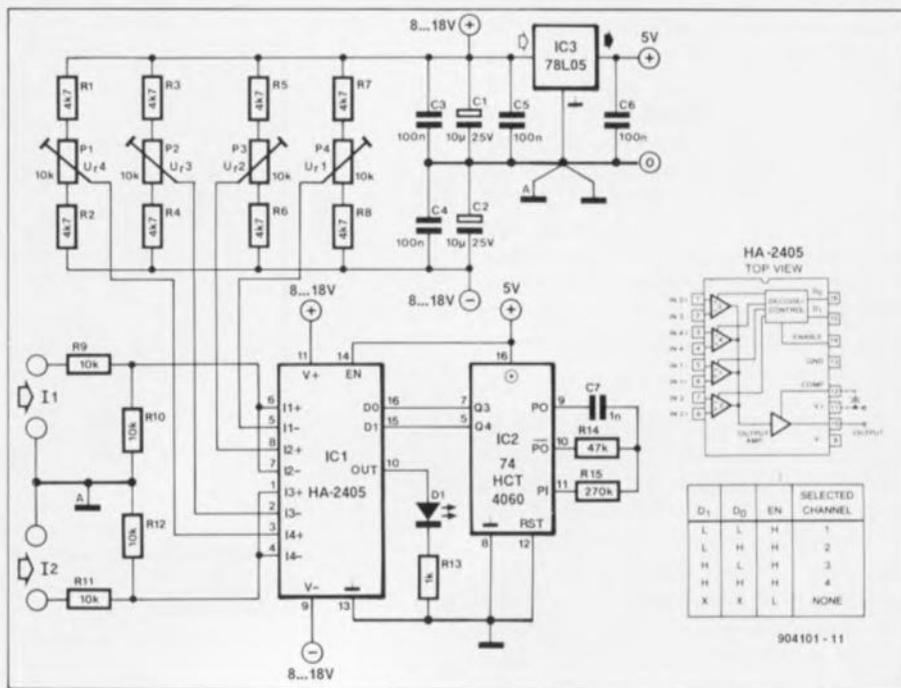
la forme de deux des amplificateurs opérationnels d'entrée intégrés dans IC1. L'entrée I1 fait appel aux amplificateurs opérationnels 1 et 2, l'entrée I2 aux numéros 3 et 4. Les entrées inverseuses et non-inverseuses sont connectées de manière à ce que la LED d'erreur, D1, ne s'allume que si les conditions suivantes sont remplies:

$$\begin{aligned} \text{a) } & U_1 > K_1 \cdot U_{r1} \text{ et} \\ & U_1 < K_1 \cdot U_{r2} \text{ [} U_{r1} > U_{r2} \text{]} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{b) } & U_2 > K_2 \cdot U_{r3} \text{ et} \\ & U_2 < K_2 \cdot U_{r4} \text{ [} U_{r3} > U_{r4} \text{]} \end{aligned}$$

Ces conditions sous-entendent que:  
 $K_1 = (R_{10} + R_9)/R_{10} = 2$   
 $K_2 = (R_{12} + R_{11})/R_{12} = 1.$

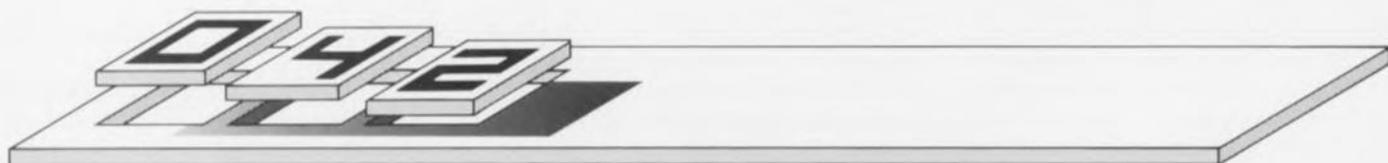
Il est possible, à l'aide des résistances ajustables P1 à P4, d'attribuer aux tensions de référence ( $U_{r1}$  à  $U_{r4}$ ) tant



une valeur positive qu'une valeur négative. Le circuit a besoin, pour fonctionner, d'une tension d'alimentation de  $\pm 8$  V au minimum et de  $\pm 18$  V au maximum. La consommation ne dépasse pas quelques dizaines de mil-

liampères. Ce type de circuit intégré sera particulièrement à son affaire pour la réalisation de filtres actifs, de générateurs de signaux et de systèmes d'acquisition de données.

*Adresse de HARRIS en France:  
2-4, avenue de l'Europe  
78140 Vélizy  
tél.: (1).34.65.40.00  
tlx.: 697 060F  
fax.: (1).39.46.40.59*



# INTERRUPTEUR 220 V ESCLAVE

Ce circuit permet de mettre en service automatiquement un ou plusieurs appareils "esclaves" par le simple enclenchement d'un appareil "maître" (ou principal). Une application particulièrement pratique consiste, par exemple, à la mise en fonction automatique d'un récepteur, d'un lecteur de cassettes, d'un lecteur de disques audio-numériques et de tous les autres éléments d'une chaîne Hi-Fi, par la simple mise en service de l'amplificateur de puissance de la chaîne.

Le circuit détecte la circulation d'un courant sur les lignes secteur arrivant à l'appareil "maître". Lorsque cet appareil, connecté au bornier K2, est mis en service, la tension aux bornes des diodes D9 et D10 chute de 1 V environ, provoquant ainsi l'amorçage du thyristor Th1. A l'état conducteur, ce thyristor relie la jonction constituée par les diodes D6 et D7 du pont de redressement (D4 à D7) à la ligne du neutre du secteur. La tension de sortie du pont de redressement disponible alors est filtrée (lissée) par l'intermédiaire du condensateur C1 avant d'être appliquée à la bobine du relais Re1. L'activation de celui-ci se traduit par l'illumination de la LED D2 et la mise sous tension (du secteur) des appareils "esclaves". Lorsque le maître est mis hors-fonction, le thyristor Th1 bloque, entraînant la coupure, avec un bref retard, de la tension appliquée au relais.

La réactance du condensateur C2 limite à une valeur sûre le courant de la LED D1: le dispositif de visualisation marche/arrêt. La résistance R2 prise en parallèle sur ce condensateur est destinée à en permettre la décharge après la mise hors-tension du circuit. La résistance R3 prise en parallèle sur le condensateur C3 remplit une fonction identique pour celui-ci.

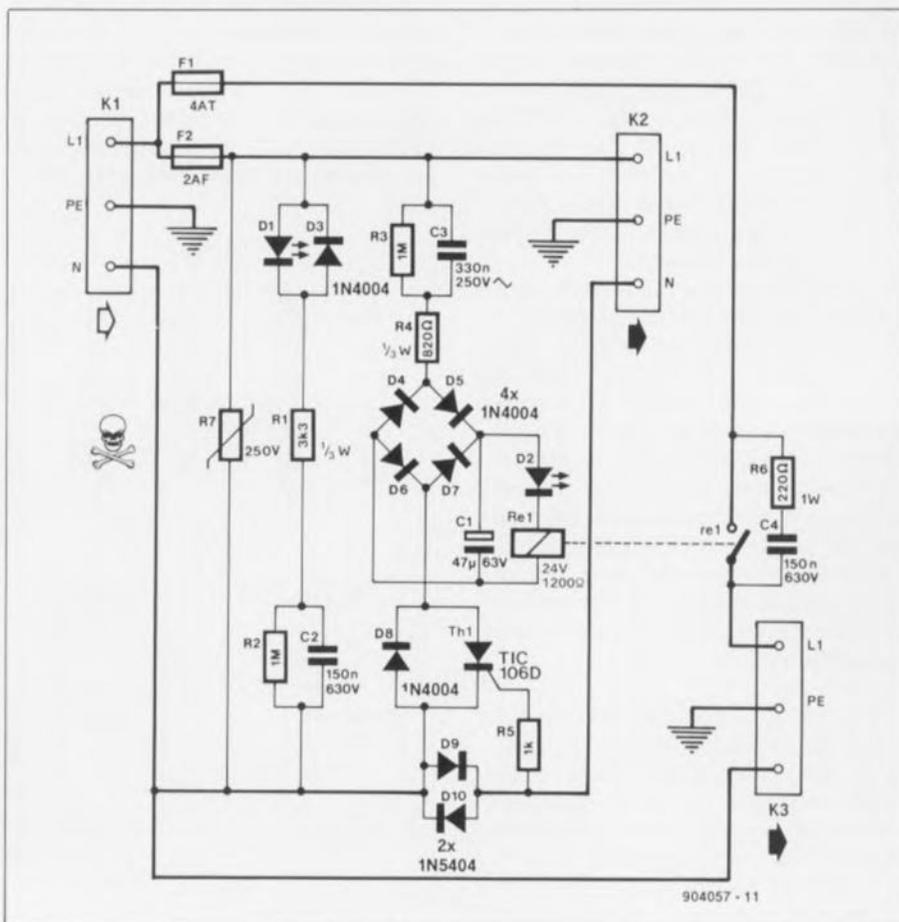
Le réseau RC constitué par la résistance R6 et le condensateur C4, relié aux contacts du relais, sert à éviter, lors d'un enclenchement/déclenchement du relais, la superposition sur la tension de sortie de crêtes de tension et d'autres signaux parasites. Le varistor R7 pris sur la ligne de phase, supprime les crêtes de tension qui pourraient être susceptibles d'entraîner un enclenchement intempestif du thyristor.

Pour votre sécurité, il est indispensable d'implanter le circuit dans un boîtier en plastique et d'utiliser des embases tripolaires, du type "CEE", pour réaliser toutes les connexions externes nécessaires.

Le courant de mise en fonction du circuit est de 10 mA efficace environ. La consommation de courant de l'appareil-maître et de ses "esclaves" ne devra pas dépasser 2 A efficace pour le premier et 4 A efficace pour les seconds.

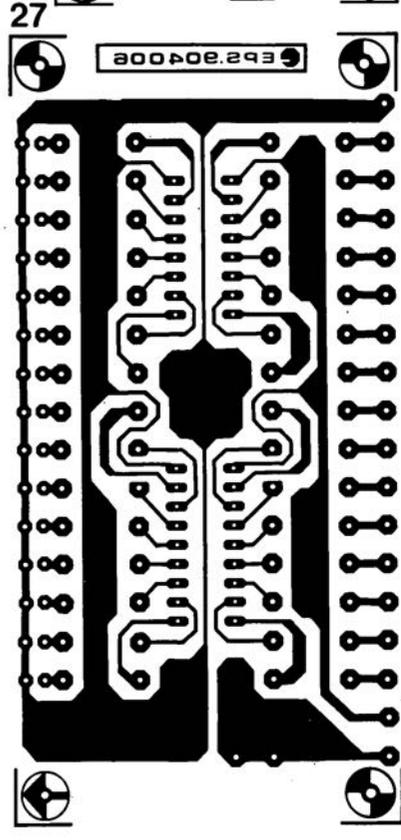
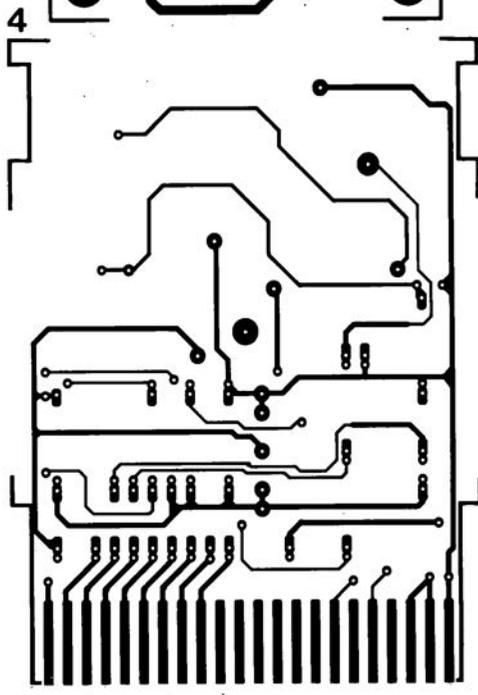
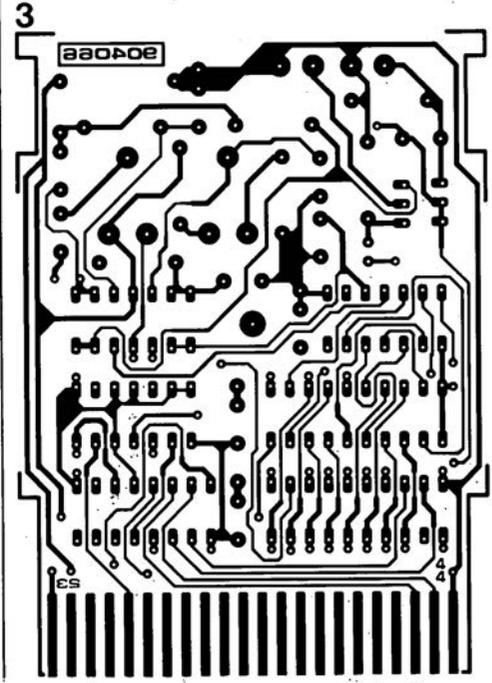
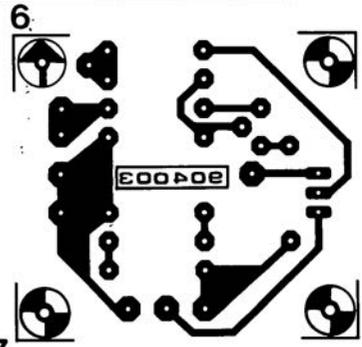
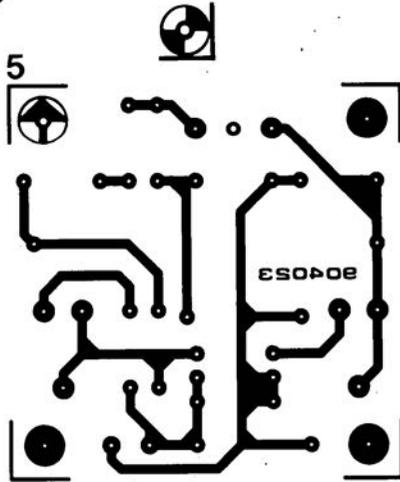
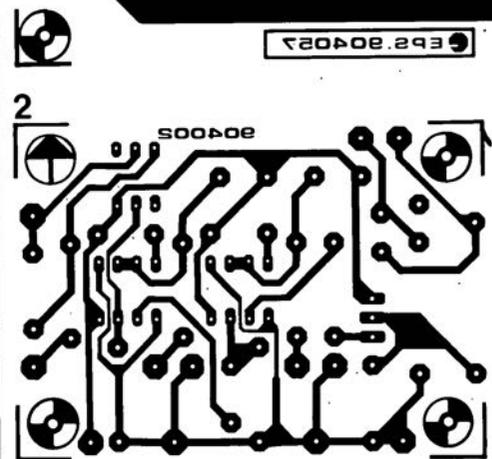
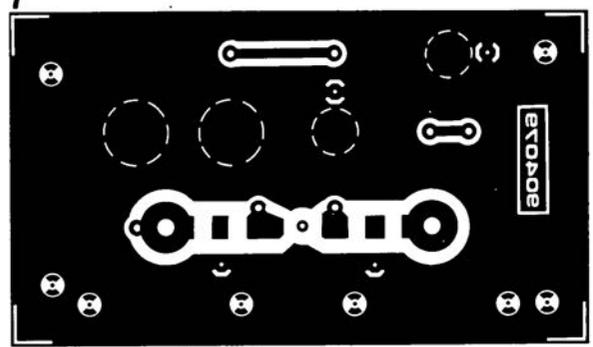
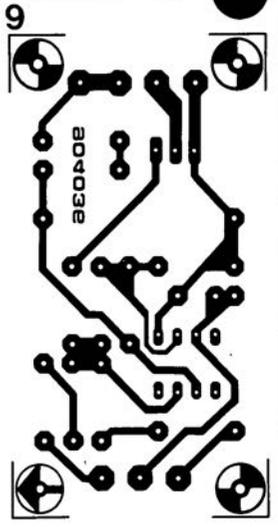
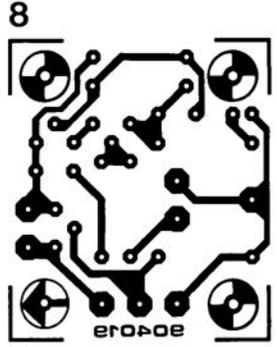
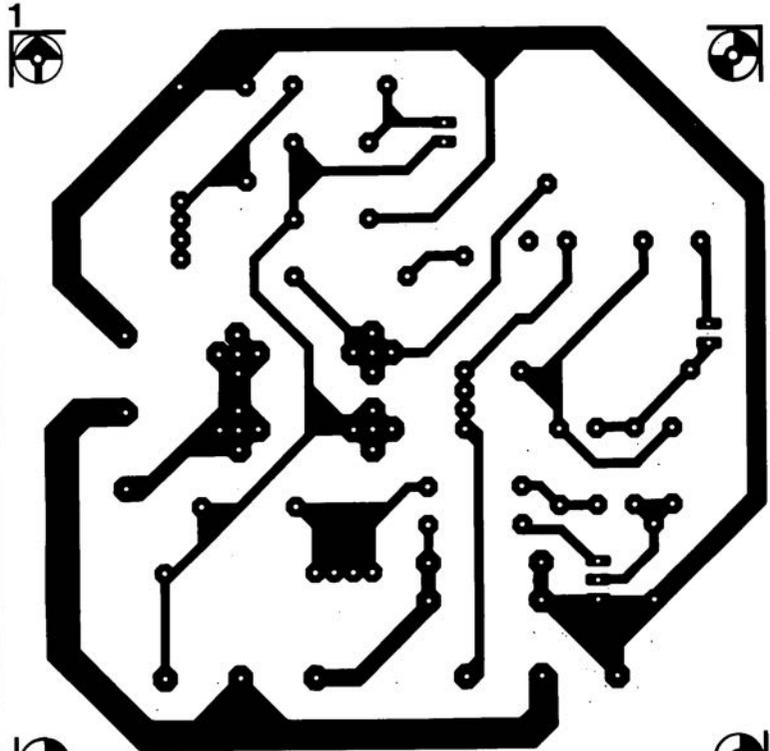
## Important:

Sachant que divers points du circuit sont reliés au secteur (tension létale) il est indispensable de veiller à réaliser une isolation parfaite. Ne touchez pas au circuit lorsque celui-ci est relié au secteur. Prenez toutes les mesures de sécurité qui s'imposent et veillez à ce qu'il soit impossible d'entrer en contact avec les composants reliés au secteur lorsque le circuit est en fonction.



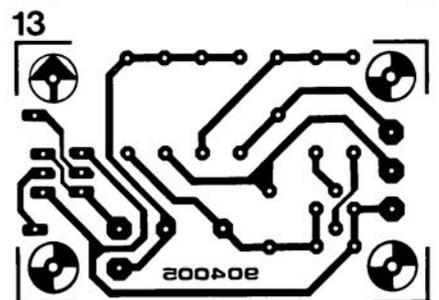
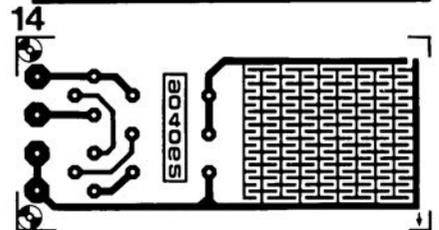
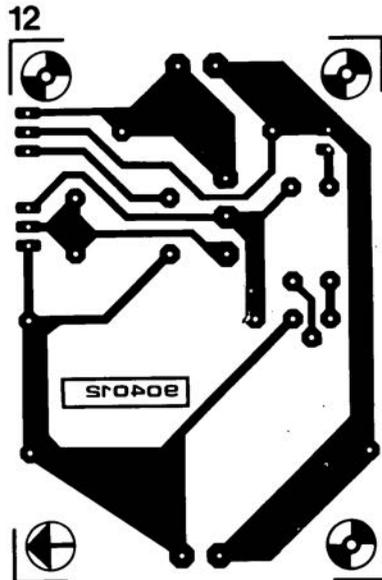
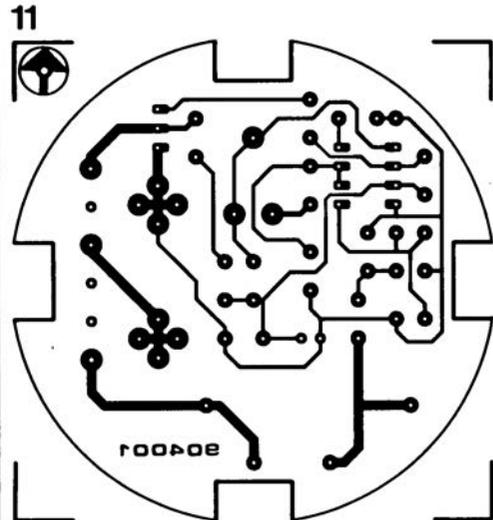
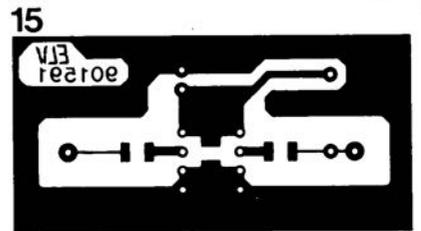
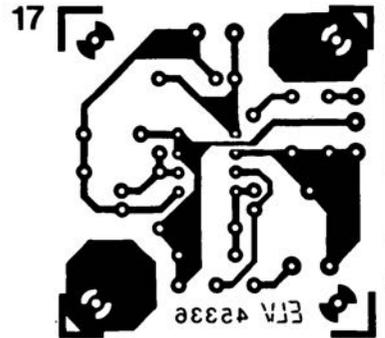
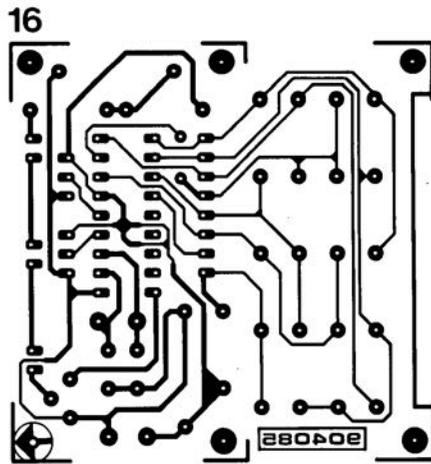
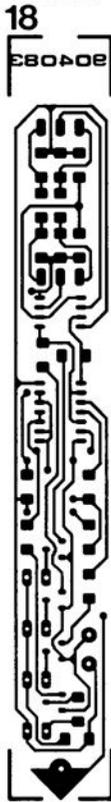
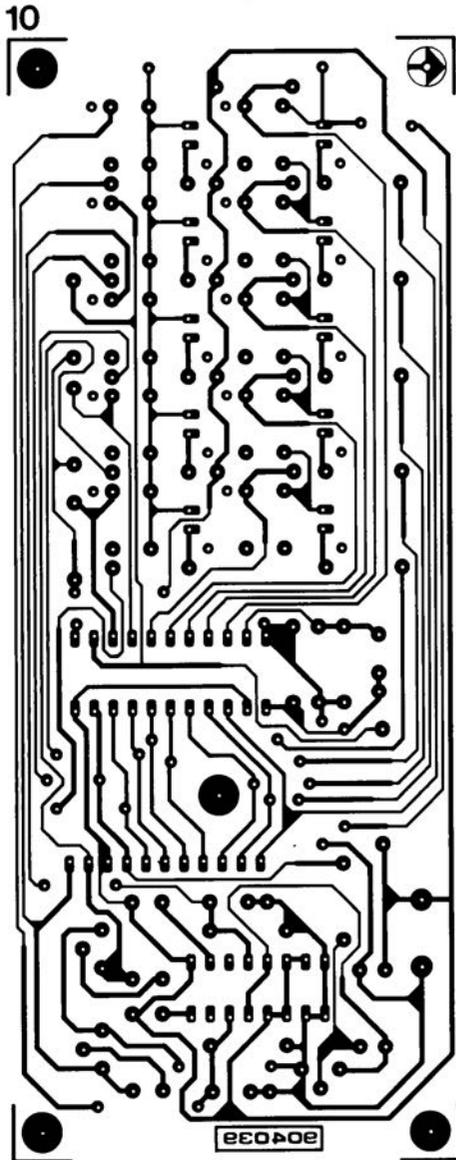


# SERVICE

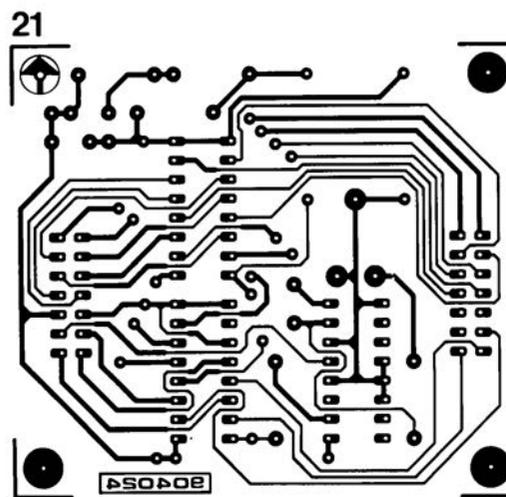
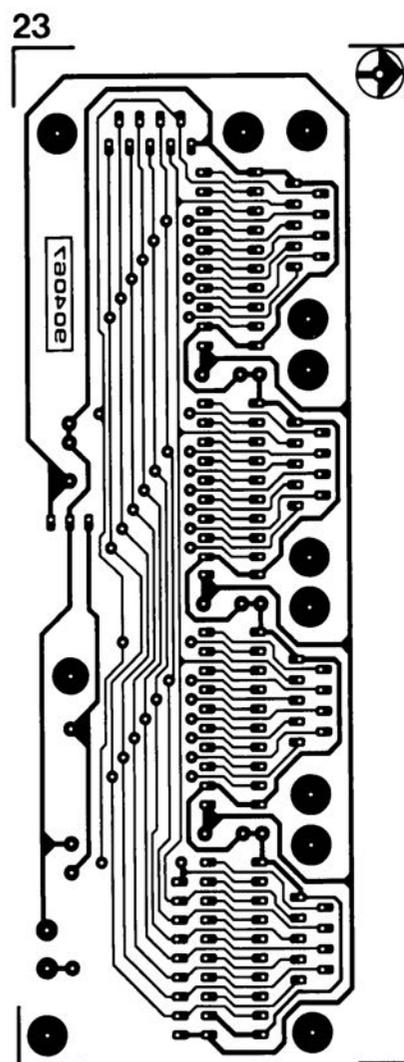
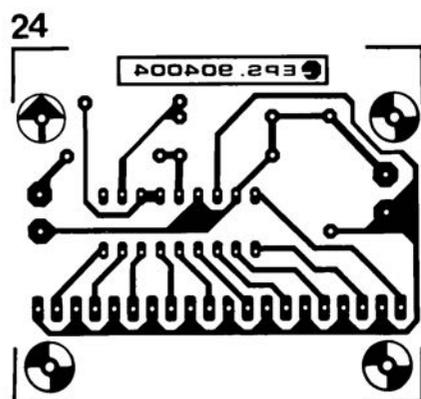
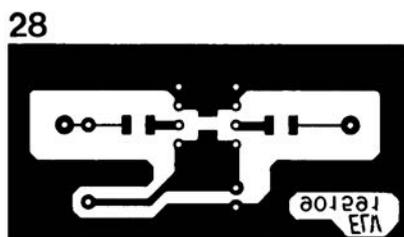
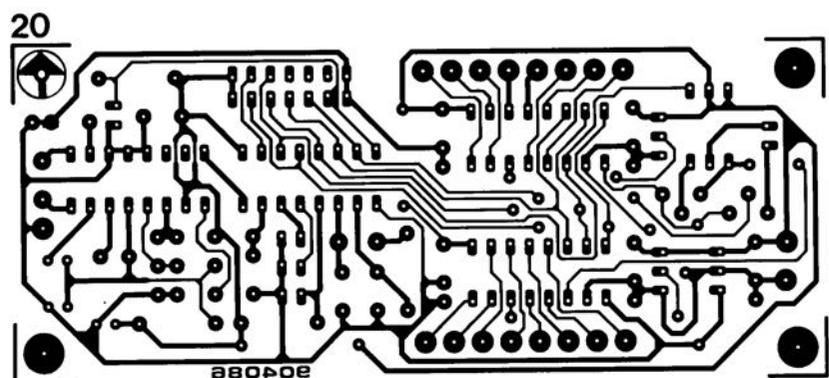
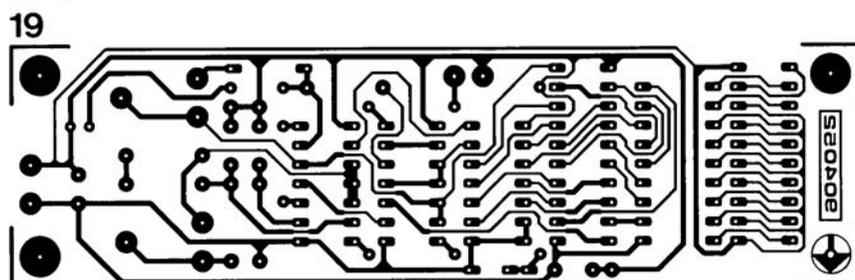
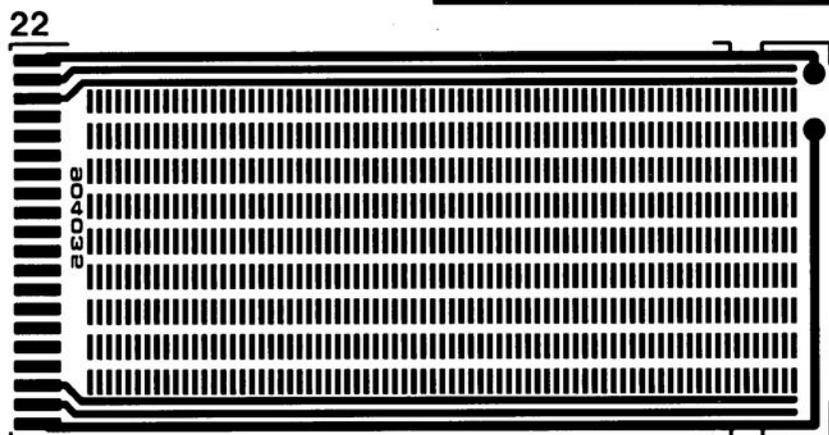


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





trop simple puisqu'elle ne fournit pas d'indication quant au fonctionnement du circuit. Le petit montage proposé dans cet article, met fin à cette situation cornélienne en donnant une indication fiable du fonctionnement correct du détartreur électronique.

Tant que le circuit originel produit le signal rectangulaire requis, la LED D3 est illuminée.

Il suffit de connecter ce dispositif de visualisation au point prévu sur le détartreur, à travers le condensateur C4. Les diodes D1 et D2 servent à redresser la composante de tension alternative résiduelle, pour laquelle le condensateur électrochimique C5 sert de tampon. La tension régnant aux bornes de ce condensateur sert alors à la commande du transistor FET T1 qui à

son tour entraîne l'illumination de la LED D3. Si, pour une raison quelconque, le signal rectangulaire du détartreur vient à disparaître, le condensateur C5 perd progressivement sa charge et la LED s'éteint, indiquant, faut-il le préciser, que le détartreur est en panne.



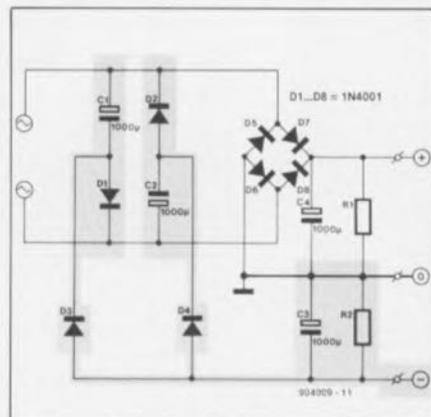
# TENSION AUXILIAIRE NÉGATIVE

Il est fréquent qu'une alimentation alimentant un circuit donné ne fournisse qu'une seule tension et qu'une modification ultérieure de ce circuit voire sa combinaison à un autre montage rende indispensable la présence d'une tension d'alimentation négative. Comment faire pour résoudre ce problème, sans pour autant ajouter un second transformateur? Le circuit, objet de cet article, génère une tension négative redressée en double alternance sans faire appel à un transformateur additionnel.

Dans les circuits "ordinaires", lorsque l'on veut obtenir une tension négative on se contente, en règle générale, d'utiliser les condensateurs C1 et C3 et les diodes D1 et D3. L'adjonction ici du condensateur C2 et des diodes D2 et D4 nous donne un circuit de redressement en double alternance. Par

rapport aux approches habituelles, le choix de cette technique a l'avantage de permettre de disposer d'un courant beaucoup plus important et d'une ondulation résiduelle nettement plus faible. Les diodes D5 à D8 et le condensateur C4 constituent l'alimentation positive. La nouvelle alimentation négative fournit une tension quasi identique à celle disponible au côté positif; son niveau est fonction de la valeur des condensateurs C1 et C2 et du courant drainé. Si l'on respecte les valeurs du schéma, le circuit peut fournir un courant de quelques centaines de mA.

Attention: l'utilisation d'un tel circuit appelle pourtant une remarque: la partie positive de l'alimentation doit impérativement fournir un courant notablement plus important que celui drainé au négatif. Ainsi donc, si le positif se trouve hors-charge – la résistance R1 prend une valeur infinie (notons que R1 et R2 représentent les charges appliquées au circuit et ne



font donc pas partie du circuit!) – la tension négative disparaît automatiquement. Au cas où cette restriction poserait des problèmes pour une application qui exigerait un courant négatif plus important que le courant positif, il suffit "d'inverser" l'ordre des choses. Le pont de redressement fournira dans ce cas-là la tension négative, la tension positive l'étant par les composants additionnels (en grisé sur le schéma). Ceci se réalise très facilement en inversant la polarité de tous les condensateurs électrochimiques et de toutes les diodes.



# CIRCUIT ANTI-REBOND À 2 SORTIES

H. Smits

Tout interrupteur, commutateur ou bouton-poussoir, utilisé dans un circuit logique, peut être une source d'ennuis puisque ses contacts mécaniques ne se ferment jamais d'un seul

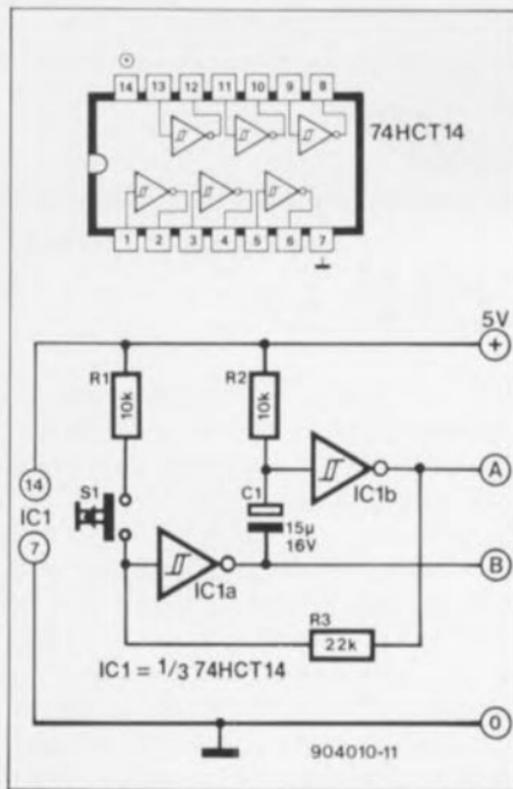
coup: ils rebondissent! Le remède classique à ce genre d'inconvénient consiste à faire appel à une bascule RS. La lecture de cet article vous montrera qu'un multivibrateur monostable peut aussi fort bien faire l'affaire.

Associés aux composants environnants, les deux inverseurs logiques visibles sur le schéma constituent un

multivibrateur monostable ayant une pseudo-période de 100 ms environ (on notera que la durée de rebond des contacts d'un interrupteur est de l'ordre de 20 ms). Au repos, l'entrée de l'inverseur IC1b se trouve à la tension d'alimentation et par conséquent sa sortie présente un niveau bas. A travers la résistance R3, ce niveau bas est appliqué également à l'entrée de IC1a. De ce fait la sortie de IC1a est au niveau haut et le condensateur C1 est déchargé. Une action sur le bouton-poussoir S1 fait passer l'entrée de

IC1a au niveau haut puisque la valeur de la résistance R1 est inférieure à celle de R3. La sortie de IC1a passe à zéro et ce niveau (bas) est appliqué immédiatement, à travers le condensateur C1, à l'entrée de IC1b. Lors de la période définie par la constante RC introduite par la résistance R2 associée au condensateur C2, ce niveau bas restera maintenu à l'entrée de cet inverseur dont le niveau haut de sortie est appliqué, à travers la résistance R3 à l'entrée de IC1a. D'éventuels rebonds des contacts de S1 resteront sans effet puisqu'il est appliqué à l'entrée de IC1a un signal de niveau haut.

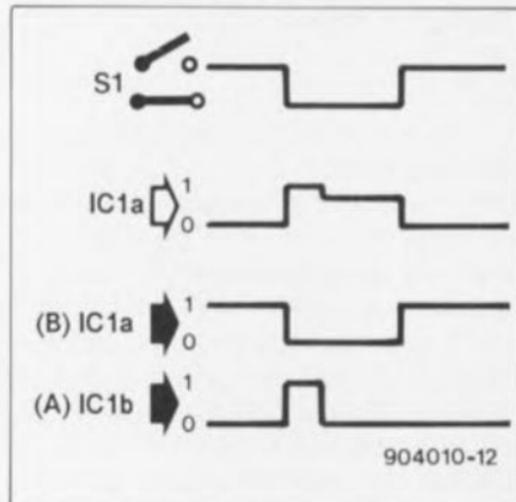
En dépit du fait qu'en règle générale un relâchement de S1 n'entraîne pas de rebonds, il peut en être autrement. Si par hasard il se produisait des rebonds lors d'un relâchement de la touche, ceux-ci apparaissent uniquement à la sortie B; ils n'arrivent pas à la sortie A, parce qu'il faut au conden-



sateur C1 un certain temps pour se décharger. Ce n'est qu'à ce moment-là (après la décharge complète de C1

donc) que le multivibrateur monostable peut être (re)déclenché.

Il est recommandé d'utiliser des portes logiques du type CMOS, de la famille 4000-, HC- ou HCT- par exemple. L'utilisation d'inverseurs à trigger de Schmitt garantit un fonctionnement impeccable. Il reste possible pourtant de faire appel à des inverseurs standard. La consommation du circuit est ridiculement faible.







# CHARGEUR CdNi DE LUXE

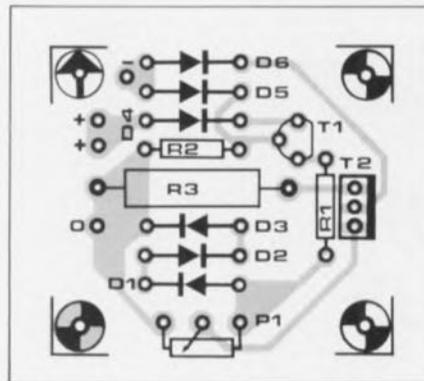
La tension d'entrée indiquée sur le schéma permet à ce circuit de charger jusqu'à 7 accumulateurs CdNi, montés en série. Si l'on désire recharger simultanément un nombre encore plus grand d'accumulateurs, il suffit tout simplement d'accroître la tension d'entrée de 1,5 V pour chaque accumulateur supplémentaire. À condition de doter le transistor T2 d'un radiateur de caractéristiques convenables, on pourra appliquer au circuit une tension d'entrée pouvant aller jusqu'à 25 V.

À l'inverse d'un nombre non négligeable de chargeurs CdNi courants, le circuit simple décrit ici offre une protection contre une erreur de polarité effectuée par exemple lors du branchement des accumulateurs à recharger. Le fonctionnement de cette protection est simple: en cas d'erreur de polarité le circuit refuse tout bonnement de fonctionner.

Le fait que, lors de la mise hors-fonction du circuit, l'accumulateur qui y

est connecté ne représente pas de charge (ce qui entraînerait sa décharge) constitue un avantage additionnel non négligeable.

En règle générale, on admet que la recharge des accumulateurs CdNi se fait pendant une période de 14 heures à un courant égal au 1/10 de leur capacité nominale. Prenons un exemple: un accumulateur de 500 mA sera rechargé pendant 14 heures à un courant de 50 mA. Il n'y a pas d'inconvénient, normalement, à prolonger légèrement la durée de recharge. Si l'on augmente le courant de charge, et qu'il dépasse la valeur recommandée



### Liste des composants

#### Résistances:

- R1 = 680 Ω
- R2 = 47 kΩ
- R3 = 1 Ω/3 W
- P1 = 1 kΩ pot.lin.

#### Semi-conducteurs:

- D1 à D5 = 1N4148
- D6 = 1N4001
- T1 = BC557B
- T2 = BD679 (Siemens)

#### Divers:

- radiateur pour T2

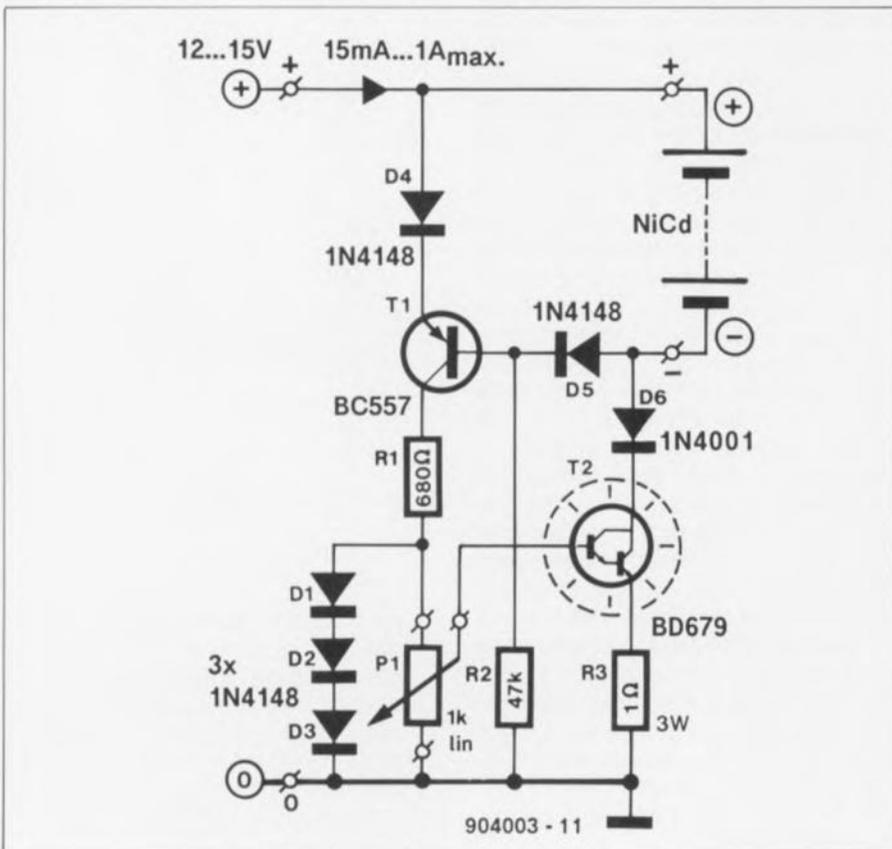
(1/10 de la capacité nominale), il faudra raccourcir la période de recharge en conséquence, si l'on veut éviter tout risque d'endommager l'accumulateur.

L'ajustable P1 sert à définir le courant de charge que venons d'évoquer; il bat une plage de réglage allant de 0 à près de 1 A. Il est possible de vérifier le courant de charge en connectant un voltmètre aux bornes de la résistance R3. Il n'est pas nécessaire de faire des calculs compliqués puisque cette résistance a une valeur de 1 Ω très exactement.

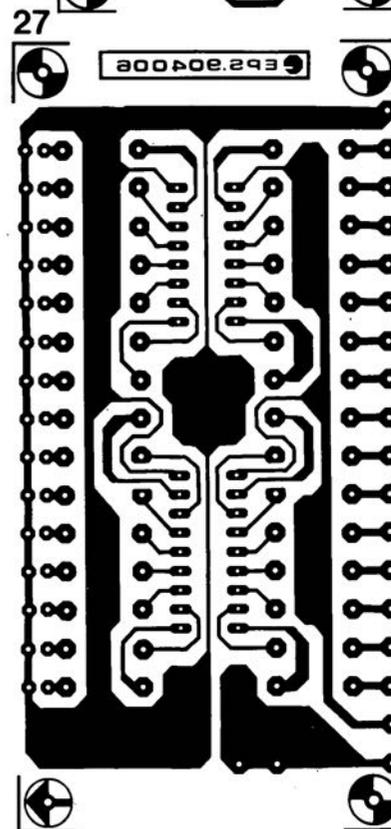
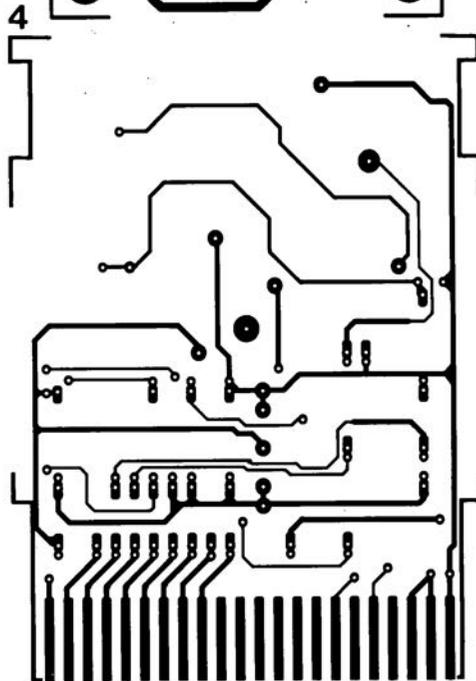
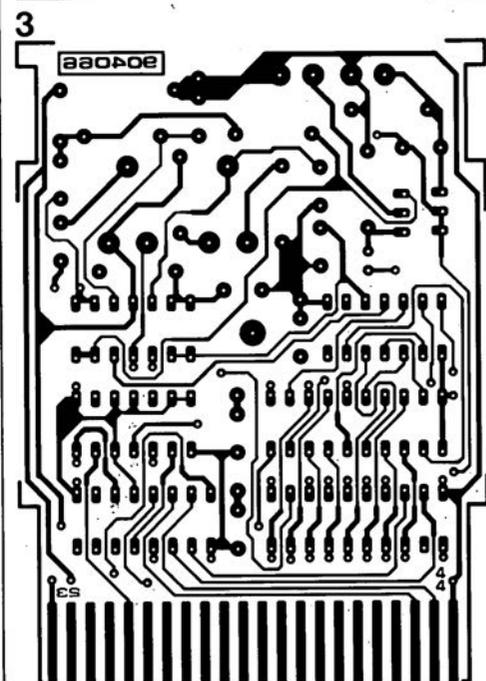
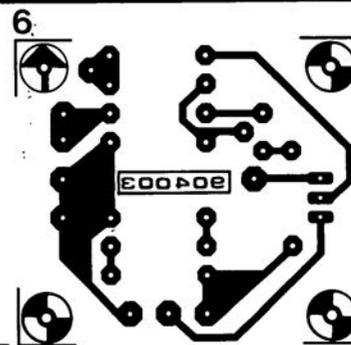
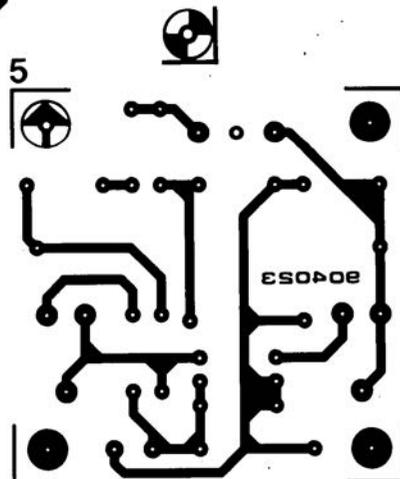
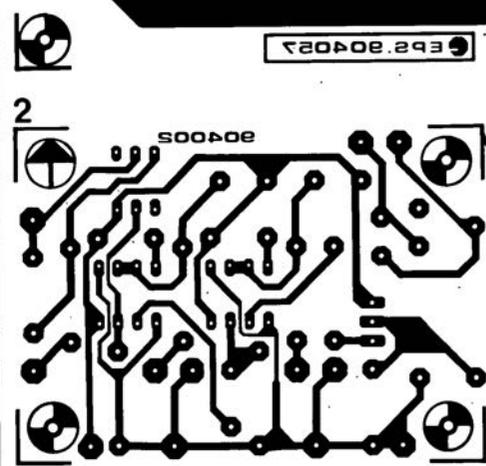
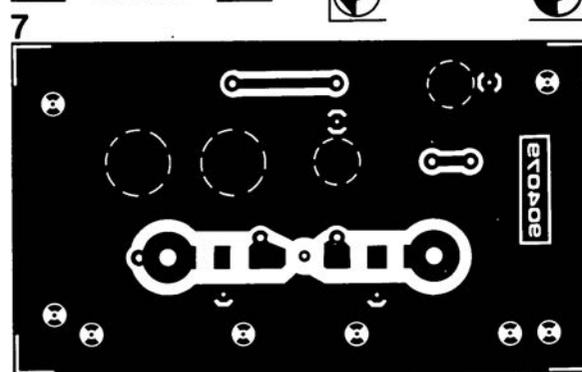
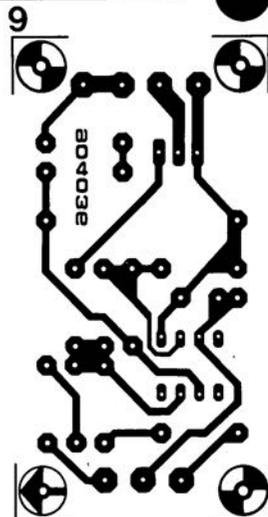
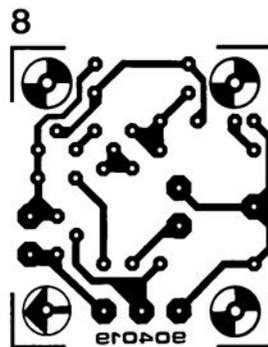
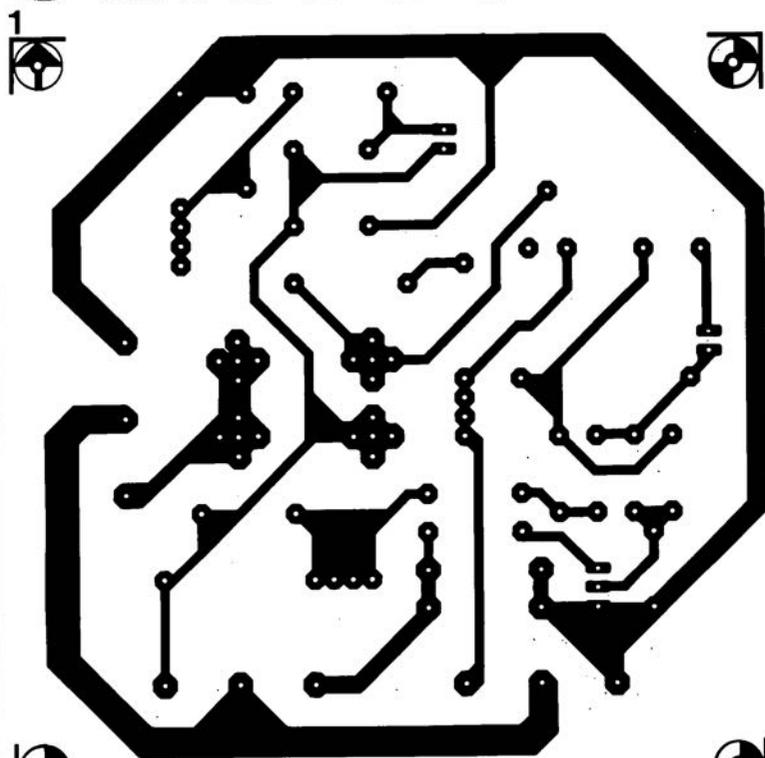
Le fonctionnement du circuit est relativement simple. Le transistor T1 est conducteur lorsqu'un accumulateur est branché correctement au circuit (polarité) ou lorsqu'il n'y en a pas. Le courant de collecteur de T1 fournit, à travers les diodes D1 à D3, une tension de référence de 2,1 V environ. A travers le dispositif de réglage du courant de charge, que constitue le potentiomètre P1, une partie de cette tension est appliquée au transistor darlington T2. La résistance d'émetteur de T2, R3, fournit le courant constant. N'oubliez surtout pas de doter le transistor T2 d'un radiateur de caractéristiques convenables.

En cas de difficultés pour dénicher un BD679, on pourra le remplacer par pratiquement n'importe quel transistor darlington NPN de moyenne puissance à condition que sa caractéristique combinée tension/courant de collecteur soit de 30 V/2 A. La diminution de la valeur de la résistance R3 permet d'obtenir un courant de charge supérieur à 1 A. Le courant de repos du chargeur est de 15 mA environ pour une tension d'entrée de 12 V.

(application Ever Ready)

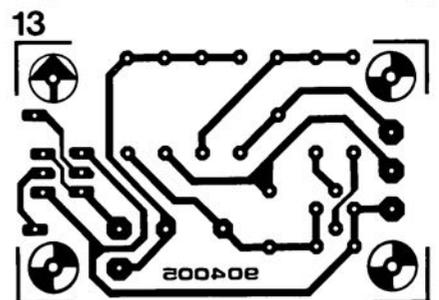
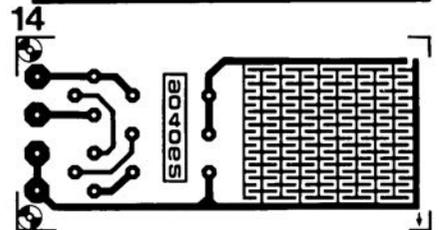
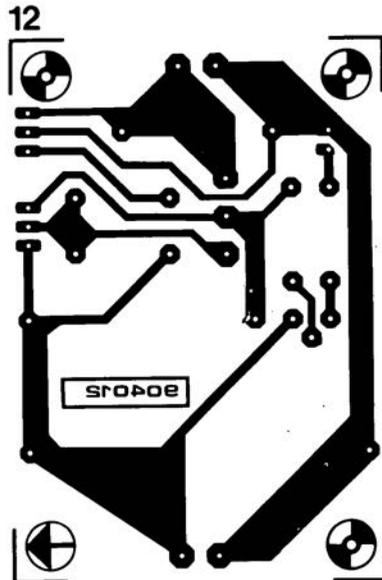
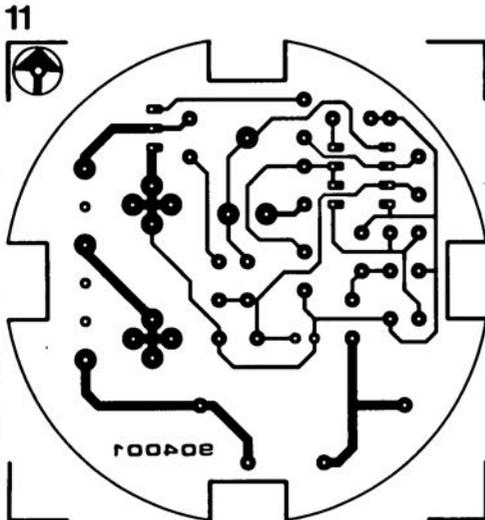
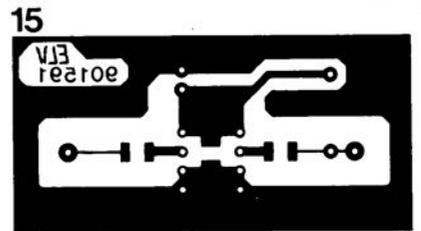
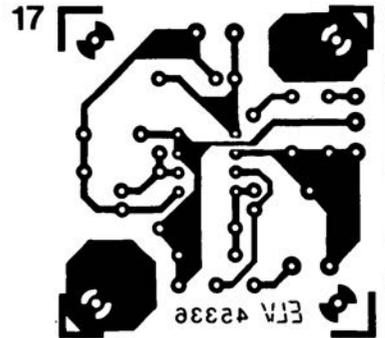
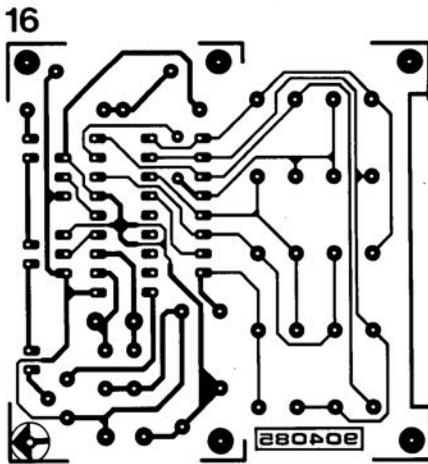
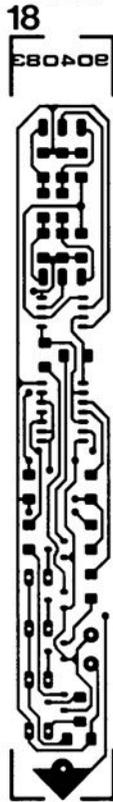
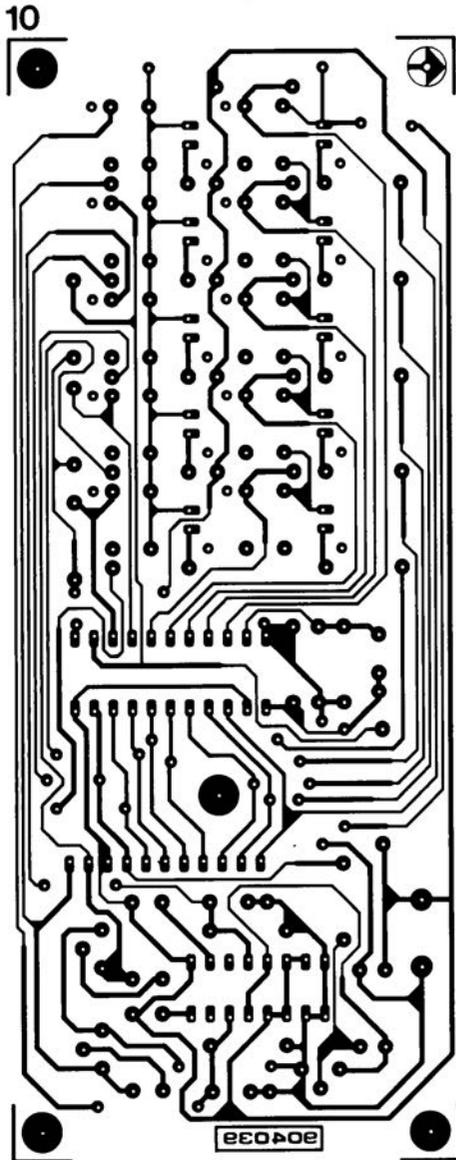


# SERVICE

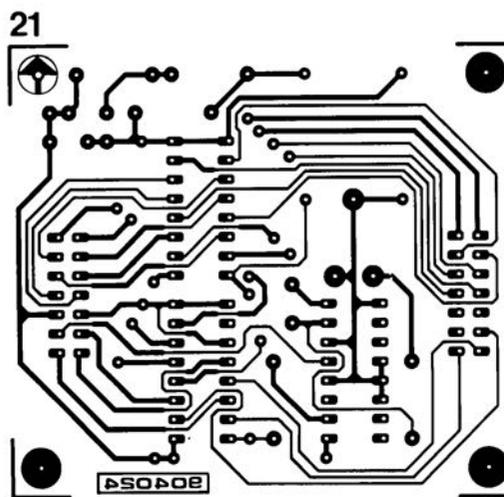
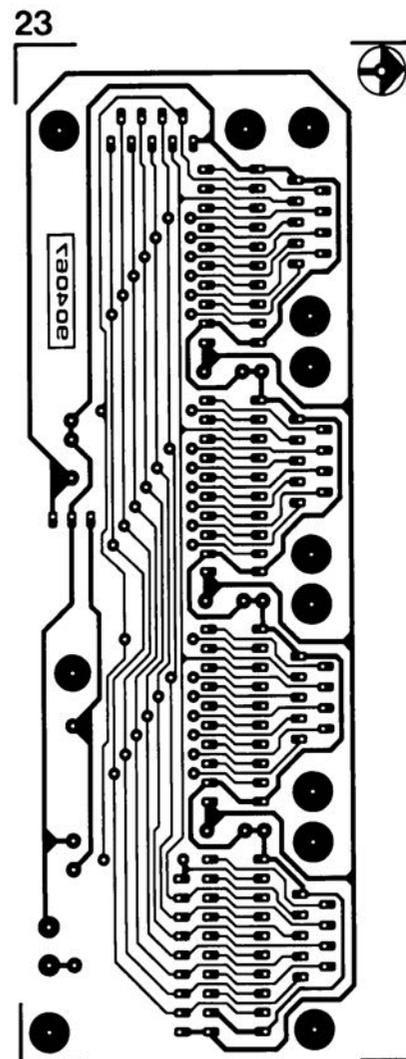
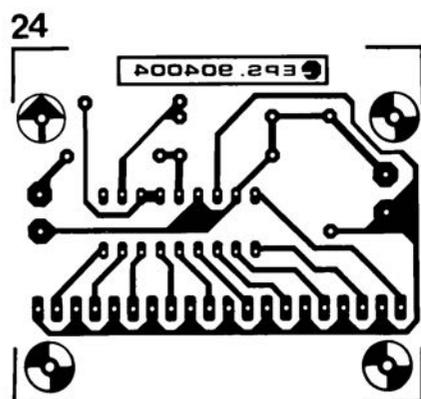
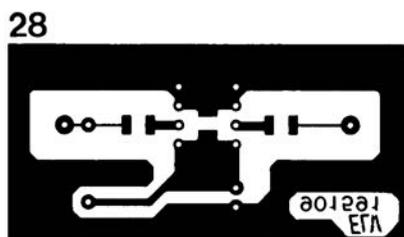
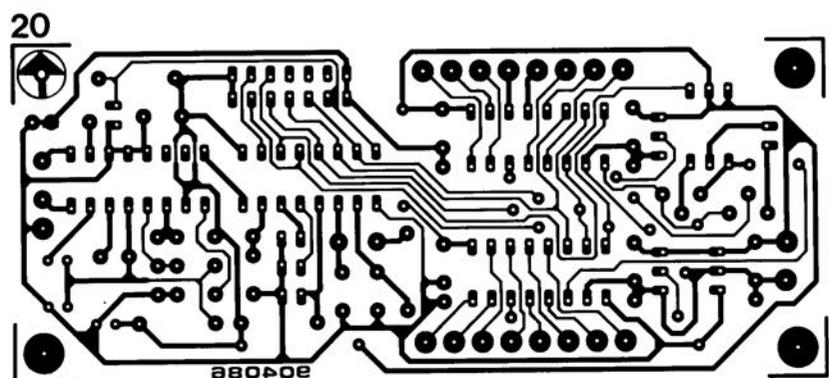
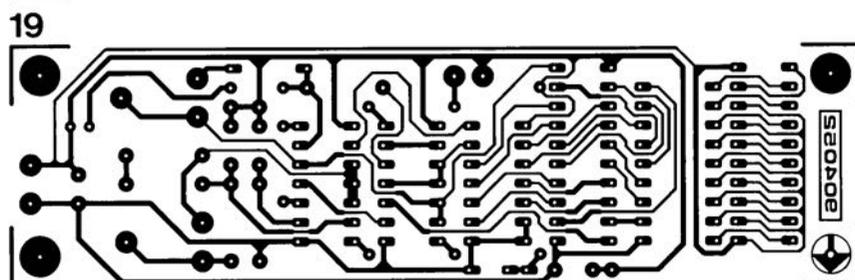
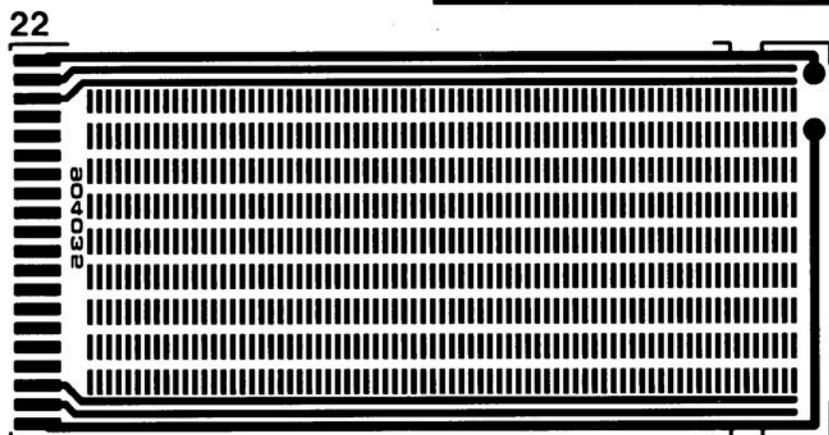


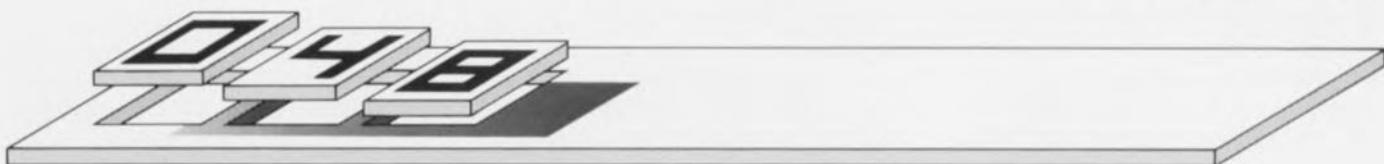
# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# AFFICHAGE DE VOLUME

## POUR LE CENTRAL DE COMMUTATION AUDIO

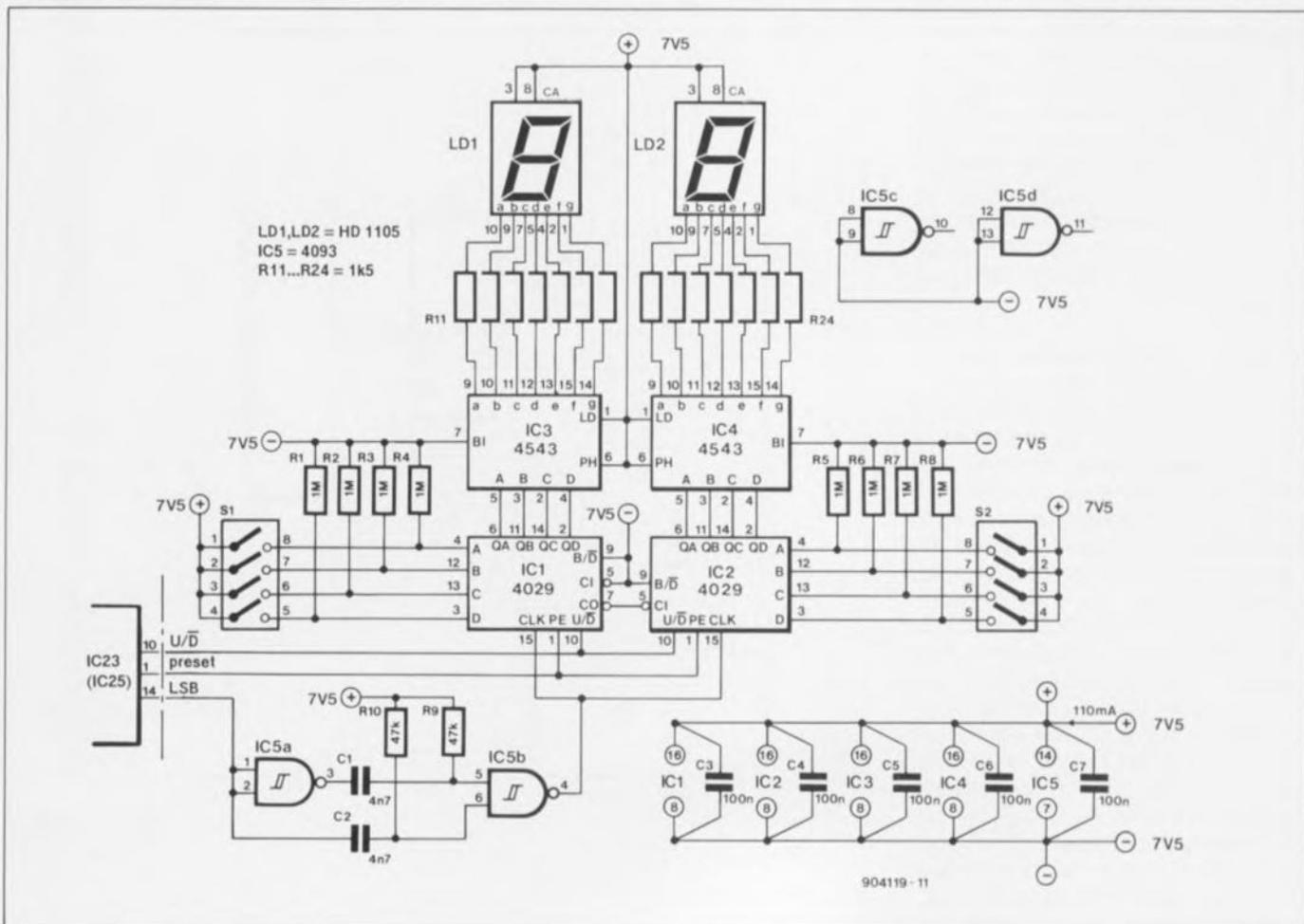
Ce circuit constitue une extension pour le **central de commutation audio**, décrit dans les numéros 137 et 138 d'Elektor. Pour éviter tout brouillage du signal audio, ce circuit fonctionne de façon statique. Cela veut dire que le circuit d'affichage de volume n'est en fonction que lors d'une action sur le réglage du volume. Il est bien entendu possible, faut-il le préciser, d'utiliser aussi ce circuit pour n'importe quelle autre application nécessitant le comptage rapide d'un nombre de pas ou de changements. Il n'est pas nécessaire d'appliquer à ce circuit un signal d'horloge supplémentaire. Ce signal est en effet dérivé des variations du bit de poids faible. À cet effet nous faisons appel à deux réseaux différentiateurs, C1/R9 et C2/R10, qui multiplient par deux la fréquence d'un signal LSB (*Least Significant Bit*) disponible, pour obtenir ainsi le signal d'horloge requis. Ensuite, pour faire marcher les compteurs de

l'affichage et le réglage du volume de façon synchrone, nous utilisons les signaux UP/DOWN et PRESET du central de commutation audio. Il peut vous paraître étrange de suivre l'état du contenu des compteurs, présents dans le réglage du volume du central de commutation audio, à l'aide de nouveaux compteurs supplémentaires. Cette approche a pourtant l'avantage de limiter au strict minimum le nombre de connexions à réaliser entre le réglage et l'affichage du volume.

Une caractéristique, encore plus importante, qui rend indispensable ce mode de traitement, est le fait que les compteurs de l'affichage comptent en DCB (Décimal Codé Binaire) sur 8 bits plutôt qu'en binaire à 6 bits comme le fait le réglage du volume du central de commutation audio. En aval des compteurs, quelques décodeurs DCB/7 segments ainsi que deux afficheurs 7 segments à LED (du type HD1105 de Siemens) il n'en faut pas plus pour obtenir une visuali-

sation claire et nette de la position du réglage de volume.

Il est nécessaire de régler le prépositionnement (preset) de l'affichage du volume en code DCB (tandis que celui du réglage du volume, dans le central de commutation audio, nécessite un code binaire). Vous pourriez attribuer au *preset* de l'affichage la valeur de celui du réglage. Dans ces conditions l'affichage couvrira une plage de 00 à 63. Puisque l'atténuation du réglage du volume est de 78,75 dB au minimum, il est plus réaliste de disposer d'un affichage allant de 01 à 64. Il est très facile d'obtenir ce résultat. Il suffit d'attribuer au *preset* de l'affichage la valeur de celui du réglage augmentée de 1. Le circuit de l'affichage ne comporte pas de suppression des zéros non-significatifs. De ce fait les chiffres inférieurs à 10 seront affichés avec un zéro non-significatif. Si l'on envisage d'utiliser ce circuit avec un seul *preset*, il est inutile d'installer les interrupteurs DIL ainsi que les résistances R1 à R8. Dans ce cas-là il suffit d'établir les connexions nécessaires entre les points + et - à l'aide de quelques ponts de câblage.



Si vous tenez à vérifier également la position du réglage du balance il faudra réaliser un second circuit d'affichage (sans le doter cependant de IC5, puisque celui du premier montage dispose encore de 2 portes inutilisées). Il faudra connecter ensuite la broche de poids faible du premier affichage au circuit intégré IC23 du réglage de volume et le second affichage à IC25. Il va sans dire que dans ces conditions la consommation sera doublée (2 x 110 mA). Le central de com-

mutation peut fournir sans aucun problème la tension d'alimentation pour les circuits d'affichage, à condition que vous adaptiez le refroidissement des régulateurs de tension. Il est possible, si le besoin s'en fait sentir, d'améliorer la suppression des parasites des régulateurs IC33 et IC34 par un découplage de leurs broches d'ajustage de la tension à l'aide d'un condensateur électrochimique de 10  $\mu$ F/10 V.

L'adjonction de l'extension décrite

dans cet article se traduit par une consommation totale double du central de commutation audio. Il est important, de ce fait, d'adapter en conséquence les caractéristiques du fusible, pris dans l'une des lignes du secteur. Si vous disposez les afficheurs à LED derrière une petite plaque de plexiglas rouge, l'affichage restera lisible quelles que soient les conditions de l'éclairage ambiant.





# CONCIERGE ÉLECTRONIQUE

R. Dischler

Ce circuit peu coûteux se charge de l'ouverture automatique d'une porte, à la suite d'une action sur le bouton de sonnette de la porte d'entrée, et ceci après écoulement d'un délai prédéfini. Il n'est pas difficile d'imaginer une utilisation pratique de ce montage: pensez par exemple aux bureaux de perception, cabinets dentaires et autres salles d'attente. La personne, normalement chargée d'ouvrir la porte aux visiteurs (ou clients), n'a plus besoin d'interrompre son travail, maintenant que la porte s'ouvre automatiquement après une petite attente de durée "raisonnable" (qu'il vous faudra définir vous-même bien sûr).

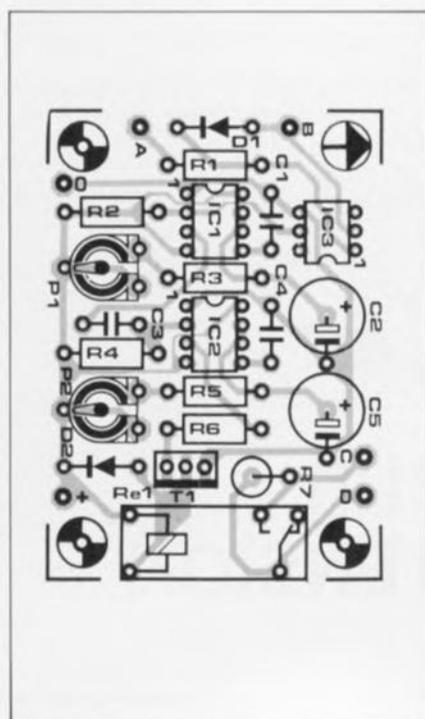
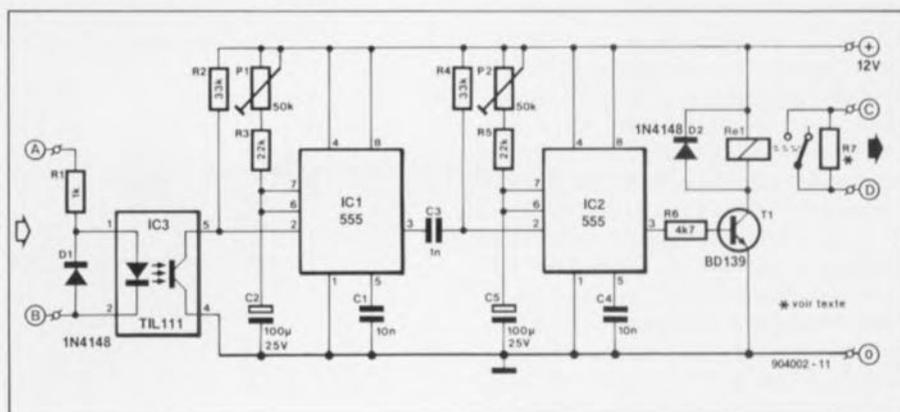
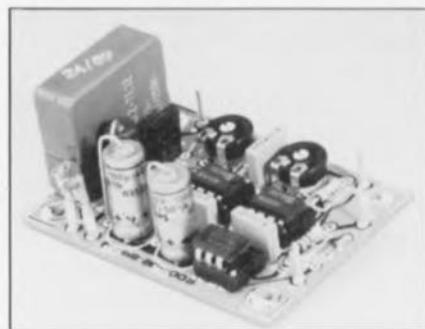
La tension servant à déclencher le circuit est dérivé des entrées A et B, que l'on connectera en parallèle sur la sonnette (le gong ou le résonateur piézo-électrique) d'entrée. L'apparition d'un signal à ces entrées, suite à une action sur la sonnette de porte, produit l'illumination de la LED intégrée dans l'optocoupleur IC3. Le photo-transistor qui lui est associé réagit alors à cette émission lumineuse et fait passer au niveau logique bas la broche 2 du circuit intégré de temporisation IC1. L'ajustable P1 permet de régler, entre 3 et 6 s environ, la durée de la temporisation produite par IC1.

Après écoulement de ce délai, la broche 3 de IC1 revient au niveau bas. Le flanc arrière de ce signal est converti en une brève impulsion de déclenchement à l'aide d'un réseau RC que constitue le condensateur C3 associé à la résistance R4. Un second temporisateur, IC2, est alors déclenché et introduit un second délai, d'une durée comprise entre 2 et 6 s, cette durée étant fonction de la position du curseur de l'ajustable P2. Pendant ce délai, le niveau haut du signal de sortie, présent à la broche 3 de IC2, entraîne l'activation du relais Re1 à travers le transistor de commande T1. Les contacts C et D du relais Re1 sont branchés en parallèle sur le bouton de commande d'origine de l'ouvre-porte à distance.

La résistance R7 sert à éliminer des crêtes de tension inductives, qui peuvent se produire lors d'une mise hors-fonction du circuit d'ouverture de la porte et qui seraient susceptibles de déclencher importunément les temporisateurs IC1 et IC2. La valeur de R7 est à déterminer expérimentalement (par essais successifs). Est-il nécessaire de préciser que cette résistance ne doit jamais tomber à une valeur telle que l'on ait ouverture de la porte dès que les contacts du relais sont reliés au bouton de commande

présent sur (ou sous) votre bureau, c'est-à-dire sans action de votre part.

Les ajustables P1 et P2 permettent un réglage distinct d'une part de la durée d'attente avant que n'ait lieu l'ouverture de la porte et d'autre part de la durée pendant laquelle la porte reste ouverte. Dans la pratique il apparaît qu'une durée de "porte ouverte" de 4 s est la plus efficace.



## Liste des composants

### Résistances:

R1 = 1 k $\Omega$   
R2, R4 = 33 k $\Omega$   
R3, R5 = 22 k $\Omega$   
R6 = 4k $\Omega$ 7  
P1, P2 = 50 k $\Omega$  ajust.

### Condensateurs:

C1, C4 = 10 nF  
C2, C5 = 100  $\mu$ F/25 V  
C3 = 1 nF

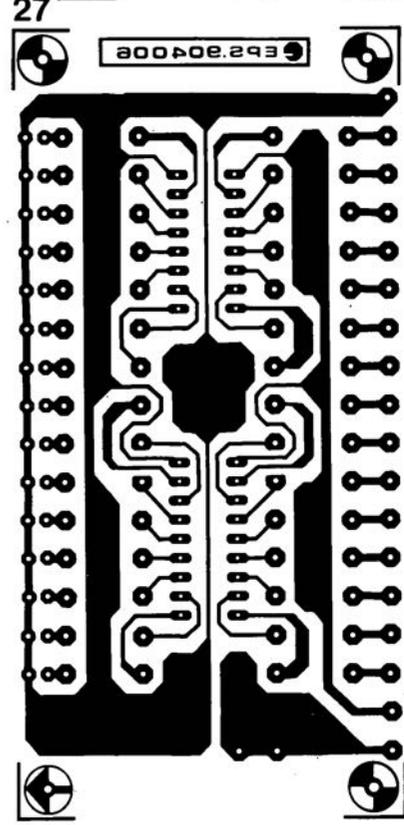
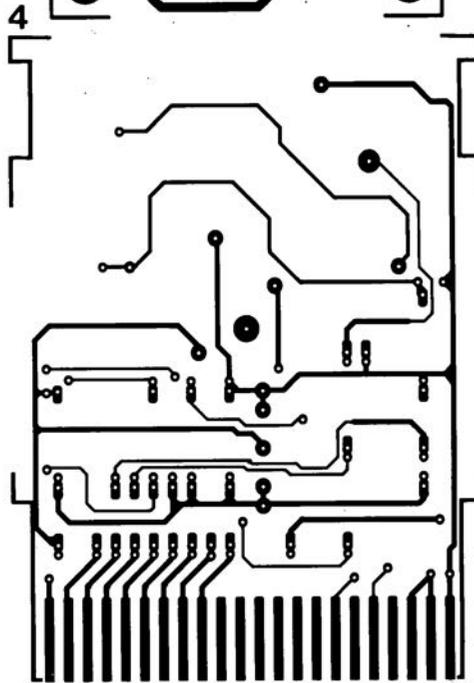
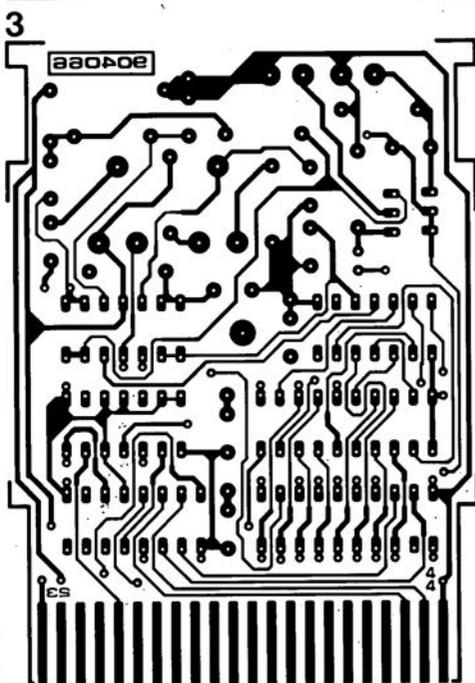
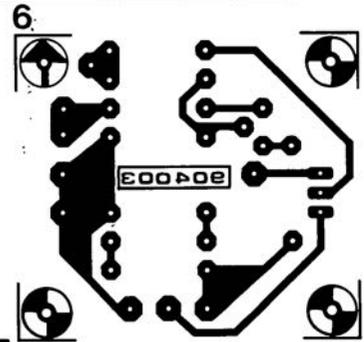
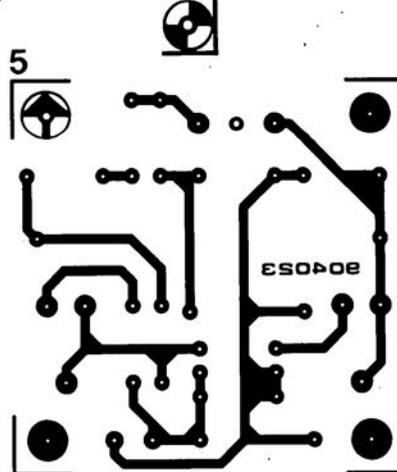
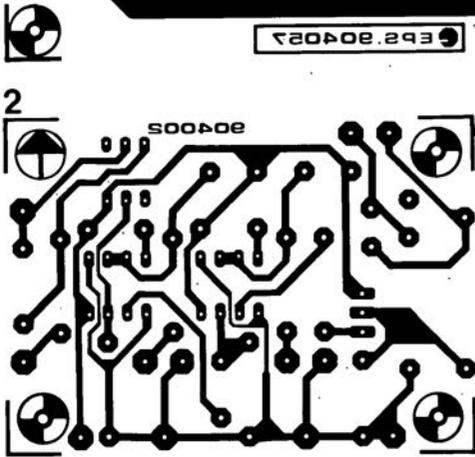
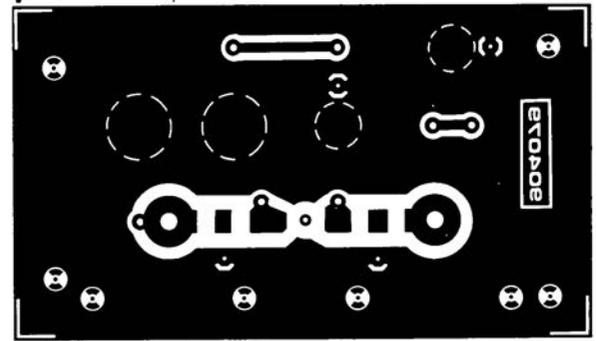
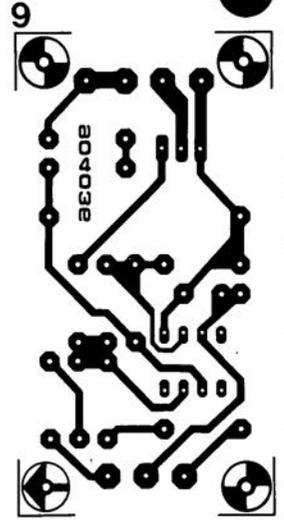
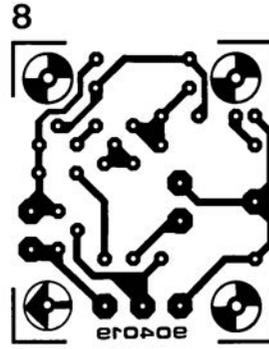
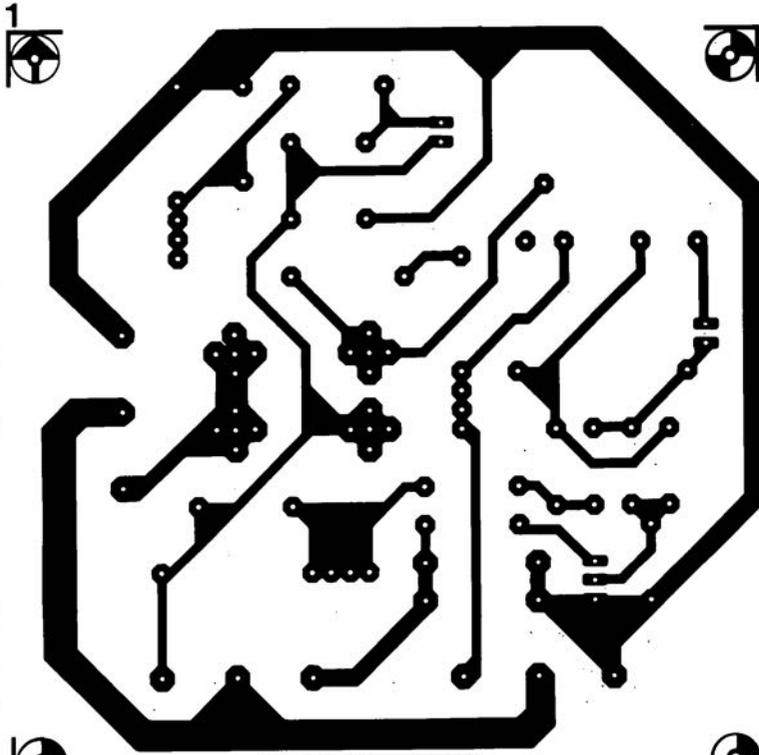
### Semi-conducteurs:

IC1, IC2 = 555  
IC3 = TIL111  
D1, D2 = 1N4148  
T1 = BD139

### Divers:

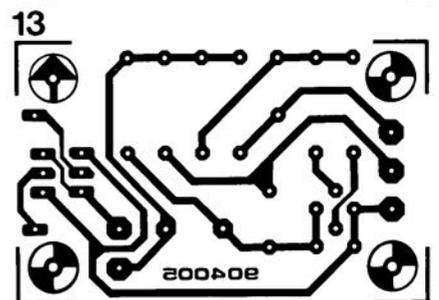
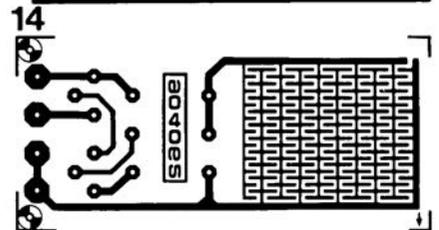
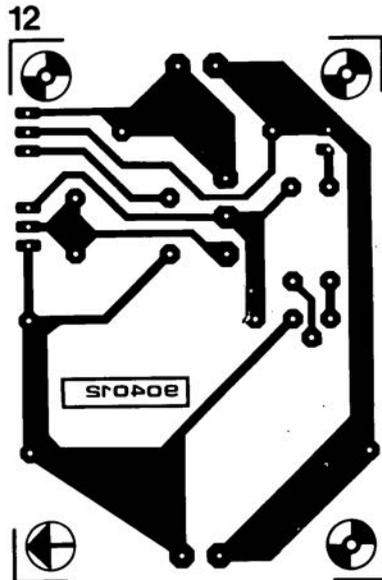
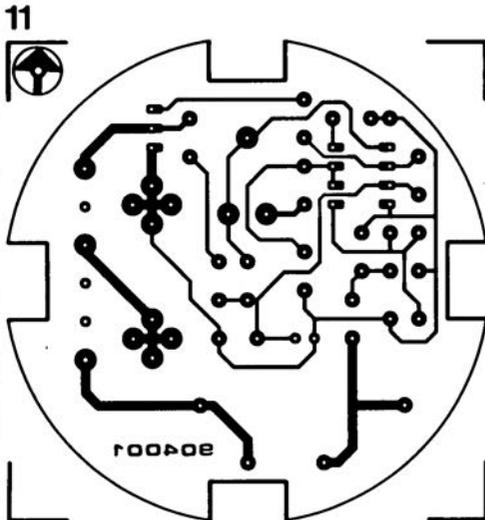
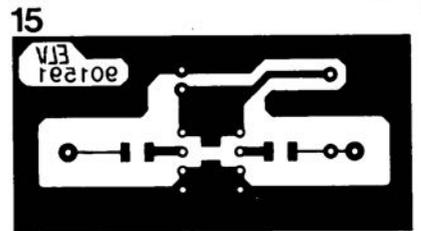
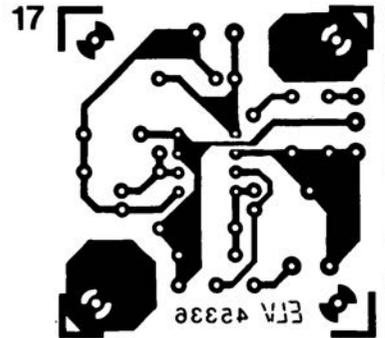
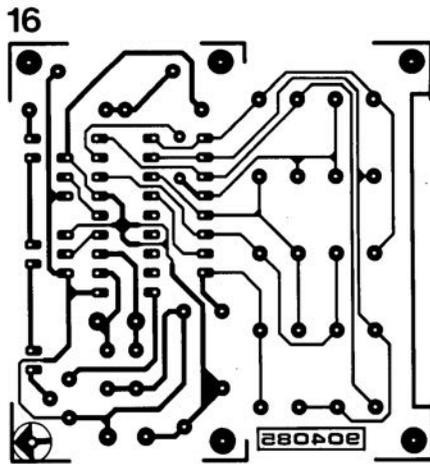
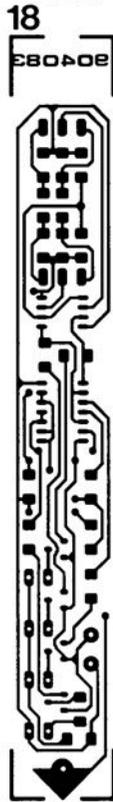
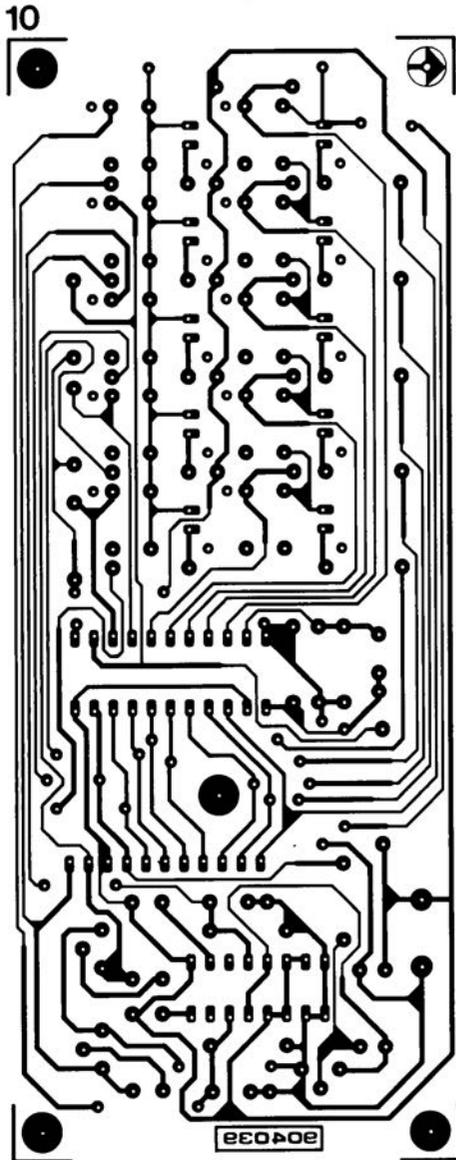
Re1 = relais 12 v encartable (tel que Siemens V23127-B002-A101)

# SERVICE



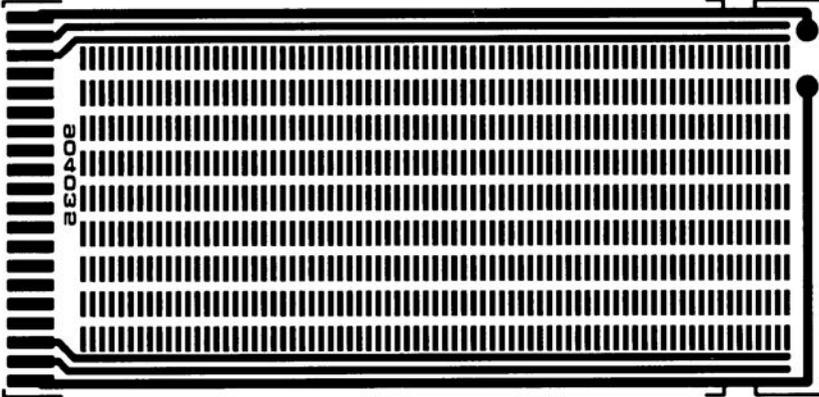
# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne

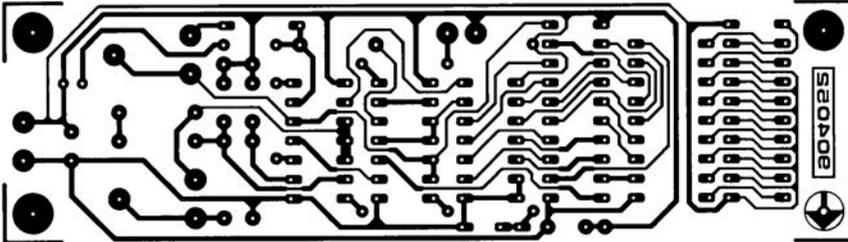


# SERVICE

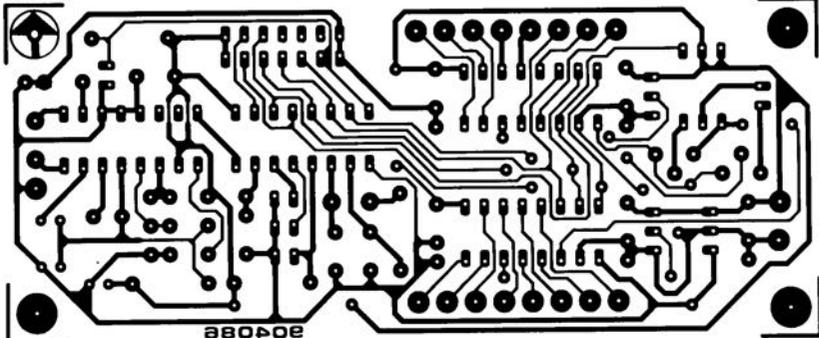
22



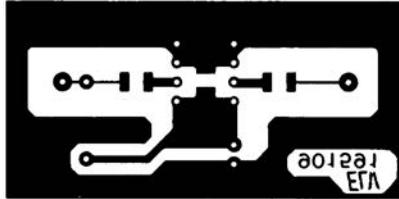
19



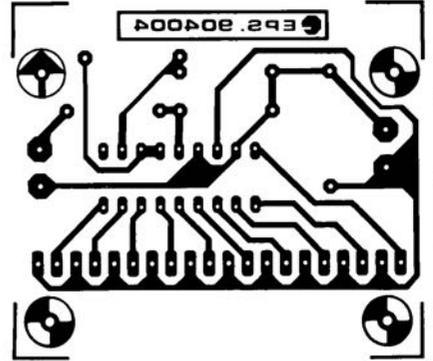
20



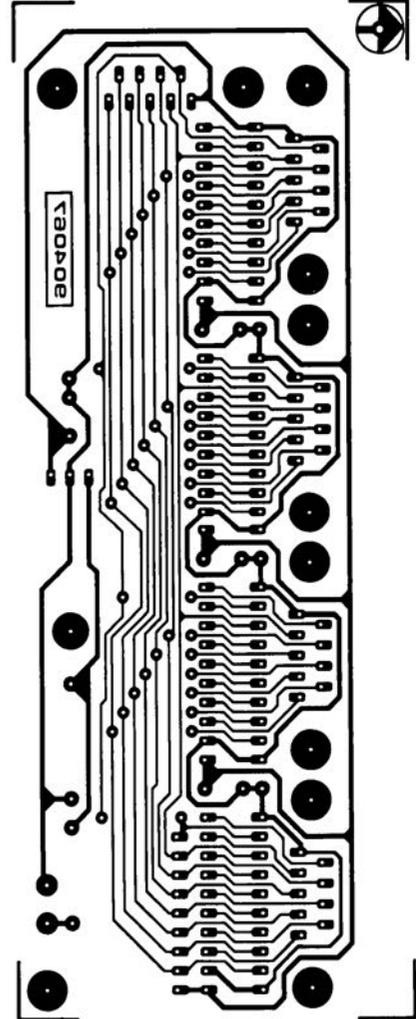
28



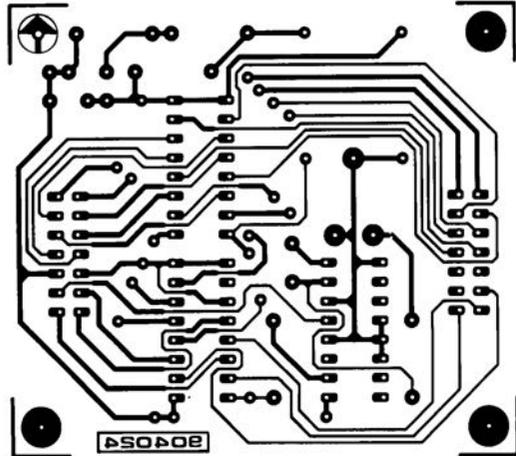
24



23



21





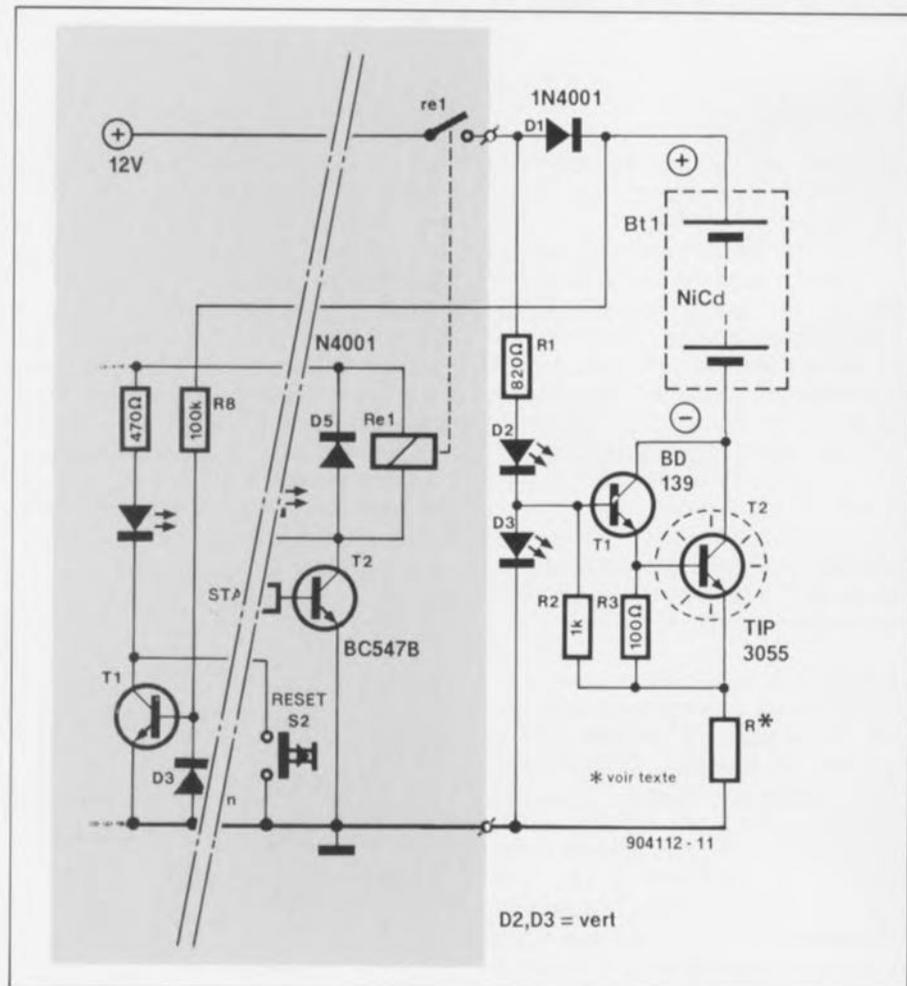
# SOURCE DE COURANT

D.Oberije

## POUR LE CHARGEUR CdNi DE POCHÉ

Pour être assuré que le courant de charge appliqué aux accumulateurs CdNi connectés au **chargeur CdNi de poche** décrit ailleurs dans ce numéro Hors-Gabarit, ait une valeur constante, il est possible de le doter d'une source de courant. Rien ne s'oppose à l'adjonction de ce circuit à n'importe quel autre chargeur, ne possédant pas encore de source de courant.

Le principe de ce circuit est relativement simple. À l'aide de deux transistors (T1,T2) et d'une résistance (R3), on réalise un darlington, alimenté par une tension de base constante à travers une diode électroluminescente (LED), D3. Aux bornes de la résistance R\*, prise dans la ligne de l'émetteur du darlington, on dispose également alors d'une tension constante. De ce fait, l'importance du courant de charge est fonction de la valeur de la résistance R\*. La LED D3, source de la tension de référence, reçoit son courant à travers la résistance R1. Une seconde LED, D2, prise en série avec R1 indique par son illumination, le raccordement correct des accumulateurs à charger. Si vous envisagez l'adjonction de ce circuit au chargeur pour accumulateurs CdNi de poche évoqué plus haut, il est inutile d'implanter la LED D2 puisque le chargeur comporte déjà une indication visuelle de la correction de la polarité. Une très simple formule suffit à calculer la valeur à attribuer à la résistance R :



$$R = \frac{0,7}{\text{courant de charge}}$$

Il est primordial cependant de prendre en compte la dissipation de cette résistance:  $R = I^2 \cdot R$ .

Nous vous recommandons de doter le

transistor T2 d'un radiateur dont les caractéristiques (dimensions et résistance thermique) sont fonction, d'une part du nombre d'accumulateurs CdNi connectés en série et, d'autre part, de la taille du courant de charge qui y circule.



# CONVERTISSEUR FRÉQUENCE/TENSION

Le TSC9402 de Teledyne Semiconductor est un circuit intégré aux caractéristiques fort intéressantes. Il est

capable, non seulement de convertir des tensions en fréquences, mais aussi d'effectuer le traitement inverse.

Il est possible ainsi de réaliser très simplement un convertisseur fréquence/tension que l'on pourra monter en

amont d'un multimètre et que l'on utilisera pour mesurer des fréquences (pas trop élevées, S.V.P.).

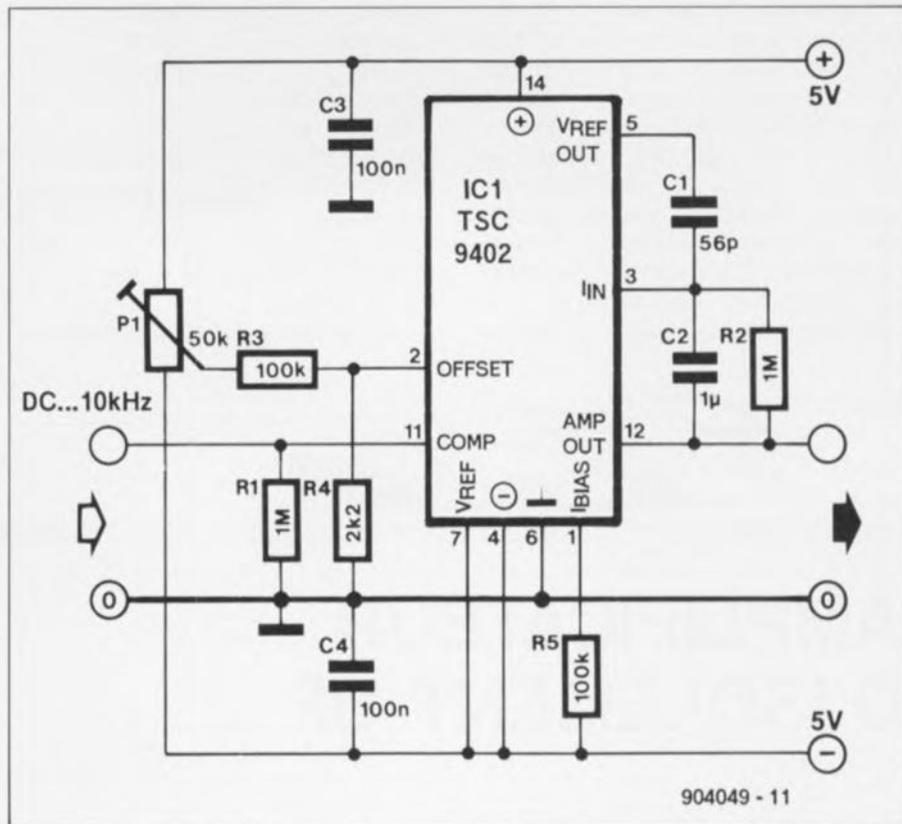
Un coup d'oeil au schéma permet de se rendre compte que le nombre de composants nécessaires est ridiculement faible. Le circuit a en outre "l'avantage" de ne présenter qu'un unique point de réglage auquel on fera appel pour ajuster le point central du calibre de mesure (ou encore pour choisir la partie la plus fréquemment utilisée de la plage de mesure).

La tension continue proportionnelle à la fréquence disponible à la sortie (broche 12) comporte des impulsions résiduelles pouvant atteindre jusqu'à quelque 0,7 V. Si ces pics de tension ont une influence néfaste sur le multimètre connecté au circuit, on pourra les éliminer par la mise en place d'un petit réseau RC.

La tension de sortie  $U_{out}$  est fonction de la tension de référence  $U_{ref}$  et de la fréquence d'entrée  $F_{in}$ . La formule suivante permet de calculer la tension de sortie:

$$U_{out} = U_{ref} \cdot (C1 + 12 \text{ pF}) \cdot R2 \cdot f_{in}.$$

On pourra utiliser le résultat de cette équation comme valeur de référence, sachant qu'en pratique une capacité



interne de 12 pF n'est que très rarement atteinte.

La plage des fréquences battues par ce montage va du courant continu à quelque 10 kHz. A la fréquence la

plus élevée, la sortie fournit, d'après la formule, une tension de 3,4 V.

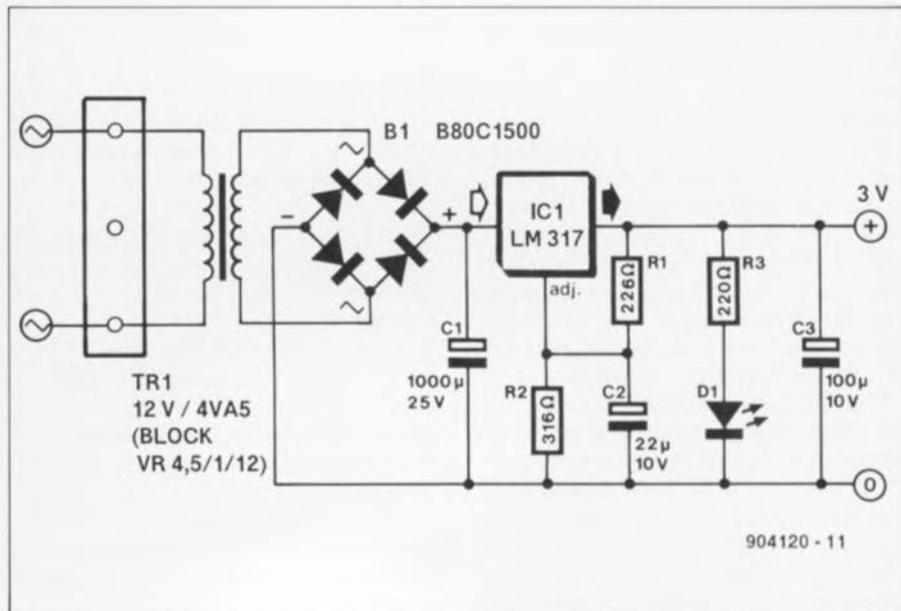
La consommation de courant est inférieure à 1 mA.



# ALIMENTATION 3 V POUR BALADEUR

La grande majorité des récepteurs radio et des lecteurs de cassettes portatifs (les "baladeurs") nécessite une tension de 3 V fournie, en règle générale, par deux piles de 1,5 V. Lors d'une utilisation "in situ" (immobile) d'un tel appareil – au bureau par exemple – il est préférable, des points de vue du coût et de la protection de l'environnement, de renoncer aux piles et de faire appel à un petit module d'alimentation secteur. A cet effet, nous proposons un montage minuscule qui, en raison du faible nombre de composants nécessaires, pourra éventuellement être incorporé dans le compartiment des piles, à l'exception du transformateur bien entendu.

Les résistances R1 et R2 fixent la tension de sortie de IC1, un régulateur de tension du type LM317 (inutile de vous le présenter) à une valeur de 3 V.



Le condensateur C2 sert au découplage tandis que C3 effectue un filtrage additionnel. La LED D1 remplit deux fonctions: par son illumination elle visualise l'état de fonctionnement du montage; elle constitue en outre la charge de base indispensable au régulateur pour en garantir le fonctionnement correct. La présence de cette diode électroluminescente est absolument nécessaire si l'on veut éviter que la tension à vide du

transformateur ne puisse grimper à une valeur trop importante.

La puissance de 4VA5 du transformateur (un BLOCK\* VR 4,5/1/12 par exemple) peut sembler, à première vue, légèrement hors de proportion. Il n'est pas mauvais de se souvenir que les lecteurs de cassettes ou de disques audio-numériques ont besoin d'un courant initial de démarrage assez important.

Avant de connecter cette alimentation

à votre baladeur il faudra vérifier sa tension de sortie. Il n'est jamais exclu qu'un circuit (intégré) soit défectueux, n'est-ce pas ?

*\* BLOCK est représenté en France par TRADELEC, 12 rue Saint Merri, 75004 Paris et en Belgique par HALELECTRONICS, Oudstrijdersplein 6, B 1500 Halle.*

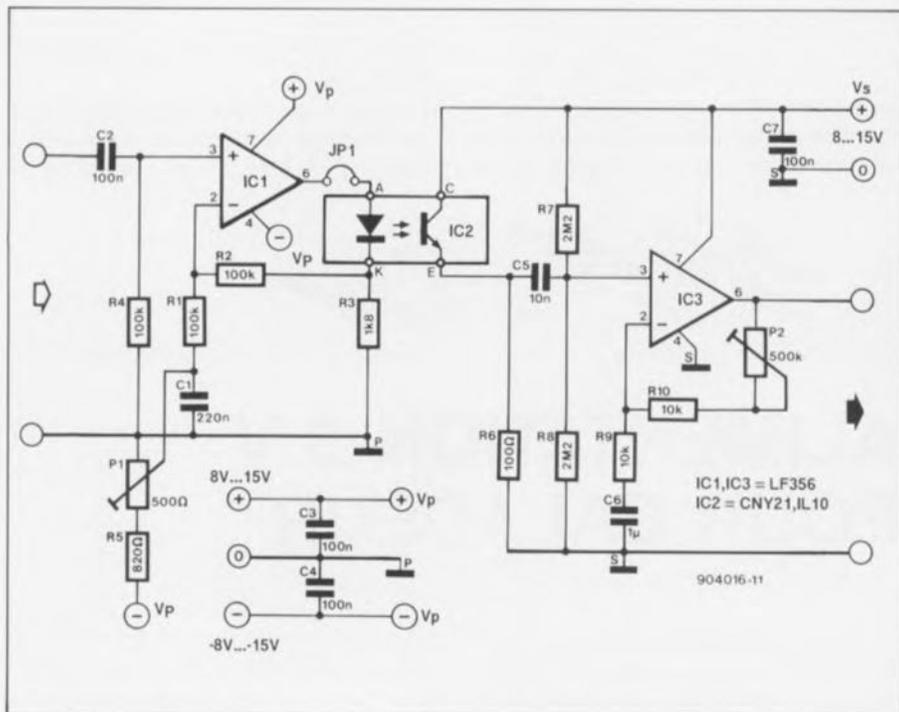


# AMPLIFICATEUR D'ISOLEMENT BF

Cet amplificateur d'isolement possède une bande passante allant de 40 Hz à 40 kHz, une distorsion inférieure à 1% à une tension de 70 mV<sub>eff</sub>/1 kHz. La consommation de courant de chacune des parties (primaire et secondaire) est inférieure à 10 mA. Le circuit respecte les normes de l'isolement en classe II.

Le composant important de ce circuit est un opto-coupleur qui assure l'isolement galvanique entre le primaire et le secondaire. La LED de cet opto-coupleur du type CNY21 (ou IL10) est commandée par l'amplificateur opérationnel IC1, un LM356. Comme la résistance de contre-réaction R2 est connectée en aval de la LED, la majeure partie de la distorsion engendrée par celle-ci est supprimée par l'amplificateur opérationnel.

La résistance ajustable P1 permet d'ajuster le courant de polarisation de la LED. Nous avons trouvé un compromis acceptable entre une consommation de courant raisonnable du montage et un niveau de distorsion relativement faible due à la non-linéarité, en optant pour un courant de polarisation de 1 mA. Le réglage en tension continue de la LED n'est pas l'unique facteur déterminant la distorsion totale. L'intensité du courant alternatif à travers la LED a également son mot à dire. Ceci explique que le primaire soit dimensionné de façon à ce qu'à une tension d'entrée de 70 mV<sub>eff</sub> (100 mV<sub>cc</sub>) le courant alternatif circulant par la LED soit approximativement égal à 10% du courant de polarisation. Une augmentation de la tension d'entrée entraîne une augmentation sensible de la distorsion,



de sorte qu'il est recommandé de se limiter à une tension d'entrée de 70 mV<sub>eff</sub> au maximum.

Deux formules permettent de déterminer les courants continu et alternatif circulant à travers la LED:

courant continu  

$$I_L = -U_{P1} \cdot (R_2 + R_3) / (R_1 \cdot R_3)$$
 ( $U_{P1}$  = tension au curseur de P1)

courant alternatif  

$$i_L = u_i \cdot (R_1 + R_2 + R_3) / (R_1 \cdot R_3)$$
 Pour effectuer le réglage du primaire il faudra substituer un milliampèremètre au pont de câblage JP1 et ajuster la position de P1 de manière à ce qu'il circule un courant de 1 mA à travers la LED.

Le signal reçu par le phototransistor intégré dans l'opto-coupleur est amplifié par un second LF356 dont on pourra ajuster le gain à l'aide de la résistance ajustable P2. Une fois terminé le réglage du courant à travers la LED, on recherchera la position de P2 donnant un gain total unitaire à l'amplificateur d'isolement.

Il faut au circuit deux alimentations distinctes, c'est-à-dire, soit deux transformateurs autonomes, soit un transformateur à deux enroulements secondaires parfaitement séparés. Le primaire nécessite une alimentation symétrique, le secondaire se contente lui d'une tension unique comprise entre 8 et 15 V.



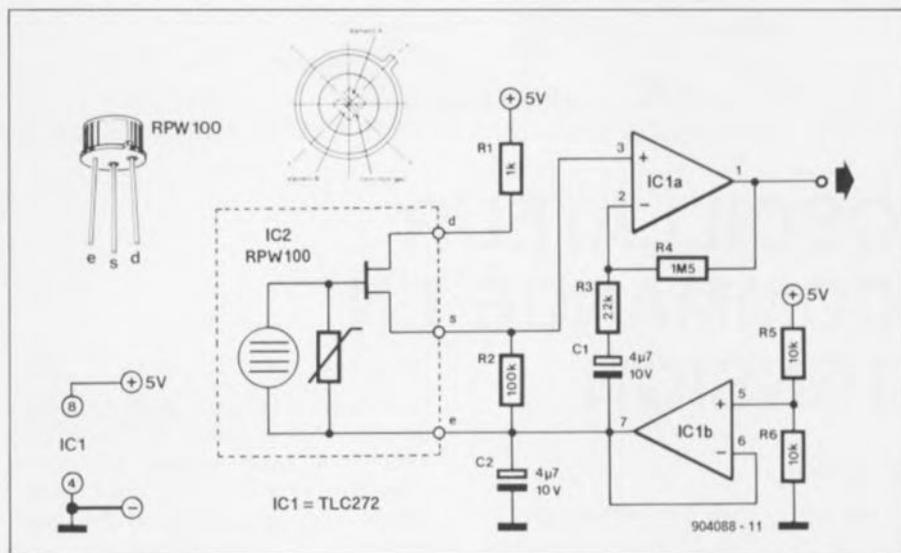
## DÉTECTEUR DE SENS DE PASSAGE

Tout le monde sait qu'en faisant appel à un détecteur (capteur) de rayonnement infrarouge (IR) il n'est pas sorcier de réaliser un détecteur de mouvement. Le type de capteur IR mis en oeuvre dans ce circuit (le RPW100 de Philips) est une variante qui permet en outre de détecter la **direction** du mouvement.

Le capteur est doté d'une surface semi-conductrice aux caractéristiques spécifiques, divisée en deux secteurs. Ceci permet de savoir si la source de chaleur approche de la gauche ou de la droite, ou encore si elle se trouve du côté gauche ou du côté droit du capteur par rapport à l'axe central. Le circuit est en fait assez simple: le circuit intégré IC1b fournit la tension symétrique nécessaire à l'alimentation du circuit. La broche S (source)

du capteur présente le signal de sortie qui est amplifié d'un facteur 70 à l'aide du circuit intégré IC1a. Au repos la tension de sortie est de 3,9 V.

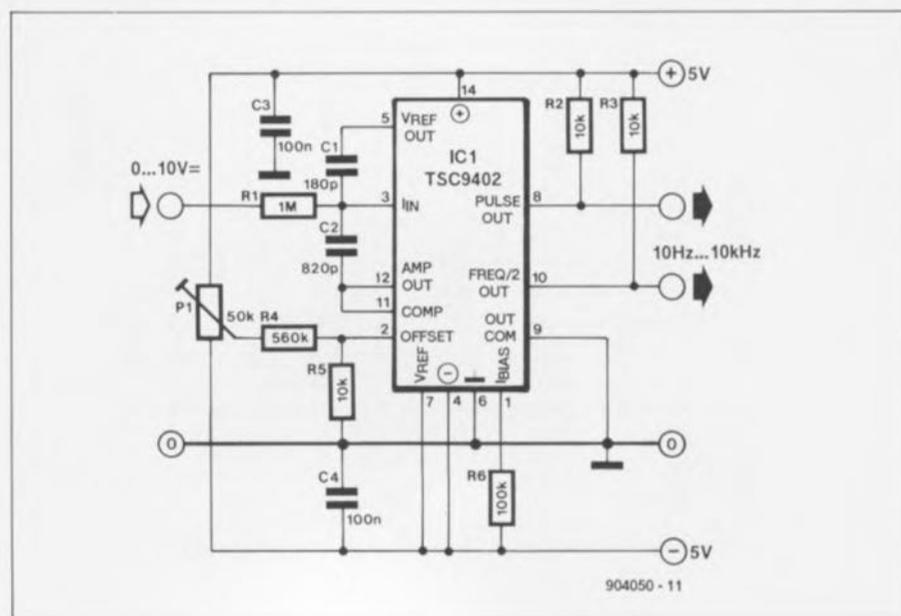
Si l'on veut pouvoir distinguer nettement la direction il faut disposer le capteur derrière une fente **unique**. On n'utilisera ni lentille ni filtre spécial. À une tension d'alimentation de 5 V, la consommation du circuit n'est que de quelques milliampères.



## CONVERTISSEUR TENSION/FRÉQUENCE

Que ferions-nous (et l'industrie surtout) sans l'existence de circuits intégrés spécialisés tel que le TSC9402 de Teledyne Semiconductor? ce composant permet de réaliser un convertisseur tension/fréquence simple et donc peu coûteux. Si l'on garde aux composants les valeurs proposées dans le schéma, le circuit convertit une tension d'entrée allant de 10 mV à 10 V en une fréquence allant elle de 10 Hz à 10 kHz. Le facteur de conversion est donc dans le cas présent de 1 kHz/V très précisément. Il est possible d'adopter un facteur de conversion différent en donnant à la résistance d'entrée une valeur différente. Contrairement à ce que l'on pourrait croire, ce circuit intégré ne convertit pas une tension, mais un courant en une fréquence de sortie. Le courant d'entrée maximal admissible est de

10  $\mu$ A; avec les valeurs de composants actuelles on atteint ce maximum pour une tension d'entrée de 10 V ( $10 \text{ V}/1 \text{ M}\Omega = 10 \mu\text{A}$ ). Le circuit possède deux sorties. On



dispose sur la broche 8 d'une tension impulsionnelle (en aiguille) dont la fréquence est déterminée par la tension d'entrée. En broche 10 on trouve un signal rectangulaire parfait dont la fréquence est très exactement égale à la moitié de la fréquence du signal présent en broche 8. Si l'on a besoin d'une tension rectangulaire il faudra opter pour cette seconde sortie.

L'étalonnage du circuit ne pose pas de problème. On branche un fréquencemètre à la broche 8 (de préférence

un instrument qui donne quelques chiffres après la virgule à 10 Hz) et l'on applique à l'entrée une tension continue de 10 mV très exactement. On joue alors sur la position de P1 jusqu'à ce que la fréquence lue sur le fréquencemètre soit de 10 Hz très précisément. La deuxième étape du réglage consiste à appliquer une tension de 10 V à l'entrée et à vérifier que l'on trouve bien une fréquence de 10 kHz en sortie. Si l'on n'a pas atteint cette fréquence, on pourra met-

tre un petit condensateur ajustable en parallèle sur C1. Une autre alternative consiste à remplacer R1 par une combinaison d'une résistance fixe (820 k $\Omega$ ) et d'un ajustable (250 k $\Omega$ ).

Ceux d'entre vous qui aiment expérimenter peuvent adapter le circuit à leurs exigences en résolvant l'équation ci-dessous:  $f_{\text{sor}} = | U_{\text{ent}} / (R1 \cdot U_{\text{ref}} \cdot (C1 + 12\text{pF})) |$ .

La tension de référence utilisée dans ce circuit est de -5,0 V.

# OSCILLATEUR COMMANDÉ EN TENSION

K. Rohwer

## À UN SEUL CIRCUIT INTÉGRÉ

Le circuit proposé ici est un oscillateur sinusoïdal dont la fréquence de sortie est réglée à l'aide d'une tension continue. Nous nous sommes efforcés à réaliser ce circuit en limitant le nombre de composants au strict indispensable.

Si l'amplitude est inférieure à  $10 V_{cc}$ , le taux de distorsion est inférieur à 1%. Un réglage de la tension de sortie à  $1 V_{cc}$ , par action sur le potentiomètre

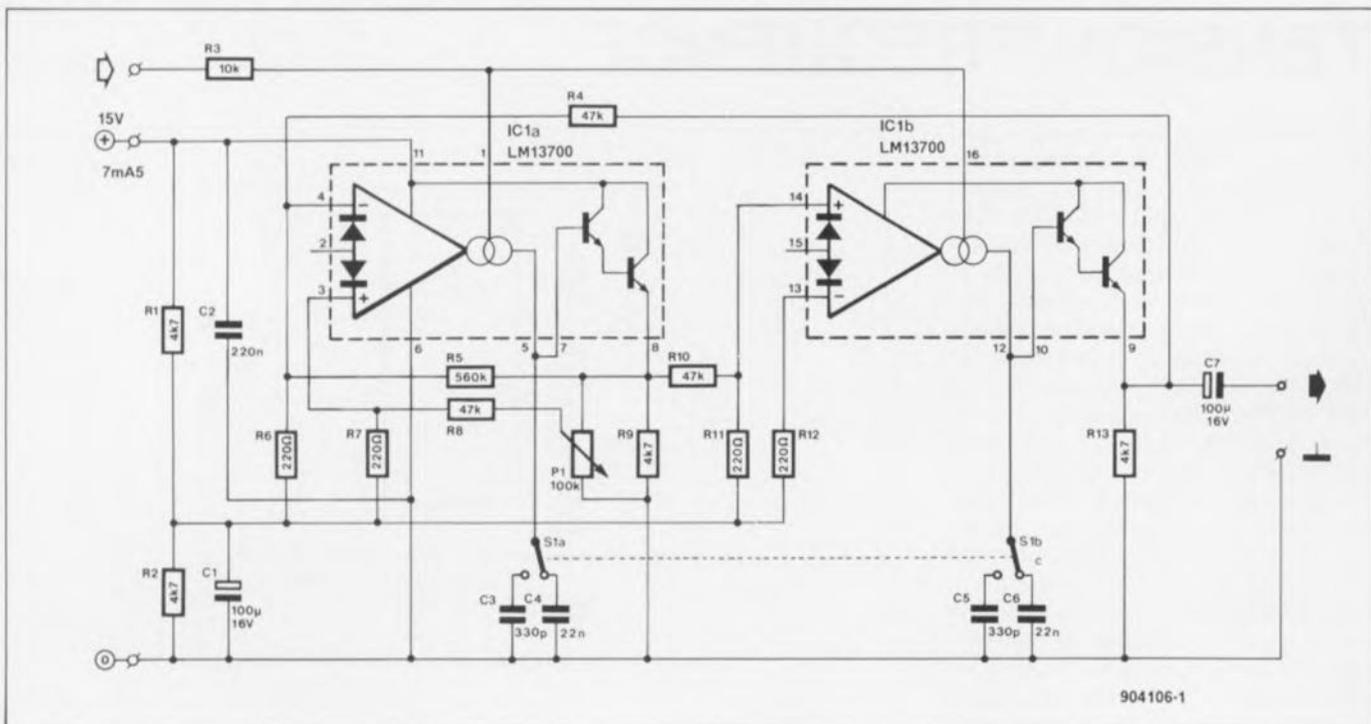
P1, entraîne la diminution du taux de distorsion à moins de 0,1%. Une tension de sortie encore plus faible entraînera une diminution de la stabilité de l'oscillateur et le rendra relativement sensible aux variations de la température.

L'oscillateur comporte deux étages amplificateurs, réalisés à l'aide d'amplificateurs opérationnels à transconductance (*OTA = Operational Transconductance Amplifier*). Puisque ces deux étages sont intégrés dans un seul circuit, on pourra prendre en parallèle les deux entrées AMP-BIAS (broches 1 et 16). Ces deux entrées déterminent l'importance du courant

de sortie (broches 5 et 12); sa valeur maximale est de 0,75 mA. Le commutateur S1 permet de choisir une des deux plages de fréquence que connaît ce circuit. La première plage, fixée à l'aide des condensateurs C4 et C6, s'étend de 6,7 Hz à 400 Hz. La seconde, définie par les condensateurs C3 et C5, va de 400 Hz à 23,8 kHz. La tension de commande,  $U_c$ , peut varier entre 1,34 V et 15 V.

Il est possible qu'un changement de fréquence effectué à l'aide de la tension de commande  $U_c$  se traduise par une distorsion du signal de sortie lorsque P1 est réglé à un niveau fixe. La fréquence de sortie dépend de la tension d'alimentation et de la position du curseur de P1.

À une tension de commande de 15 V, le courant de commande prendra une valeur entre 5 mA et 7,5 mA.

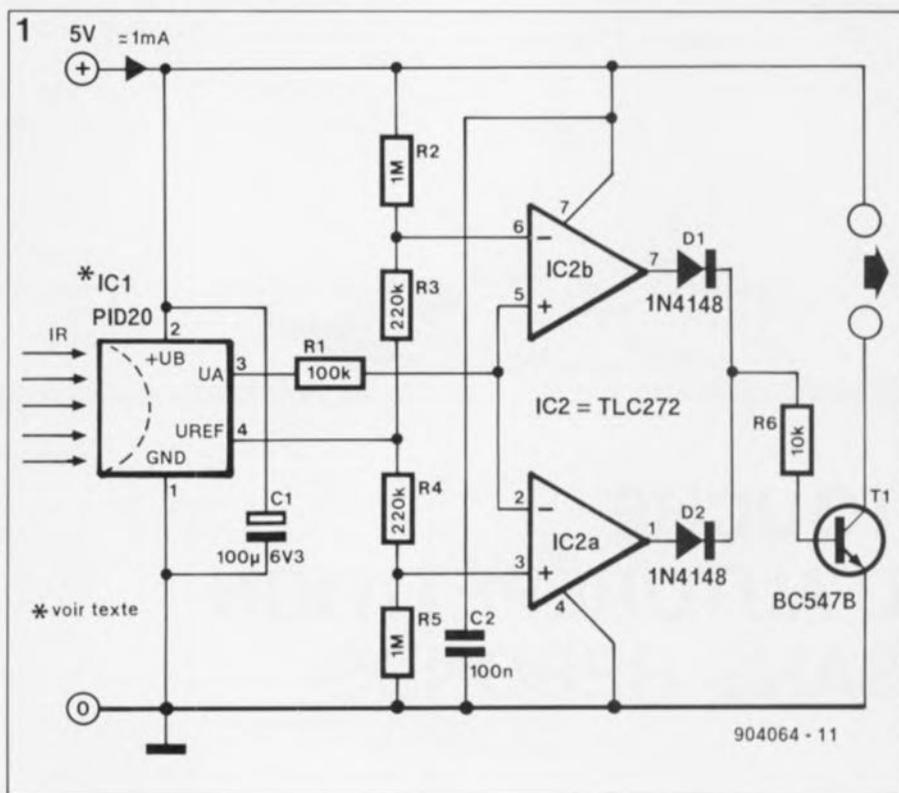




# DÉTECTEUR IR PASSIF

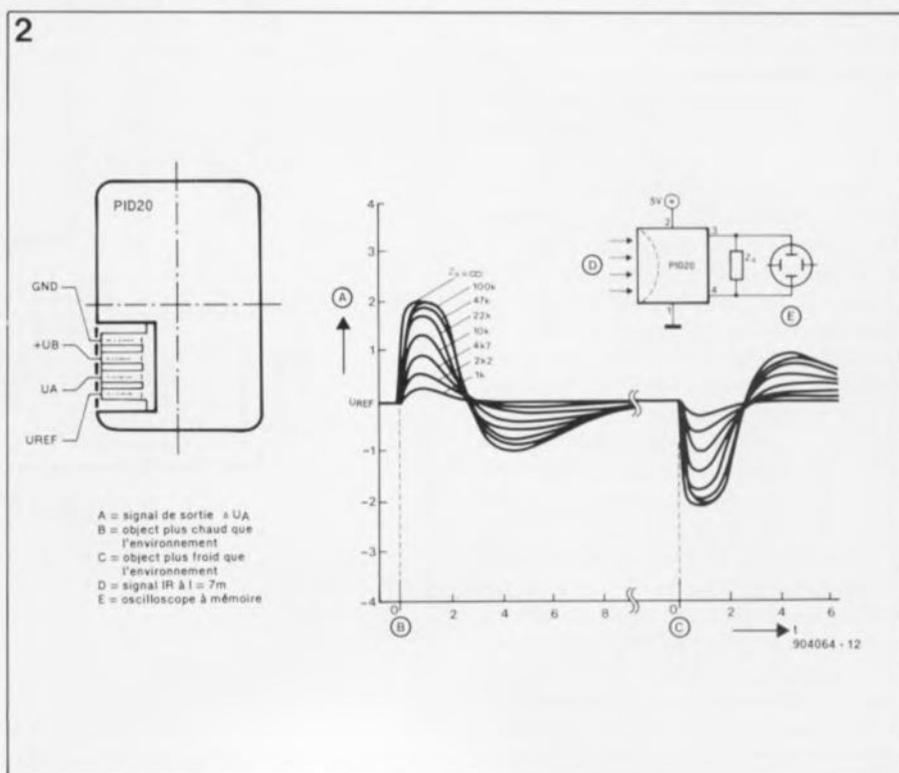
Est-il nécessaire de présenter, au fidèle lecteur d'Elektor que vous êtes, le PID 20. Ce module de Siemens est un détecteur passif de rayonnement infrarouge (IR) qui convertit un rayonnement thermique en impulsions électriques. Il suffit de deux amplificateurs opérationnels et de quelques composants discrets pour réaliser un circuit qui visualise la détection d'un objet (à sang chaud, même Dracula) par le PID 20.

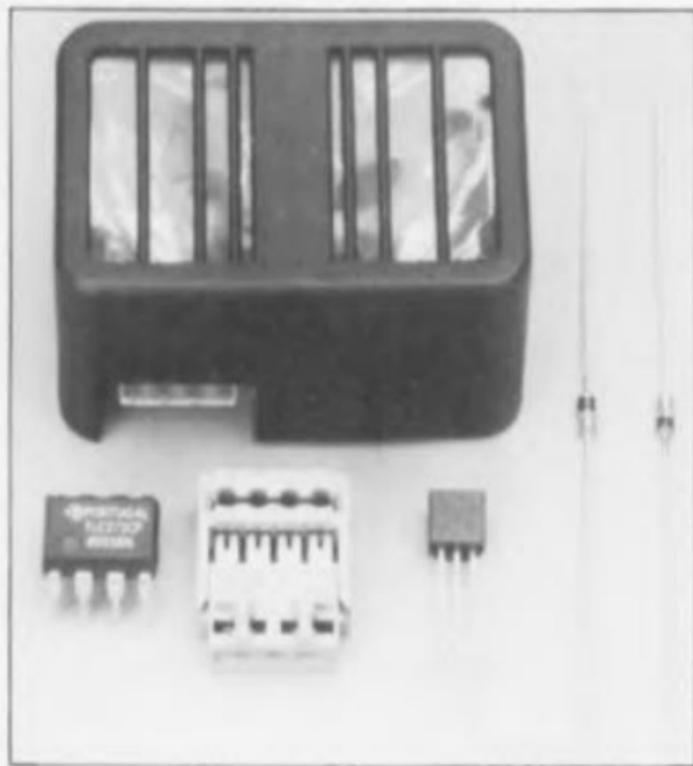
L'importance du signal de sortie du PID 20 est fonction de la charge à ses sorties. La **figure 2** montre un graphique qui donne les différentes tailles du signal de sortie à des charges allant de 1 k $\Omega$  à l'infini. Il est clair qu'il faudra connecter aux sorties une charge d'impédance relativement élevée pour avoir un signal de sortie digne de ce nom. Ici, voir le schéma de la **figure 1**, la charge appliquée aux broches 3 et 4 est de 100 k $\Omega$  (la résistance R1 pour la broche 3 et les résistances parallèles R3/R4 pour la broche 4). Le signal de sortie, présent à la broche 3, est comparé à une tension de référence égale à  $U_B / 2$ , dérivée de la tension d'alimentation de 5 V à l'aide des résistances R2 à R5. A l'approche d'un "sujet" de température supérieure à la température ambiante, la tension de sortie augmente. Il en va de même si un objet de température inférieure à la température ambiante (un AHN\* par exemple) s'éloigne du capteur. Dans la situation inverse, c'est-à-dire celle où un objet de température inférieure s'approche, ou un objet de température supérieure à la température ambiante s'éloigne, la tension de sortie,  $U_A$ , diminue. Les oscillations qui s'amortissent progressivement, nées d'un changement d'état du circuit et parfaitement visibles en figure 2, constituent une caractéristique typique de ce détecteur. L'apparition brusque d'un objet de température élevée commence par entraîner une augmentation de la tension de sortie. Ensuite, au bout de quelques secondes, la tension de sortie retombe brusquement à un point tel qu'elle peut même être négative par rapport à la tension de référence. Il faudra tenir compte de ce comportement spécifique lors de la réalisation d'une application pratique utilisant ce détecteur.



Les variations de la tension de sortie du module sont comparées, à l'aide du comparateur double (IC2a et IC2b) du type TLC272 (Texas Instruments),

à deux niveaux de tension qui sont respectivement supérieur et inférieur de 0,5 V à la tension de référence. Selon le niveau détecté, l'un des com-





parateurs change d'état produisant l'entrée en conduction du transistor T1. On pourra utiliser ce transistor pour commander un relais (dont la consommation ne devra pas dépasser 100 mA) par exemple. On pourra, le cas échéant, doter chacun des deux amplificateurs opérationnels intégrés dans le LM272 de son propre transistor (avec sa diode bien sûr), de sorte que l'on pourra déterminer si l'objet détecté produit un accroissement ou bien une diminution de température.

La consommation du circuit est de 1 mA environ dont 0,2 mA pour le dé-

tecteur. Il est possible de réduire encore cette consommation en choisissant un TLC272L2 plutôt qu'un simple TLC272.

On notera que le module PID 20 est connecté par l'intermédiaire d'un connecteur spécifique (disponible en deux versions selon la section des câbles de liaison)!

AHN\*: vous aurez sans doute reconnu dans cette abréviation cryptique un Abominable Homme des Neiges, un Yéti quoi!

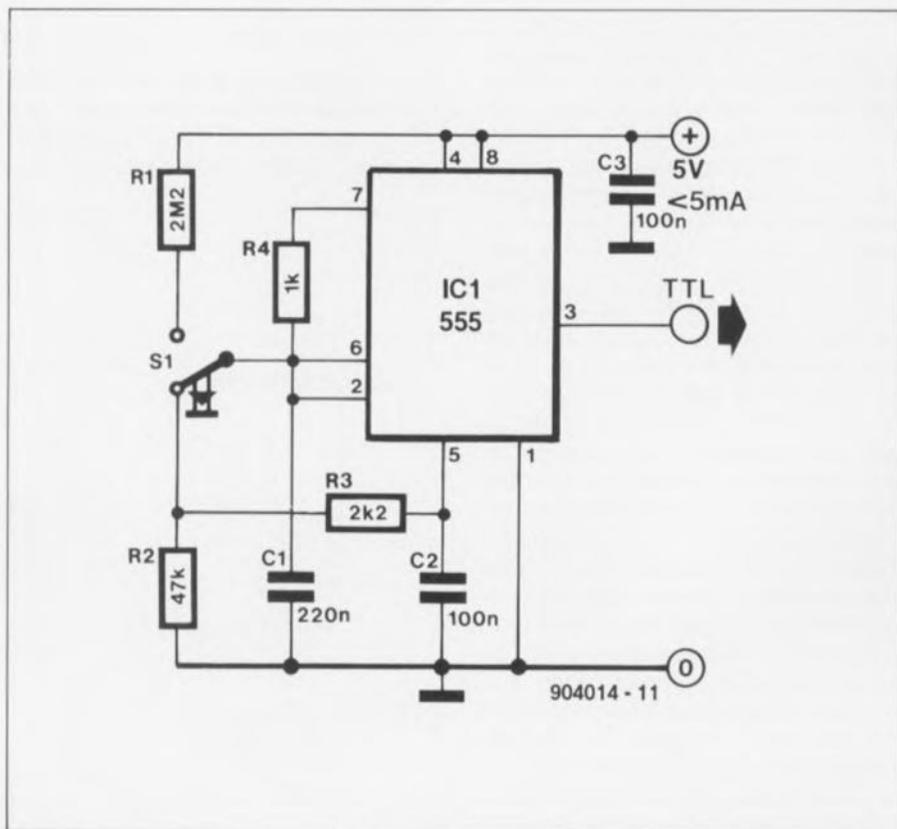


# TOUCHE D'AUTORÉPÉTITION SANS REBONDS

B. Krien

Il n'est pas exceptionnel que l'on ait besoin, dans un circuit quelconque, d'une touche produisant des impulsions tant qu'on la maintient enfoncée. Le petit circuit proposé ici, basé sur un temporisateur du type 555 remplit très exactement la fonction indiquée et cela sans connaître de problème de rebond. A la sortie du 555 on dispose d'un signal compatible TTL.

On applique à la broche 5 de IC1 une tension égale à  $2/3$  de  $U_b$ , la tension d'alimentation. Au repos (en l'absence d'action sur la touche) le condensateur C1 se charge à travers le diviseur de tension constitué par les résistances R2 et R3 et ce jusqu'à atteindre une tension légèrement inférieure à celle présente à la broche 5, niveau de tension qui se situe légèrement en-dessous de la tension de seuil (ou de déclenchement) supérieure (égale à  $2/3$  de  $U_b$ ). En cas d'action sur la touche, C1 se charge rapidement à travers R1 jusqu'à atteindre la tension de déclenchement et le temporisateur produit une impulsion. Au même instant, le condensateur se décharge par l'intermédiaire de R4. Tant que la pression sur la touche est maintenue, le circuit travaille



en multivibrateur astable et produit des impulsions. Dès que l'action sur la touche cesse, le condensateur se recharge rapidement jusqu'à une ten-

sion qui se trouve légèrement en-dessous de la tension de basculement.



## TESTEUR DE PILE

En tant qu'électronicien émérite, vous voulez savoir, bien entendu, quelle est très exactement la résistance interne d'une pile. Il existe, en quantité industrielle, des testeurs qui fournissent une indication de l'état de la pile, sous la forme de qualificatifs globaux de "bon", "moyen" et "mauvais". Beaucoup plus rares sont au contraire les appareils qui indiquent, en ohms, la résistance interne de la pile concernée. Ce circuit-ci possède – en principe du moins – cette caractéristique technique fort intéressante.

Son fonctionnement repose sur le principe suivant: en appliquant à la pile un courant non constant, il naît aux bornes de la résistance interne de celle-ci une tension, qui présente une composante alternative que l'on peut retrouver également dans la tension à vide présente à ses bornes. À une variation de courant de taille constante, cette composante alternative est directement proportionnelle à la résistance interne de la pile. En choisissant judicieusement la variation de courant de charge, il est possible de visualiser directement – par l'intermédiaire d'un galvanomètre pour tension alternative – la valeur de la résistance interne de la pile. Les fluctuations du courant de charge sont générées à l'aide du transistor T1, une source de courant constant, qui est mise en et hors-fonction par un générateur de signaux rectangulaires, IC1. Comme la fréquence de commutation adoptée est de 50 Hz, rien ne s'oppose à l'utilisation d'un contrôleur universel, un multimètre à galvanomètre

à bobine mobile, pour visualiser la composante alternative.

La résistance R8, prise en parallèle sur les bornes de la pile, constitue une charge permanente. Pour des piles de 1,5 V, la valeur de R8 doit être 15 Ω. Le contrôleur universel positionné en calibre tension alternative est lui aussi pris en parallèle sur les bornes de la pile.

La valeur affichée par le contrôleur universel, multipliée par 10, représente la résistance interne de la pile. Si par hasard la pile était complètement épuisée – ou encore que la pile d'alimentation du montage lui-même est vide – il ne circule plus de courant et l'aiguille du contrôleur restera à 0. Dans ces conditions, vous pourriez avoir l'impression d'avoir trouvé la pile idéale, celle qui aurait une résistance interne de 0 Ω. Hélas, l'extinction de la LED D1 vous indique clairement qu'il s'agit d'une pile épuisée. Pour vous assurer qu'elle est réellement "à plat", vous pourrez mesurer la tension continue présente à ses bornes. Lors de ce test il faudra connecter le testeur à la pile, pour laquelle il constituera une charge, vous évitant ainsi de mesurer la tension aux bornes "à vide" (ou encore en "circuit ouvert"). Il peut se faire que même des piles épuisées présentent à leurs bornes une tension "à vide" de 1,5 V !

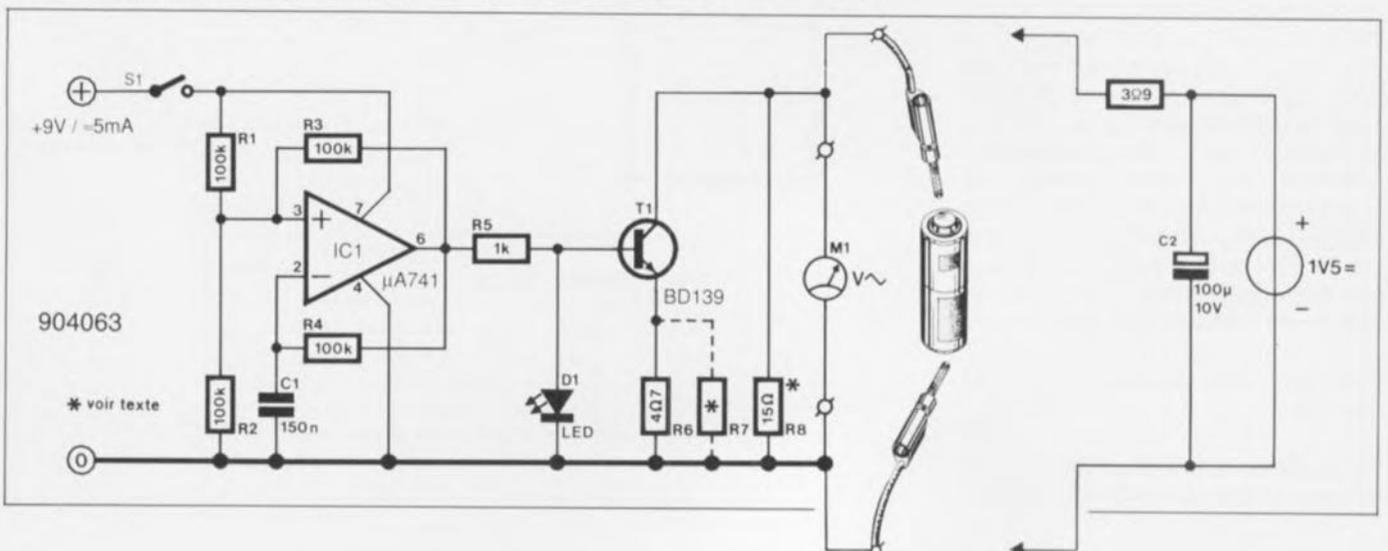
Le petit circuit additionnel de la partie droite du schéma sert à l'étalonnage du testeur. Son alimentation associée au condensateur électrochimique C2 constitue une source de courant presque idéale, la résistance de 3Ω9 repré-



sente la résistance interne. Après avoir connecté cette "pile" au testeur il faudra trouver la valeur convenable à donner à la résistance R7. Lorsque l'aiguille du contrôleur universel indique 0,39 V très précisément, vous avez trouvé la bonne valeur à attribuer à R7.

**Attention:** ce processus d'étalonnage n'est pas compatible avec n'importe quel principe de mesure. De ce fait vous ne pouvez pas, avec ce circuit, substituer au galvanomètre à bobine mobile du contrôleur, un multimètre à affichage numérique par exemple.

Le circuit tel qu'il est présenté dans le schéma est destiné au test de piles de 1,5 V. La charge appliquée est relativement importante: quelque 100 mA par la résistance R8 et 170 mA environ par le transistor T1. Ce sont des valeurs trop élevées pour une pile de 9 V par exemple. Si vous désirez tester ce type de piles il faudra diminuer le courant de charge en augmentant la valeur des résistances R6 à R8.



# LE TORT

## alimentation de puissance 10 A

Elektor n°144, juin 1990, page 19

Le paragraphe consacré à la réalisation comporte une double erreur. À la fin de la 1ère colonne il faut lire: . . . de la sortie négative, la connexion des points "++" sur la platine 1 à l'embase de la sortie positive et celle du pôle positif de C1 et C2 aux contacts "++" du 1er circuit imprimé (le grand).

Le plan de câblage de la figure 8 est bon. Il faut mettre du câble de section importante entre:

- le (-) de C1 et C2 et la borne négative de la face avant,
- le (+) de C1 et C2 et la borne "++" du circuit imprimé,
- le (+) du circuit imprimé et la borne positive de la face avant.

Le dessin de la figure 6 comporte une petite erreur que la plupart d'entre vous aurons rapidement corrigée: l'opto-coupleur n'est pas un TIC111, mais un TIL111.

## commutateur d'entrées audio à commande logique

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 84

Le transistor T3 et les résistances associées, R4 à R6 sont superflus. On omettra de les implanter. Il faudra poser un pont de câblage sur la platine entre le collecteur de T3 et l'extrémité de R4 la plus éloignée de ce transistor. On relie ainsi directement l'entrée de remise à zéro des bascules à la sortie OUT8. La combinaison D11/R17 associée au relais Re8

remplit la fonction de résistance de forçage.

Il faudra en outre faire passer la valeur de C1 à 220 nF.

## testeur de pile

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 83

Une simple précision.

Il semblerait que certains multimètres soient capables de réagir à des tensions continues même s'ils se trouvent sur un calibre de tension alternative. Si tel est le cas chez vous, il faudra prendre un petit condensateur en série avec le multimètre.

## ohmmètre pour PC

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 95

Le programme de Pascal RGAME, le listing de droite de la page 95,

comporte une petite erreur:

La dernière instruction "WRITE" doit se terminer par les caractères suivants:

3,'K ');

On l'aura compris, il manque tout simplement 5 espaces.

## l'espion II

Elektor n°138, décembre 1989, page 26

L'entrée CLR (Clear) de IC3A a été mise à la masse; cette approche peut, dans certains cas, poser des problèmes de remise à zéro correcte du montage. Il suffit, pour supprimer cette connexion, d'interrompre la piste de masse allant vers la broche 3 de IC3. Cette broche sera ensuite (après avoir été libérée !!!) reliée à la broche 16 (+5 V) de ce même circuit intégré.



# COMMUTATEUR D'ENTRÉES AUDIO À COMMANDE LOGIQUE

Le montage que nous avons le plaisir et l'honneur de vous proposer ici permet une commutation propre (sans le moindre bruit de commutation) de huit entrées d'un préamplificateur; il permet en outre un contrôle post-enregistrement, une mise hors-fonction de la sortie Magnéto et Ligne; il peut en outre être étendu facilement au nombre de sorties requis, utilise si peu de composants que l'on pourrait, pour ainsi dire, réaliser un préamplificateur haut de gamme de la taille d'un auto-radio.

La **figure 1**, nous montre le "reste" du préampli, sous la forme d'un synoptique: 7 entrées Ligne classiques qui sont connectées au bus de transmission du signal via les relais Re1 à Re7; la sortie Magnéto commutable est reliée au bus de signal par l'intermédiaire du relais Re10. Le relais Re9 permet quant à lui de choisir la source du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur: il proviendra soit du bus de signal soit de l'entrée Magnéto. Le dernier relais, Re8, commute la sortie Ligne.

Sachant qu'il n'est pas question de devoir suivre dans le haut-parleur (ou l'enceinte) les commutations d'une source à l'autre sous la forme de bruits parasites, il faut que chaque changement d'entrée débute par la mise hors-fonction du relais de sortie Ligne, avant que n'ait lieu la commutation proprement dite et que l'on procède ensuite à la réactivation du relais Re8. Ce processus ne vaut pas pour les relais d'entrée et de sortie Magnéto: il faut dans ce cas particulier pouvoir faire une comparaison (contrôler) d'un signal avant et après enregistrement et de ce fait pouvoir basculer instantanément d'une position à l'autre. La sortie Ligne peut être mise hors-fonction seule; lors de la mise en fonction de l'appareil, elle est commutée avec un certain retard, tous les autres relais ne collent pas dans ce cas-là.

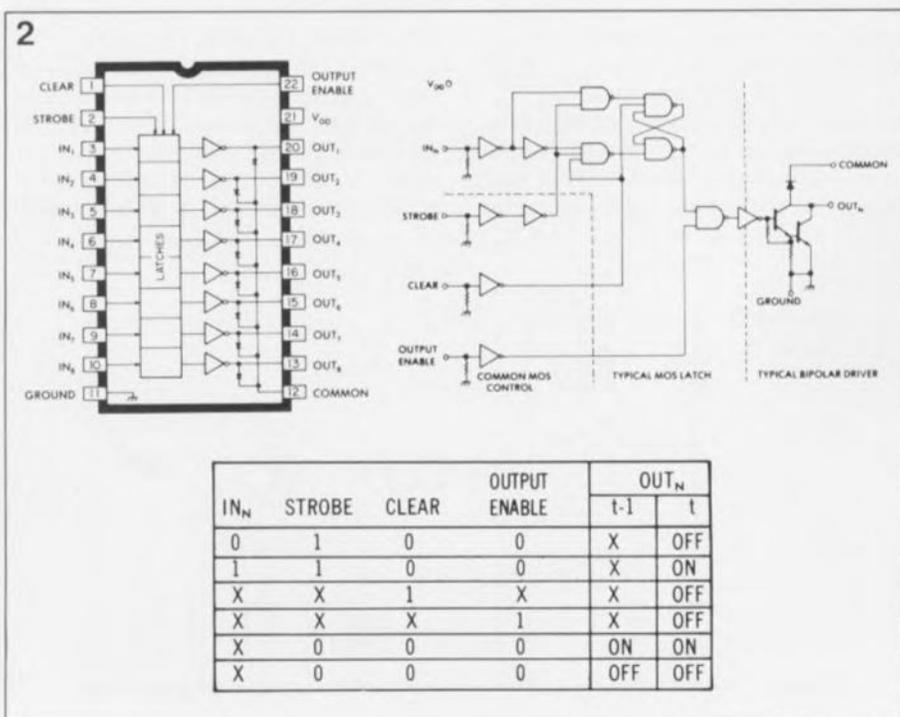
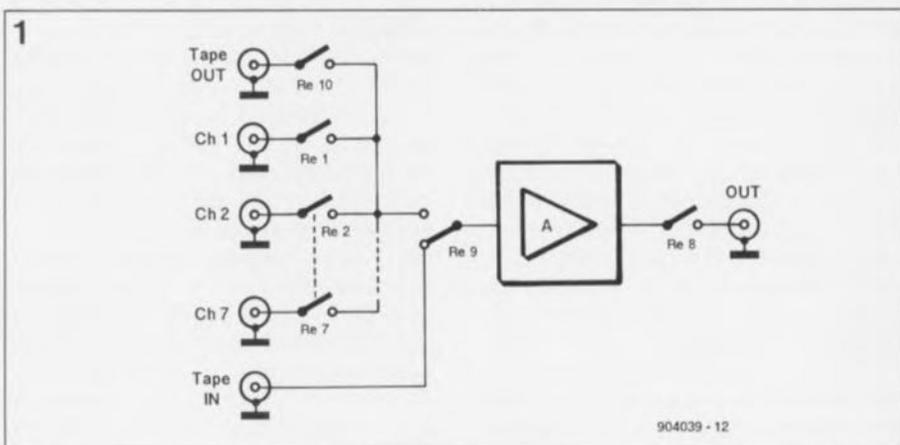
Tout ceci est possible grâce à l'utilisation d'un circuit de commande pour

microprocesseur, un UCN5801A (Sprague) quelque peu détourné de sa fonction originelle. Ce circuit intègre 8 verrous intermédiaires (*latches*) ayant chacun son entrée individuelle ( $IN_N$ ) et trois entrées communes (CLEAR, STROBE et OUTPUT ENABLE). À la sortie des verrous on trouve des drivers de puissance à darlington dotés de sorties à collecteur ouvert capables de fournir un courant pouvant atteindre jusqu'à 400 mA.

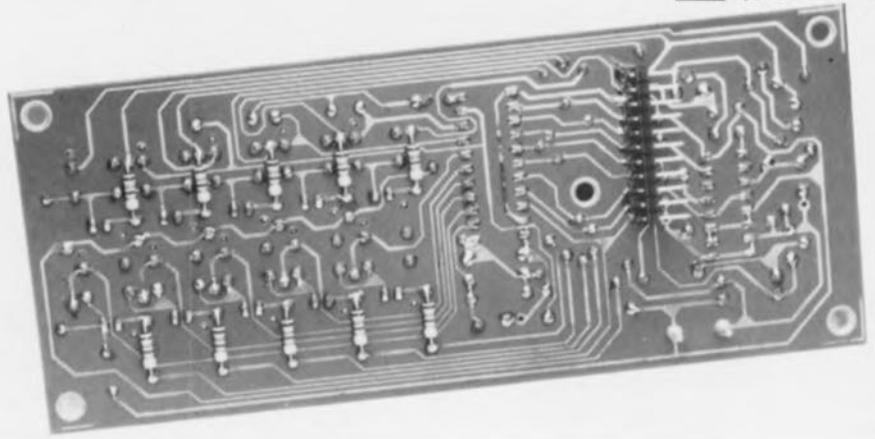
Toutes les entrées du circuit intégré comportent des résistances de forçage au niveau bas; les drivers de puissance sont quant à eux protégés par des diodes. Un coup d'oeil à la table de vérité et au synoptique de la structure interne représentés en **figure 2** permet de comprendre pourquoi il faut si peu de composants externes pour réaliser les fonctions de commutation requises.

Au repos, en l'absence de commutation de source de signal donc, toutes les entrées  $IN$  du UCN5801A sont mises à la masse par l'intermédiaire des résistances de forçage internes; il en va de même pour les lignes OUTPUT ENABLE et STROBE. CLEAR est elle reliée en permanence à la masse.

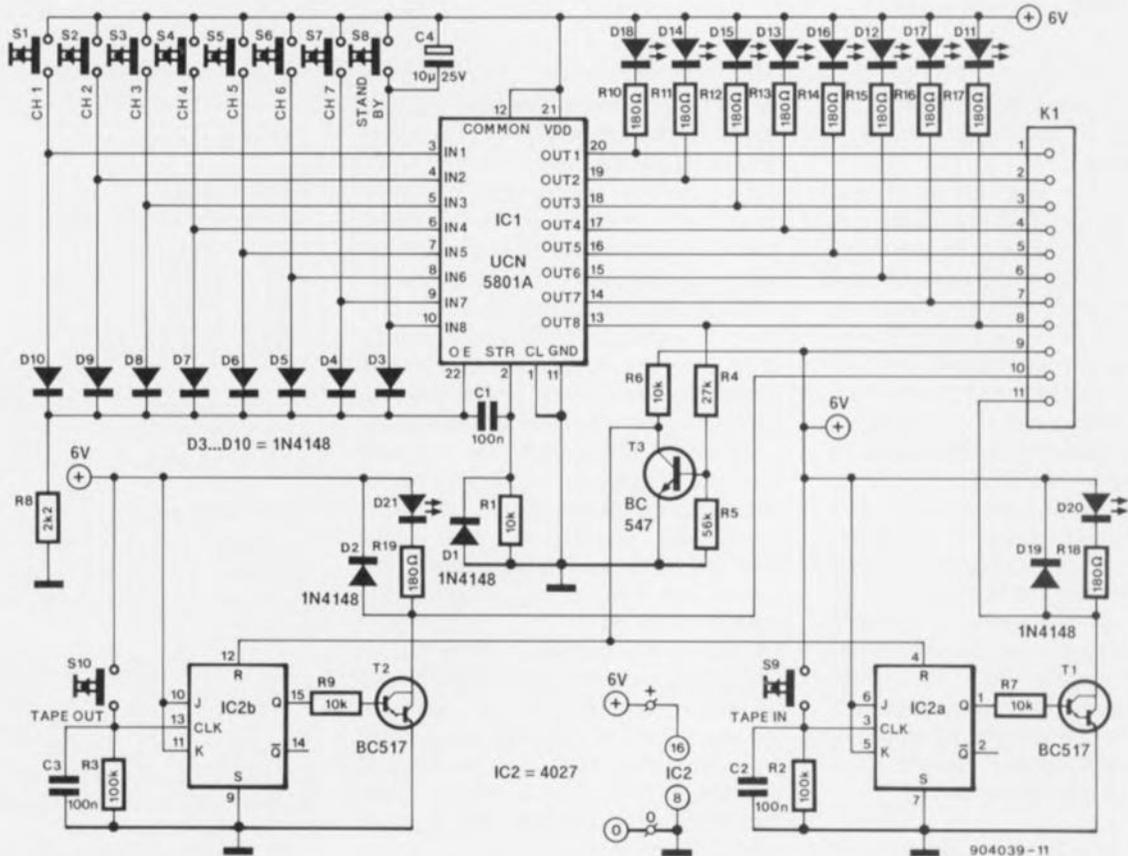
Lors d'une action sur l'une des tou-



ches S1 à S8 (**figure 3**) voici la séquence des événements: la ligne OUTPUT ENABLE est la première à passer au niveau haut par l'intermédiaire de la fonction OU que constituent les diodes D3 à D10 associées à la résistance R8 et aux résistances de forçage internes. Ce niveau désactive la porte NAND présente à chacune des sorties de verrouillage, de sorte que tous les drivers et, de ce fait, les relais qu'ils commandent (y compris LINE OUT) sont mis hors-fonction. Simultanément, la plage d'entrée du



3

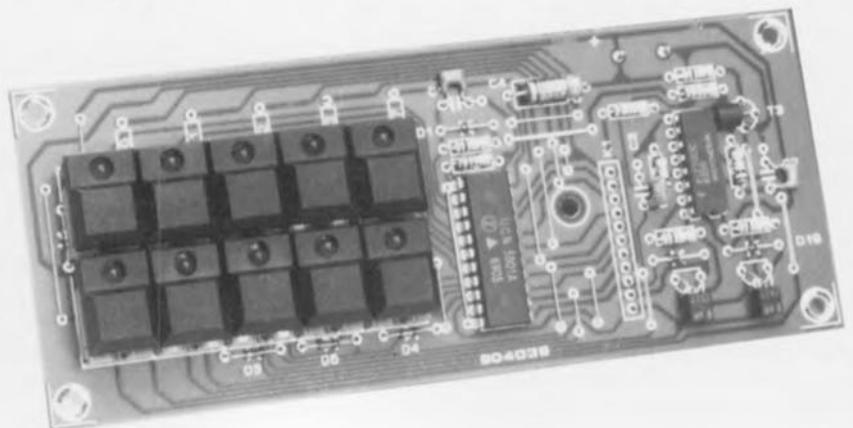


verrou correspondant à la touche actionnée (les deux inverseurs et les lignes correspondantes vers les deux portes NAND) change d'état logique et attend un "1" sur la ligne STROBE pour pouvoir stocker l'information d'entrée dans la bascule bistable — que constituent les portes NAND interconnectées. Sachant que la ligne STROBE doit toujours passer au niveau haut après la ligne OUTPUT ENABLE, on peut se contenter de produire, à l'aide du réseau RC R1/C1, une courte impulsion retardée.

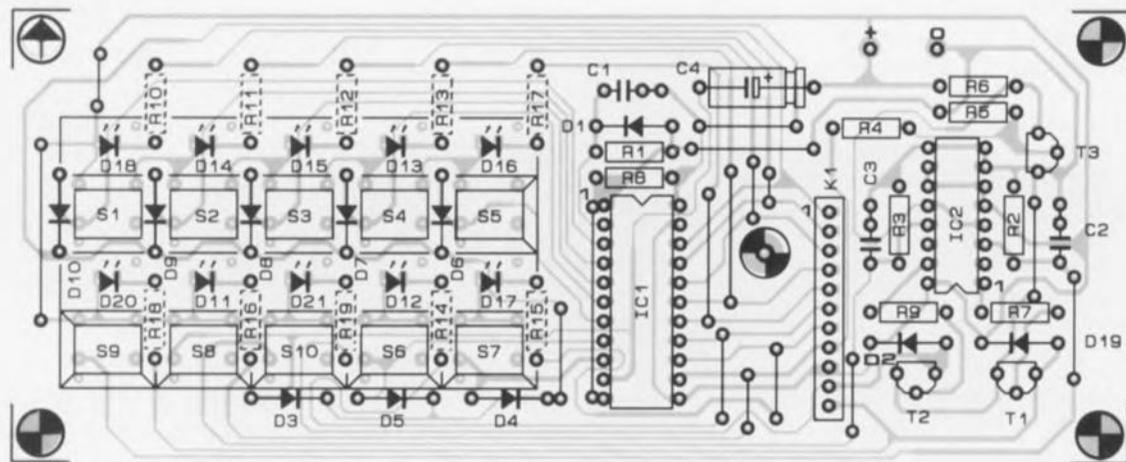
Dès que l'action sur la touche est relâchée, la porte NAND prise à la sortie du verrou transmet l'état logique du verrou au driver de puissance: le relais correspondant à la source de signal choisie colle. Dans les conditions définies par le schéma (avec D3), il faut actionner simultanément la tou-

che de sélection de source et la touche Stand By, sinon on aurait bien commutation du relais d'entrée mais pas réactivation du relais de sortie. Cette précaution indispensable, destinée à éviter des commutations imprévisibles, peut être omise si l'on

remplace D3 par un pont de câblage. Si l'on n'a que faire d'une possibilité de commutation marche/arrêt indépendante du relais de sortie, on pourra remplacer non pas D3, mais C4 par un pont de câblage. On perd dans ce cas-là le mode par défaut; après une



4



mise sous tension de l'appareil, le circuit prend un état logique parfaitement aléatoire.

Un mot au sujet de la diode D1 présente à l'entrée STROBE. Cette diode bloque toute tension négative qui pourrait naître lors du relâchement d'une touche et ne doit en aucun cas être oubliée. À la sortie du circuit intégré on découvre une rangée de LED avec résistance de limitation qui servent à visualiser quelle est l'entrée active. Ces LED sont intégrées dans les touches. Les relais Re9 et Re10 ne font pas partie des composants commutables par IC1. Leur commande est effectuée par deux bascules J-K (IC2) connectées de la façon identique; elles remplissent une fonction classique de commutation marche/arrêt pour les touches S9 et S10. Cette approche permet la commutation des relais pour la sortie enregistrement et pour l'entrée Magnéto, comme nous l'avons vu un peu plus haut.

Les impulsions d'entrée des touches arrivent, à travers le réseau RC R3/C3 (R2/C2), à l'entrée d'horloge (CLK) des bascules. Les connexions sont telles, SET (S) à la masse, RESET (R) également à la masse à travers T2, J et K (toutes deux à  $U_b$ ) que chaque flanc positif appliqué à l'entrée CLK produit un changement d'état de la sortie Q. R9, T2 et la diode de protection D2 (R7, T1 et D19 dans l'autre cas) constituent des étages de puissance pour les relais dont l'état (actif ou non) est visualisé à l'aide des deux LED dotées chacune de leur résistance de limitation de courant. Les deux sorties sont commutées à zéro, à travers l'inverseur constitué par T3, lorsque le relais LINE OUT est mis hors-fonction à l'aide de la touche Stand By.

La platine dont on retrouve la sérigraphie en **figure 4**, prend place directement derrière la face avant. Ses dimensions la destinent tout particuliè-

rement aux coffrets destinés aux cartes au format Europe. L'axe du potentiomètre passe à travers l'orifice percé dans la platine, à proximité immédiate de IC1. On veillera, en cas d'utilisation d'un potentiomètre à axe métallique à ce que celui-ci n'entre pas en contact avec les pistes de cuivre proches. L'implantation des composants et le montage de la platine lui-même n'appellent pas de remarques particulières, si ce n'est que l'on évitera de préférence l'utilisation de support pour IC1 et que l'on implantera les résistances de limitation des LED et le connecteur encartable côté pistes (voir les photos). Il faudra replier les pattes des transistors avant de les mettre en place.

La tension d'alimentation a été fixée à 6 V, valeur garantissant une commande fiable des relais 5 V. On notera que les deux circuits intégrés supportent sans broncher 15 V; si l'on adopte une valeur telle pour la tension d'alimentation, il ne faudra pas oublier d'adapter la valeur des résistances de limitation de courant des LED. Il ne faudra pas alimenter le montage par l'alimentation du préamplificateur si l'on ne veut pas risquer que des impulsions parasites de fréquence élevée ne puissent, lors d'une commutation, s'infiltrer, via la tension d'alimentation sur des lignes qui véhiculent un signal audio, ce qui se traduirait par des bruits gênants dans les haut-parleurs.

On pourra étendre à loisir ce montage. Si vous n'avez pas assez de 8 entrées, il faudra interconnecter, outre les lignes d'alimentation, les entrées STROBE et OUTPUT ENABLE de la première et de la seconde platine. Outre IC1, il suffira d'implanter les touches S1 à S8, les diodes D3 à D18 et les résistances R18 à R17. Tous les autres composants sont inutiles. Le sous-ensemble Stand by d'une platine d'extension fonctionne comme chacun des canaux additionnels.

**Liste des composants:**

Résistances:  
R1,R6,R7,R9 = 10 k $\Omega$   
R2,R3 = 100 k $\Omega$   
R4 = 27 k $\Omega$   
R5 = 56 k $\Omega$   
R8 = 2k $\Omega$   
R10 à R19 = 180  $\Omega$

Condensateurs:  
C1 à C3 = 100 nF  
C4 = 10  $\mu$ F/25 V

Semi-conducteurs:  
D1 à D10,D19 = 1N4148  
D11 à D18,D20,D21 = LED 3 mm  
(pour les touches contact "Digitast")  
T1,T2 = BC517  
T3 = BC547  
IC1 = UCN5801A (Sprague)  
IC2 = 4027

Divers:  
S1 à S10 = touche contact équipée d'une LED de 3 mm (telle que ITW 61-10304010)  
K1 = barrette autosécable mâle SIL en équerre à 11 contacts encartable

**Le mois prochain:**

Nous sommes en vacances...  
Vous avez du temps libre...  
Profitez-en pour contacter d'autres passionnés d'électronique sur le Forum des lecteurs grâce au Minitel d'Elektor.

Faites tout simplement

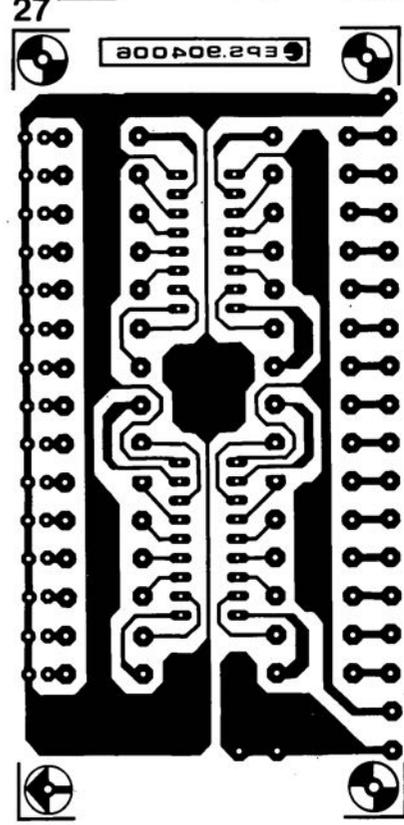
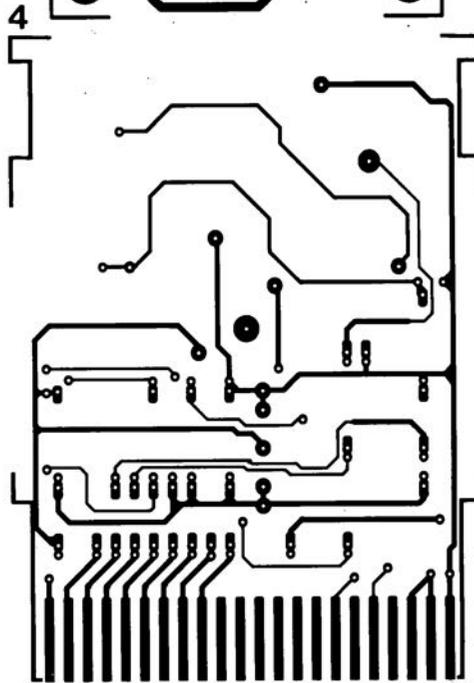
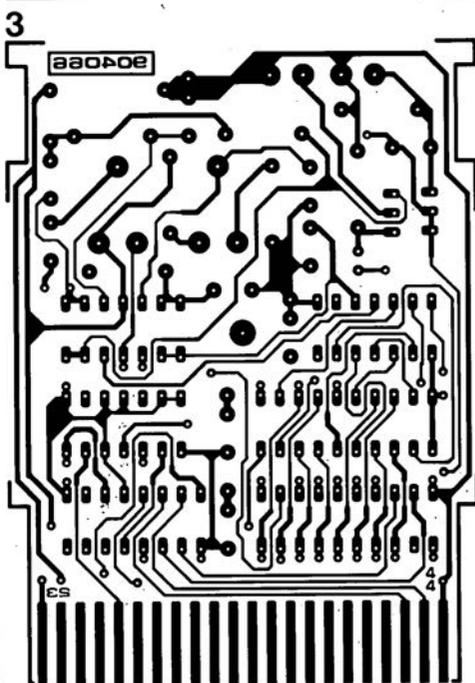
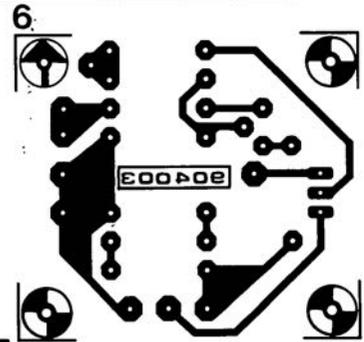
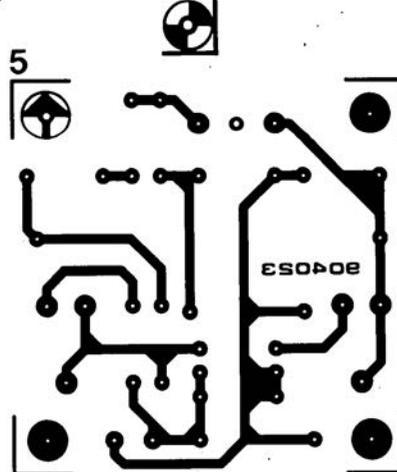
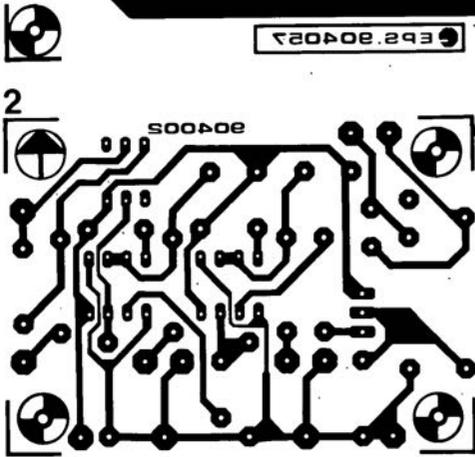
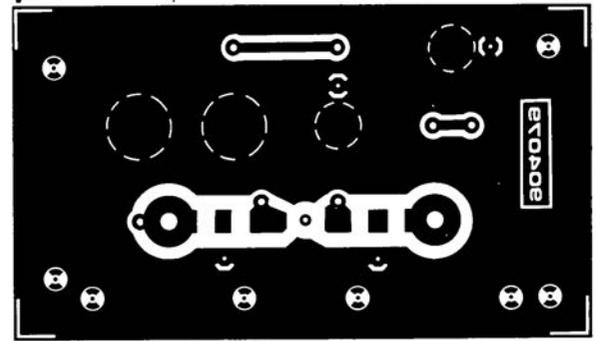
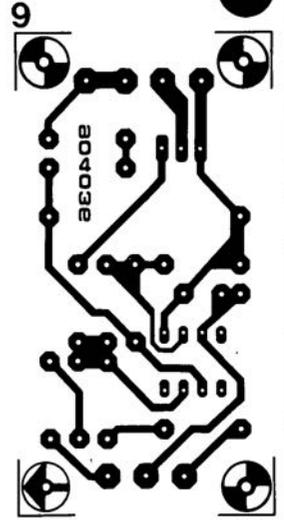
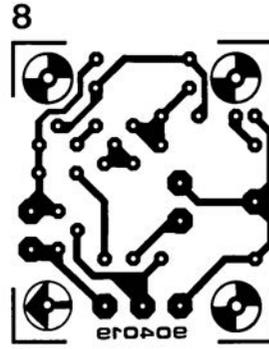
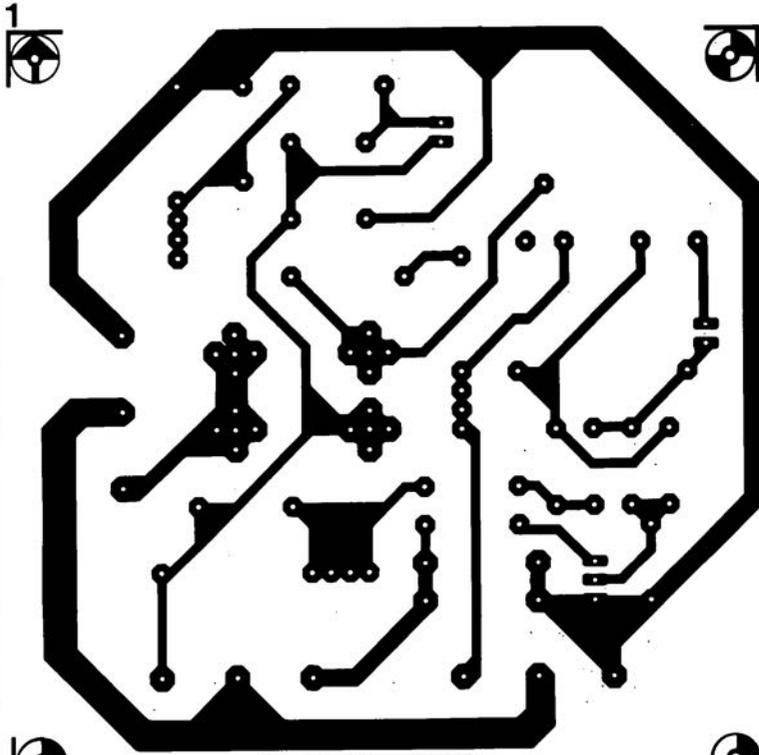
3615  
+  
ELEKTOR

Posez vos questions, d'autres lecteurs essayeront (peut-être) d'y répondre. Vous avez fait une découverte intéressante: faites en profiter les autres.

3615  
+  
ELEKTOR

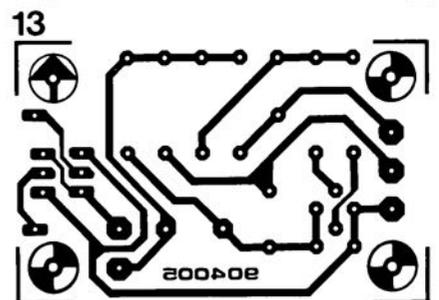
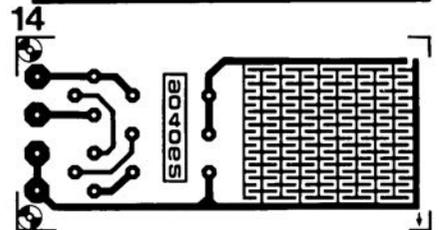
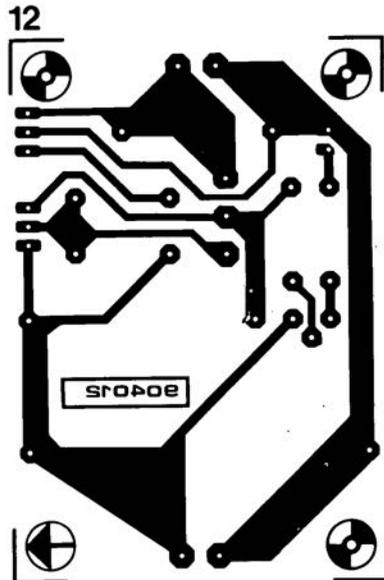
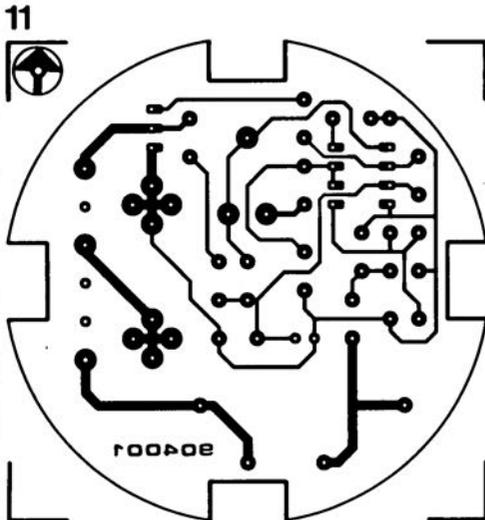
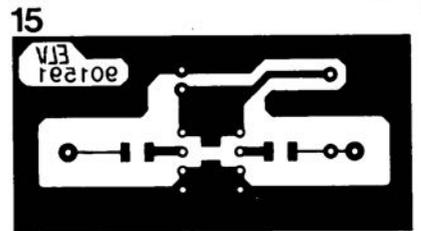
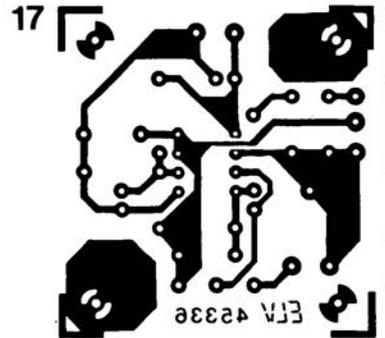
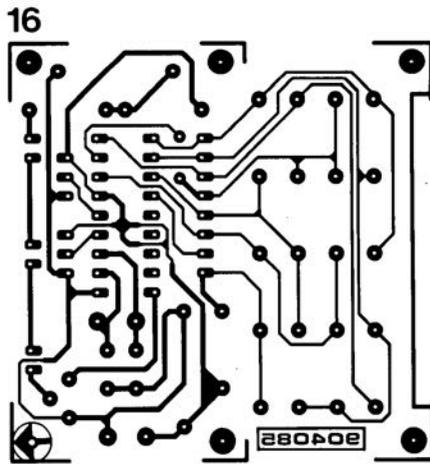
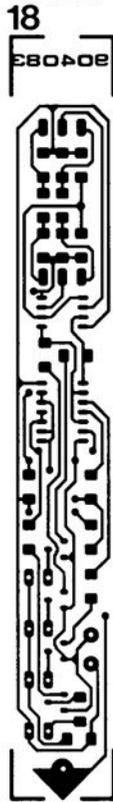
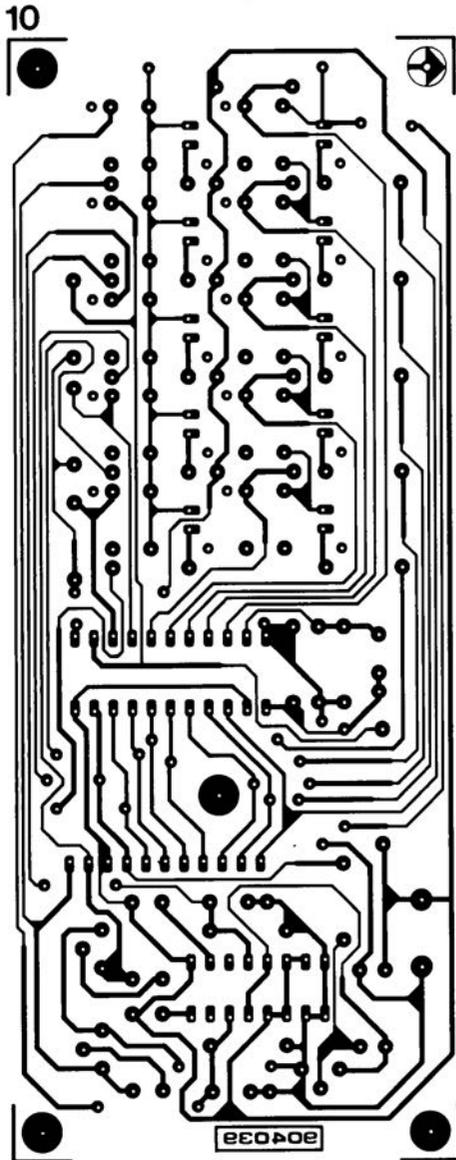
À très bientôt dans le numéro de Septembre.

# SERVICE

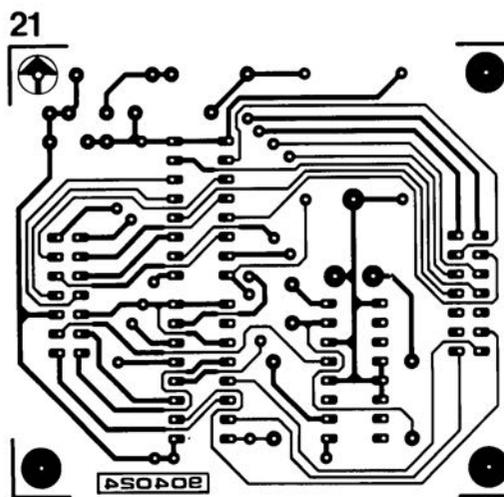
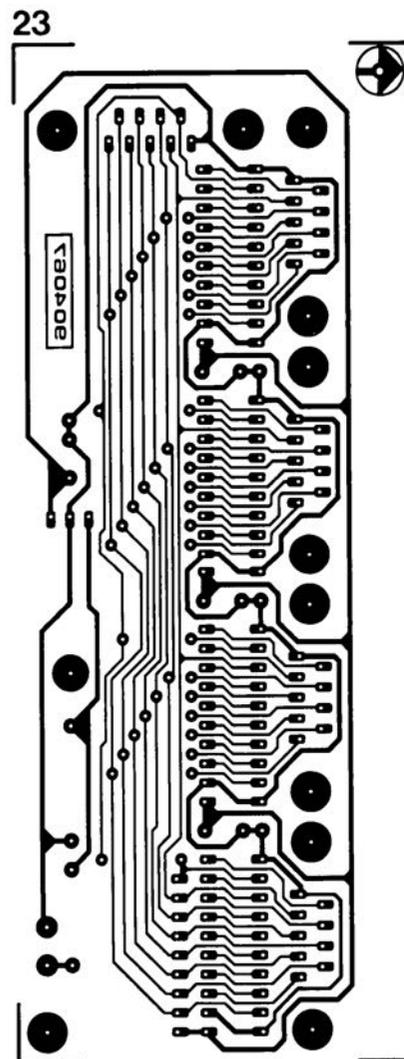
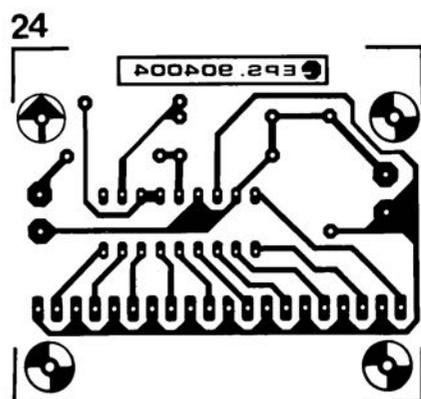
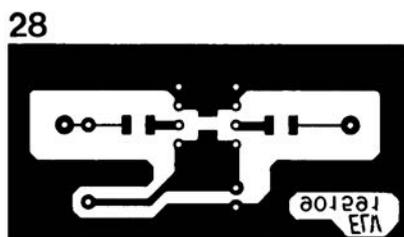
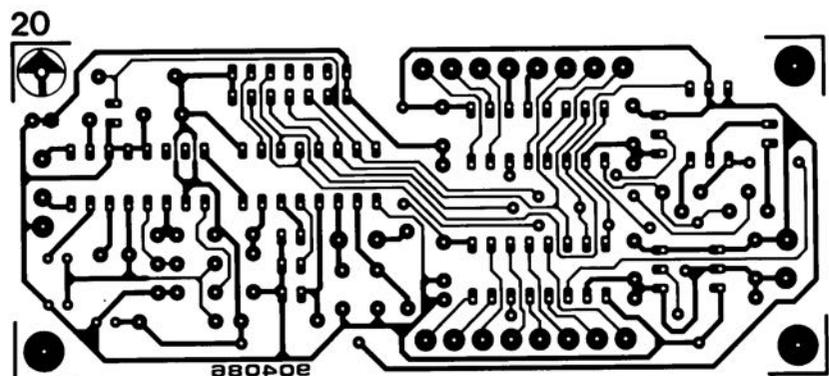
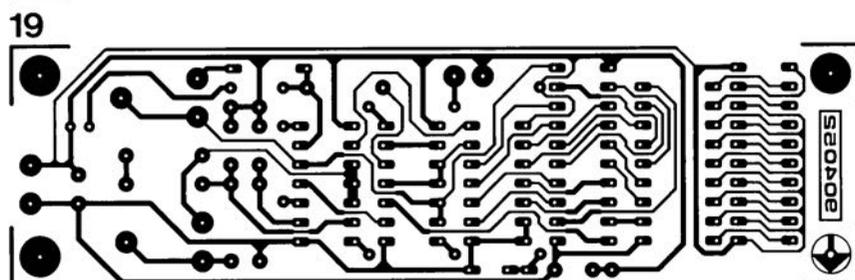
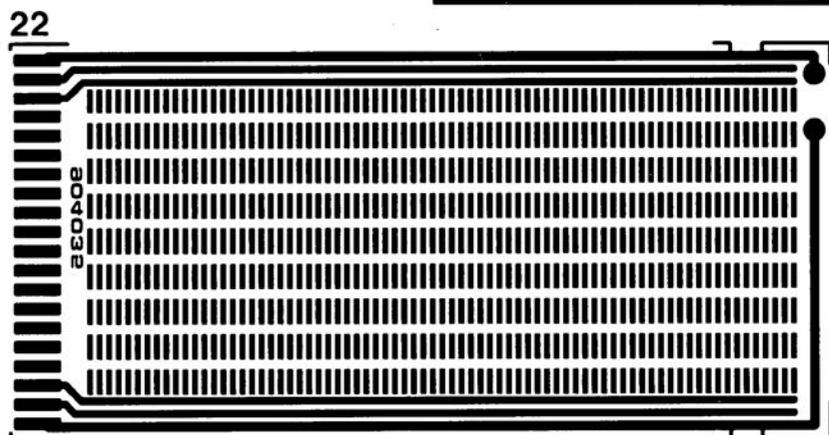


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE



# LE TORT

## alimentation de puissance 10 A

Elektor n°144, juin 1990, page 19

Le paragraphe consacré à la réalisation comporte une double erreur. À la fin de la 1ère colonne il faut lire: . . . de la sortie négative, la connexion des points "++" sur la platine 1 à l'embase de la sortie positive et celle du pôle positif de C1 et C2 aux contacts "++" du 1er circuit imprimé (le grand).

Le plan de câblage de la figure 8 est bon. Il faut mettre du câble de section importante entre:

- le (-) de C1 et C2 et la borne négative de la face avant,
- le (+) de C1 et C2 et la borne "++" du circuit imprimé,
- le (+) du circuit imprimé et la borne positive de la face avant.

Le dessin de la figure 6 comporte une petite erreur que la plupart d'entre vous aurons rapidement corrigée: l'opto-coupleur n'est pas un TIC111, mais un TIL111.

## commutateur d'entrées audio à commande logique

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 84

Le transistor T3 et les résistances associées, R4 à R6 sont superflus. On omettra de les implanter. Il faudra poser un pont de câblage sur la platine entre le collecteur de T3 et l'extrémité de R4 la plus éloignée de ce transistor. On relie ainsi directement l'entrée de remise à zéro des bascules à la sortie OUT8. La combinaison D11/R17 associée au relais Re8

remplit la fonction de résistance de forçage.

Il faudra en outre faire passer la valeur de C1 à 220 nF.

## testeur de pile

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 83

Une simple précision.

Il semblerait que certains multimètres soient capables de réagir à des tensions continues même s'ils se trouvent sur un calibre de tension alternative. Si tel est le cas chez vous, il faudra prendre un petit condensateur en série avec le multimètre.

## ohmmètre pour PC

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 95

Le programme de Pascal RGAME, le listing de droite de la page 95,

comporte une petite erreur:

La dernière instruction "WRITE" doit se terminer par les caractères suivants:

3,'K ');

On l'aura compris, il manque tout simplement 5 espaces.

## l'espion II

Elektor n°138, décembre 1989, page 26

L'entrée CLR (Clear) de IC3A a été mise à la masse; cette approche peut, dans certains cas, poser des problèmes de remise à zéro correcte du montage. Il suffit, pour supprimer cette connexion, d'interrompre la piste de masse allant vers la broche 3 de IC3. Cette broche sera ensuite (après avoir été libérée !!!) reliée à la broche 16 (+5 V) de ce même circuit intégré.



## ALIMENTATION JUSQU'À ZÉRO VOLT

La plupart des alimentations, les alimentations à découpage en particulier, ne sont pas capables de fournir des tensions de sortie faibles de quelques volts seulement, voire moins. Lors d'essais tout spécialement, il peut être souhaitable de pouvoir augmenter progressivement la tension d'alimentation en partant de zéro volt. La recette décrite ici est, en principe, utilisable avec n'importe quelle alimentation. En faisant appel à une tension auxiliaire (produite à l'aide de R3, D6 et T1) on fait croire à l'alimentation que sa tension de sortie présente le même niveau que la tension de référence interne, alors qu'en réalité la tension de sortie est moindre. Si l'on tourne le curseur de P1 vers la masse, on se trouve en présence d'une alimentation tout ce qu'il y a de plus classique; on peut en régler la tension de sortie, par action sur P2, entre 5,1 V (qui est ici la tension de référence interne) et 30 V.

On positionne, une fois pour toutes, P1 de manière à disposer de la tension de sortie maximale. À partir de maintenant, nous jouerons sur P1 pour obtenir la tension de sortie requise. Si le curseur de P1 se trouve à zéro, l'alimentation fournit 30 V. Plus on "ouvre" P1 (on en augmente la résistance) plus la tension présente sur le curseur augmente; cette tension est fournie par la source de tension auxi-

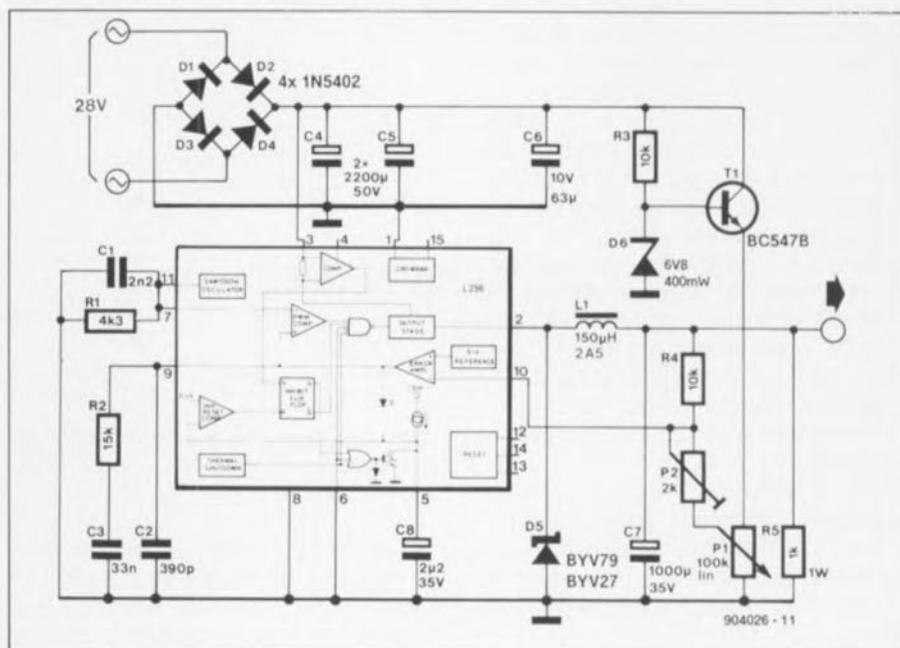
liaire centrée sur le transistor T1. Vu sous la perspective du dispositif de régulation de l'alimentation, la tension de sortie semble croître, alors qu'en réalité cela n'est pas le cas. Dans ces conditions, la tension de sortie ne cesse de diminuer au fur et à mesure que l'on continue de tourner P1.

Avec notre prototype, il est apparu qu'une tension auxiliaire de 6 V est limite lorsque l'on veut amener la tension de sortie jusqu'à zéro volt. La solution à ce problème consiste à utiliser une diode zener de valeur légèrement plus élevée (8V2 par exem-

ple). Le régulateur intégré utilisé ici est un L296; ce circuit est capable de fournir 2 A environ. On peut également faire appel au L4960 (voir Elektor janvier 1988) qui a cependant l'inconvénient de fournir un courant plus faible en sortie. Bien que le L296 soit doté d'une limitation de courant interne et que nous n'ayons jamais eu de problème avec ce composant, nous avons réussi, dans la configuration proposée ici, à en envoyer un exemplaire aux Champs Élyséens des Composants, et ceci à la suite d'un court-circuit.

"Un homme averti en vaut deux" dit le proverbe.

(Application SGS)



## DIVISEUR PROGRAMMABLE

H. Smits

Un double compteur binaire sur quatre bits (74HCT393) et deux comparateurs sur quatre bits (74HCT85) il n'en faut pas plus pour réaliser un diviseur

programmable. Deux roues codeuses hexadécimales servent à fixer le facteur de division (entre 2 et 256).

Le fonctionnement du montage est relativement simple. Le signal d'entrée

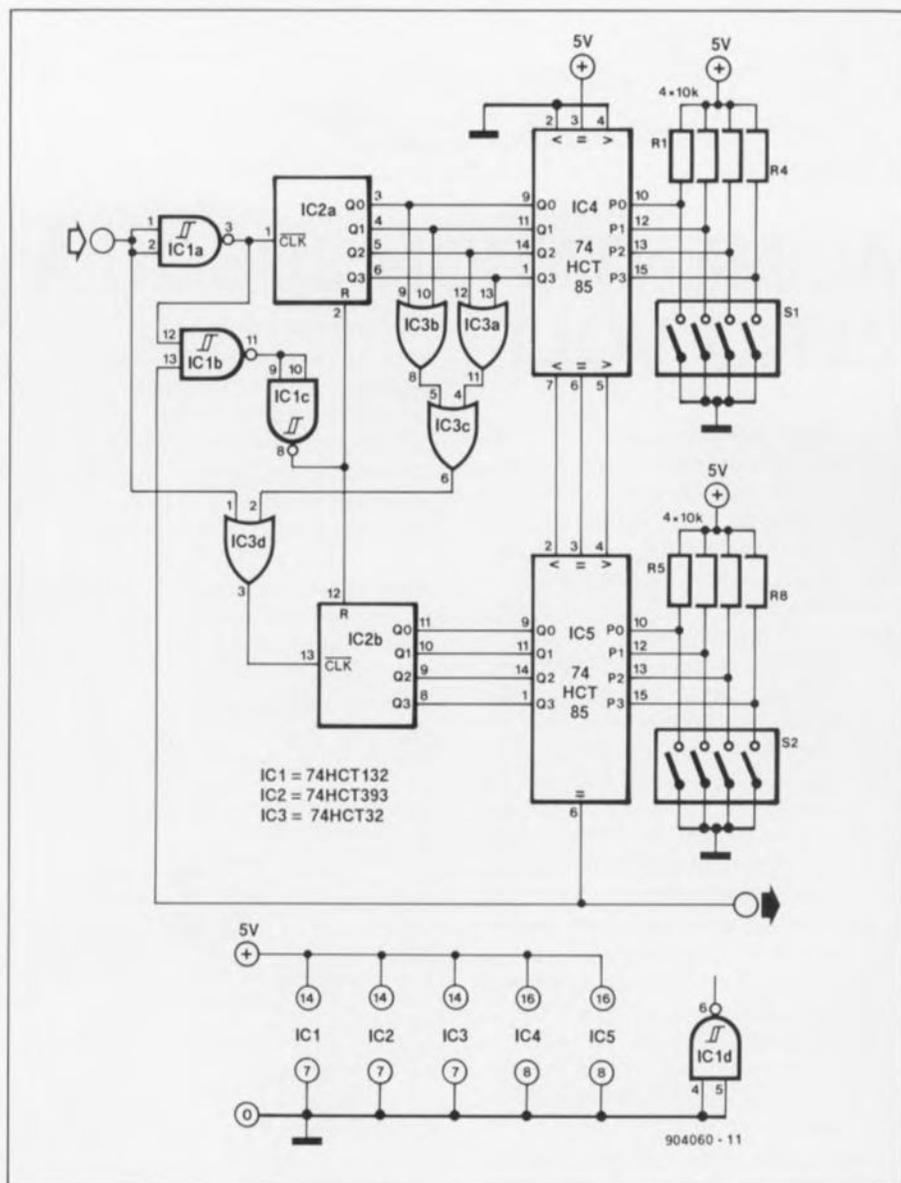
à diviser est appliqué, via IC1a, à l'entrée d'horloge du premier compteur. Le comparateur IC4 compare les sorties de IC2a au chiffre défini par la première roue codeuse. Si les données présentes aux entrées P et Q sont identiques, la sortie P=Q de IC4 passe au niveau haut. Ceci n'est vrai que si l'entrée = du comparateur (broche 3) est haute, ce qui est d'ailleurs le cas en permanence pour IC4. La sortie de IC4 est reliée à l'entrée = de IC5 de sorte que la sortie de com-

paraison de ce dernier circuit intégré ne peut être haute que si IC4 constate à cet instant une correspondance des données entre ses entrées. Via la porte OU (OR), IC3, le signal d'entrée est combiné aux sorties de IC2a de telle sorte que le second compteur, IC2b, reçoive une impulsion d'horloge à chaque fois que le premier compteur a compté jusqu'à 16 (et qu'il se retrouve ainsi à zéro). IC5 compare le contenu de IC2b avec le chiffre défini par la seconde roue codeuse. Ce n'est que lorsque les deux comparateurs détectent une correspondance entre leurs deux entrées (et que donc le contenu des deux compteurs correspond aux chiffres des deux roues codeuses) qu'apparaît un "1" à la broche 6 de IC5. Les compteurs sont remis à zéro via les portes IC1b et IC1c et le processus de comptage et de comparaison peut recommencer. Notons que les compteurs ne sont remis à zéro qu'une fois que la sortie du dernier comparateur est haute et que le signal d'entrée présente un niveau bas.

Quel que soit le facteur de division choisi, le signal de sortie du circuit produit toujours une impulsion "1" ayant une durée égale à la moitié d'une période du signal d'entrée. De ce fait, la forme du signal n'est pas symétrique. Si cette symétrie est nécessaire, on pourra ajouter une bascule-D pour laquelle le signal de sortie fera office de signal d'horloge (la sortie Q est dans ce cas reliée à l'entrée-D). Il ne faudra pas oublier que cette bascule divise elle aussi le signal de sortie par deux.

On s'attendrait, lorsque le signal d'entrée devient bas après la remise à zéro des compteurs, que le second compteur prenne immédiatement l'état "1". Le sous-ensemble de remise à zéro encore actif à ce moment-là empêche que les choses se passent ainsi.

La valeur maximale que puissent prendre les compteurs est 256; elle est obtenue par le positionnement à



zéro des deux roues codeuses. Les compteurs doivent parcourir toute leur plage.

On peut fort bien envisager d'étendre le domaine de travail du diviseur en positionnant plusieurs étages l'un à la suite de l'autre (ajouter à chaque fois un compteur associé à un comparateur et une roue codeuse, sans oublier l'interconnexion au compteur

précédent à travers les quatre portes OU). Il va sans dire que le signal de remise à zéro doit toujours être fourni par le dernier étage.

On pourrait très bien remplacer les roues codeuses par des interrupteurs (DIL) classiques.

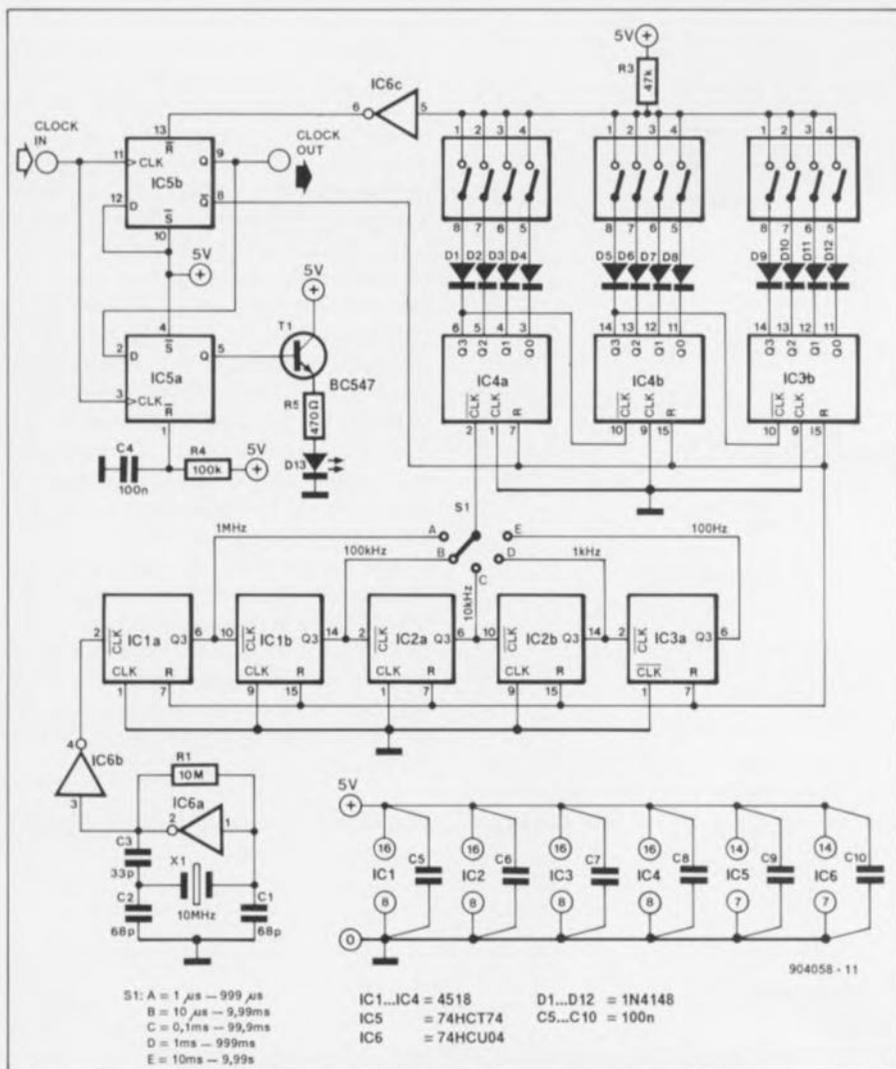
En raison de l'utilisation de circuits intégrés HCT, la consommation de l'ensemble du montage est très faible.



# COMMANDE NUMÉRIQUE DE LARGEUR D'IMPULSION

C. Sanjay

Ce circuit permet de fixer la largeur d'impulsion d'un signal d'horloge à l'aide de roues codeuses. On dispose de cinq plages de largeur balayant de  $1 \mu\text{s}$  à 10 s. Les voici:



1  $\mu$ s - 999  $\mu$ s,  
 0,01 ms - 9,99 ms,  
 0,1 ms - 99,9 ms,  
 1 ms - 999 ms et  
 0,01 s - 9,99 s.

On constate qu'il existe un certain chevauchement des différents domaines. Le dessin de cette approche est de permettre des choix tels que 5,46 ms ou encore 45,8 ms. Le circuit comporte un détecteur d'erreur qui indique visuellement si la largeur d'impulsion choisie dépasse la durée de période du signal d'horloge d'entrée. Dans toutes les gammes, l'erreur est de  $\pm 0,1 \mu$ s.

L'inverseur HCMOS IC6a et le quartz X1 constituent un oscillateur; le signal de 10 MHz qu'il fournit est divisé par IC1, IC2, IC3a de façon à mettre plusieurs fréquences à la disposition de l'utilisateur, à savoir 1 MHz, 100 kHz et ainsi de suite jusqu'à 100 Hz. Le sélecteur S1 permet de choisir le signal requis. Le signal sert de signal d'horloge pour IC4, qui associé à IC3b, constitue le compteur de largeur d'impulsion.

Les sorties des compteurs de largeur d'impulsion attaquent des diodes et des roues codeuses. La fonction logi-

que ET (AND) ainsi constituée fait en sorte que la sortie de IC6c ne passe au niveau logique bas que lorsque le contenu des compteurs IC4 et IC3b est égal au nombre défini par les roues codeuses.

Le circuit travaille avec le flanc avant du signal d'horloge appliqué à IC5a. À l'arrivée d'un flanc avant, la sortie Q de IC5a passe au niveau bas, validant les compteurs IC1 à IC4. La sortie Q, qui constitue la sortie du circuit, passe au niveau haut. Lorsque la durée requise est atteinte, la sortie de IC6c passe au niveau bas. La bascule IC5a est remise immédiatement à zéro et sa sortie  $\bar{Q}$  passe au niveau haut, remettant à zéro les compteurs. De ce fait, la sortie de IC6a redevient haute, validant IC5a qui attend de recevoir sa prochaine impulsion d'horloge sous la forme du prochain flanc avant du signal appliqué à son entrée CLK. Pendant ce même temps, la sortie Q de IC5a passe au niveau bas indiquant ainsi la fin de l'impulsion de sortie.

Si un flanc avant arrive alors que la sortie Q de IC5a est haute, un "1" logique est transmis à IC5b et la LED ERROR, D13, s'allume, pour s'éteindre ensuite dès que la condition d'erreur a disparu, suite à un changement du calibre ou de la valeur requise. IC6 est un 74HCU04 sans tampon qu'il ne saurait être question de remplacer par un équivalent HC ou HCT si l'on veut être certain du fonctionnement fiable de l'oscillateur 10 MHz. L'expérience nous a appris qu'il peut y avoir des problèmes pour les largeurs d'impulsion comprises entre 0,1 et 99,9  $\mu$ s avec un signal d'entrée de 10 MHz. Il se peut en effet que la fonction ET que constituent les diodes D1 à D12 et la résistance R3, ne soit pas assez rapide. Il peut être nécessaire de devoir mettre en forme ou de peaufiner les impulsions de sortie de IC5b pour éviter un dépassement. Alimenté sous 5 V, le circuit consomme moins de 10 mA.



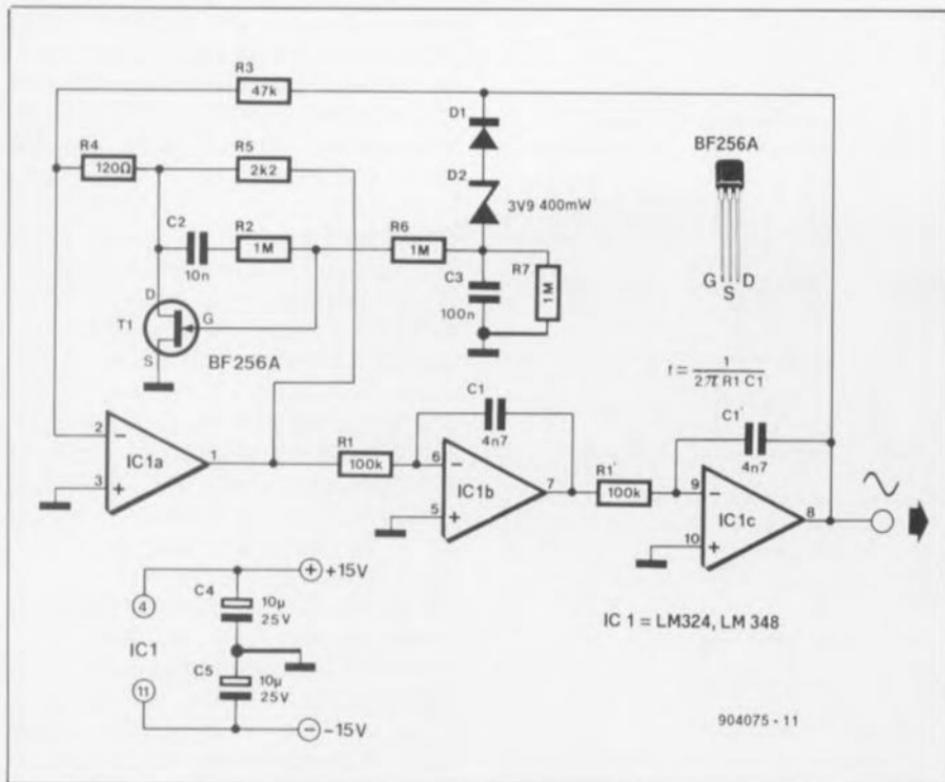
# GÉNÉRATEUR DE SINUS

La fréquence de travail de ce générateur de signal sinusoïdal est déterminée par les deux intégrateurs, IC1b et IC1c. Un intégrateur de ce genre pré-

sente deux caractéristiques dont le circuit proposé ici tire profit. La première est un déphasage de  $90^\circ$  (si l'on ne tient pas compte de compor-

tement non-idéal de l'amplificateur opérationnel) et la seconde un gain de  $-1$  (l'amplificateur opérationnel inverse lorsque la fréquence est égale à  $1/(2\pi \cdot R1 \cdot C1)$ ).

La mise en série de deux intégrateurs identiques nous donne un gain unitai-



re (de +1) à une fréquence de  $(2\pi \cdot R1 \cdot C1)$  et un déphasage de  $180^\circ$ , un excellent point de départ pour la

réalisation d'un circuit oscillant. Les deux intégrateurs sont pris dans la ligne de réaction d'un amplificateur

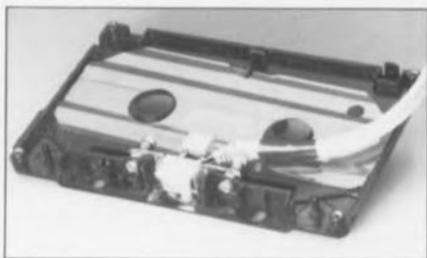
dont le gain est déterminé par l'amplitude du signal de sortie. Ceci donne au générateur sinusoïdal une tension de sortie relativement stable ( $\approx 4,5 V_{cc}$ ).

Avec les valeurs du schéma pour C1 (C1') et R1 (R1'), la fréquence du sinus est de 300 Hz environ. Pour disposer d'une fréquence ajustable, on pourra remplacer R1 et R1' par un potentiomètre stéréo. Si l'on ne veut pas être confronté, lors du réglage de la fréquence du montage à des problèmes insolubles, il est préférable de limiter la plage de réglage du potentiomètre à une décade environ. Ce montage est capable d'atteindre une fréquence maximale de 5 kHz environ. La distorsion est inférieure à 0,1%. Et tout ceci à une consommation de courant de quelques milliampères seulement. Ah oui, avant que nous ne l'oublions, autant vous dire que le LM348 est un équivalent d'un quadruple 741. De ce fait, des 741 simples ou tout autre circuit similaire, peuvent également être utilisés ici.

*(Application National Semiconductor)*



## ADAPTATEUR CASSETTE-D.A.N.



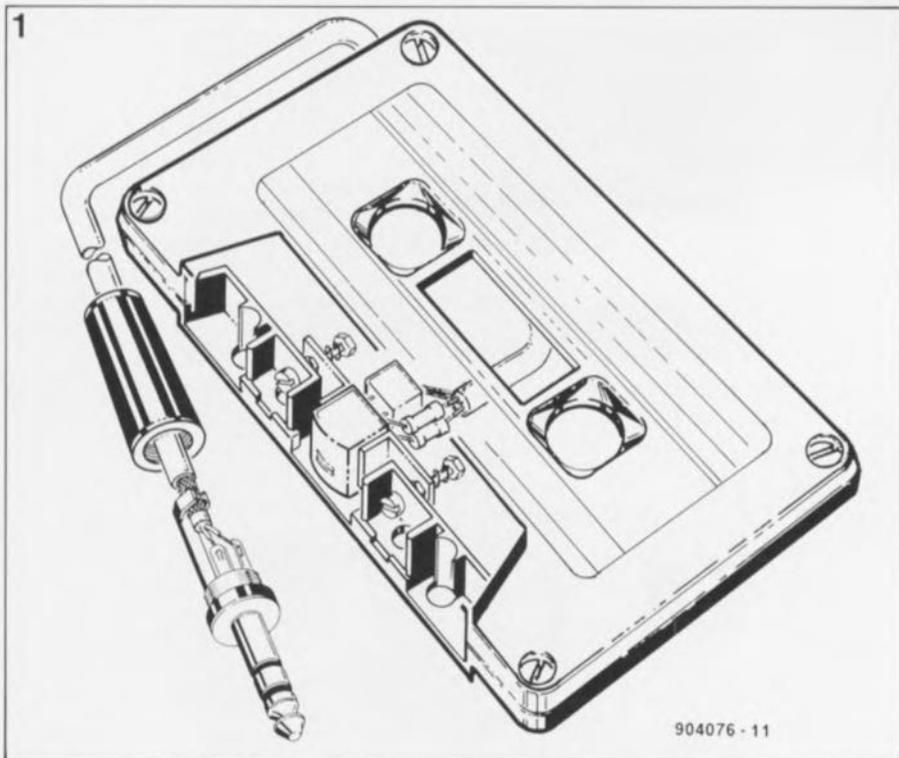
Dans la famille toujours plus grande des baladeurs en tous genre (radio, cassettes, Disque Audio Numérique, et bientôt ROM), le lecteur de D.A.N. est en train de se faire sa place au soleil. Un tel appareil peut également rendre d'éminents services dans une voiture. Il faut cependant pouvoir le connecter à l'auto-radio qui fait aujourd'hui pratiquement partie intégrante de tout véhicule automobile. Les auto-radios standard ne comportent pas (encore) d'entrée "Ligne", ce qui pose un gros problème. L'ingéniosité aidant, nous avons imaginé une solution sous la forme d'une cassette d'adaptation qui permet le trans-

fert, —avec une certaine perte de qualité il est vrai— du signal fourni par le lecteur de D.A.N. via la partie lecteur de cassettes que comportent la quasi-totalité des auto-radios modernes. Ce type de cassettes existe sur le marché; cependant, vu la simplicité de l'électronique mise en oeuvre pour quoi n'en pas en réaliser une nous-même pour la proposer à nos lecteurs s'est dit l'un de nos ingénieurs.

Voici la recette: une cassette (vissée et non pas collée) prévue pour "la casse", une tête de lecture stéréo d'un lecteur de cassettes, un jack 3,5 mm stéréo, un morceau de câble stéréo blindé, deux résistances et deux condensateurs, le tout assaisonné d'une petite dose de dextérité manuelle.

Notre prototype utilise une tête de lecture du type T136; en principe il doit être possible cependant d'utiliser toute tête stéréo dont les dimensions en permettent l'implantation dans la cassette. On commence par débarrasser

la tête de tous les éléments de fixation et de guidage de la bande. On découpe ensuite deux petites plaquettes de tôle de 7x20 mm que l'on plie à l'équerre sur une longueur de 5 mm environ. Aux extrémités des parties les plus longues, on perce un orifice de 3 mm. Les côtés courts de ces équerres de tôle sont soudés aux faces latérales de la tête. On bloque ensuite fermement la tête dans un étau (pour éviter qu'elle ne chauffe trop lors de la soudure). On ouvre ensuite la cassette que l'on débarrasse de toutes les parties mobiles (bande, blindage avec feutre d'appui, guide-bande et mini-poulies). A l'aide d'une scie ou d'un cutter bien aiguisé on enlève la paroi de plastique qui se trouvait derrière le blindage. Dans les renforts verticaux restants, nous allons percer des orifices de 2 mm que l'on disposera en regard des trous percés dans les pièces rapportées soudées à la tête. Comme l'illustre le croquis de la **figure 1**, on y fixe la tête à l'aide de deux vis de M2x7. La partie de la vis qui dépasse est recouverte d'un morceau de gaine thermorétractable. La tête dotée de ses ailes de fixation est enfichée sur les deux vis (la fente doit se trouver en-dessous). On place ensuite un petit ressort souple extrait,



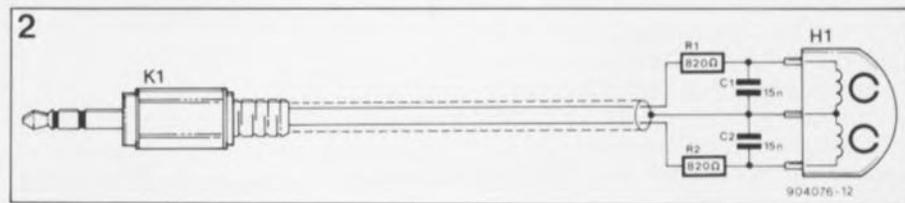
par exemple, d'un stylo à bille, derrière les ailes de fixation et l'on bloque le tout à l'aide de deux écrous. La tête doit être repoussée légèrement vers l'avant par les ressorts.

"L'électronique" à proprement parler ne devrait effrayer aucun de nos lecteurs. Un mini-filtre passe-bas com-

portant une résistance et un condensateur pour chaque canal, il n'en faut pas plus pour effectuer l'adaptation

entre le lecteur de CD et la tête dont la caractéristique magnétique dépendant de la fréquence du signal. Il peut être nécessaire de devoir trouver expérimentalement la valeur des résistances et des condensateurs en cas d'utilisation d'un type de tête différent de la nôtre.

Ces composants sont à souder directement aux points de connexions que comporte la tête. On procède ensuite à la soudure de l'une des extrémités du câble stéréo; l'autre quitte le boîtier par l'intermédiaire d'un petit orifice latéral. On soude à cette extrémité le jack 3,5 mm qui servira à la connexion au lecteur de D.A.N.. Quelques essais auront vite fait de vous apprendre dans quelle position mettre la commande de volume du lecteur de D.A.N. pour obtenir une reproduction convenable. Les caractéristiques de la tête utilisée et la précision de l'azimutage de la tête implantée dans la cassette y sont sans doute pour beaucoup. Comme l'adaptateur ne comporte que des composants passifs, il n'est pas nécessaire de prévoir d'alimentation pour ce circuit.



# LE TORT

## super-alim 400 W

Elektor n°147 et n°148,  
septembre et octobre 1990

Nous avons rencontré (et conti-  
nons de rencontrer) quelques  
problèmes pour arriver aux  
valeurs de tension et de courant  
annoncées dans l'article, valeurs  
qui avaient été mesurées en  
régime non-permanent. Consé-  
quence: les transformateurs  
chauffent plus qu'ils ne  
devraient. Nous sommes à la  
recherche d'une solution. Désolé  
Mr Mainardi (Selectronic) pour  
ces ennuis...

## simEPROM, simulateur d'EPROM

Elektor n°137 novembre 1989

Dans certains cas, la tension  
appliquée à IC3 et IC4 est limite,  
ce qui peut se traduire par un  
mauvais fonctionnement des  
compteurs. Remède: remplacer le  
7805 par un 7806 et utiliser pour  
D1 une BAT85. Autre solution:  
prendre une 1N4001 en série  
avec la broche centrale du 7805  
ou encore utiliser pour D1 et D2  
des diodes à tension de seuil plus  
faible (BAT85 par exemple).

## adaptateur cassette - D.A.N.

Elektor n°145/146  
juillet/août 1990

D'après certains réalisateurs de  
ce montage, il semblerait que  
divers lecteurs à *auto-reverse*  
associés à cet adaptateur ne  
cessent de changer de sens de  
lecture. Il semblerait en outre que  
certains lecteurs de cassettes  
"ordinaires" se mettent tout  
simplement hors-fonction après  
un certain temps.

La solution évidente à ce  
problème consiste à laisser en  
place les roulettes que comporte  
la cassette à l'origine et à les  
relier à l'aide d'un élastique.

### Correction

ARIZONA MICROCHIP TECH-  
NOLOGY, fabricant des circuits  
de la famille PIC 16C5X, voir  
Elektor n°147, septembre 1990,  
n'est pas représentée par General  
Instrument Microelectronics  
comme mentionné par erreur,  
mais par:

ARIZONA MICROCHIP TECH-  
NOLOGY SARL  
2, rue du Buisson aux Fraises  
91300 Massy



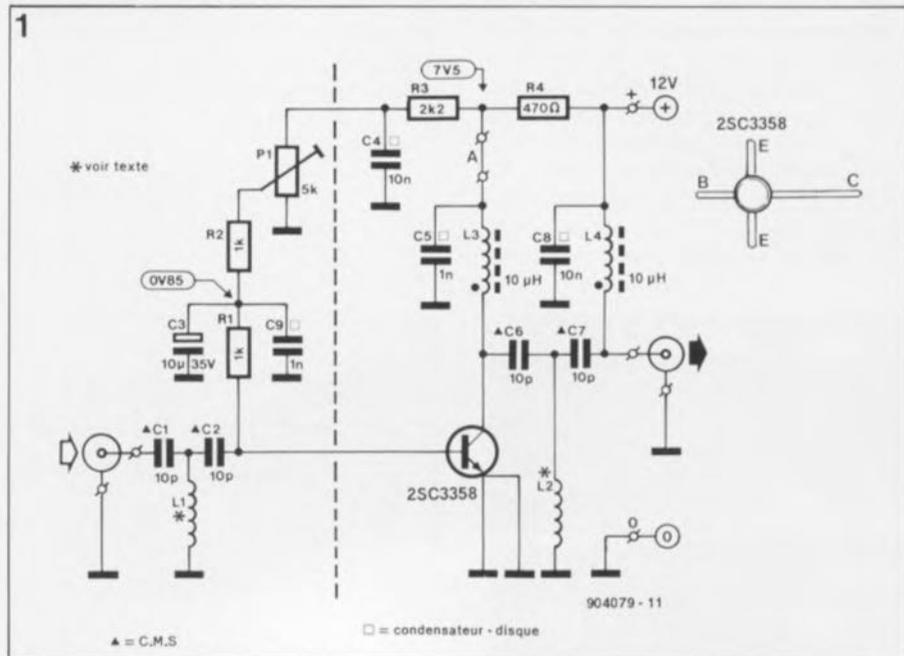
# AMPLIFICATEUR UHF COMPACT

K. Kraus

L'amplification de signaux HF est une opération de trois fois rien à laquelle s'adonnent de nombreux radio-amateurs. Les moins expérimentés d'entre nous éprouvent plus de réticence à s'atteler à une telle tâche. Pour ceux-ci, le schéma proposé ici pourra sembler un cadeau tombé du ciel. Il permet d'amplifier dans une mesure plus ou moins importante la quasi-totalité des signaux de la bande UHF; il convient donc tout particulièrement au traitement des signaux TV lorsque ceux-ci sont trop faibles.

Un bref aperçu des caractéristiques techniques de cet amplificateur: gain: entre 10 et 15 dB; bande passante: de 400 à 850 MHz. Il s'agit donc bel et

bien d'un ampli UHF compact. Il ne reste à l'utilisateur qu'à adapter les

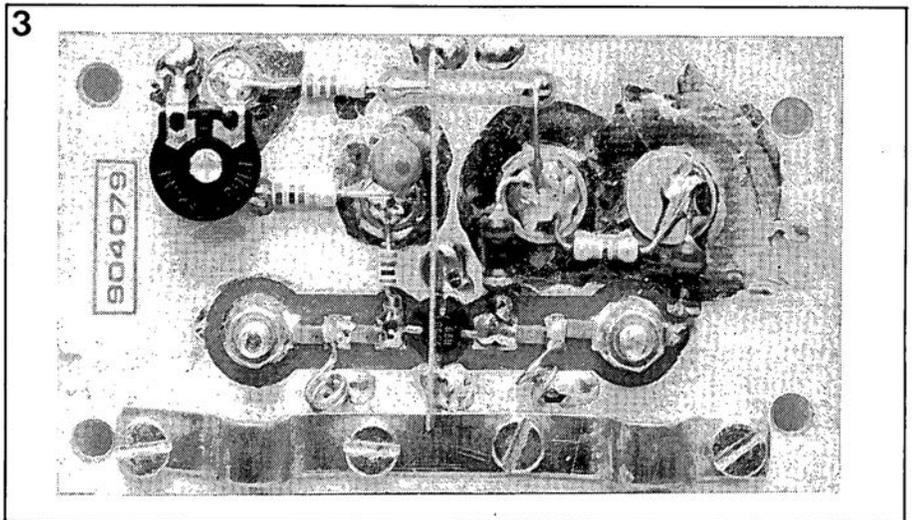
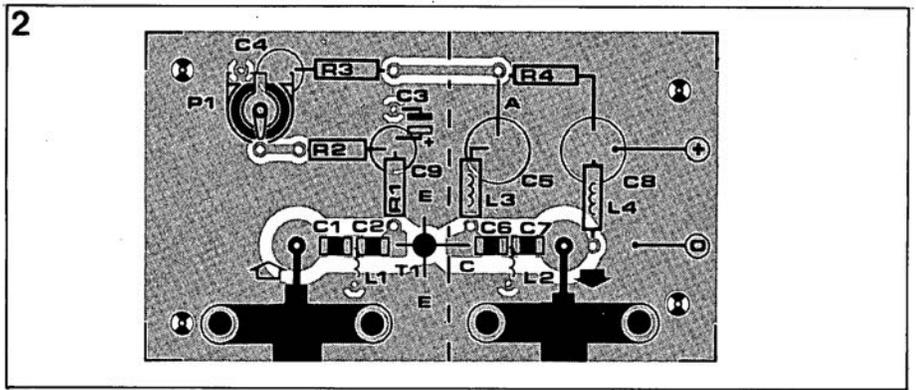


filtres pour obtenir la bande passante requise.

Pour vous faciliter la réalisation de ce montage, nous avons dessiné un circuit imprimé (figure 2) sur lequel prennent place tous les composants. L'étamage ou l'argenture du circuit imprimé est d'une importance capitale si l'on veut obtenir les meilleurs résultats. Le centre de la platine comporte un orifice dans lequel viendra se blottir le transistor, un 2SC3358. Ce composant possède deux émetteurs qu'il faudra relier tous deux à la masse. Comme l'illustre la figure 3, le circuit imprimé est divisé en deux à l'aide d'un petit morceau de tôle dans lequel il faudra découper l'espace nécessaire au passage du transistor.

Que raconter d'intéressant quant au positionnement des composants? Les bornes d'entrée prennent la forme de deux languettes métalliques fixées à l'aide de vis M3. On remarquera la présence de quatre condensateurs-disque dont l'une des faces est directement soudée au circuit imprimé. Cette opération exige un fer à souder de puissance respectable parce qu'il faut chauffer une surface relativement importante. Le reste des composants sera implanté en veillant à raccourcir autant que possible leurs connexions (HF oblige!). Les condensateurs d'entrée et de sortie sont des CMS de 10 pF. Associés aux selfs L1 et L2 ils constituent un filtre d'entrée et de sortie. Il est possible d'abaisser la valeur de ces condensateurs jusqu'à 3pF9 pour obtenir la bande de fréquences requise. La photographie de la figure 4 montre la courbe de réponse en fréquence caractéristique de notre prototype.

On pourra implanter le montage dans un boîtier étanche disposé dans la partie supérieure du mât d'antenne. L'alimentation réalisée à l'aide d'un simple régulateur de tension (un 78L12 associé à un module secteur convient très bien) pourra être placée à l'intérieur de l'habitation. On peut fort bien alimenter l'amplificateur directement par le câble coaxial. Il faudra pour cela mettre une petite self de 10 à 100  $\mu$ H en série avec l'alimenta-



tion. Le téléviseur est relié à l'amplificateur à travers un condensateur de couplage. La figure 5 montre nettement de quoi il retourne. Si l'on prévoit de doter l'amplificateur de son alimentation propre, on pourra supprimer la bobine L4.

L'étalonnage du montage est simple. On commence par positionner l'ajustable P1 à mi-chemin et on recherche la position dans laquelle l'image TV est la meilleure. En pratique, on devrait mesurer un courant de collecteur compris entre 5 et 15 mA. On pourra, le temps des vérifications, remplacer le pont de câblage A par un ampèremètre pour mesurer ce courant.

Liste des composants:

Résistances:

- R1, R2 = 1 k $\Omega$
- R3 = 2k $\Omega$
- R4 = 470  $\Omega$
- P1 = ajust. 5 k $\Omega$

Condensateurs:

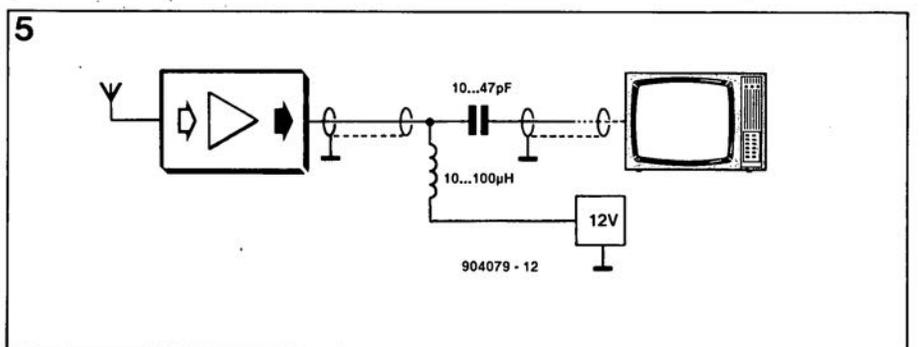
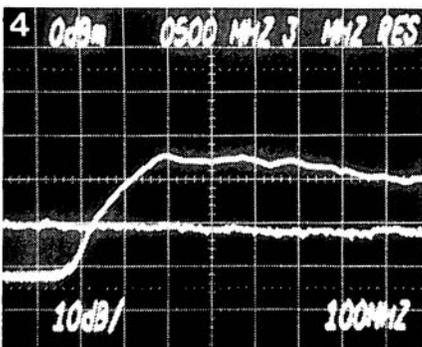
- C1, C2, C6, C7 = 10 pF CMS
- C3 = 10  $\mu$ F/35 V
- C4, C8 = 10 nF (disque)
- C5, C9 = 1 nF disque

Semi-conducteurs:

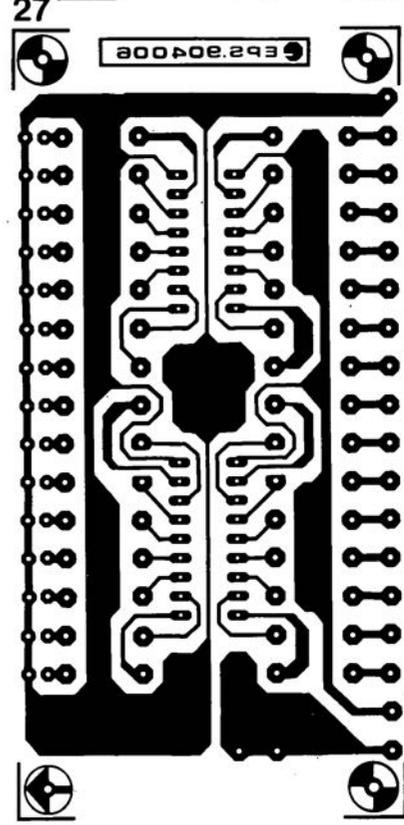
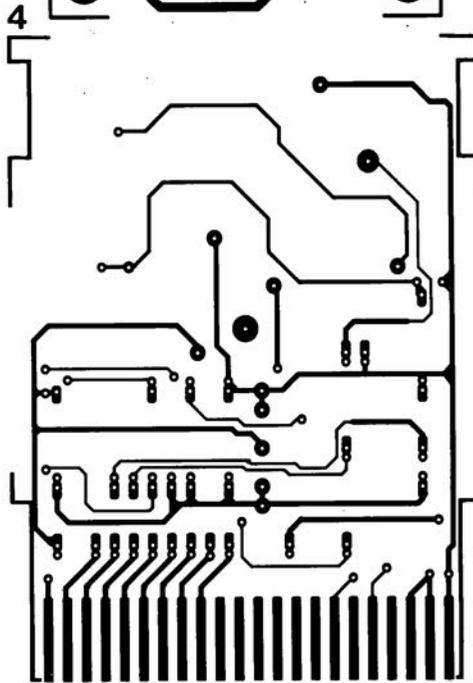
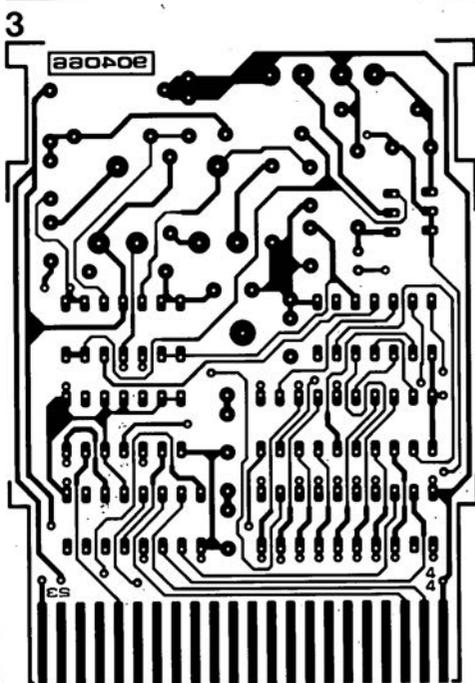
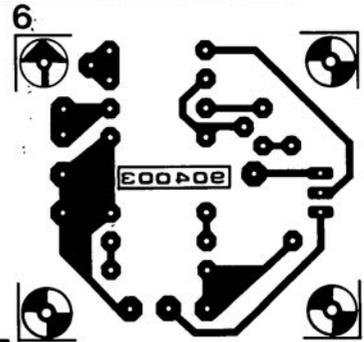
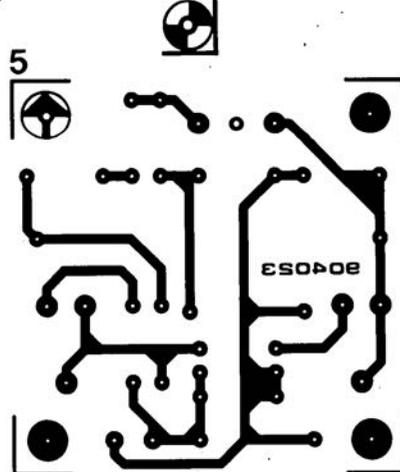
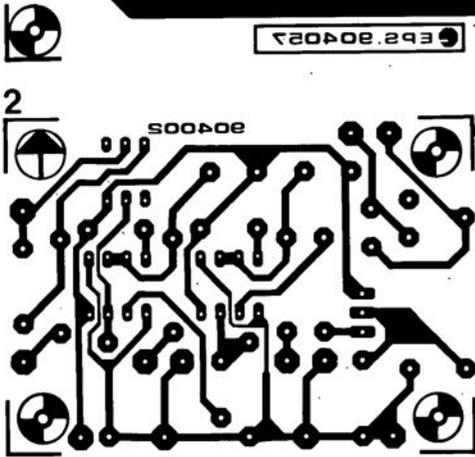
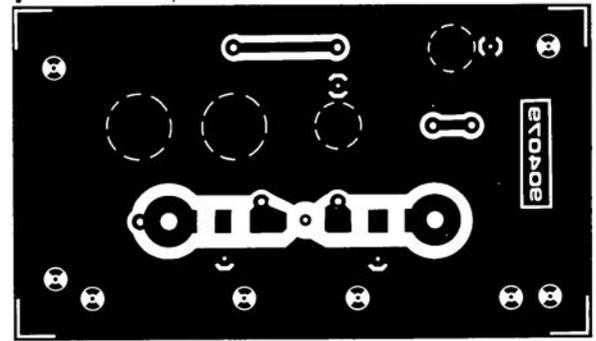
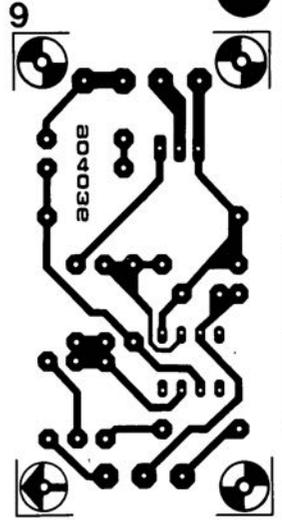
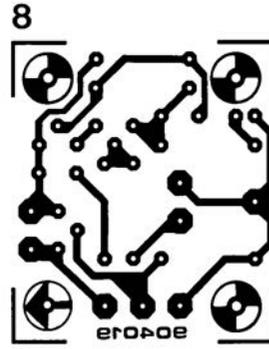
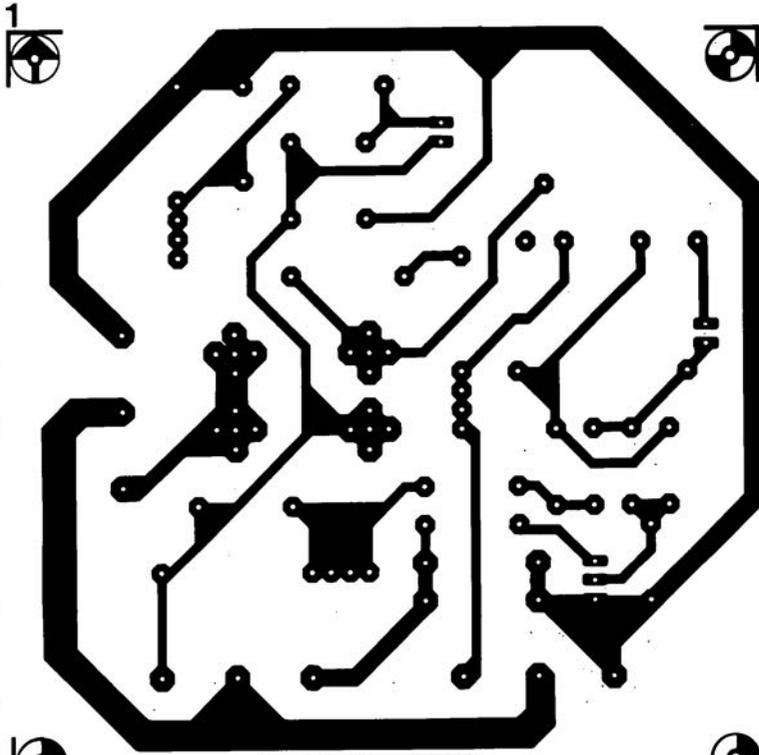
- T1 = 2SC3358 (NEC)

Divers:

- L1, L2 = bobine à air, 2 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de section de 3 mm de diamètre intérieur
- L3, L4 = self 10  $\mu$ H ou 10 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section sur perle de ferrite

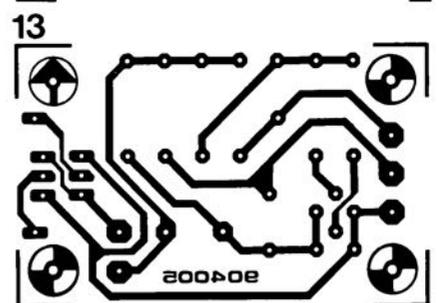
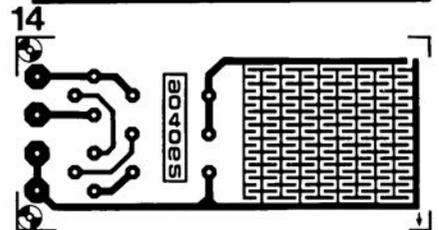
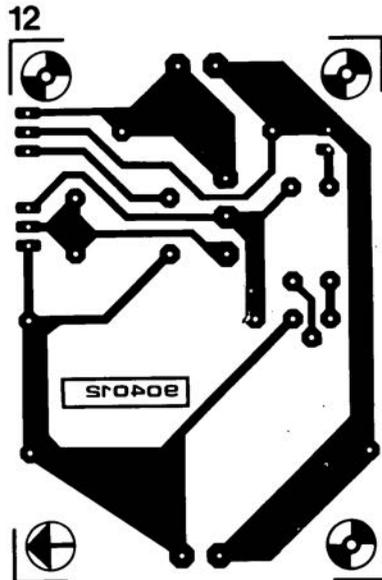
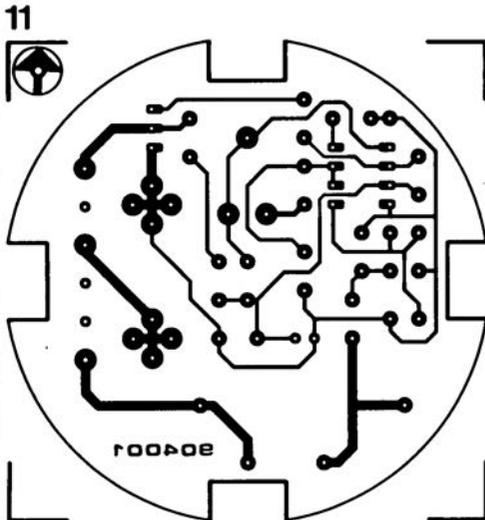
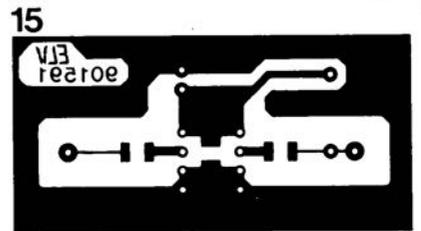
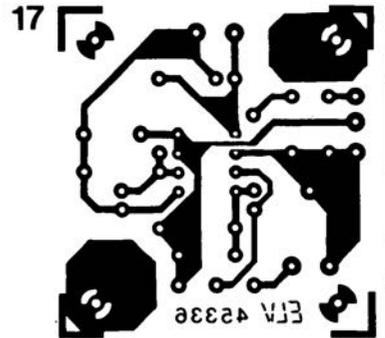
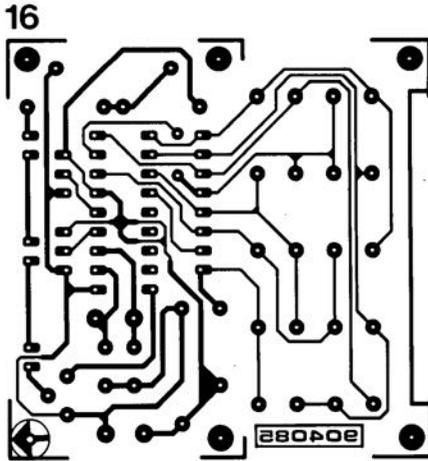
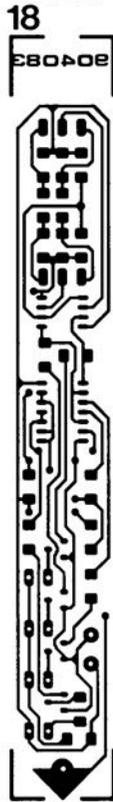
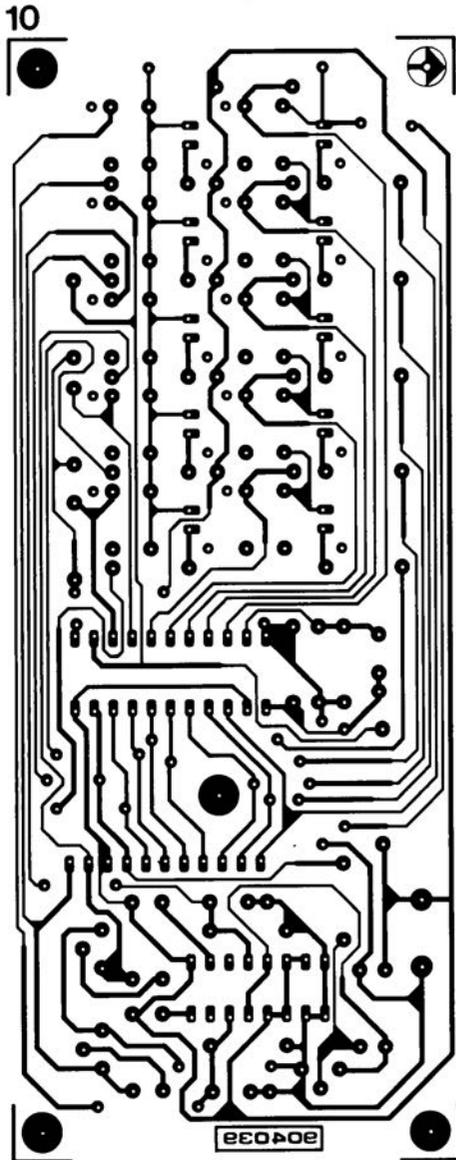


# SERVICE

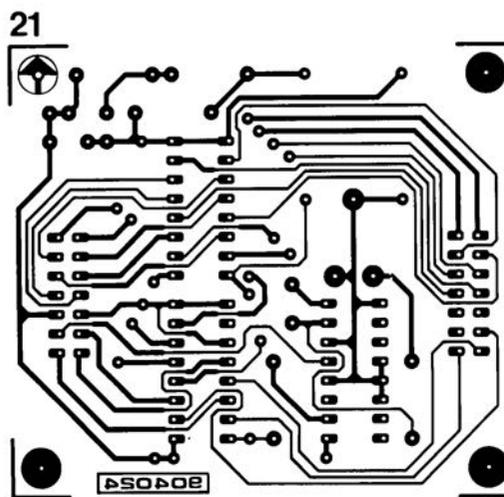
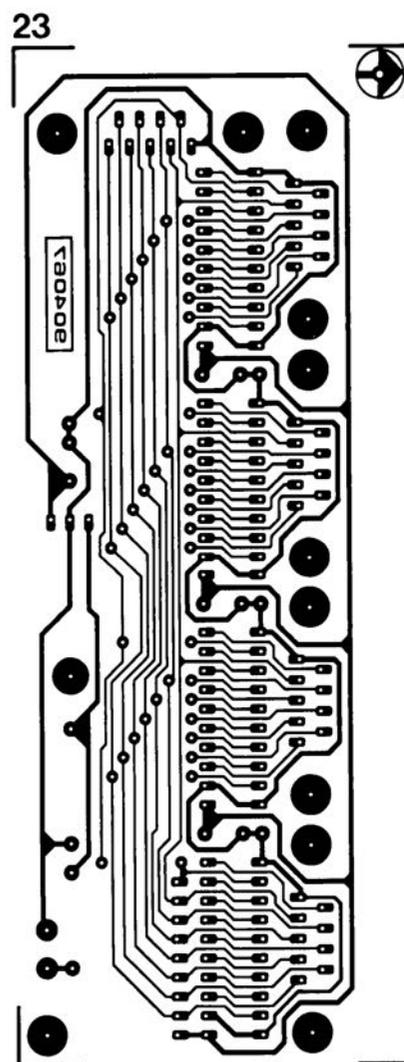
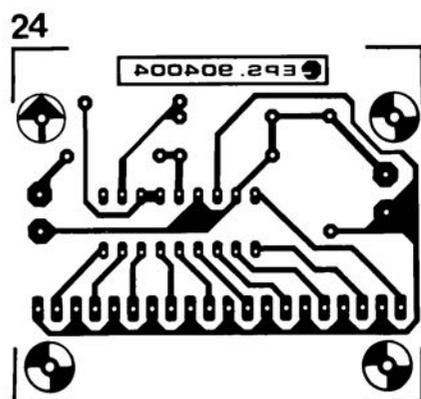
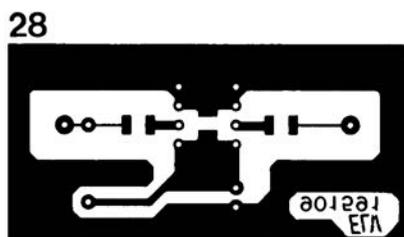
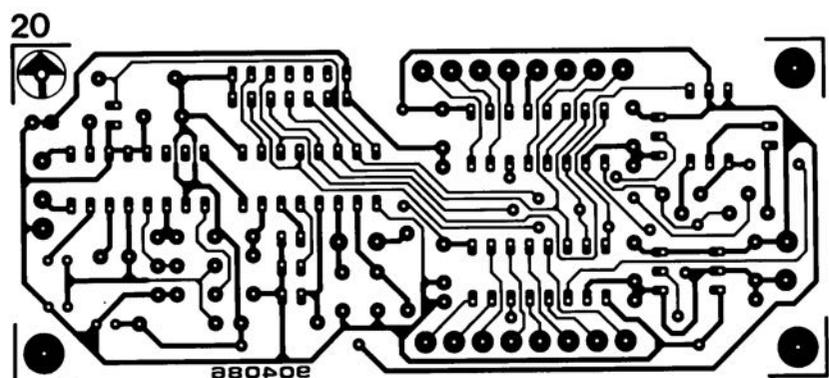
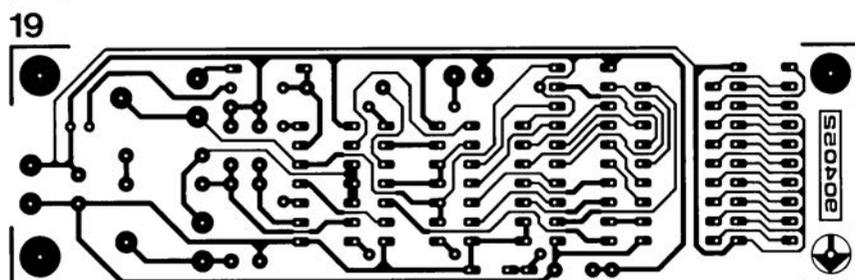
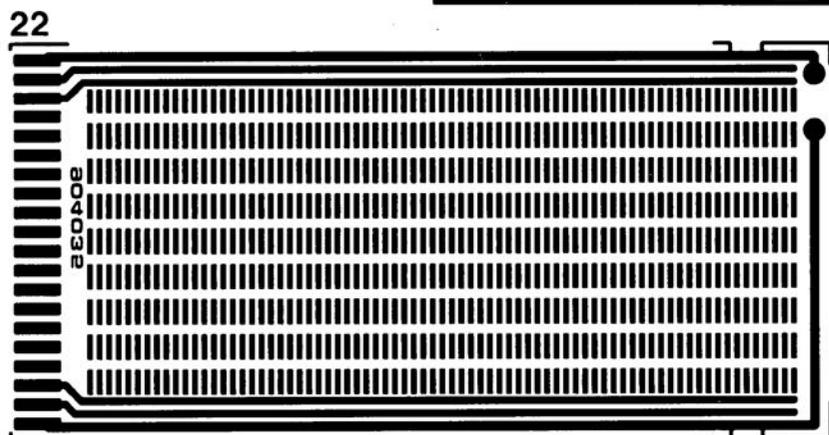


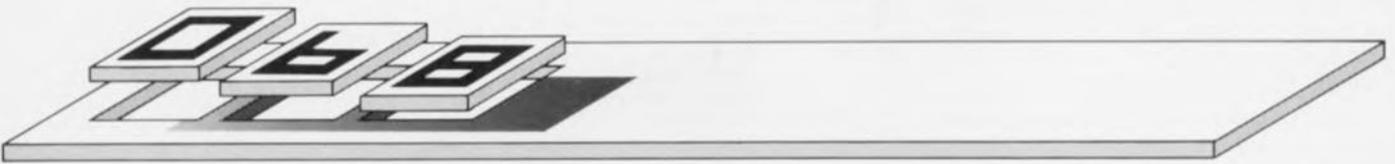
# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





## THE SERINGUE

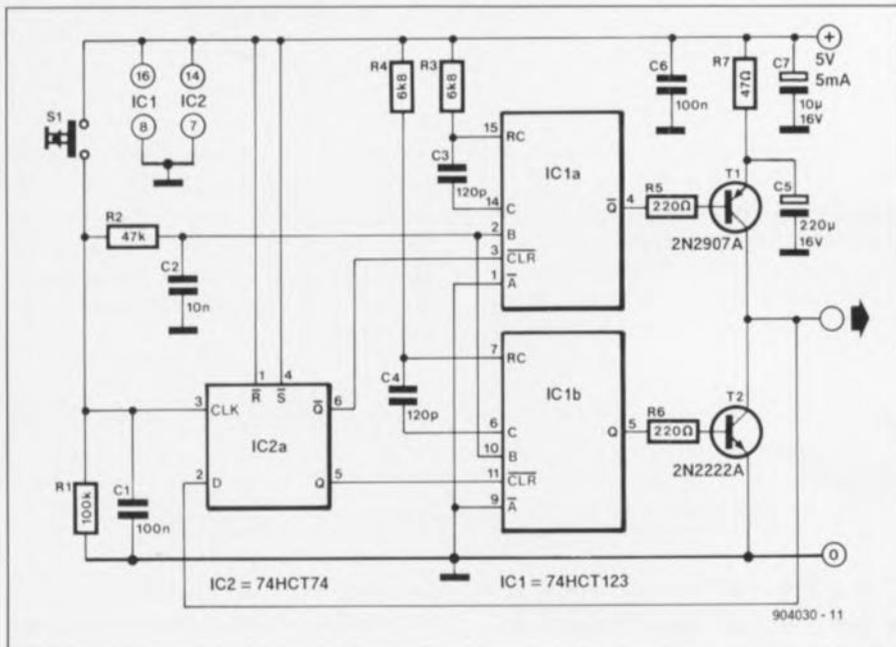
C. Sanjay

Les dénominations américaines sont de mode!!! Ce que nous vous proposons ici est un injecteur de signal "intelligent". Il existe sans doute nombre d'électroniciens-amateurs qui ne savent pas très exactement ce qu'est un injecteur de signal. En fait, il s'agit d'un dispositif assez simple, qui permet, lors de mesures ou de tests, d'appliquer une impulsion brève à un point choisi d'un circuit logique. En faisant appel à notre "seringue" et à un oscilloscope, il n'est plus sorcier du tout d'arriver à détecter rapidement une micro-coupe d'une piste

par exemple. Grâce à son "intelligence artificielle", encore un terme à la mode!!!, "the seringue" détermine automatiquement le niveau logique à attribuer à l'impulsion que l'on a l'intention d'appliquer à tel ou tel point du circuit à tester. Une action sur le bouton S1, entraîne l'application d'une impulsion d'une durée de 1 µs de niveau logique opposé au niveau logique présent au point de test. La présence d'un condensateur électrochimique tampon permet de fournir, même pendant l'unique microseconde que dure une impulsion positive, un courant de 500 mA; et ceci tout en logique présent au point de test. Le si-

alimentant l'injecteur de signal avec une simple pile de 9 V.

Le circuit intégré IC2a (1/2 74HCT74) se charge de la détection du niveau logique de mesure est appliqué à l'entrée-D (data) de cette bascule-D. Lors d'une pression sur le bouton-poussoir S1, la bascule reçoit une impulsion d'horloge et le niveau logique, présent à l'entrée D, est transféré immédiatement à la sortie Q (et, sous forme inversée, à la sortie  $\bar{Q}$ ). Deux multivibrateurs monostables commandent les transistors de l'étage de sortie, qui doit fournir l'impulsion. Le signal produit par le bouton-poussoir S1 gagne les entrées B de IC1a et IC1b à travers un réseau RC (R2/C2) qui introduit un certain retard. À condition que l'entrée CLR d'un multivibrateur monostable soit à "1", celui-ci peut être déclenché par un flanc montant du signal appliqué à l'entrée B. Lequel des deux multivibrateurs monostables sera déclenché dépend dans ce cas-là du niveau logique présent à l'entrée-D de IC2a. Si la sonde détecte un niveau logique "haut" ("1") au point de test, le circuit intégré IC1a fera passer le transistor T1 à l'état conducteur. Dans le cas contraire, vous l'aurez deviné, le circuit intégré IC1b entraînera la commutation du transistor T2. Le condensateur électrochimique tampon, C5, fait en sorte que le transistor T1 puisse fournir un courant assez important au point de test. Si le bouton S1 n'est pas actionné (absence d'impulsions à appliquer) le condensateur C5 peut se recharger à travers la résistance R7. Grâce à cette technique astucieuse, la consommation moyenne du circuit est inférieure à 5 mA.



## LSD POUR SCALP

J. Romanus

Oh pardon... excusez-vous, il aurait fallu lire AFFICHAGE À LCD. Ce n'est pas que nous n'aimerions pas faire du SCALP un outil de développement haut en couleurs.

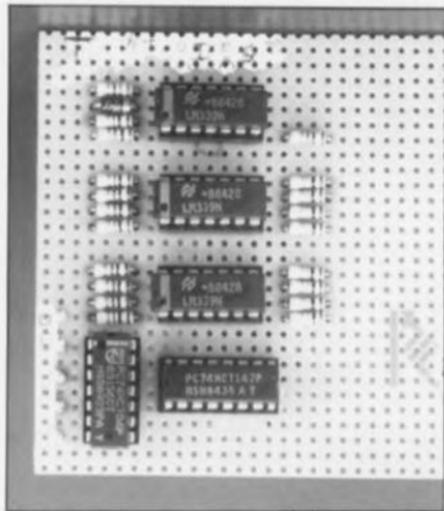
Le schéma montre comment connecter un affichage alphanumérique à cristaux liquides (LCD) au bus d'adresse, voire éventuellement aussi à celui des données, du SCALP. Il existe des afficheurs à LCD de toutes sortes et de toutes tailles. Pour le

prototype de ce montage nous avons utilisé un afficheur à 2 lignes de 16 caractères doté en outre de deux tampons (registres). Les signaux que véhiculent les lignes RD et WR du SCALP sont pourtant trop brefs pour pouvoir être écrits dans les registres de l'afficheur ou en être lus. Afin de résoudre ce petit problème nous faisons appel à une petite astuce: pour déterminer s'il s'agit d'une opération





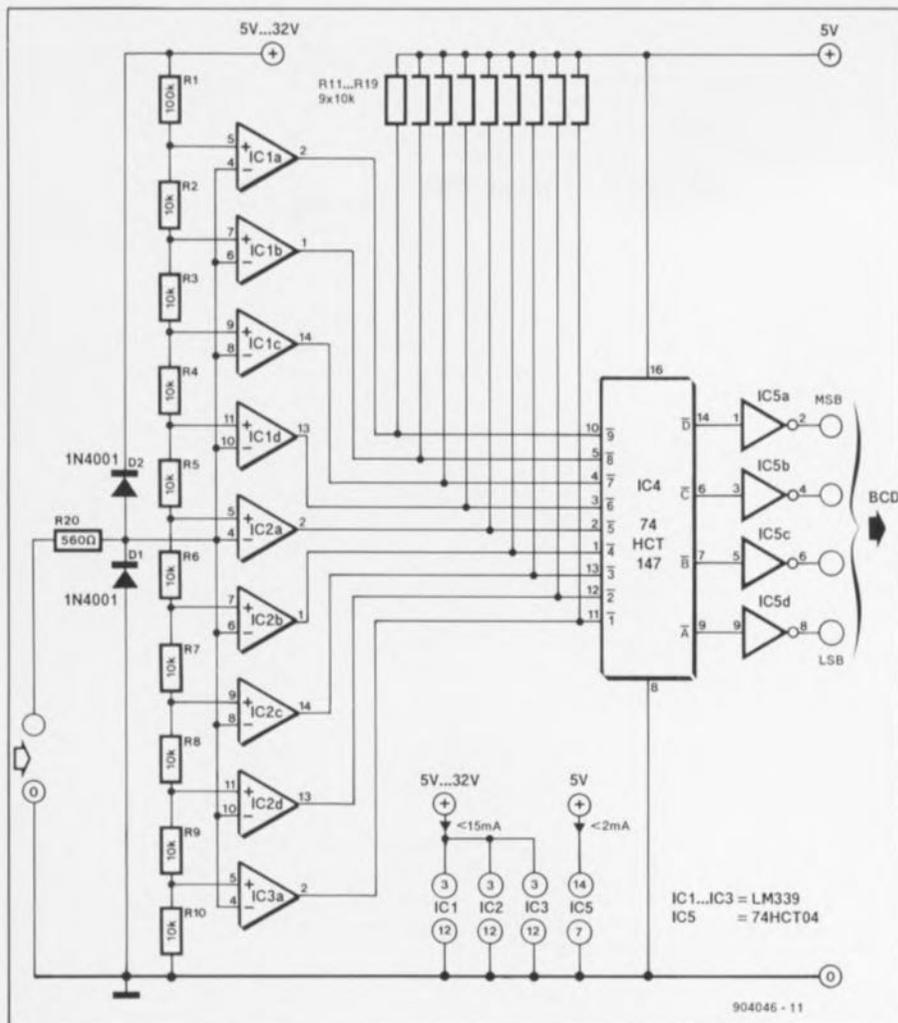
# CONVERTISSEUR FLASH 4 BITS-BCD



Il existe plusieurs manières de concevoir un convertisseur Analogique/Nu-  
mérique (A/N). Nous vous proposons  
une technique allant droit au but.  
L'avantage déterminant de ce circuit  
est sa vitesse. Ici, ce sont les caracté-  
ristiques des comparateurs qui déter-  
minent le temps de réaction du monta-  
ge ( $1 \mu\text{s}$  environ). Son inconvénient  
est que le nombre de composants né-  
cessaires est directement proportion-  
nel au nombre de niveaux que doit  
pouvoir différencier le convertisseur.  
Nous nous sommes limités ici à dix ni-  
veaux qui sont convertis en un code  
BCD.

Les neuf comparateurs permettent de

distinguer neuf niveaux. Si aucun des  
comparateurs ne détecte de dépasse-  
ment de niveau, c'est tout simplement  
que la tension d'entrée se situe en-  
dessous du niveau le plus faible, ni-  
veau (le dixième) qui est alors recon-  
nu comme étant un zéro. Les sorties à  
collecteur ouvert des comparateurs  
sont reliées à un décodeur de priorité  
(IC4). Il s'agit en fait d'une sorte de  
décodeur décimal-BCD. Au cas où  
plusieurs entrées se trouvent simulta-  
nément au niveau bas, on donne la  
priorité au code BCD qui correspond  
à l'entrée de rang le plus élevé. On  
procède pour finir, à l'aide d'un quar-  
teron d'inverseurs, à l'inversion du  
code BCD inversé fourni par IC4.  
Comme nos comparateurs possèdent  
des sorties à collecteur ouvert, on  
peut fort bien leur appliquer une ten-  
sion d'alimentation supérieure à celle  
qu'acceptent IC4 et IC5. Il faudra



dans ce cas veiller à ce que les résistances de forçage au niveau haut (*pull-up*), R11 à R19, soient bien reliées au +5 V et non pas à la tension d'alimentation plus élevée des comparateurs.

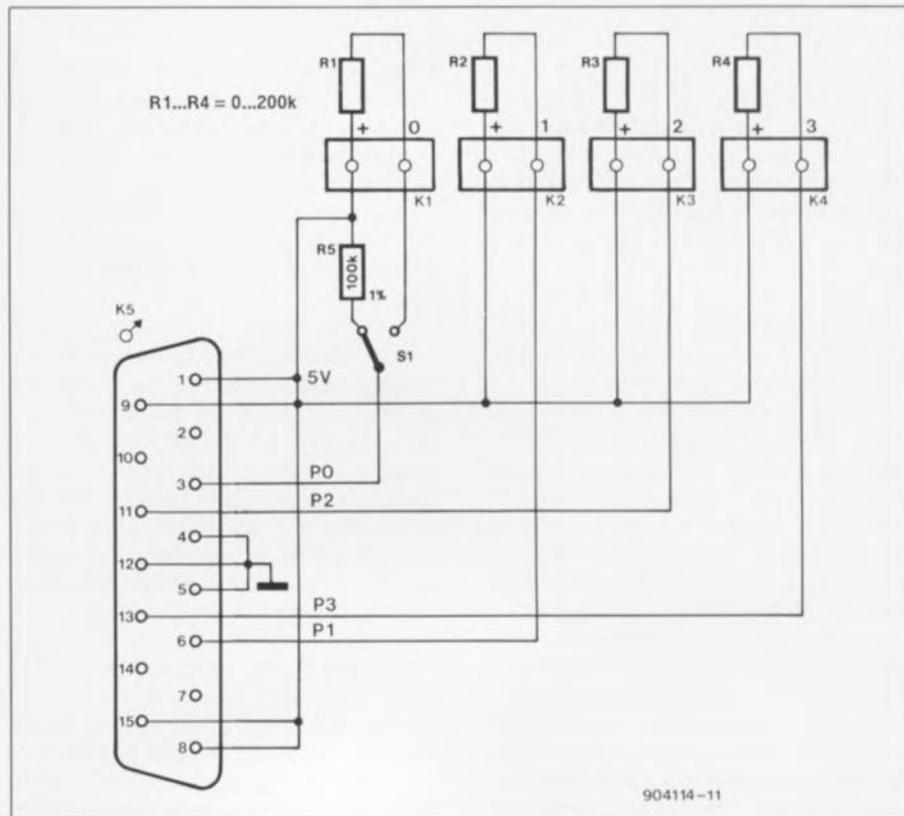
Les différents niveaux de tension servant aux comparateurs pour la comparaison avec la tension d'entrée sont fournis par le diviseur de tension multiple formé à l'aide des résistances R2 à R10; comme elles sont de même valeur, ces résistances divisent la tension en neuf parties égales. La tension totale appliquée au diviseur de tension est dérivée, à travers R1, de la tension d'alimentation. Il est possible d'adapter la plage d'entrée du convertisseur en donnant à R1 une valeur différente. Il faudra faire attention cependant à ce que le niveau le plus élevé (la tension à la broche 5 de IC1a) soit inférieur de 2 V au moins à la tension d'alimentation.

À une tension d'alimentation de 12 V et avec les valeurs du schéma, le seuil de commutation supérieur est de 5,68 V et la taille de pas de 632 mV.



# OHMMÈTRE POUR PC

Même si vous ne faites pas partie des experts-es-manettes de jeu, nous vous proposons la possibilité de mettre votre temps à profit à l'aide d'une . . . carte de jeux . . . pour IBM-PC ou compatible ! Une carte de jeux analogique comporte toute l'électronique nécessaire pour mesurer, de façon très confortable et à l'aide de l'ordinateur bien entendu, la valeur de résistances. En règle générale, ce type d'interface ne comporte qu'un décodeur (adresse \$201), un tampon et un circuit intégré du type NE558 qui comme le laisse supposer son nom, intègre 4 temporisateurs du type 555. L'ensemble de ces multivibrateurs monostables est doté d'un réseau RC constitué par 4 condensateurs de 10 nF connectés aux résistances externes (à mesurer), à l'aide de 4 résistances-série de  $2k\Omega$  et à tra-



```

; GCR.ASM Gameport Counter Routine
; *****

DATA SEGMENT
EXTRN COUNTLIMIT:WORD
DATA ENDS

CODE SEGMENT
ASSUME CD:CODE, DS:DATA

PUBLIC COUNT

COUNT PROC FAR

    PUSH BP
    ;sauvegarde du pointeur de base
    MOV BP,SP
    ;charge du pointeur de pile
    MOV SI,COUNTLIMIT
    ;charge de la valeur limite du compteur
    MOV DX,201H
    ;charge de l'adresse du port de jeux
    MOV BL,[BP+06]
    ;charge de la valeur SELECT du monostable
    MOV CX,00H
    ;compteur:=0
    CLI ;remise à zéro de l'indicateur d'état de
    validation d'interruption
    MOV AL,00H
    ;déclenchement de tous les monostables
    OUT DX,AL
    WHILE: IN AL,DX
    ;tant que la sortie du monostable choisi <> 0
    AND AL,BL
    JZ EWHILE
    CMP CX,SI
    ;et compteur <> limite du compteur
    JE EWHILE
    DO: INC CX
    ;compteur:=compteur+1
    JMP WHILE
    EWHILE: STI ;déclenchement de l'indicateur d'état de
    validation d'interruption
    MOV AX,CX
    ;remise en PASCAL du comptage
    POP BP
    ;remise en état du pointeur de base
    RET 4
    ;retour en PASCAL
COUNT ENDP

CODE ENDS
END

{$L GCR}PROGRAM RGAME (INPUT,OUTPUT);
(*****

(*ELEKTOR 30-03-90 V1.0/JR*)

USES CRT;

VAR CNT,R,M :INTEGER;
COUNTLIMIT :WORD;
C102K2 :INTEGER;

{$L GCR}
FUNCTION COUNT (MMV:INTEGER);INTEGER;EXTERNAL;
(*****

BEGIN
CLRSCR;
COUNTLIMIT:=MAXINT;
C102K2:=COUNT(1);
IF C102K2=COUNTLIMIT
THEN
BEGIN
WRITELN('ERREUR: vérifiez la carte, l'interrupteur et R5');
DELAY(2000);
END
ELSE
BEGIN
COUNTLIMIT:=2*C102K2;
REPEAT
M:=1;
FOR R:=1 TO 4 DO
BEGIN
CNT:=COUNT(M);
IF CNT=COUNTLIMIT
THEN WRITE('R',R,' hors domaine de mesure ')
ELSE WRITE('R',R,' ',ROUND(CNT/C102K2*102.2-2.2):3,'K');
GOTOXY(30,R); WRITELN('Compteur ',CNT:4,' ');
M:=M SHL 1;
END;
DELAY(750); GOTOXY(1,1);
UNTIL KEYPRESSED;
CLRSCR
END;
END.

904114r

```

vers les broches 3, 6, 11 et 13 du connecteur du manche de commande. Les 4 résistances externes (du manche) sont prises entre les broches mentionnées ci-dessus et la tension de +5 V présente aux broches 1, 8, 9 et 15.

Les temporisateurs sont déclenchés simultanément par une instruction *OUT* à l'adresse \$201. Pendant la période qu'un temporisateur donné est déclenché -c'est-à-dire en fait pendant sa pseudo-période- un compteur logiciel est incrémenté régulièrement. Il en résulte, à la fin de la pseudo-période, une valeur, le contenu du compteur, proportionnelle à celle de la résistance connectée. La résolution de l'ohmmètre est fonction de la vitesse du compteur. Pour cette raison, il est préférable de ne pas écrire le logiciel de comptage en Turbo-Pascal relativement lent, mais de lui préférer plutôt l'assembleur. L'état dans lequel se trouve chacun des multivibra-

teurs monostables peut être contrôlé à l'aide d'une instruction *IN* (à l'adresse \$201). Dans le mot lu, le bit 0 représente MMV1 donc la résistance R1, le bit 1 la résistance R2 (MMV2), le bit 2 la résistance R3 (MMV3) et le bit 3 la résistance R4 (MMV4).

Le logiciel est un très bon exemple de l'intégration d'une routine écrite en assembleur dans un programme en Turbo-Pascal. La fonction *COUNT* se charge de l'incrémentation de la valeur du compteur, afin que la valeur de la fonction soit en accord avec la valeur définitive du registre de comptage *CX*. Le paramètre *MMV* détermine le bit à lire dans l'adresse \$201.

Pour obtenir un programme performant il faudra tout d'abord transformer le listing *GCR.ASM* en code objet (à l'aide du logiciel *MASM* par exemple) et copier ensuite le fichier *GCR.OBJ* dans le répertoire utilisa-

teur (*USER*) de Turbo-Pascal. La commande *[\$L GCR]*, comprise dans le listing Turbo-Pascal, fait que le compilateur Pascal intègre correctement le fichier *GCR.OBJ* dans le programme définitif. Puisque le programme *RGAME* commence par la constante *C102K2*, l'interrupteur *S1* devrait se trouver dans la position indiquée dans le schéma lorsque vous lancez ce programme. Cette valeur de 102kΩ2 est le résultat de l'addition de la valeur de la résistance R5 et de celle de la résistance-série, mentionnée plus haut. Ce processus à l'avantage de rendre la valeur de la résistance indépendante de la fréquence de l'horloge interne de l'ordinateur. Si la mesure se déroule normalement, les valeurs des résistances R1 à R4 apparaîtront sur votre écran ainsi que les valeurs correspondantes des compteurs. Dans le cas d'un ordinateur AT qui fonctionne à une fréquence d'horloge interne de 12 MHz, la valeur du compteur pour une résistance de 100 kΩ

devrait atteindre 270 environ. Avec l'interrupteur S1 dans la position illustrée dans le schéma, la valeur de R1 est de 100 k $\Omega$  bien sûr. En principe, ce processus de mesure

devrait permettre des mesures jusque dans la plage de mégohms. Hélas, l'apparition inévitable d'impulsions parasites sur les longues lignes de connexion limitent la plage de mesu-

res fiables à 200 k $\Omega$  environ. Un dépassement de cette valeur limite se traduira sans doute par l'affichage du message d'erreur '*OVERFLOW*'.

# LE TORT

## alimentation de puissance 10 A

Elektor n°144, juin 1990, page 19

Le paragraphe consacré à la réalisation comporte une double erreur. À la fin de la 1ère colonne il faut lire: . . . de la sortie négative, la connexion des points "++" sur la platine 1 à l'embase de la sortie positive et celle du pôle positif de C1 et C2 aux contacts "++" du 1er circuit imprimé (le grand).

Le plan de câblage de la figure 8 est bon. Il faut mettre du câble de section importante entre:

- le (-) de C1 et C2 et la borne négative de la face avant,
- le (+) de C1 et C2 et la borne "++" du circuit imprimé,
- le (+) du circuit imprimé et la borne positive de la face avant.

Le dessin de la figure 6 comporte une petite erreur que la plupart d'entre vous aurons rapidement corrigée: l'opto-coupleur n'est pas un TIC111, mais un TIL111.

## commutateur d'entrées audio à commande logique

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 84

Le transistor T3 et les résistances associées, R4 à R6 sont superflus. On omettra de les implanter. Il faudra poser un pont de câblage sur la platine entre le collecteur de T3 et l'extrémité de R4 la plus éloignée de ce transistor. On relie ainsi directement l'entrée de remise à zéro des bascules à la sortie OUT8. La combinaison D11/R17 associée au relais Re8

remplit la fonction de résistance de forçage.

Il faudra en outre faire passer la valeur de C1 à 220 nF.

## testeur de pile

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 83

Une simple précision.

Il semblerait que certains multimètres soient capables de réagir à des tensions continues même s'ils se trouvent sur un calibre de tension alternative. Si tel est le cas chez vous, il faudra prendre un petit condensateur en série avec le multimètre.

## ohmmètre pour PC

Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 95

Le programme de Pascal RGAME, le listing de droite de la page 95,

comporte une petite erreur:

La dernière instruction "WRITE" doit se terminer par les caractères suivants:

3,'K ');

On l'aura compris, il manque tout simplement 5 espaces.

## l'espion II

Elektor n°138, décembre 1989, page 26

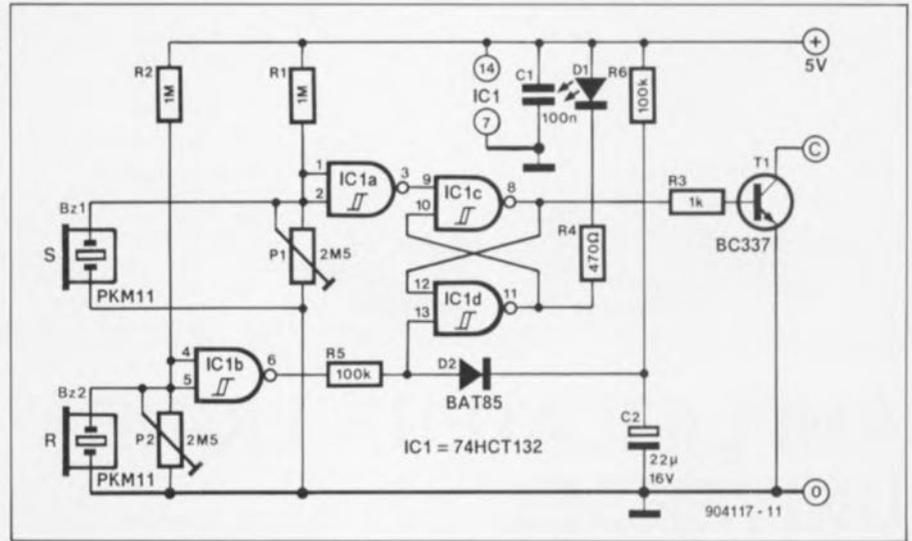
L'entrée CLR (Clear) de IC3A a été mise à la masse; cette approche peut, dans certains cas, poser des problèmes de remise à zéro correcte du montage. Il suffit, pour supprimer cette connexion, d'interrompre la piste de masse allant vers la broche 3 de IC3. Cette broche sera ensuite (après avoir été libérée !!!) reliée à la broche 16 (+5 V) de ce même circuit intégré.



## VIBRASCULE

Laissez-nous vous présenter VIBRASCULE, une bascule bistable aux propriétés extraordinaires. Son déclenchement et sa remise à zéro se font mécaniquement: par des vibrations pour être plus précis. Ce petit circuit peut fort bien servir de capteur dans un système d'antivol ou pour commander un passage au niveau d'un réseau ferroviaire miniature par exemple.

Deux résonateurs piézo ordinaires, Bz1 et Bz2, servent de capteurs de vibrations. Bz1 sert à déclencher la bascule; Bz2 est chargé pour sa part de sa remise à zéro. La sensibilité des capteurs peut être réglée en jouant sur les ajustables P1 et P2. On aura trouvé le réglage optimum lorsque les sorties des tampons IC1a et IC1b basculent tout juste du niveau bas au niveau haut. Une fois ce montage terminé, une petite "pichnette" sur Bz1 de-



aurait produit le déclenchement de la bascule. Le transistor T1 devient alors conducteur, ce qui vous permettra, par exemple, de commander un relais. L'état de déclenchement est visualisé par l'illumination de la LED D1. Un nouveau petit coup sur Bz1 remettra à zéro le circuit: la LED s'éteint et le transistor T1 bloque.

La majeure partie de la consommation relativement faible du montage –12 mA environ– est à mettre au compte de la LED. Le condensateur C2 sert à la remise à zéro du circuit lorsque celui est mis en fonction. De ce fait, la LED devrait être éteinte après la mise en fonction de la vibrasculé.



## MONITEUR DE TENSION D'ALIMENTATION

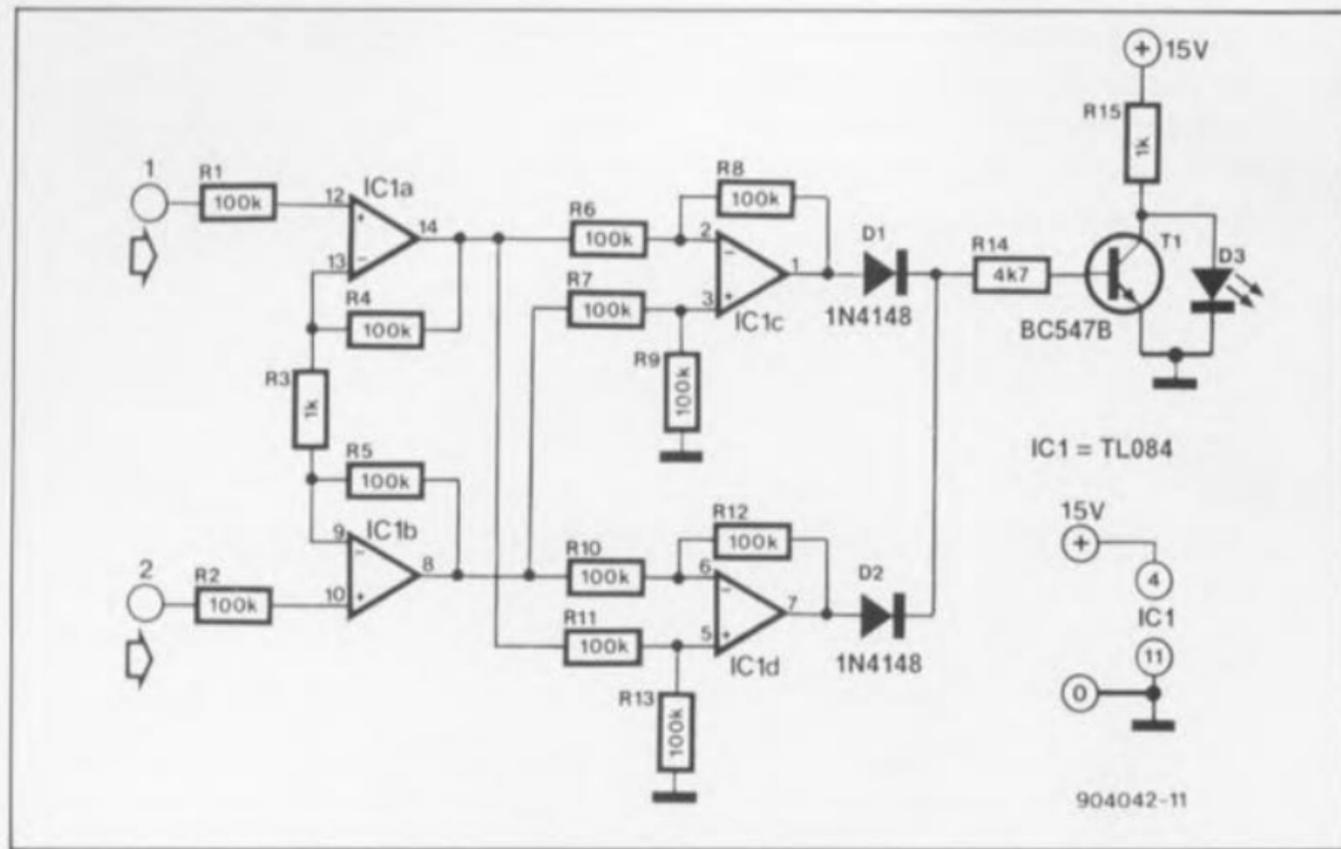
Il est important, dans le cas d'appareils faisant appel à des composants critiques, ordinateurs, amplificateurs de puissance, pour n'en citer que deux familles, de savoir à tout moment si l'alimentation de l'appareil fonctionne correctement. Le mini-circuit proposé ici permet de vérifier très simplement si la tension d'alimentation répond bien aux exigences posées. Notre moniteur de tension d'alimentation est en effet en mesure de comparer deux tensions continues entre elles. Dès qu'apparaît une diffé-

rence de plus de 10 mV entre les deux tensions, la LED de visualisation s'éteint signalant un problème. On aura compris que ce montage nécessite une tension de référence précise dont la valeur correspond au niveau de tension requis.

Un amplificateur différentiel constitué des amplificateurs opérationnels IC1a et IC1b se voit appliquer à son entrée 1 la tension à surveiller et à son entrée 2 la tension de référence. Une différence aussi faible que 10 mV suffit déjà à faire basculer l'un des com-

parateurs (IC1c et IC1d). La sortie de IC1d passe au niveau haut lorsque la tension à l'entrée 1 dépasse, de 10 mV au moins, la tension appliquée à l'entrée 2. À l'inverse, la sortie de IC1c change d'état lorsque l'entrée 1 détecte une tension trop faible. Dans ces conditions, la LED est mise hors-fonction à l'aide d'une diode (D1 ou D2) et du transistor T1.

La tension d'alimentation du circuit n'est pas critique; on peut envisager une alimentation symétrique (double) de  $\pm 10$  V ou une alimentation asymétrique (unique) de 15 V. L'essentiel est que les tensions d'entrée restent inférieures de 1,5 V au minimum à la tension d'alimentation. Si donc la tension d'alimentation est de  $\pm 10$  V, les



tensions d'entrée doivent impérativement se situer entre  $-8,5$  et  $+8,5$  V. Si tel n'est pas le cas, la réjection en mode commun devient trop faible et les amplificateurs opérationnels prévus ici ne sont plus capables de traiter les signaux. Notons, en guise de remarque finale, que les résistances de  $100\text{ k}\Omega$  doivent avoir une tolérance de 1% au maximum. Des tolérances plus importantes sont néfastes pour le comportement de la réjection en mode commun des amplificateurs. La consommation du montage à une tension d'alimentation de 15 V est de 25 mA approximativement.



# AMPLIFICATEUR LIGNE UNIVERSEL

Les occasions d'utiliser un amplificateur ligne universel sont nombreuses, il suffit de penser aux nécessités d'adaptation ou d'amplification de signaux ligne qui se présentent ici ou là. Les séances d'enregistrement, qu'il s'agisse de studio ou de live, constituent l'un des domaines d'application privilégiés pour ce genre d'opérations. On peut, par exemple, réaliser une table de mélange ligne par la mise en parallèle de plusieurs des amplificateurs ligne décrits ici.

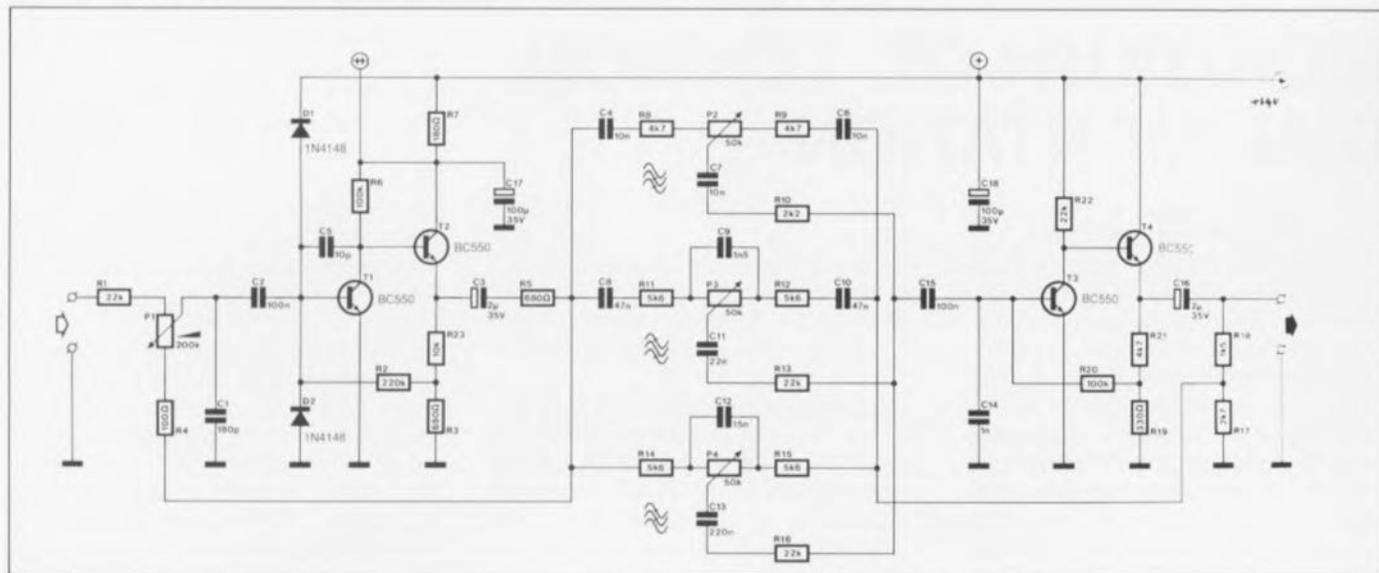
L'entrée de ce circuit est protégée contre des tensions de niveau trop élevé, sa sortie présente une impé-

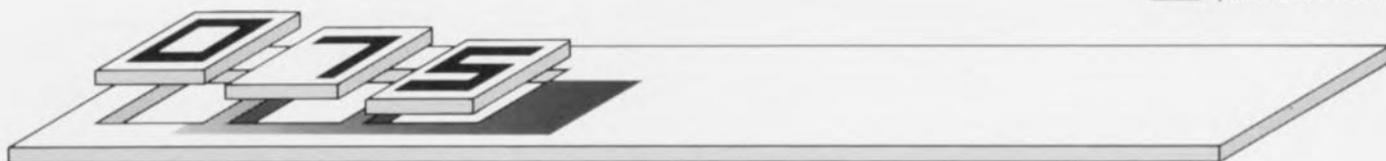
dance très faible. L'examen du schéma nous apprend que nous sommes en présence d'un circuit conventionnel comportant deux étages d'amplification couplés en tension continue entre lesquels est pris un correcteur de tonalité triple de type Baxandall (basé sur P2, P3 et P4).

Le composant qui intrigue dans toute cette affaire est le potentiomètre de volume pris directement à l'entrée du montage: son extrémité "froide" n'est pas reliée à la masse mais à la sortie du premier étage d'amplification. Comme le signal disponible là est en opposition de phase avec le signal d'entrée, on procède à une contre-réaction vers le premier étage à travers le potentiomètre P1. De ce fait, le

gain est inversement proportionnel au niveau du signal d'entrée. On augmente ainsi très sensiblement le domaine admissible des niveaux du signal d'entrée. Il devient possible dans ces conditions de dériver, par exemple, le signal fourni par un haut-parleur pour l'appliquer à l'amplificateur ligne.

La tension d'alimentation est de 24 V, la consommation de courant de quelque 4 mA. Si l'on envisage d'utiliser plusieurs amplificateurs en parallèle, pour réaliser par exemple une table de mixage, on pourra interconnecter les différentes tensions d'alimentation de même niveau (+ et ++ ) telles qu'on les retrouve sur le schéma. Il suffira dans ce cas d'implanter les condensateurs C17, C18 et la résistance R7 en un seul exemplaire seulement.





# MONITEUR DE TEMPS D'ACCÈS RÉEL

## POUR DISQUES DURS

Les disques durs dotés d'une interface ST506 ou compatible (prise entre le lecteur et le contrôleur), connaissent un signal "Seek Complete". Ce signal est inactif (haut) lorsque le disque dur est à la recherche de nouvelles données; cela peut paraître contradictoire, mais ne l'est pas puisque tant que le système est en recherche, la ligne recherche terminée ne peut pas être active. La durée pendant laquelle cette ligne présente un niveau haut est directement proportionnelle au temps perdu à la recherche. La durée de la recherche dépend en effet principalement du temps qu'il faut aux têtes pour atteindre le cylindre requis. Dans le cas d'un disque dur ayant un temps d'accès moyen de 68 ms, on mesure des durées de recherche s'échelonnant entre 5 et 200 ms. S'il dispose d'un système de mesure et d'affichage à LED de la durée de recherche, un utilisateur aura vite fait de se faire une idée des performances de son disque dur. Plus la fragmentation des fichiers augmente, plus la durée de recherche croît elle aussi. Si le barreau de LED se trouve fréquemment dans le "rouge", il peut être judicieux de lancer un logiciel d'optimisation du disque dur.

Quoi qu'il en soit, la présence de LED sur un ordinateur ne peut, de toutes façons, qu'en augmenter l'attrait visuel.

Le signal  $\overline{SC}$  est disponible à la broche 8 de l'interface ST506. Chaque broche de numéro impair met à votre disposition une connexion de masse. On prendra de préférence la broche 9 comme connexion de masse pour la bonne et simple raison que c'est elle qui se trouve le plus près de la broche 8.

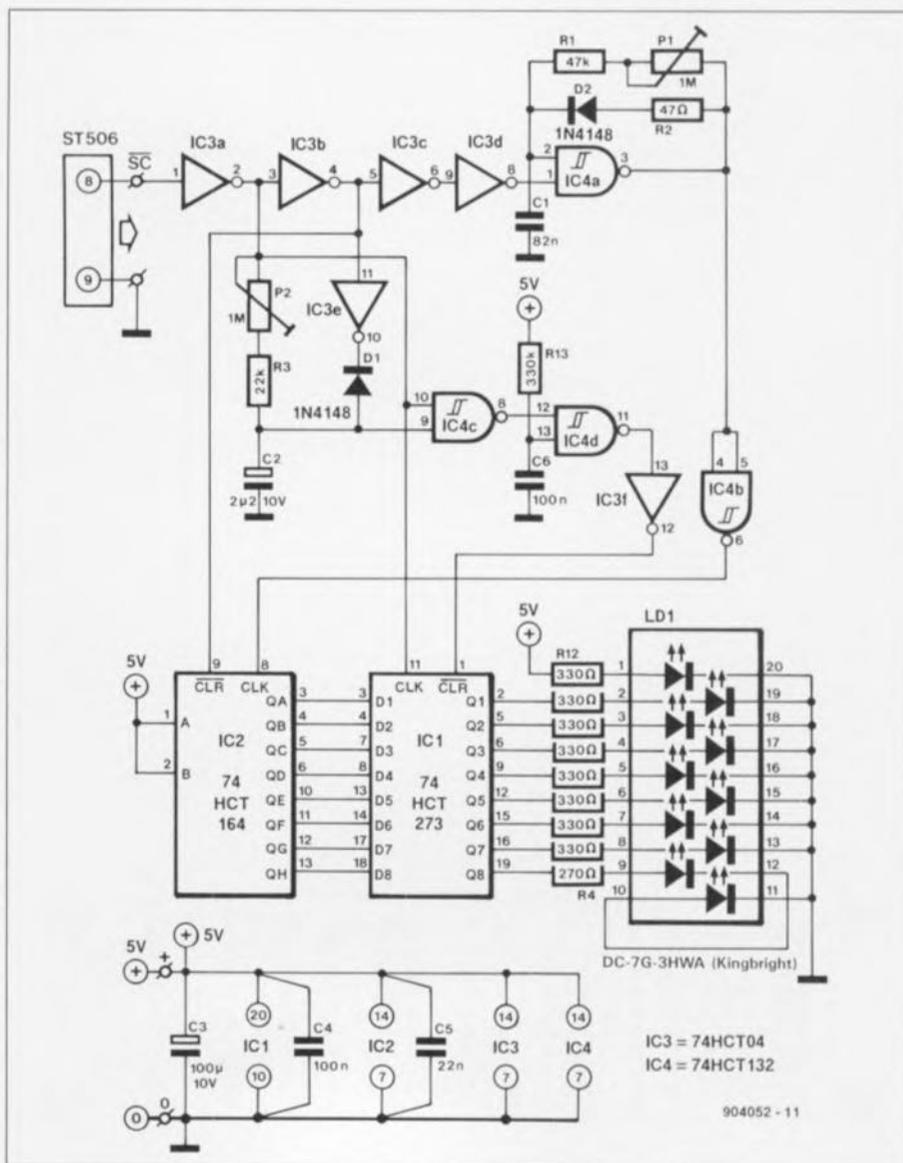
Lorsque les têtes débutent leur recherche, c'est-à-dire après le passage au niveau haut du signal  $\overline{SC}$ , l'entrée d'horloge du registre/tampon IC1 passe au niveau bas. Simultanément, en raison de la décharge brusque du condensateur C2 à travers la diode D1 et le passage au niveau bas de la broche 10 de IC4c, la ligne d'effacement de IC1 (CLR) change de niveau. Le retard subi par le signal dans les portes fait que l'entrée CLR du registre à décalage IC2 est inactive lors du dé-

marrage de l'oscillateur centré sur IC4a. En fonction de la fréquence de l'oscillateur et de la durée pendant laquelle la ligne  $\overline{SC}$  reste au niveau haut, IC2 recevra un certain nombre d'impulsions d'horloge. Chaque nouvelle impulsion se traduit par l'application d'un "1" au registre à décalage IC2, de sorte qu'à la fin du cycle, le nombre de sorties actives constitue une indication de la durée de recherche.

Une durée de transfert du signal par une des portes — ce que nous appellerons, pour nous simplifier la vie, un retard de porte — après le flanc descendant du signal  $\overline{SC}$ , le registre/tampon accepte les données. Un retard

de porte plus tard, le registre à décalage est effacé. Il est prêt alors à mesurer la durée du prochain cycle de recherche. Ce n'est qu'à la fin de chaque cycle de recherche que la durée mesurée est visualisée sur le barreau de LED. Cette technique permet d'éliminer un clignotement gênant de l'affichage.

Une fois que la ligne "Seek Complete" est devenue active (au niveau bas) le condensateur C2 se recharge progressivement à travers P2 et R3. En l'absence de nouveaux cycles de recherche, la sortie de IC4c basculera à un moment donné du niveau haut vers le niveau bas, entraînant une remise à zéro de IC1. La position de P2 détermine la longueur chronologique de l'affichage de la dernière durée de mesure (1,5 s au maximum). La combinaison R13/C6 assure une remise à zéro de IC1 lors de la mise sous tension du système.



```

; NAME: SEC.ASM      *** SEEK-TIME MONITOR ***
; USE:              *** P1 ADJUST AND TRGDEMO ***
; ID: ELEKTOR/JR
; DATE: 8-2-'90

PROGSEG GROUP CODE_SEG, DATA_SEG
        ASSUME CS:PROGSEG, DS:PROGSEG

CODE_SEG SEGMENT
        ORG 100H

MAIN    PROC NEAR
        LEA SI,STRMSG      ;WRITE START MESSAGE
        CALL MESSAGE
        MOV DX,00H         ;READ BOOT SECTOR (SECTOR 0)
        CALL READSEC
        MOV BX,13H        ;DX:=TOTAL NUMBER OF DISK SECTORS
        MOV DL,SEC[BX]
        MOV DH,SEC[BX+1]
        DEC DX             ;DX:=LAST SECTOR NUMBER
        CALL READSEC      ;CHECK LAST SECTOR
WHILE:  CMP DI,00H        ;WHILE ERROR FLAG=SET DO
        JZ EWMILE
DO:     LEA SI,ERRMSG     ;WRITE ERROR MESSAGE
        CALL MESSAGE
        DEC SI             ;LAST SECTOR NUMBER:=LAST SECTOR NUMBER-1
        CALL READSEC      ;READ LAST SECTOR
        JMP WHILE
EWMILE: LEA SI,ADJMSG     ;WRITE ADJUST MESSAGE
        CALL MESSAGE
        MOV CX,200        ;LOOP COUNTER:=200 (TIME-OUT VALUE)
NEXT:   PUSH DX           ;SAVE LAST SECTOR NUMBER
        MOV AH,06H        ;IF ANY KEY PRESSED THEN END
        MOV DL,0FFH
        INT 21H
        JNC END
        MOV DX,0          ;READ SECTOR 0
        CALL READSEC
        POP DX            ;READ LAST SECTOR
        CALL READSEC
        LOOP NEXT         ;LOOP COUNTER:=LOOP COUNTER-1
                          ;IF NOT LOOP COUNTER=0 THEN NEXT
END:    LEA SI,ENDMSG     ;WRITE END MESSAGE
        CALL MESSAGE
        INT 20H           ;RETURN TO DOS
MAIN    ENDP

;*****
READSEC PROC NEAR        ;INPUT:DX = SECTOR TO READ
                          ;OUTPUT:DI = ERROR FLAG
        PUSH AX
        PUSH BX
        PUSH CX
        MOV AX,2          ;SELECT DRIVE C (LOAD "3" TO SELECT "D")
        LEA BX,SEC        ;GET SECTOR DUMP ADDRESS (DS:BX)
        MOV CX,1          ;ONLY ONE SECTOR
        INT 25H           ;READ SECTOR (DX)
        IF1: JNC ELSE1    ;IF READ ERROR
        THEN1: MOV DI,01   ;SET ERROR FLAG
        ELSE1: MOV DI,00   ;CLEAR ERROR FLAG
        EIF1: POPF         ;RESTORE FLAGS
        POP AX
        POP BX
        POP CX
        RET
READSEC ENDP

;*****
MESSAGE PROC NEAR      ;INPUT:SI=MESSAGE ADDRESS
        CALL CRLF
        PUSH DX
        PUSH AX
        MOV DX,DI
        MOV AH,09
        INT 21H         ;WRITE MESSAGE
        POP AX
        POP DX
        RET
MESSAGE ENDP

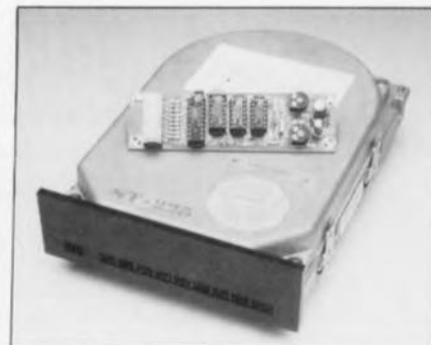
;*****
CRLF    PROC NEAR
        PUSH AX         ;SAVE REGISTERS
        PUSH DX
        MOV AH,02       ;CR
        MOV DL,0DH
        INT 21H
        MOV DL,0AH      ;LF
        INT 21H
        POP DX          ;RESTORE REGISTERS
        POP AX
        RET
CRLF    ENDP

CODE_SEG ENDS

;*****
DATA_SEG SEGMENT
STRMSG  DB "???"
ADJMSG  DB "PLEASE ADJUST P1 (LED BAR TO FULL SCALE)."  

        DB "Quit = Any keys"
ERRMSG  DB "DISK READ ERROR: AUTOFIXING!!!"
ENDMSG  DB "?? Program Terminated?"
MARK    DB "SECTOR DUMP"
SEC     DB "512 BYTES"
DATA_SEG ENDS

;*****
END MAIN
    
```



L'ajustable P1 permet de choisir la fréquence de l'oscillateur; la plage disponible s'étend de 15 à 400 Hz. Il faudra donner à P1 la position dans laquelle la durée de recherche maximale se traduit par l'illumination de la totalité de l'affichage. Dans la pratique, on fera appel à un petit programme en assembleur pour trouver la position convenable de P1. Ce petit programme lit l'un après l'autre le premier et le dernier secteur du disque C. Pour éviter que ce processus ne dure trop longtemps, un compteur limite l'aller-retour des têtes à 200 mouvements. Vous disposerez ainsi de suffisamment de temps pour trouver la bonne position de P1.

Nous vous proposons le programme en assembleur ci-contre. Pour en faire un programme exécutable, il vous faudra l'assembler à l'aide d'un macro-assembleur tel que MASM par exemple. Les programmeurs experts en Pascal ou en C n'auront pas de problème pour écrire, à partir des informations contenues dans le programme donné en exemple, leur propre logiciel de test dans leur langage préféré.

L'alimentation de l'ordinateur ne devrait pas avoir de problème pour alimenter ce montage: il ne consomme que 125 mA au maximum sous une tension de +5 V.

**Liste des composants:**

**Résistances:**

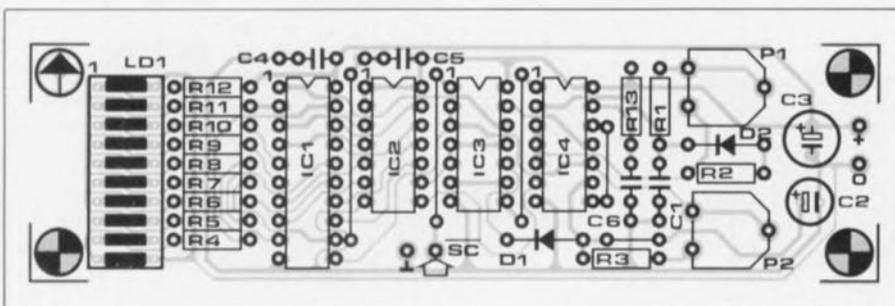
- R1 = 47 kΩ
- R2 = 47 Ω
- R3 = 22 kΩ
- R4 = 270 Ω
- R5 à R12 = 330 Ω
- R13 = 330 kΩ
- P1,P2 = 1 MΩ ajust.

**Condensateurs:**

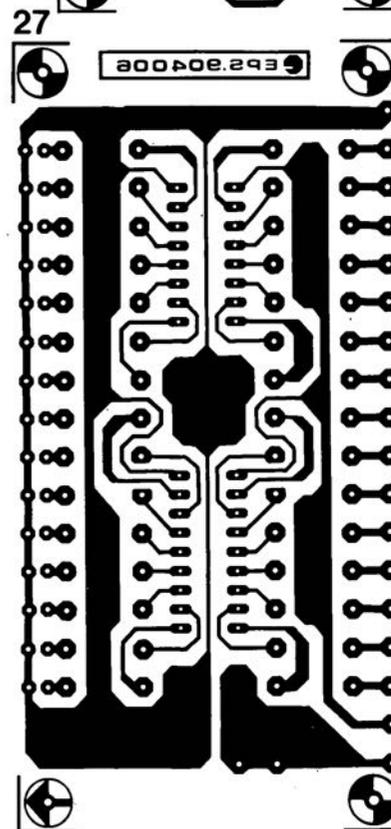
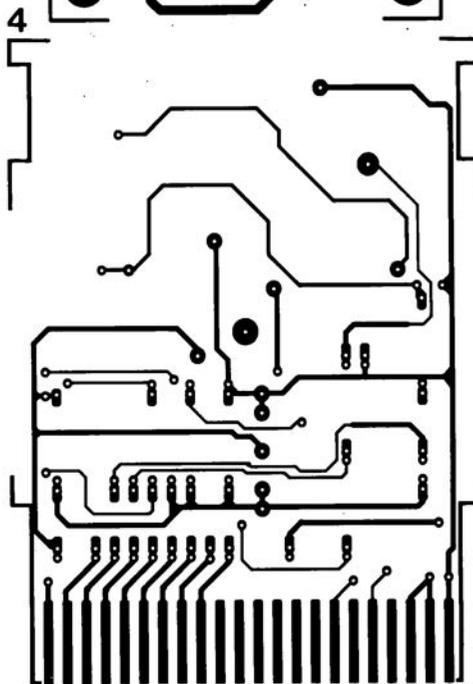
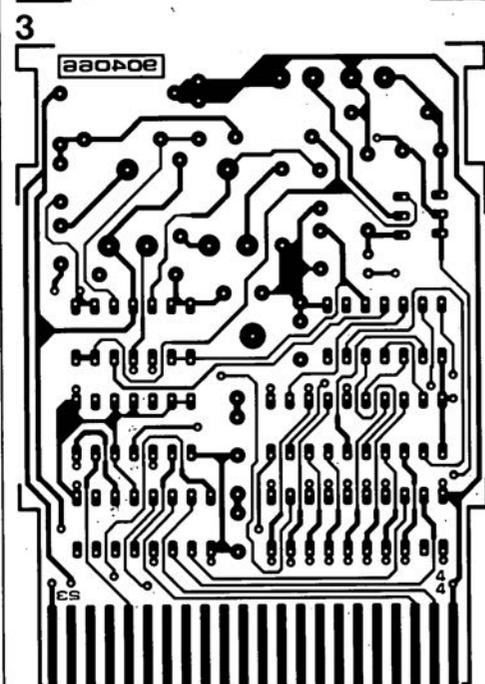
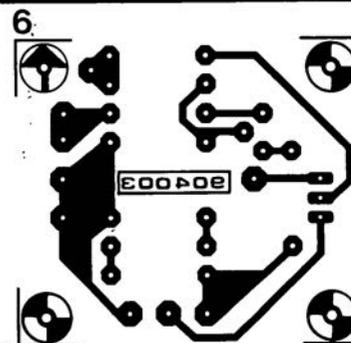
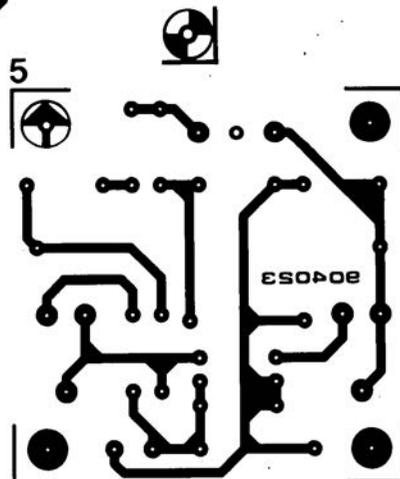
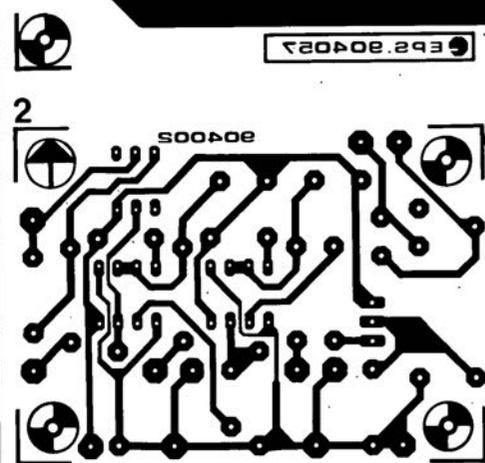
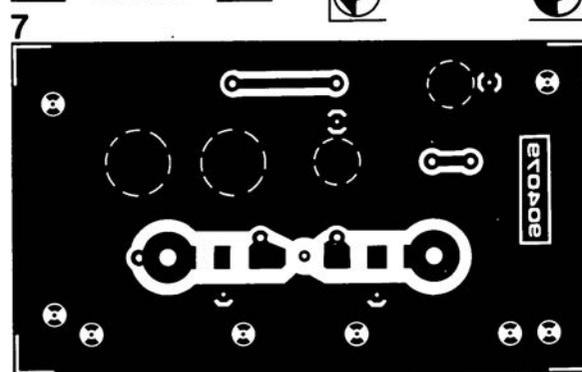
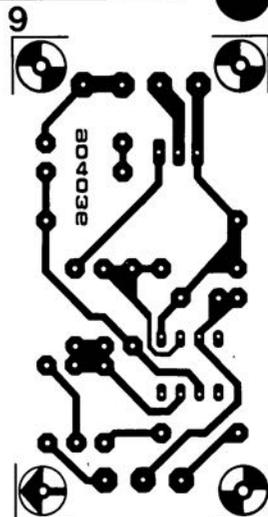
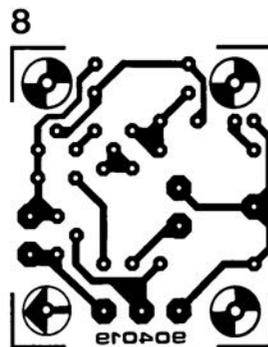
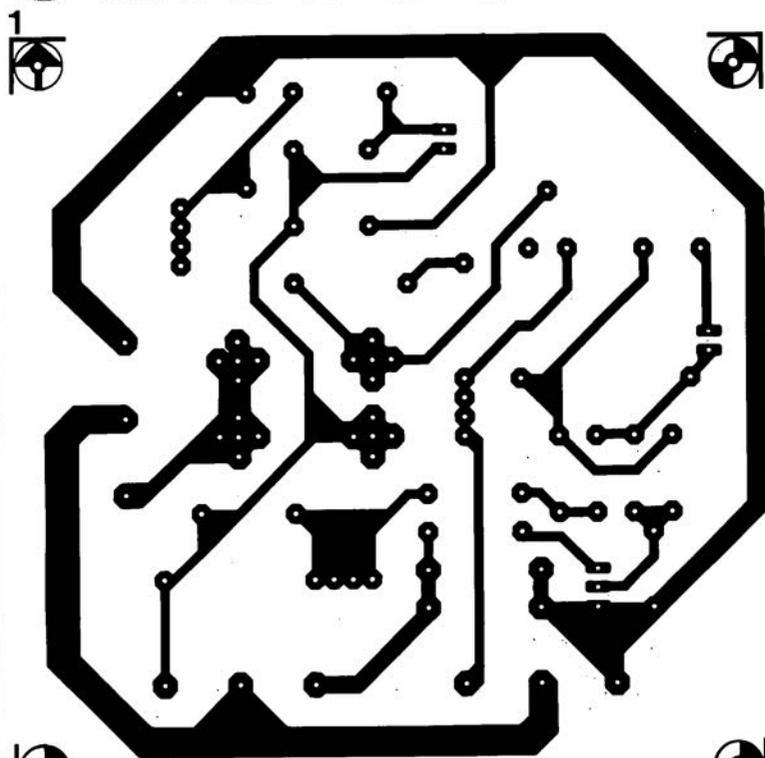
- C1 = 82 nF
- C2 = 2μF/10 V radial
- C3 = 100 μF/10 V radial
- C4,C6 = 100 nF
- C5 = 22 nF

**Semi-conducteurs:**

- D1,D2 = 1N4148
- LD1 = afficheur barregraphe à 10 LED (tel que DC-7G-3HWA de Kingbright)
- IC1 = 74HCT273
- IC2 = 74HCT164
- IC3 = 74HCT04
- IC4 = 74HCT132

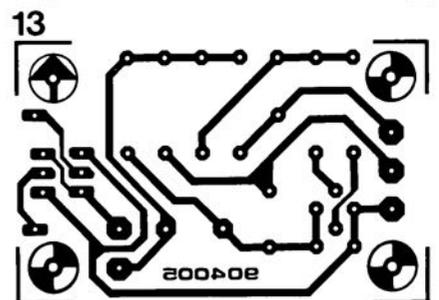
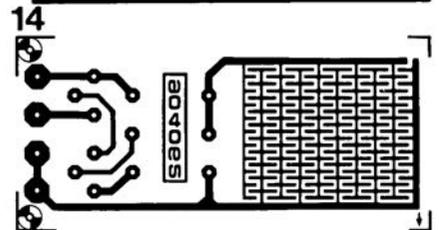
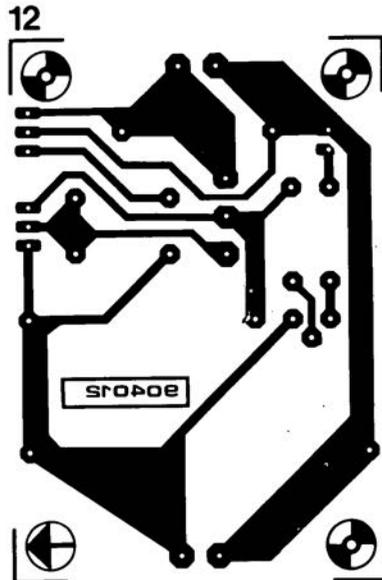
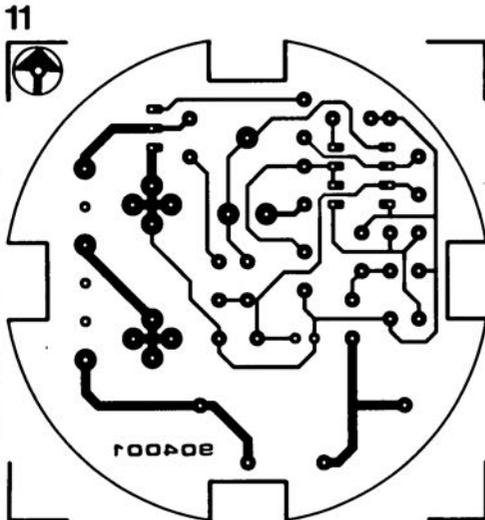
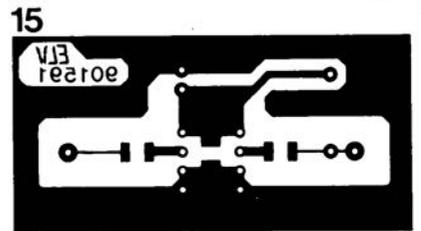
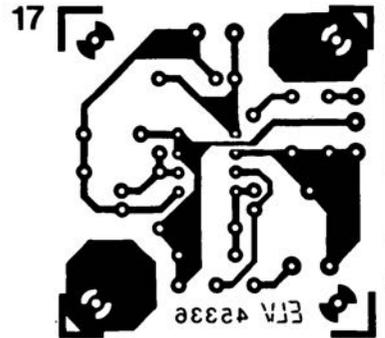
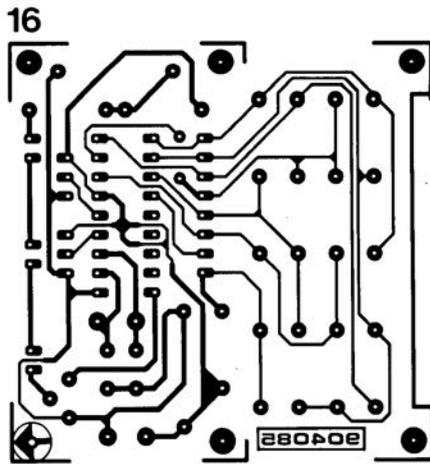
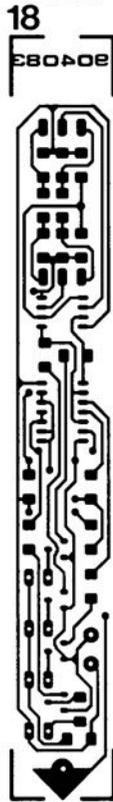
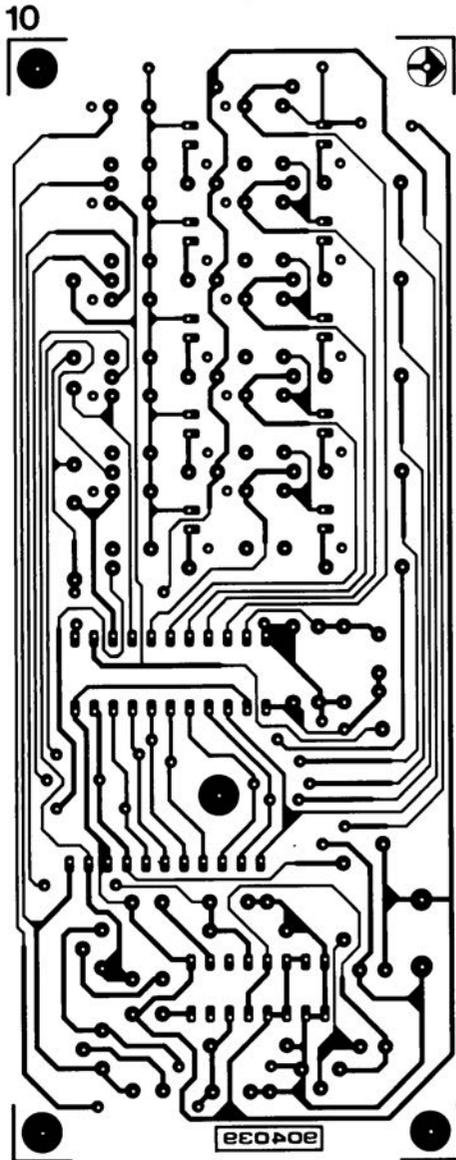


# SERVICE

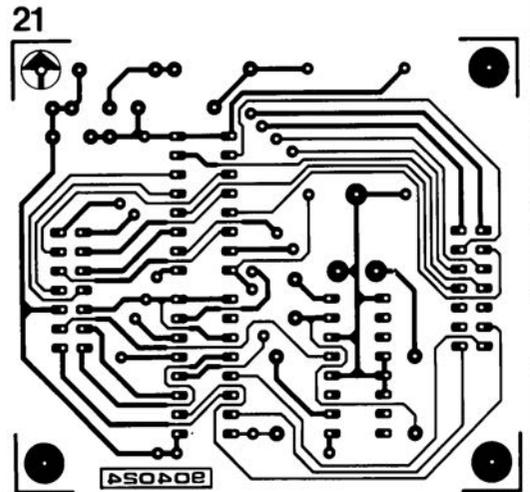
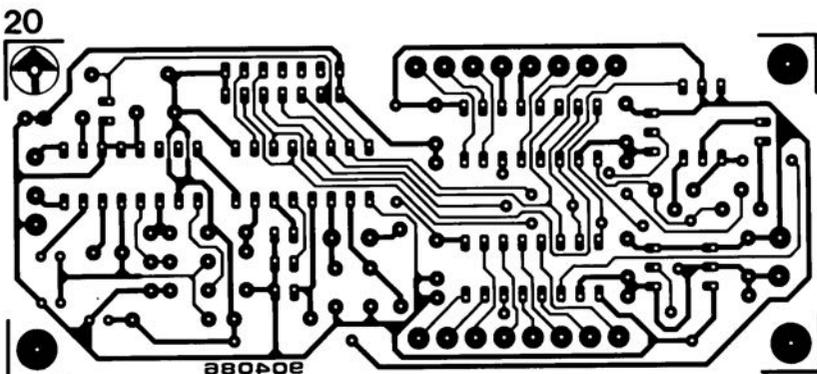
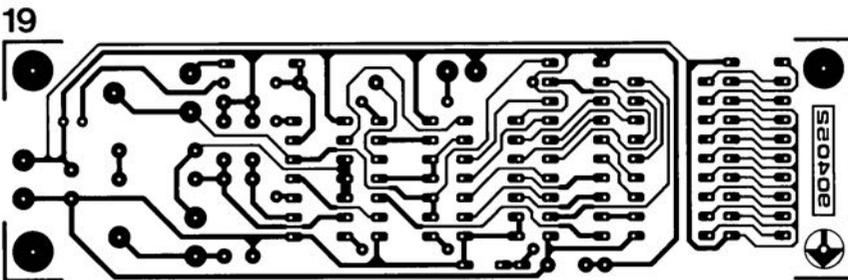
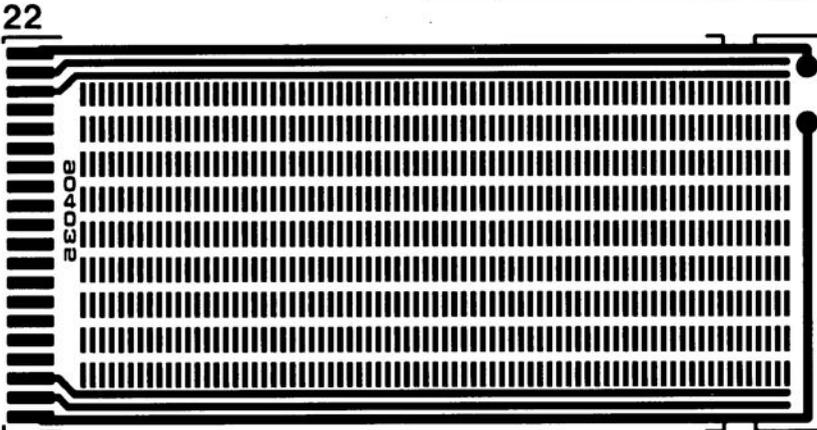
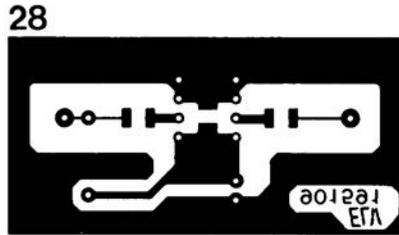
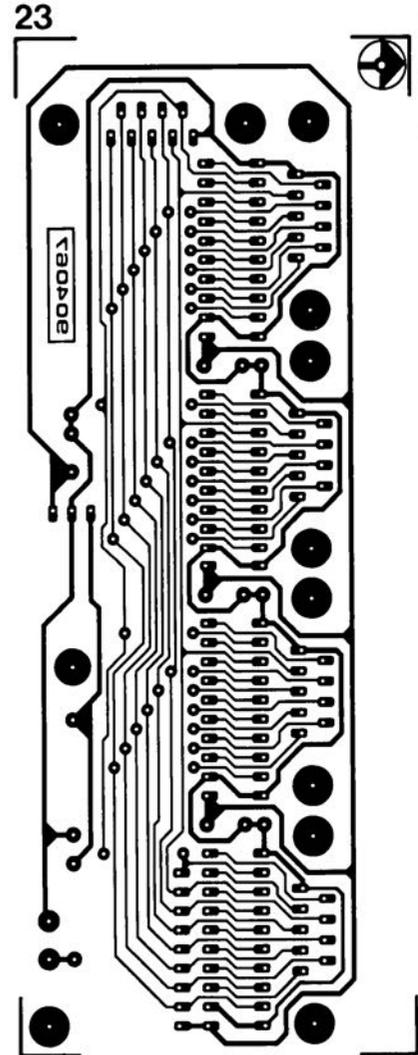
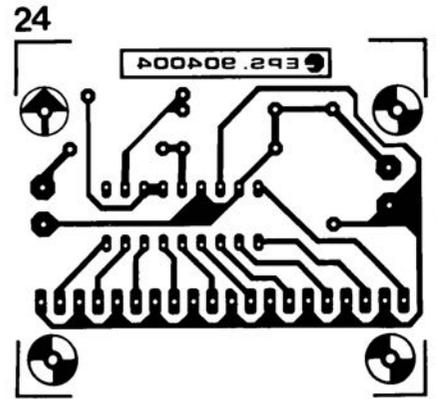


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# FILTRE DE RONFLEMENT

## ET DE SUPPRESSION DE SIGNAUX SUBSONIQUES

Le disque classique en polyvinyle noir se vend de moins en moins. Ceci n'empêche pas que nous soyons encore nombreux à posséder une collection de disques "antiques". Un siècle d'enregistrements ça laisse des traces. Des petits montages destinés aux applications phonographiques peuvent continuer d'intéresser nombre d'entre vous. Certains audiophiles ne disent-ils pas que rien ne vaut l'enregistrement analogique?

Le ronflement (signaux parasites à basse fréquence dus au moteur et au plateau) et autres signaux subsoniques (de toute nature plus ou moins bien identifiée) sont des phénomènes extrêmement gênants auxquels on se

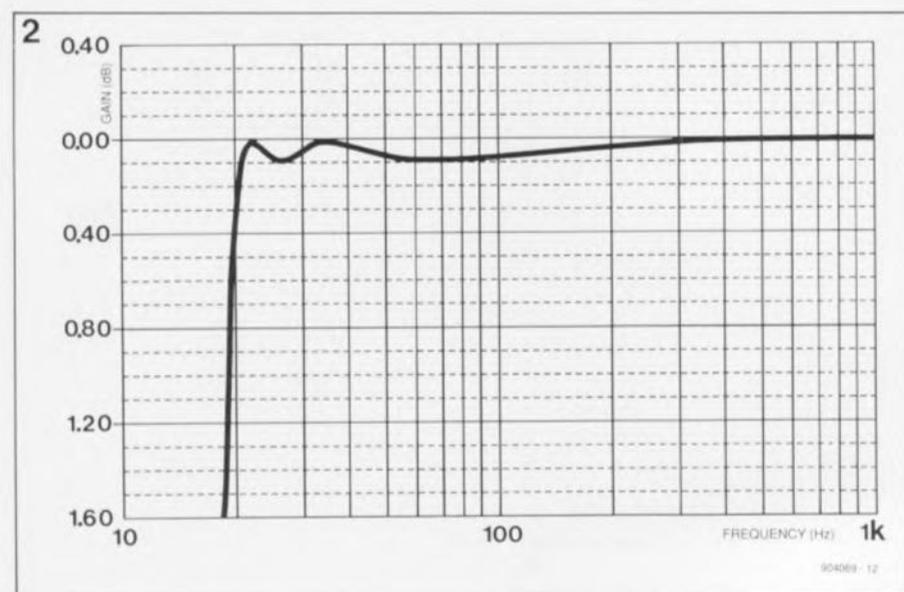
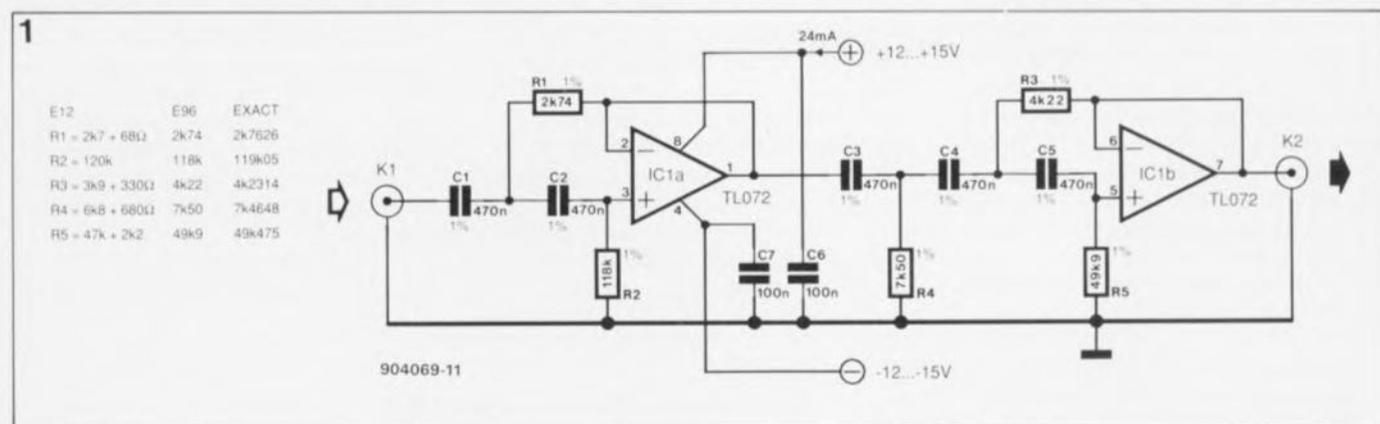
trouve confronté lors de la lecture de disques analogiques.

Pour éliminer ces signaux parasites, nous avons conçu un filtre passe-haut actif présentant une caractéristique Chebychev du cinquième ordre, présentant une ondulation résiduelle de 0,1 dB et une fréquence de coupure de 18 Hz. Nous avons rapidement éliminé l'idée d'utiliser un filtre passif: en effet, pour fabriquer un filtre passif de Bessel du sixième ordre, il nous faut des bobines de  $\approx 600$  H! Une bobine de ce type peut fort bien faire office de table de chevet, mais plus difficilement servir de filtre.

Le schéma basé sur des amplificateurs opérationnels n'appelle pas de remarque particulière. Ce sont les valeurs attribuées aux différents compo-

sants qui définissent en fait le type de filtre obtenu. Nous avons opté, nous le disions, pour une caractéristique de Tchébychev. On peut se demander si c'est bien là le meilleur choix pour une application audio? Nous avons été séduits par la valeur extrêmement faible du ronflement résiduel (0,1 dB) dans la bande passante. Ce filtre présente de nombreuses similitudes avec un filtre Butterworth, tout en étant légèrement plus pentu (voir la caractéristique représentée en **figure 2**). Les fréquences inférieures à 10 Hz subissent une atténuation supérieure à 35 dB. L'évolution de la dérive de phase du filtre est, dans la bande passante, très progressive, de sorte que l'on peut considérer son influence sur le spectre sonore comme pratiquement inaudible.

Il est fort probable que vous envisagiez d'utiliser ce filtre avec une installation stéréophonique: il est essentiel que les caractéristiques des deux filtres soient aussi similaires que possible. Un déphasage entre deux canaux



s'entend notablement mieux lui. Cette situation n'est pas catastrophique lorsqu'il s'agit de fréquences graves (pensez aux caissons de graves), mais le filtre garde une certaine évolution dans le domaine du médium où les différences sont nettement audibles.

Si l'on veut obtenir un parallélisme des deux filtres ainsi que les caractéristiques recherchées, il faudra choisir soigneusement les condensateurs C1 à C5. Ce n'est pas tant la valeur absolue qui est importante ici  $-467$  nF =  $470 - 1\%$  ou  $473$  nF =  $470 + 1\%$ , peu importe – que leur parfaite identité. L'essentiel est que la différence entre les condensateurs soit inférieure à 1%. Pour garantir une parfaite symétrie entre les deux canaux, on pourra implanter les condensateurs de va-

leur identique aux mêmes emplacements sur les deux montages. Les valeurs indiquées sur le schéma en ce qui concerne les résistances sont les valeurs théoriques. Le tableau inclus dans la figure 1 donne les valeurs pratiques. Nous avons utilisé des résistances à film métallique de 5% de tolérance; de par la pratique nous savons qu'elles présentent une tolérance suffisamment faible.

La consommation de courant du montage dépend uniquement du type d'amplificateurs opérationnels choisis; elle est de 4 mA environ dans le cas présent. C'est également l'ampli-op qui définit la fréquence de coupure supérieure. Comme elle se situe ici à quelque 3 MHz, nous n'avons pas à nous en soucier. Un éventuel condensateur de couplage présent dans la source de signal peut, lui, poser des

problèmes. Ce condensateur se retrouve en série avec C1 ce qui peut avoir un effet non négligeable sur la courbe de réponse en fréquence. Dès l'instant où la valeur de ce condensateur est supérieure à 47  $\mu$ F, il n'y a pas de raison de s'inquiéter. Il est préférable de supprimer des condensateurs de valeur moindre. C1 prendra à son compte leur fonction.

# RÉGULATEUR À FAIBLES PERTES

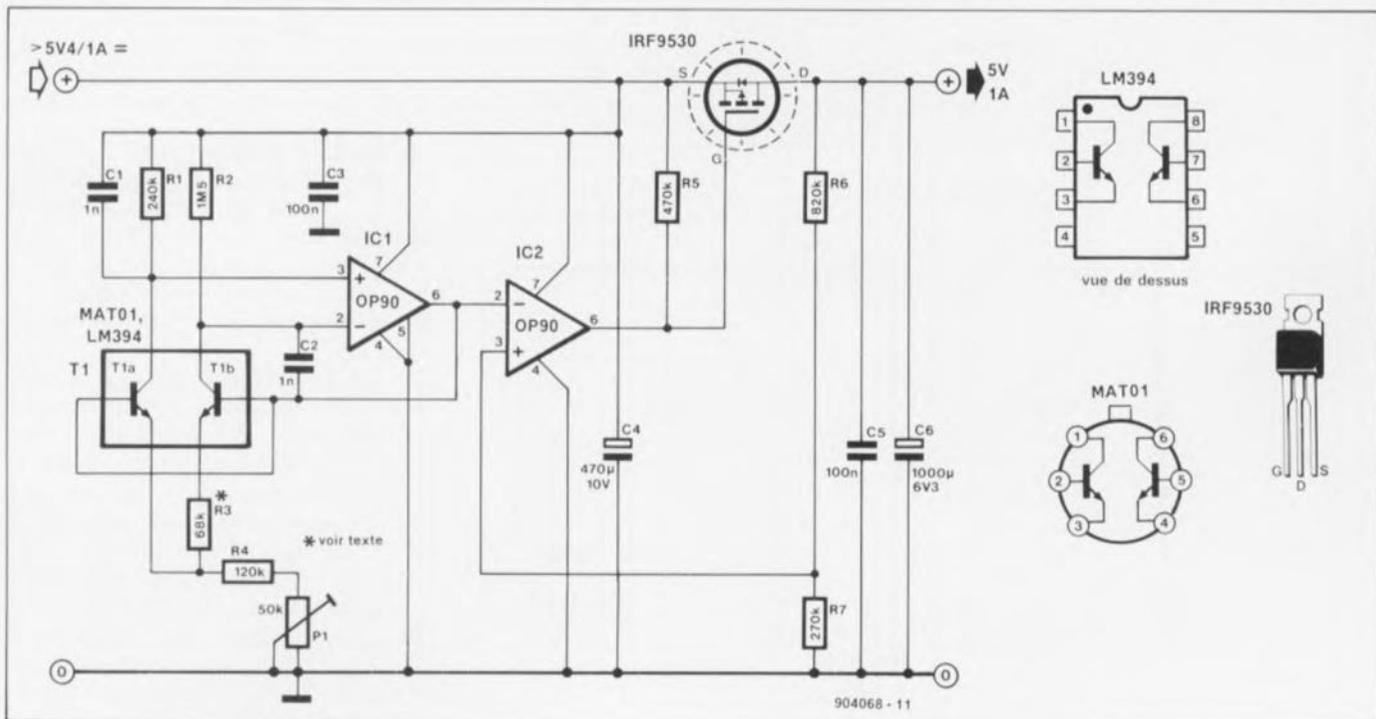
## & PETITE PUISSANCE

Les appareils portatifs alimentés par pile et intégrant de la logique 5 V exigent une alimentation régulée de bonne qualité. Le cahier des charges que doit respecter le régulateur de tension d'un tel appareil est impressionnant: provoquer une chute de potentiel faible aux bornes du circuit de régulation, avoir une consommation propre faible, présenter une bonne stabilité en température et pour finir être capable de produire un courant important. Pour respecter ces différents points, nous avons fait appel à un FETMOS de puissance pour assurer la fonction de régulateur-série. L'avantage majeur de cette approche est le très faible courant nécessaire à la commande de ce transistor à effet de champ

(FET = *Field Effect Transistor*). La commande du FET et la génération de la tension de référence font appel à une paire d'amplificateurs opérationnels de faible puissance du type OP90 (consommation 20  $\mu$ A max.). Après atténuation de la tension de sortie à l'aide du diviseur de tension constitué par les résistances R6 et R7, IC2 compare cette tension avec une tension de référence fournie par IC1. La sortie de IC2 ajuste la tension de grille du FETMOS de manière à ce que l'on dispose d'une tension de 5 V très exactement sur le drain de T2. R7 sert ici de résistance de forçage additionnelle. À des courants de sortie de 0 à 1 A, la tension de grille est comprise entre 3,75 et 1,9 V (valeurs relevées sur le prototype).

La paire T1 et IC1 constitue une référence de tension par pompage (*band gap*). Ce type de référence est, pour ce genre d'applications, très exactement ce qu'il nous faut, en raison de sa très grande stabilité et sa faible consommation de courant (le courant à travers T1 est de l'ordre de 5  $\mu$ A). La prise de la résistance R3 dans la ligne d'émetteur de T1b résulte en un courant moindre à travers ce transistor que celui qui circule par T1a. De ce fait, la tension base-émetteur de T1b sera quelque peu moindre que celle de T1a (les bases sont interconnectées). Comme R2 possède une valeur bien plus importante que R1, les tensions de collecteur des deux transistors sont pratiquement identiques. Les tensions de collecteur sont appliquées aux deux entrées de IC1, la différence qu'elles présentent est réinjectée (contre-réaction) aux bases.

Le rapport des valeurs de R1, R2 et R3 a été choisi de manière à compen-



ser le coefficient de température des transistors. Le point de fonctionnement optimal est obtenu à une tension de référence de 1,23 V environ. Quelques condensateurs de découplages semés par ci par là complètent le tableau.

Le coeur du montage est un transistor double MAT01; on peut en principe le remplacer par n'importe quelle paire de transistors. Le circuit présente cependant une certaine sensibilité aux tolérances de sorte qu'il peut arriver que l'on ne trouve pas de point de fonctionnement satisfaisant, la sortie restant haute ou basse en permanence. La broche de compensation de la dérive de IC1 (broche 5) est mise à la masse de façon à garantir une tension de sortie définie lors de la mise sous tension du système. Ceci se tra-

duit par un passage systématique de la sortie de IC1 au niveau haut après mise sous tension.

Si l'on opte pour une paire de transistors différente que celle proposée ici, il peut être nécessaire de devoir modifier la valeur des résistances R3 et R4. Pour ce faire, déconnecter IC1 des bases des deux transistors et appliquer aux deux bases une tension de 1,23 V fournie par un diviseur de tension ou un potentiomètre. Rechercher la valeur de R3 et/ou R4 qui mette la sortie de IC1 au bord du basculement. Une fois que l'on a trouvé les bonnes valeurs, on pourra vérifier la stabilité en température à l'aide d'un sèche-cheveux.

Tant que la tension d'entrée reste inférieure à 6,25 V, il n'est pas nécessaire de doter T2 d'un radiateur. Pour des

tensions d'entrée plus élevées, on prévoira un (petit) radiateur. Ce montage est destiné à être utilisé avec des accumulateurs CdNi ou au plomb qui se caractérisent par une tension relativement stable. Ceci explique que le circuit ne comporte pas de dispositif d'élimination de la tension de ronflement résiduelle. On notera en outre que la régulation de variations importantes du courant ne se fait que progressivement. Si ces caractéristiques vous posent un problème, il faudra utiliser une référence standard et un amplificateur opérationnel plus rapide pour IC2. Ceci se paie inévitablement par une consommation de courant plus importante.

Ce circuit-ci ne consomme que 45  $\mu$ A!

*(Application PMI)*



# LE MÉFISTO DU PAUVRE

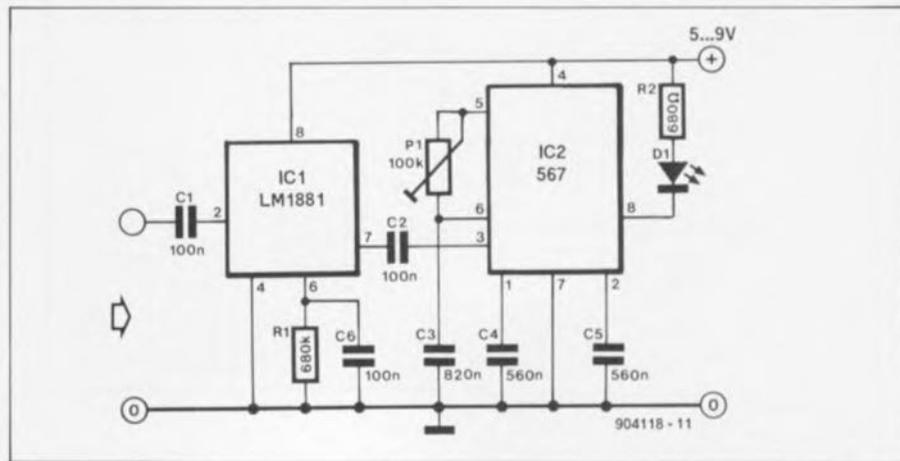
T. Onoir

Il existe deux catégories de téléspectateurs en Europe: ceux qui regardent Filmnet (ou Canal+) et ceux qui, pour une raison ou une autre, ne le font (peuvent) pas. La première catégorie se subdivise à son tour en deux sous-catégories, celle des possesseurs d'un décodeur légal et celle des téléspectateurs "au noir". Parmi ces derniers, on peut trouver deux groupes d'amateurs: ceux qui se le sont procuré au marché noir et ceux qui ont réalisé eux-mêmes leur boîte noire au cri de "j'ai quand même réussi à le faire tout seul" (sous-entendu mon décodeur, Canal+ ou Filmnet ex-Mefisto). Étant entrés dans l'ère de la R.D.S., nous sommes de plus en plus nombreux à posséder, en France en particulier, une installation de réception de stations TV relayées par satellite.

Nous avons pu mettre la main sur un montage fort intéressant concernant Filmnet, dont l'avantage majeur est de ne nécessiter que deux circuits intégrés. IC1, un extracteur de signal de synchronisation, sert d'habitude à extraire les signaux de synchro du signal vidéo appliqué à l'entrée. La sensibilité d'entrée de ce circuit est de 0,5 à 2 V<sub>it</sub>, plage qui convient parfaitement aux niveaux de signal que l'on rencontre sur les sorties vidéo (la broche 19 de la prise Péritel par exem-

ple). Comme vous le savez sans doute, le codage effectué par Filmnet prend la forme d'une suppression des signaux de synchronisation. Cela ne pose pas le moindre problème à IC1. Ce composant "sait" en effet que la partie inférieure du signal est réservée aux impulsions de synchronisation et que donc tout ce qui traîne là en-bas est à considérer comme étant des impulsions de synchronisation. Avec des signaux de Filmnet, il apparaît aux sorties de IC1 des signaux très irréguliers alors que dans le cas d'une émission non codée, on a soit absence de signal, soit signal parfaitement régulier. L'une des sorties, –la sortie pair/impair– fournit, dans le cas d'un signal non codé, un signal rectangulaire ayant une fréquence de

25 Hz. Cette fréquence est appliquée à l'entrée du décodeur de tonalité, IC2 chargé de vérifier la présence du signal de 25 Hz. Si tel est le cas, la LED s'allume de façon continue. En l'absence de signal vidéo à l'entrée, il n'y aura pas de signal de 25 Hz à l'entrée du décodeur de tonalité: résultat, la LED est éteinte. En présence d'un signal codé, la fréquence ne sera de 25 Hz que très aléatoirement. On verra donc la LED clignoter très irrégulièrement indiquant que l'on se trouve en présence du signal de Filmnet ou d'une autre station codée. Ce montage vous indique alors qu'il est temps de vous mettre à la recherche d'une autre station "normale", ou encore d'aller faire un tour au cinéma. Nous n'avons pas pu vérifier si ce montage donne également des indications cohérentes dans le cas de C+.





# COMPRESSEUR-EXPANSEUR UNIVERSEL

Le nouveau circuit intégré de Signetics, le NE575, paraît avoir été taillé sur mesure pour les applications faisant appel à une alimentation par pile, puisqu'il admet une tension d'alimentation comprise entre 3 et 7 V (8 V au maximum). Sous 3 V, la consommation de courant n'est que de 3,5 mA pour atteindre 5 mA environ à 7 V. La fonction de "comparer" (*compressor/expander* comme on dit de l'autre côté de la Manche) c'est-à-dire de compresseur à l'entrée et d'expandeur à la sortie, il est possible d'améliorer très sensiblement le rapport signal/bruit de tout trajet de transmission (radio, secteur, circuits BBD ou retard numérique, lignes à retard, mémoire de synthèse de parole, etc).

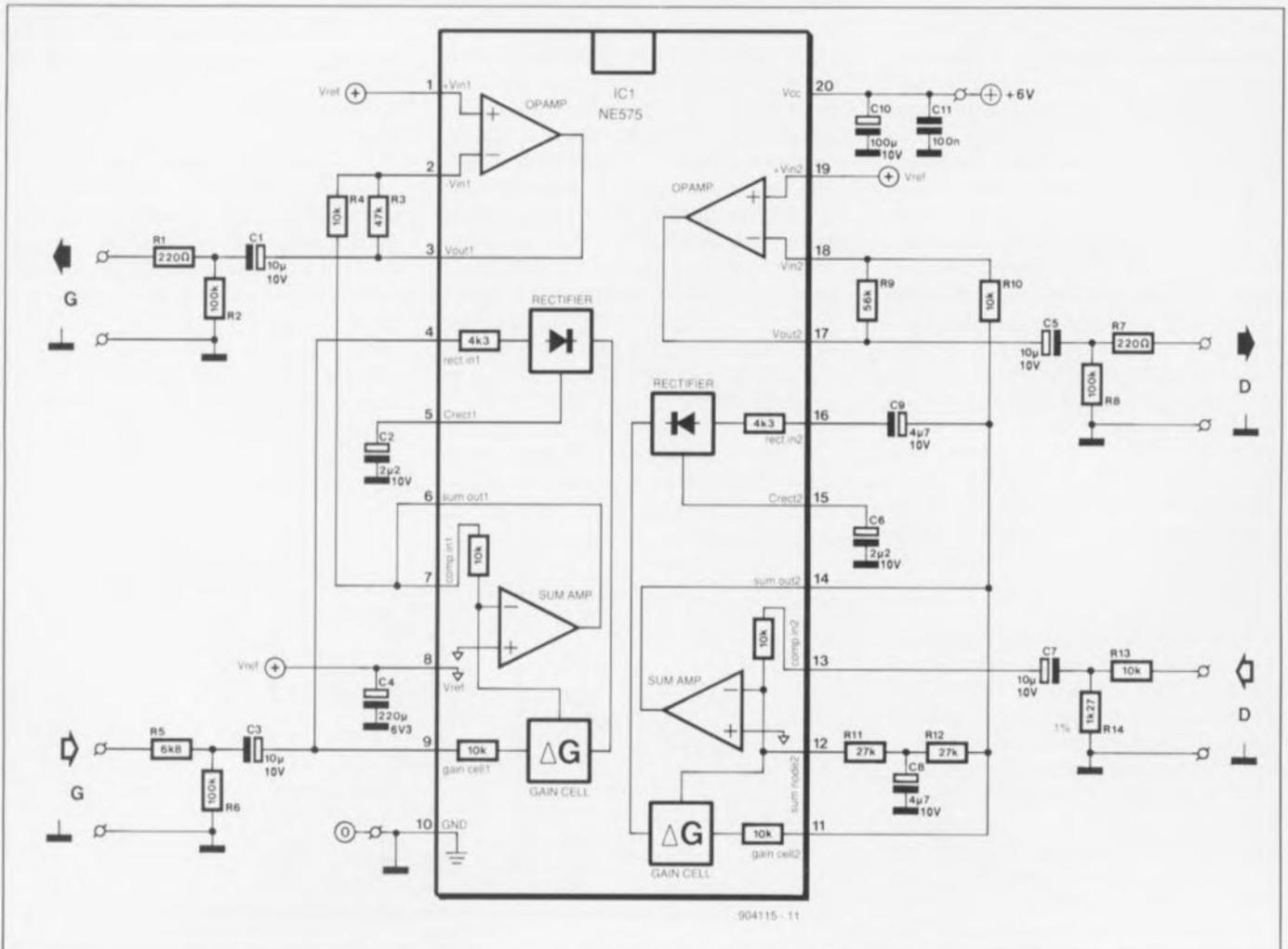
Le circuit intègre deux sous-ensem-

bles pratiquement identiques; le premier assure une fonction d'expandeur (broches 1 à 9). Le second sous-ensemble (broches 11 à 19) peut travailler, en fonction des connexions extérieures soit en compresseur, soit encore en ALC (Automatisme de commande). Pour le mode compresseur on dispose en broche 12 de l'entrée inverseuse de l'amplificateur sommateur, connexion inexistante en mode expandeur. Sa broche 8 présente une tension de référence que l'on applique aux broches 1 et 19 de l'amplificateur opérationnel lors de son réglage en tension continue.

L'amplificateur opérationnel de la partie de l'expandeur (broches 1 à 3) fait office de tampon de sortie, celui

du compresseur (broches 17 à 19) de tampon d'entrée. Le circuit intégré présente une sensibilité relativement élevée et semble conçu tout particulièrement pour le traitement de signaux d'entrée de niveau faible (microphone), le gain d'un signal de 100 mV étant de 0 dB.

Nous avons adapté ce circuit à des niveaux plus élevés (niveau ligne), le niveau d'entrée maximal admissible étant de 1,5 V (valeur efficace). Si le signal d'entrée (R13) est de 1 V, on dispose de quelque 550 mV entre la sortie du compresseur (R7) et l'entrée de l'expandeur (R5). La caractéristique du compresseur est familière : la dynamique du signal d'entrée est réduite de moitié à la sortie; dans le cas de l'expandeur c'est très exactement l'inverse. Si le rapport (2:1/1:2) est parfaitement identique, on retrouve, après une compression et une expansion, les rapports de dynamique d'origine, sans cependant une garantie de niveaux identiques. En fonction du réglage adopté, le compander peut présenter des caractéristiques d'atté-



nuateur ou d'amplificateur. Ici nous avons fait en sorte que les niveaux de sortie respectent presque parfaitement les niveaux d'entrée. Notre prototype présentait un gain total (entrée de l'expandeur reliée à la sortie du compresseur) de 0,5 dB.

Si l'on envisage une adaptation à des niveaux d'entrée plus élevés il est bon

de savoir que les résistances R13/R14 constituent, associées à la résistance d'entrée du compresseur un atténuateur 10:1; côté expandeur, la résistance R5, associée à la résistance d'entrée de quelque 3 k $\Omega$ , forme un diviseur de tension. Si l'on désire utiliser le compander pour des signaux faibles, on pourra diminuer en consé-

quence l'atténuation. Pour des niveaux de signal inférieurs à 100 mV, on pourra supprimer R13/R14 et R5. L'expandeur accepte l'ensemble du domaine audio de 20 Hz à 20 kHz; le facteur de distorsion est inférieur à 1%, le rapport signal/bruit est de l'ordre de 80 dB.

# GRADATEUR POUR AMPOULES 12 V

U. Muench

Voici le circuit idéal pour régler la luminosité d'ampoules 12 V (puissance max.: 21 W), que l'on trouve un peu partout sur nos véhicules automobiles (campingcar et caravane y compris). D'après nos informations il est même possible d'attaquer des lampes fluorescentes (de 16 W au maximum) en mettant un condensateur multicouche de quelque  $0\mu\text{F}47$  en parallèle sur la lampe (les contacts "L" du schéma).

Le circuit du gradateur est en principe un multivibrateur astable, qui prend la forme d'un amplificateur opérationnel, IC1. En présence d'une tension de sortie élevée, le condensateur C2 se charge jusqu'à 8 V à travers la résistance R5, la diode D2 et la partie "haute" (schéma vu de face et à l'en-droit) du potentiomètre P1. Si la ten-

sion de sortie est assez faible, ce condensateur se décharge à travers la partie "inférieure" du potentiomètre P1, la diode D3 et la résistance R6. La position du curseur de P1 détermine alors le rapport cyclique du signal (limites: 16% et 92%); la fréquence d'horloge est de 38 Hz environ.

En aval de la sortie de l'amplificateur opérationnel se trouve un transistor de puissance FET, T1, qui commute à la même fréquence. Sans radiateur, le BUZ10 permet la gradation de toute ampoule de puissance inférieure ou égale à 21 W. Si cette valeur ou semble trop juste il est recommandé de substituer un BUZ11 au BUZ10 et de le fixer, après l'avoir parfaitement isolé, sur un radiateur de caractéristiques convenables.

L'ensemble de la diode D1, du con-

## Liste des composants

### Résistances:

R1 = 100  $\Omega$   
 R2 à R4 = 10 k $\Omega$   
 R5 = 22 k $\Omega$   
 R6 = 2k $\Omega$   
 R7 = 4k $\Omega$   
 P1 = 100 k $\Omega$  potentiomètre lin.

### Condensateurs:

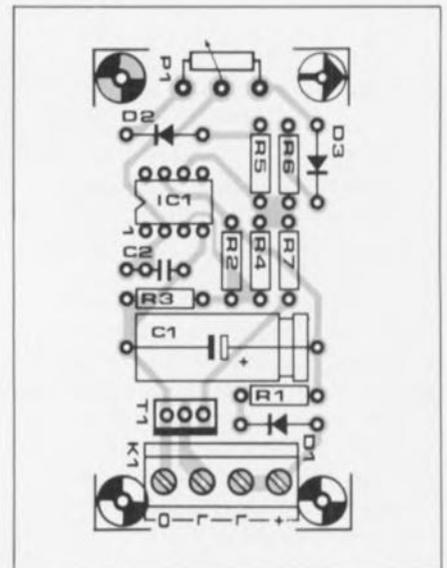
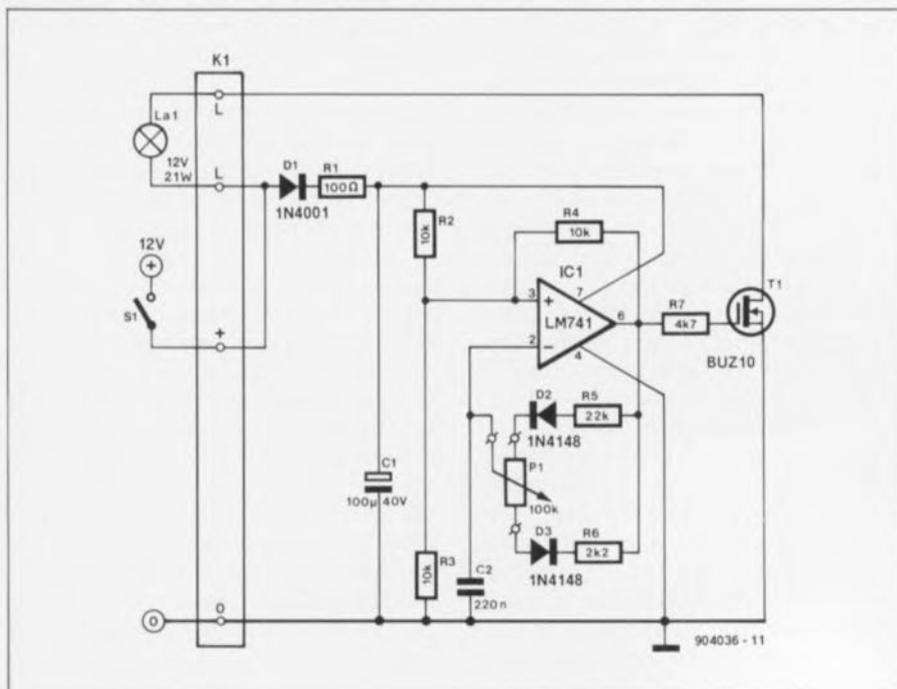
C1 = 100  $\mu\text{F}/40\text{ V}$   
 C2 = 220 nF

### Semi-conducteurs:

D1 = 1N4001  
 D2, D3 = 1N4148  
 T1 = BUZ10  
 IC1 = LM741

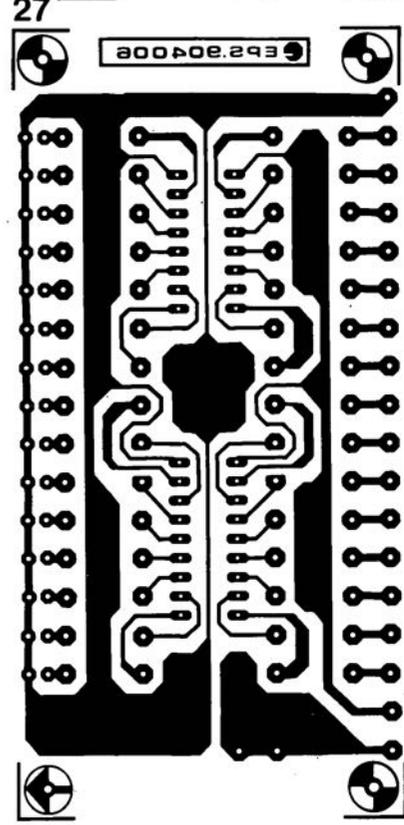
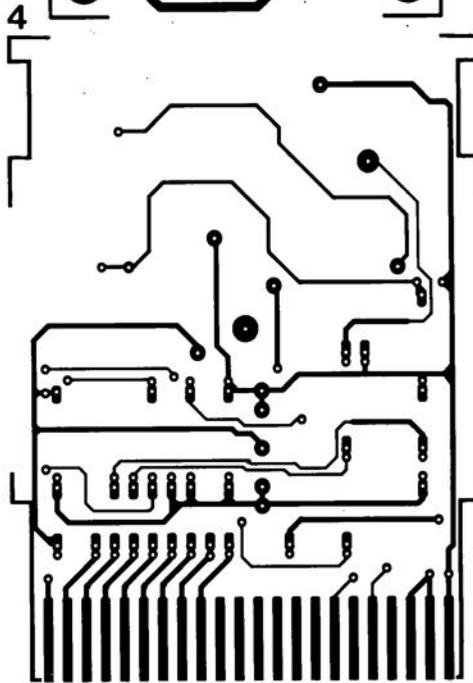
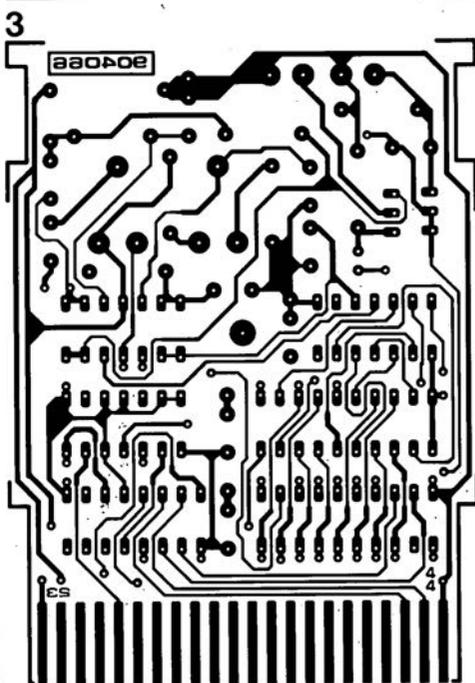
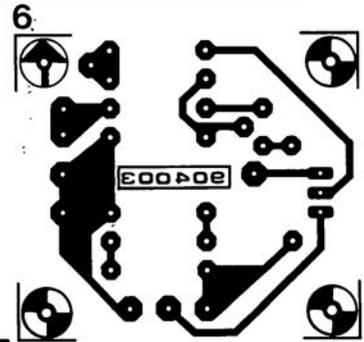
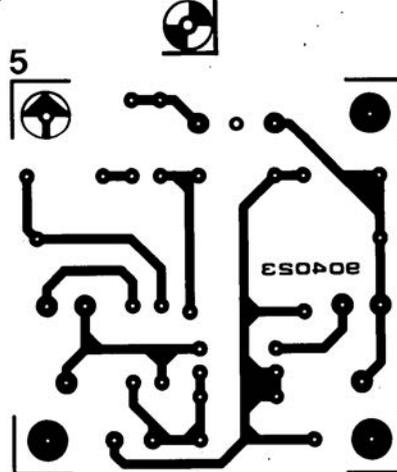
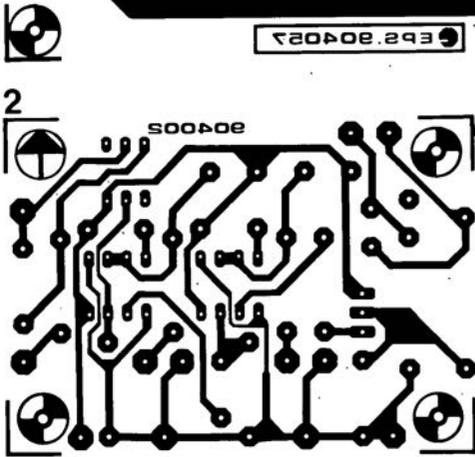
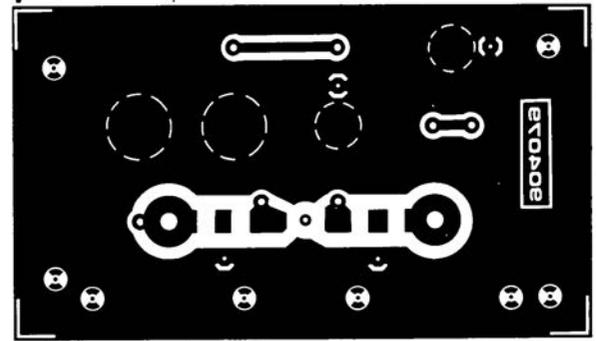
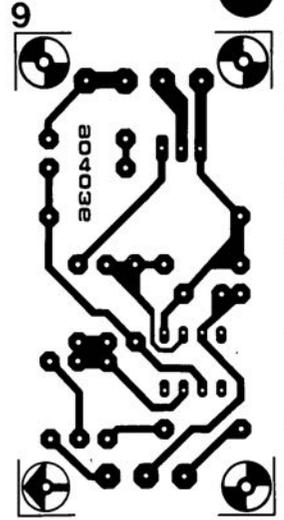
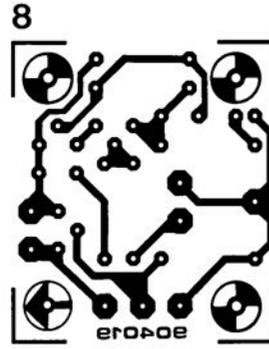
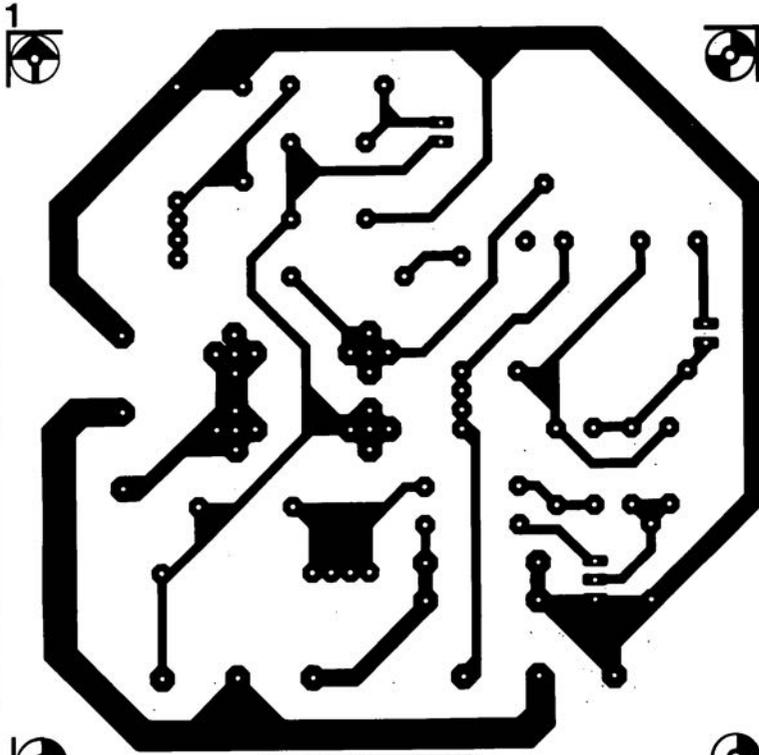
### Divers:

S1 = interrupteur simple  
 K1 = bornier encartable à 4 contacts



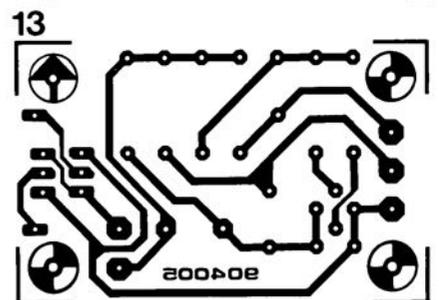
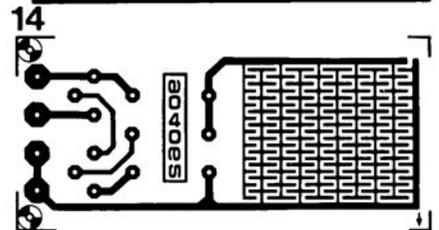
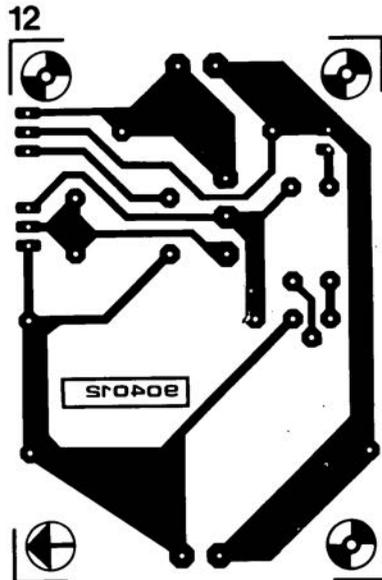
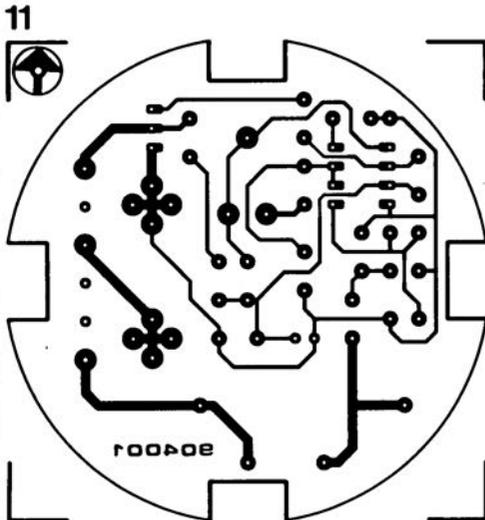
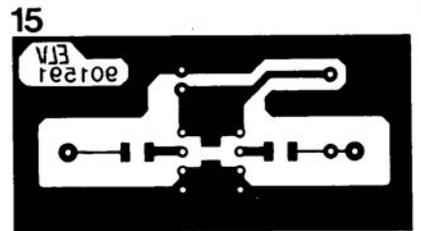
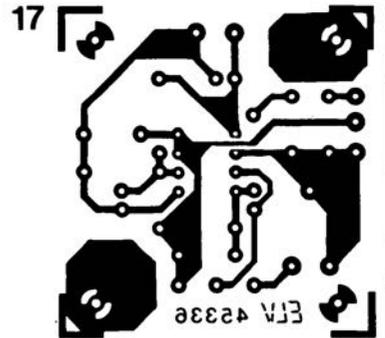
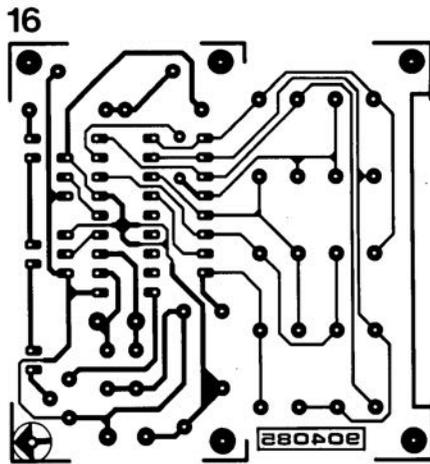
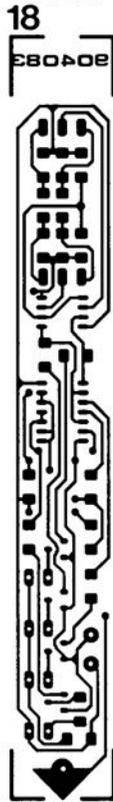
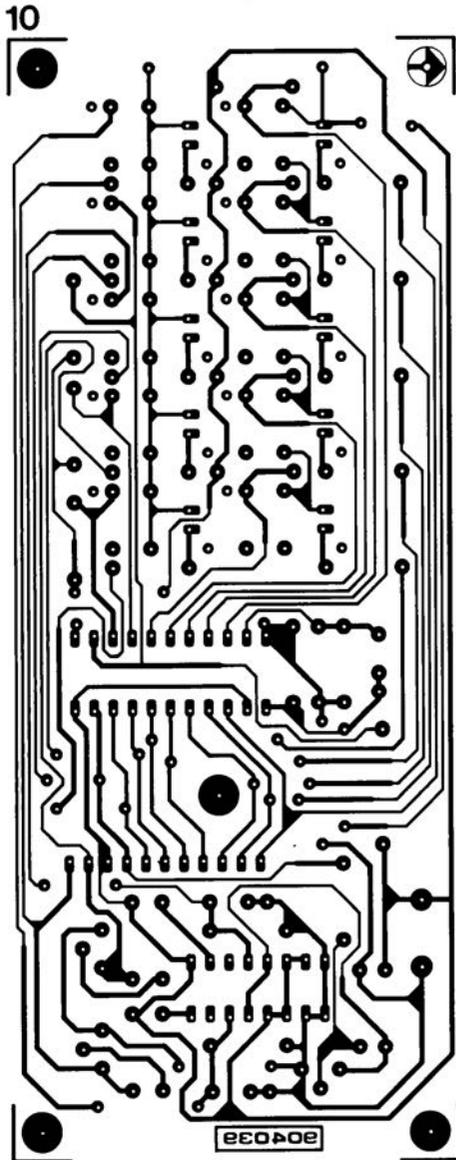
densateur C1 et de la résistance R1 sert à la protection contre des erreurs de polarité. De ce fait, l'interversion des lignes de l'alimentation permet de mettre le gradateur hors-fonction: le transistor FET fonctionne alors comme une diode montée en sens direct (passant). La consommation totale du gradateur pour ampoules 12 V ne dépasse pas 2 mA.

# SERVICE



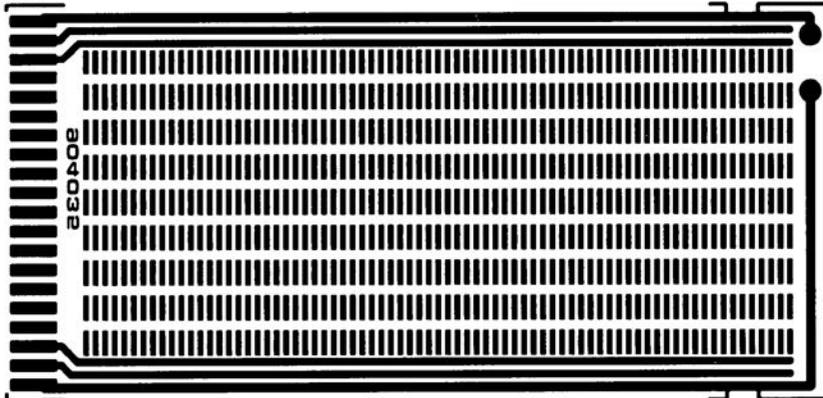
# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne

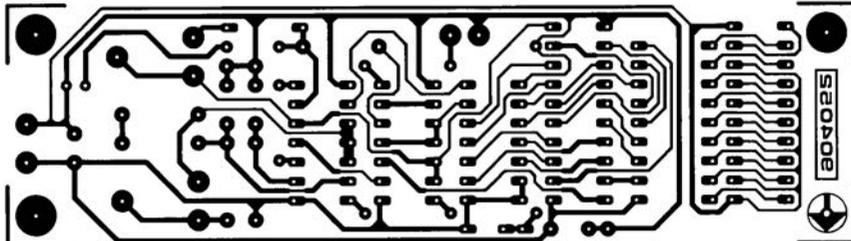


# SERVICE

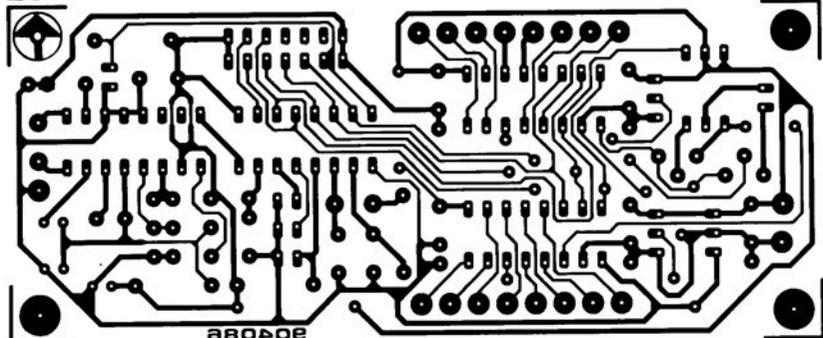
22



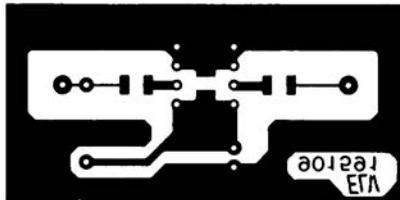
19



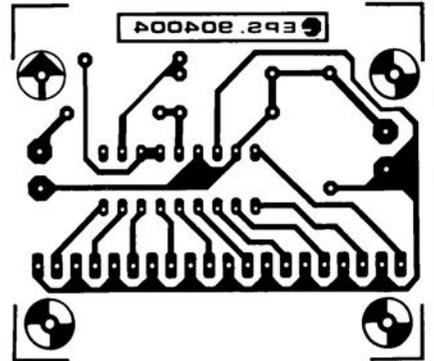
20



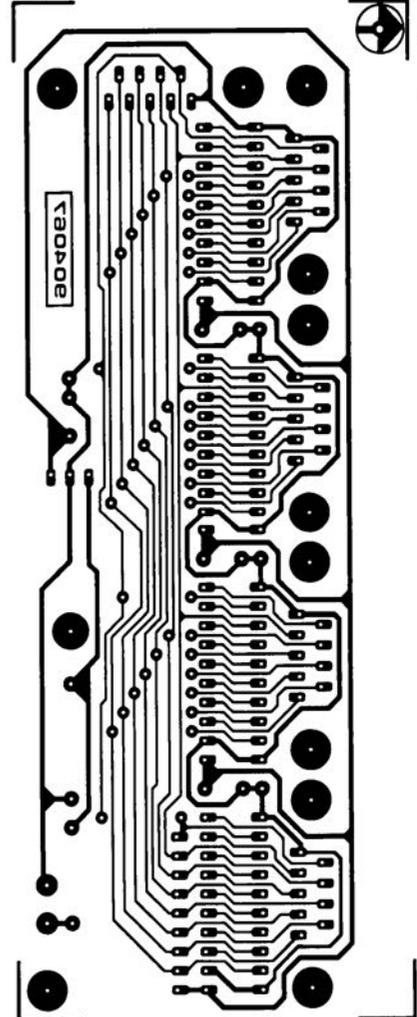
28



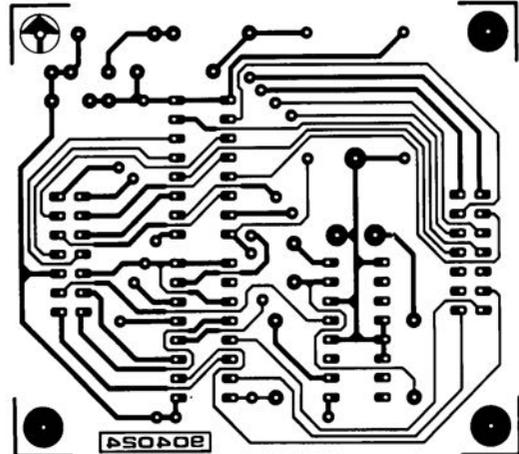
24



23



21

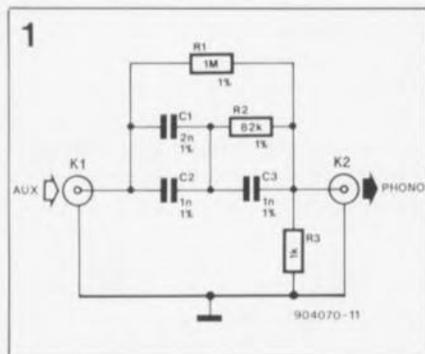




# ANTI-RIAA

## RÉSEAU MD INVERSÉ: ENTRÉE PHONO COMME ENTRÉE AUX

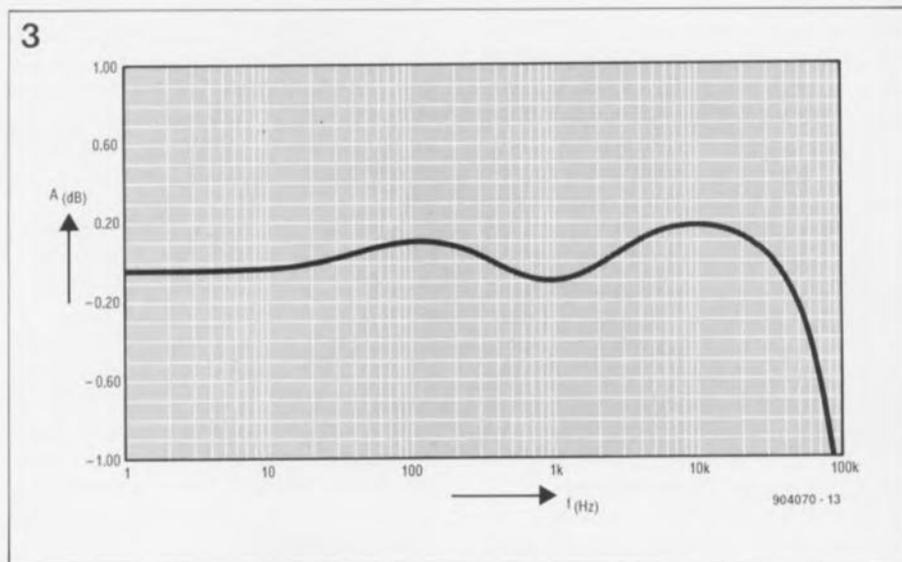
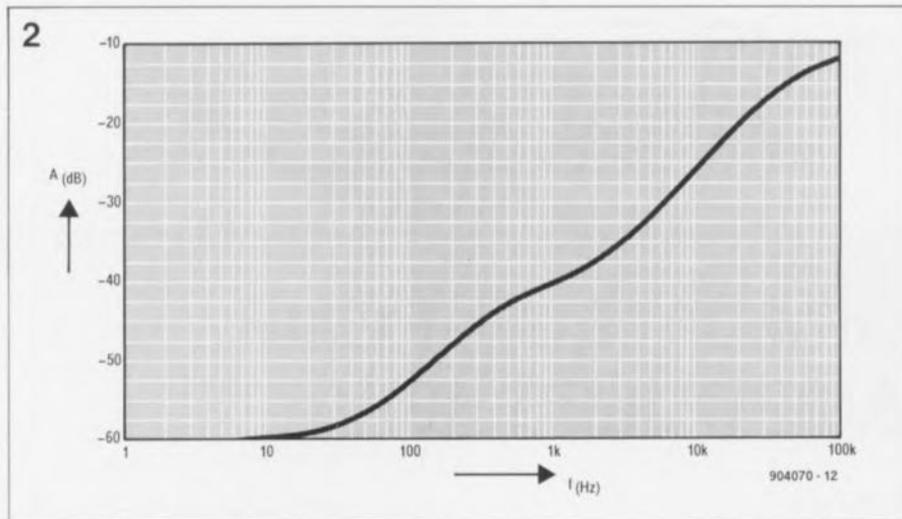
Il n'est pas exceptionnel, qu'un acheteur de lecteur de D.A.N. se rende compte, son emlette faite, que l'amplificateur dont il dispose ne comporte pas suffisamment d'entrées pour s'y voir connecter les différents appareils constituant l'installation audio. C'est plus spécialement le cas des audiophiles ayant acquis, voici quelques années déjà, un amplificateur haut de gamme et qui n'ont aucunement l'intention de le mettre au rebut pour en acheter un nouveau. Il court certains bruits qui sussurent qu'il continue d'exister des amplificateurs à tubes. Du fait de l'arrivée sur le marché des lecteurs de disque audio numériques (D.A.N.), l'entrée "phono" n'est plus utilisée que très rarement si tant est qu'elle le soit encore.



L'amateur ingénieux envisage bien entendu immédiatement la possibilité d'utiliser cette entrée pour d'autres fonctions.

Cette entrée présente deux inconvénients: sa sensibilité importante et la présence (matérielle) d'une correction RIAA. On en est réduit à procéder à une intervention chirurgicale qui comporte certains risques. Le montage que nous vous proposons ici a l'avantage d'éviter une telle opération à laquelle on substitue une connexion avec un montage externe et d'avoir une consommation ridiculement faible.

On se trouve ici en fait en présence d'un filtre/atténuateur qui ramène le signal de niveau élevé disponible à une sortie ligne (nous pensons à 200 mV) à un niveau cent fois moindre de 2 mV; sa caractéristique de filtrage est exactement l'inverse de celle d'un préamplificateur MD (courbe RIAA). L'amplificateur procède à une amplification du signal et à un redres-



sement de la courbe de fréquence (tolérance de  $\pm 1,5$  dB).

Il est recommandé de blinder l'ensemble du montage en dotant les canaux gauche et droit de leur blindage propre. La connexion au reste de l'installation pourra se faire à l'aide de fiches et d'embases châssis Cinch. La nécessité de blindage s'explique par la sensibilité élevée au ronflement qui caractérise ce circuit. Il faut remarquer en effet qu'à 50 Hz, l'impédance d'entrée est de 1 M $\Omega$  environ; cette impédance diminue aux fréquences plus élevées (100 k $\Omega$  à 1 kHz, 10 k $\Omega$  à 10 kHz et 1 k $\Omega$  environ pour les fréquences supérieures à 100 kHz). En raison de cette courbe d'évolution de l'impédance d'entrée, il est indispensable de faire en sorte que l'impédance interne de la source de signal ne dépasse pas 2 k $\Omega$ . Si tel est le cas, le point -1 dB se trouve toujours au-delà de 30 kHz (sauf dans le cas d'un amplificateur de mauvaise qualité).

La figure 2 donne la courbe de réponse en fréquence du circuit (identique à la correction d'enregistrement d'un disque).

La figure 3 montre ce que l'on obtient si l'on monte ce réseau en amont d'un préamplificateur MD (idéal). Le bon fonctionnement de ce montage dépend de deux facteurs: de la présence d'un amplificateur de bonne qualité et d'un choix critique des composants. R1 et R2 seront des résistances à film métallique; les condensateurs seront du type styroflex. Pour approcher du mieux possible la courbe de réponse théorique, on utilisera des composants à tolérance de 1%. En cas de problèmes pour trouver un condensateur de 2 nF (série E-24) on pourra utiliser pour C1 et C2 (qui forment ensemble un condensateur de 3 nF) soit trois condensateurs de 1 nF, soit deux condensateurs de 1nF5.

# DOUBLEUR DE FRÉQUENCE

En faisant appel à quelques composants standards, il est possible de doubler la fréquence d'un signal. Le circuit intégré LM1496, un modulateur/démodulateur, constitue le cœur et le cerveau de ce circuit. Les forts en trigo d'entre nos lecteurs, connaissent sans doute par cœur les formules suivantes:

$$2 \cdot \sin(x) \cdot \cos(x) = \sin(2x) \quad \text{et} \\ \sin^2(x) = 1 - \cos(2x).$$

Ces formules tentent à prouver qu'il est possible de générer un signal de fréquence double, à partir de deux oscillations sinusoïdales pures de fréquence identique, à condition que ces oscillations constituent un produit. Il est essentiel pourtant de disposer de deux oscillations sinusoïdales distinctes. Des signaux qui comportent de nombreuses harmoniques de fréquences diverses (tels que des signaux complexes de musique), présentent toute une gamme de sous-produits indésirables.

Le circuit intégré IC1 se charge de la multiplication. Le LM1496 n'est cependant capable, sans produire de

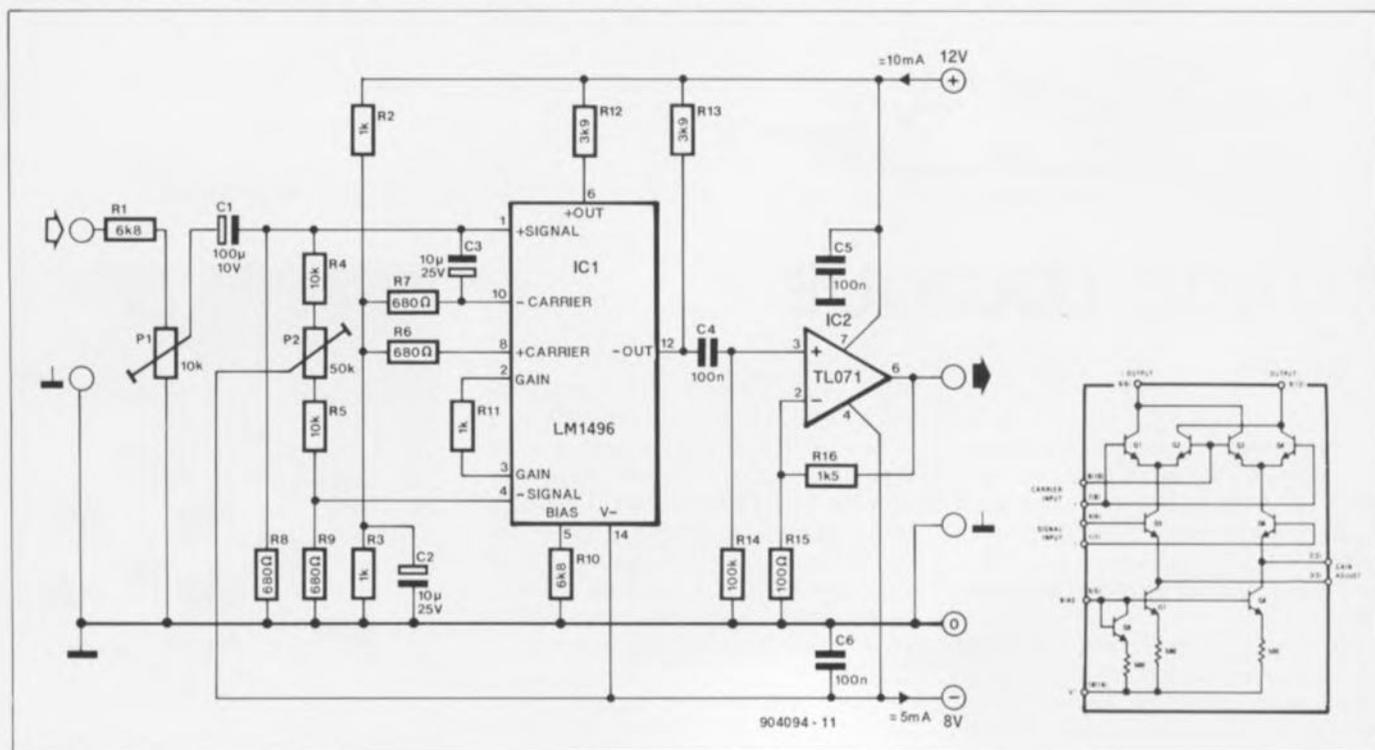
distorsion, de traiter que des signaux de tension faible (25 mV). À cet effet l'entrée du circuit est dotée d'un diviseur de tension; on peut l'ajuster par exemple de manière à limiter à 25 mV la tension appliquée à l'entrée de IC1, lorsque le niveau de tension présent à l'entrée est de 500 mV. Comme on désire disposer d'un signal de niveau suffisant à la sortie, on a prévu, en aval du LM1496, un amplificateur opérationnel TL071, qui travaille en amplificateur non-inverseur. Puisque l'on dispose à la sortie du circuit intégré IC1 d'une composante de tension continue de 8 V environ, il est impératif d'effectuer un couplage en tension alternative de l'amplificateur de sortie à l'aide du condensateur C4. Le dimensionnement des résistances R15 et R16 donne à cet amplificateur un gain de 16 environ. Le gain total du circuit est fonction du niveau de la tension d'entrée. Une tension d'entrée de 1,2 V donne un gain unitaire (égal à 1). Une tension d'entrée de 0,1 V seulement se traduira par un gain total de 0,1. La valeur des résistances d'entrée est fixée à 680 Ω, ce qui constitue un compromis entre une impédance d'entrée élevée et un niveau de bruit faible. Pour obtenir la meilleure suppression possible du signal d'entrée (la fondamentale) à la

sortie, il est primordial de procéder, à l'aide de l'ajustable P2, à un réglage parfaitement symétrique des signaux d'entrée, appliqués aux broches 1 et 4 du circuit intégré. En faisant appel à un analyseur de spectre, il est possible d'atteindre un taux de réjection de la fondamentale pouvant atteindre de 60 à 70 dB.

La présence d'une faible distorsion de la tension de sortie s'explique par l'utilisation "hors du contexte" du LM1496 dans ce montage. Cette distorsion (le fameux taux de distorsion) est fonction de l'importance du signal d'entrée. À une fréquence d'entrée de 1 kHz et une tension d'entrée de 100 mV ce taux de distorsion est de 0,6% environ. Il est de 2,3% environ à 500 mV; une tension d'entrée de 1 V le fait grimper à 6%.

Le rapport signal-bruit peut, dans ces conditions, varier de 60 à 80 dB.

La consommation du circuit est de 10 mA pour la tension de service positive et de 5 mA pour la tension de service négative. Le déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie atteint 45°. Si on prend le signal d'entrée comme référence, le passage par zéro montant du signal de sortie est alors, en retard de 45°. Le signal de sortie est dérivé de la broche 12 du circuit intégré IC1. Ce même signal, déphasé de 180° pourtant, est présent à la broche 6.





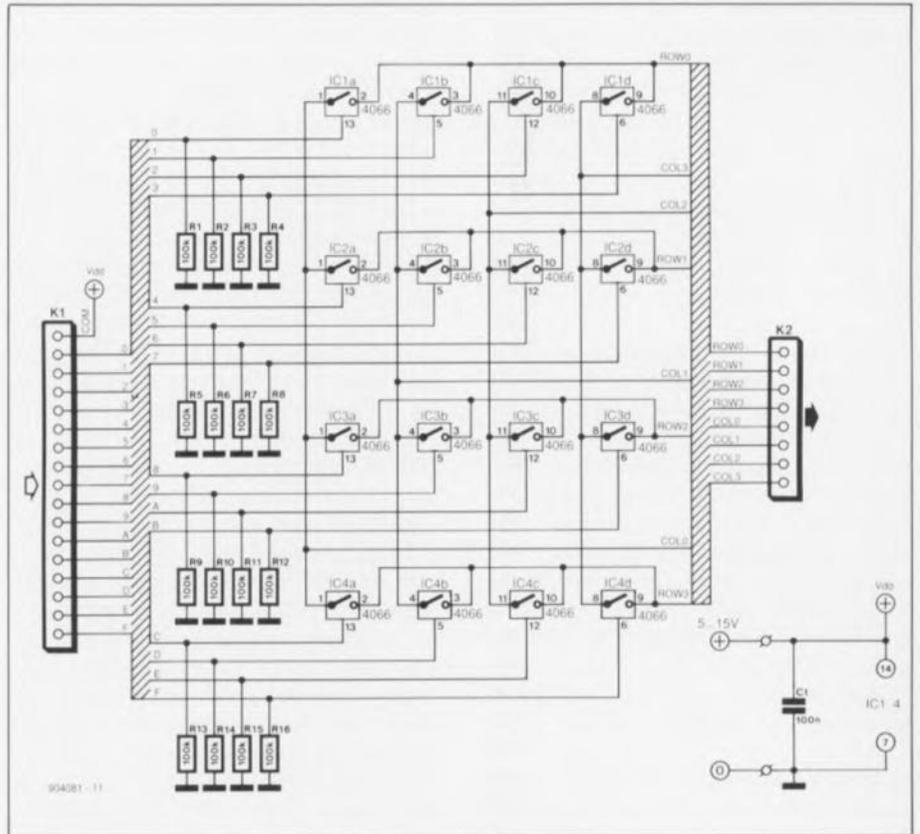
# MATRICE POUR MINI-CLAVIER

Si on se base sur la technique de connexion de leurs touches, il est possible de classer les claviers miniatures en deux catégories: ceux qui ont une ligne de connexion commune d'une part et ceux dont les touches sont disposées sous la forme d'une matrice. L'approche matrice a l'avantage de réduire au strict minimum le nombre de connexions nécessaires. Pour les circuits intégrés cette solution est la plus intéressante, ce qui explique que la plupart d'entre eux soient conçus pour être utilisés avec un clavier matriciel. On trouve souvent sur le marché de surplus des claviers à touches numériques (en provenance de téléphones par exemple) dotés et d'une connexion commune et d'une borne distincte pour chaque touche. En faisant appel à quelques interrupteurs électroniques il devient possible de connecter ces mini-claviers à des circuits intégrés exigeant un clavier matriciel.

L'idée de départ est simple: chaque touche du clavier commande un interrupteur électronique qui est pris lui dans une matrice. À titre d'exemple nous vous proposons un petit clavier hexadécimal que l'on implante dans

une matrice 4x4. Une résistance de forçage maintient ouvert chacun des interrupteurs électroniques. Si l'on actionne l'une des touches du clavier, l'interrupteur correspondant se fer-

me. La consommation du circuit est nulle et dépend pour une grande part de la valeur des résistances de forçage et du nombre de touches actionnées (et donc d'interrupteurs fermés). Comme tout le monde le sait, un interrupteur CMOS ne consomme pratiquement rien.



# SONDE LOGIQUE

D. Folger

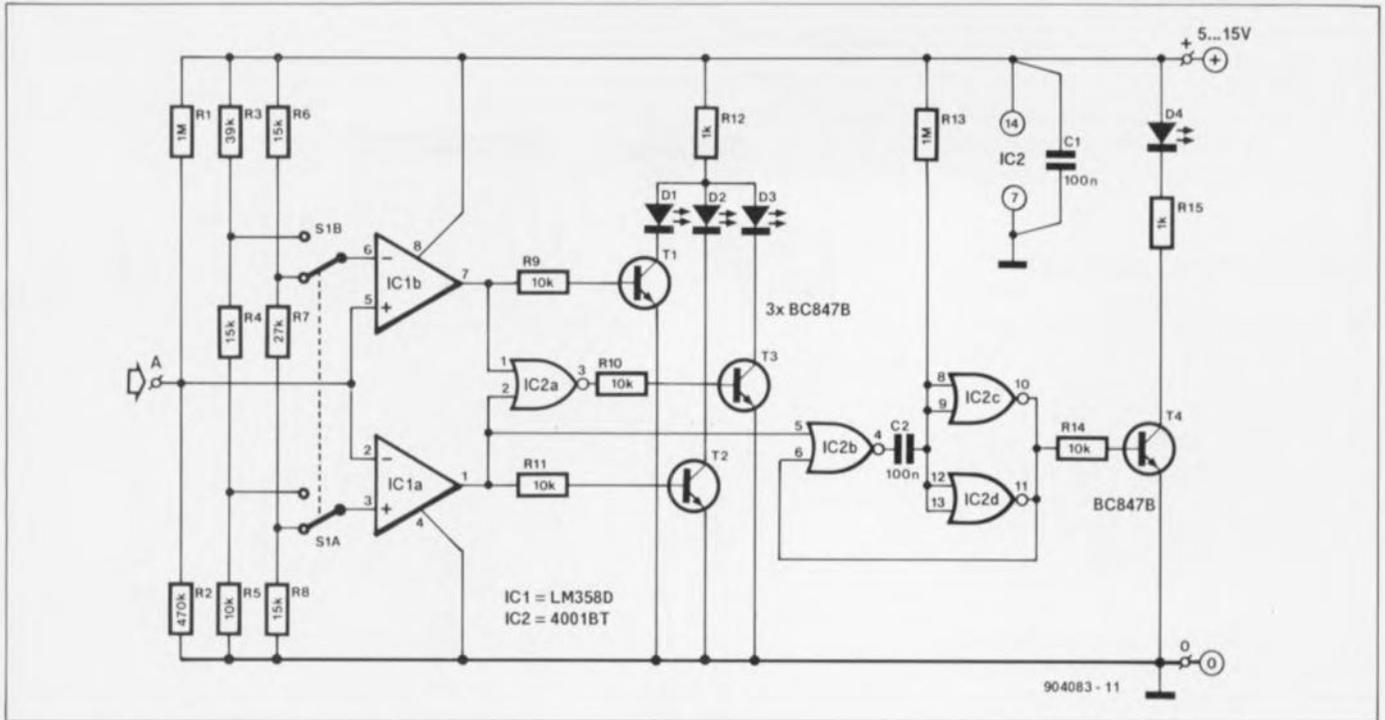
Si on le compare aux sondes logiques "communes" le circuit décrit ici présente un certain nombre d'avantages dont le plus visible est sa compacité, obtenue par l'utilisation de CMS (Composants pour Montage en Surface).

À l'entrée du montage on trouve deux comparateurs auxquels sont appliquées des tensions de référence fournies par plusieurs diviseurs de ten-

sion. Le diviseur constitué par les résistances R3/R4/R5 fait en sorte qu'à la broche 6 de IC1b il y ait une tension égale à 40% de la tension d'alimentation  $U_B$  et qu'à la broche 3 de IC1a une tension égale à 16% de cette même tension. Ceci correspond, si  $U_B$  est égale à 5 V, aux seuils de commutation admis pour les circuits TTL, pour lesquels  $U_{IL} = 0,8 V$  et  $U_{IH} = 2,0 V$ .

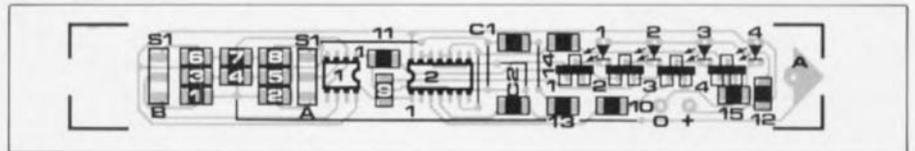
Un second réseau de division, R6 à R8 définit des rapports similaires pour





la logique CMOS; dans ce cas-là les seuils de commutation se trouvent respectivement à 26 et 73% de  $U_B$ , ce qui correspond bien aux niveaux de tension standardisés.

La tension à mesurer est appliquée simultanément aux broches 5 de IC1b et 2 de IC1a où elle est comparée aux tensions de référence. La sortie du comparateur IC1b devient "haute" lorsque le niveau du signal à mesurer est supérieur à la tension de référence ( $U_A = \text{haut}$ ) sinon, si le signal d'entrée présente un niveau inférieur à la tension de référence appliquée à la broche 3, c'est IC1a qui passe au niveau haut. En aval des deux comparateurs on trouve non seulement des étages de commande (R9/T1 et R10/T2) pour les LED de visualisation, D1 pour un niveau haut et D2 pour un niveau bas, mais également une porte NON (NON-OU) sous la forme de IC2a; cette porte est destinée à rendre conducteur le transistor T3 lorsque les deux comparateurs sont bas, situation qui se présente lorsque la tension du signal se situe en-dehors du domaine défini. Cette situation est visualisée par l'illumination de la LED D3.



Les trois portes restantes de IC2 constituent un multivibrateur monostable. Au repos, on trouve, à l'entrée de l'inverseur que forment IC2C et IC2d, la tension d'alimentation qui arrive par l'intermédiaire de R13. La sortie présente un niveau bas, T4 bloque et la LED D4 est éteinte. Le pôle de C2 relié à IC2b est lui aussi à un potentiel élevé. Cette situation change lors de l'apparition d'une impulsion à la broche 5: la sortie de IC2b devient basse, C2 peut, un court instant, se décharger, l'inverseur bascule et T4 devient passant, provoquant l'illumination de D4. Cette situation est instable sachant que C2 se recharge à travers R13. L'impulsion appliquée à la broche 5 peut être très courte, la constante de temps du réseau RC l'allonge à quelque 100 ms.

La plage des tensions d'alimentation admises va de 5 à 15 V; à une tension d'alimentation de 5 V, la consommation de courant est de 15 mA environ.

**Liste des composants:**

Résistances:

- R1, R13 = 1 MΩ CMS
- R2 = 470 kΩ CMS
- R3 = 39 kΩ CMS
- R4, R6, R8 = 15 kΩ CMS
- R5, R9, R10, R11, R14 = 10 kΩ CMS
- R12, R15 = 1 kΩ
- Rv = 1 kΩ\*

Condensateurs:

- C1, C2 = 100 nF CMS

Semi-conducteurs:

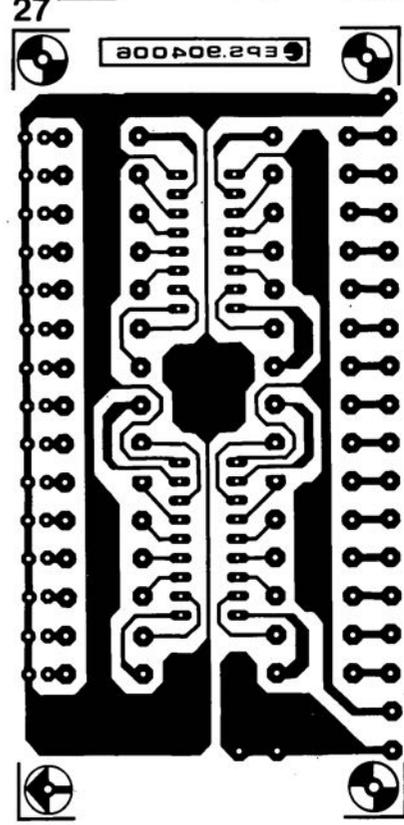
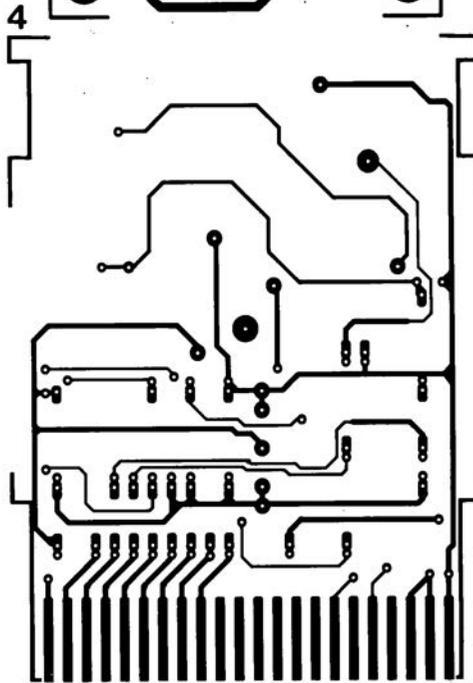
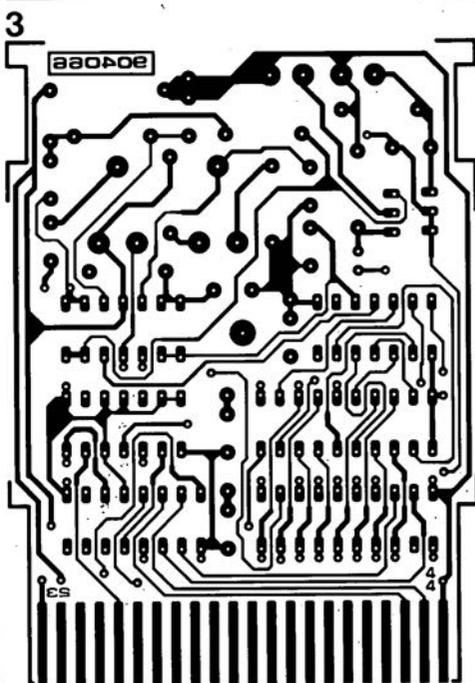
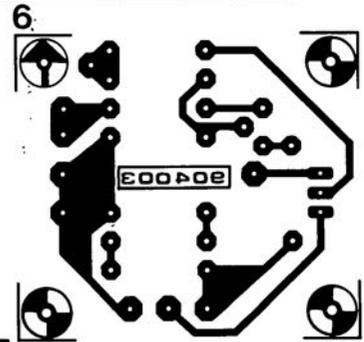
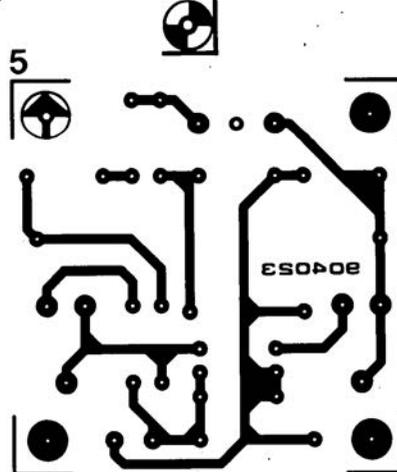
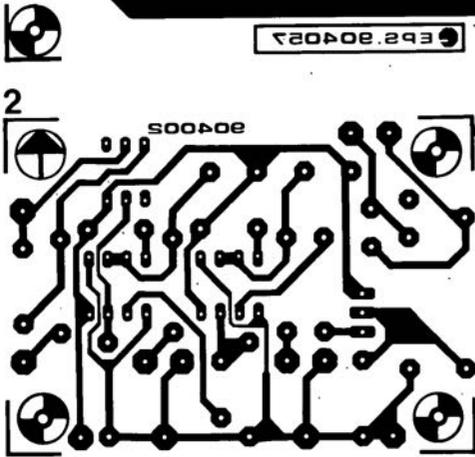
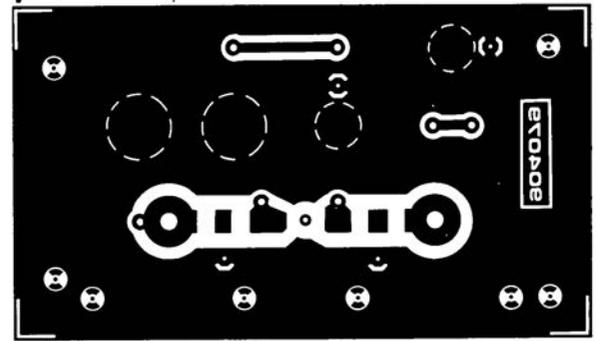
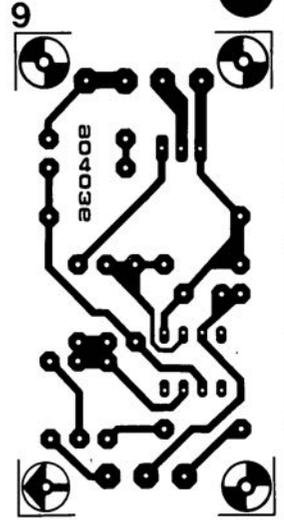
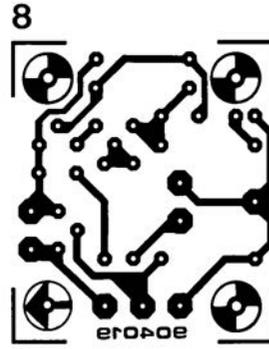
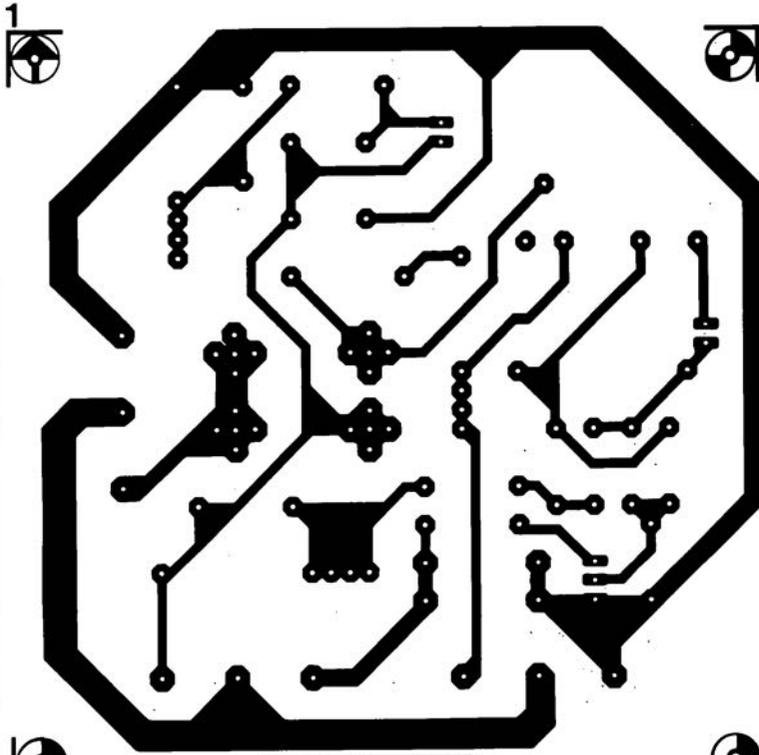
- D1, D2 = LED 3 mm verte
- D3 = LED 3 mm rouge
- D4 = LED 3 mm jaune
- Ds = 3 1N4148 \*
- T1 à T4 = BC847B CMS
- IC1 = LM358D CMS
- IC2 = 4001BT CMS

Divers:

- S1 = inverseur double miniature

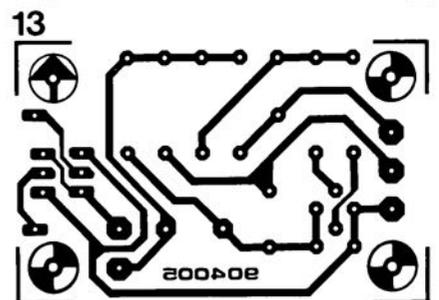
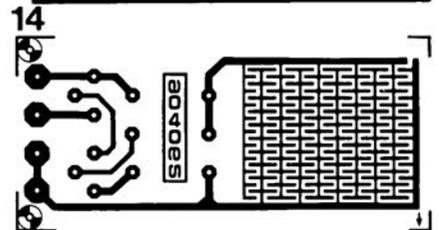
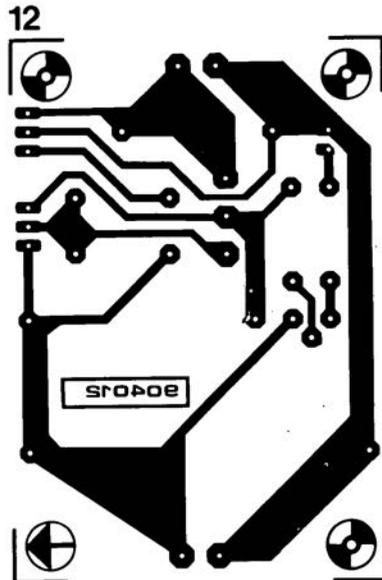
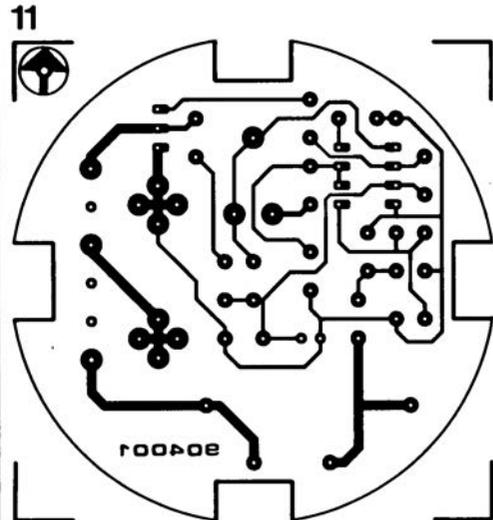
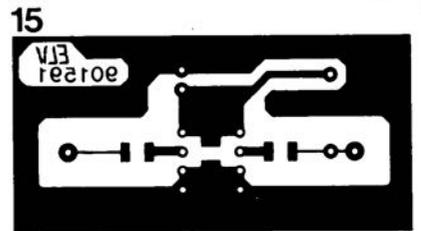
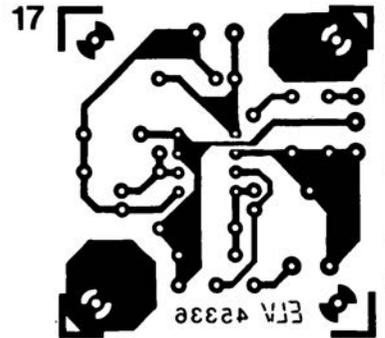
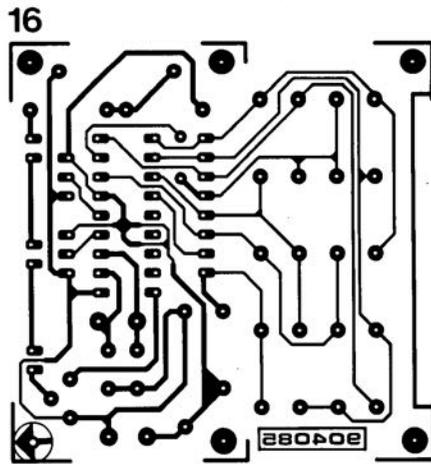
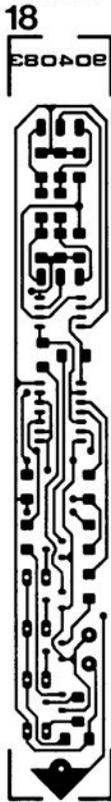
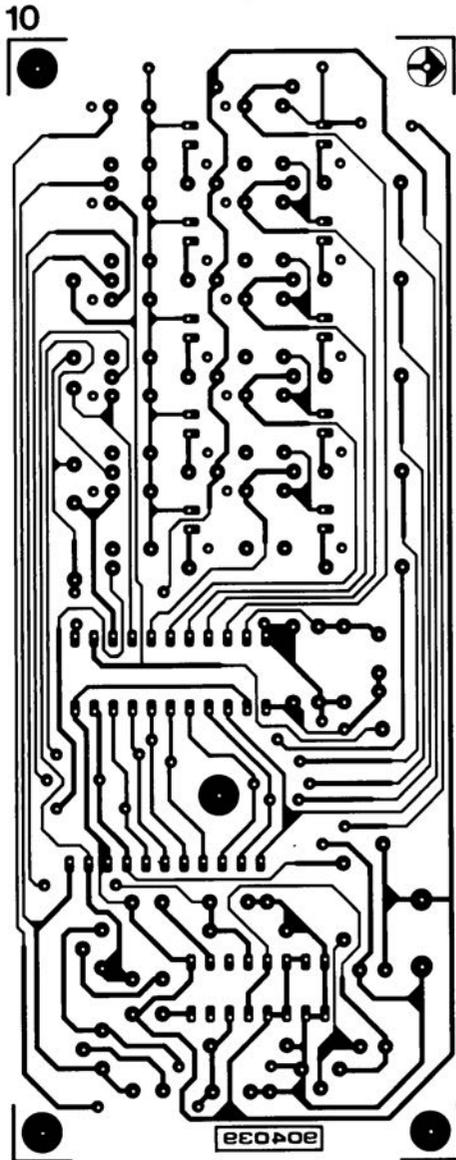
L'impédance d'entrée du circuit est de 330 kΩ.

# SERVICE



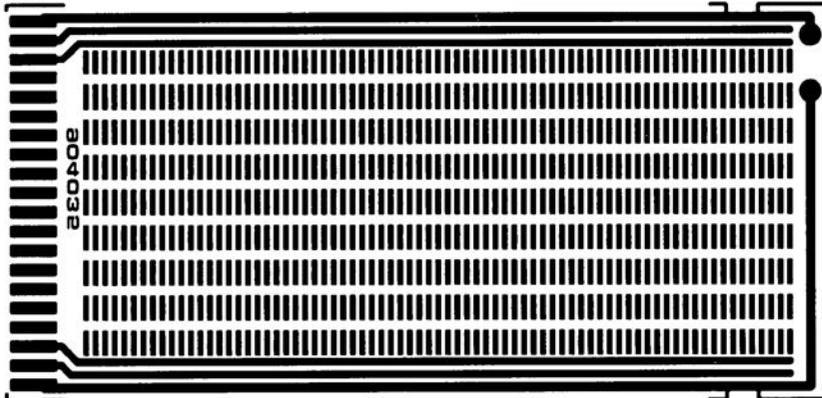
# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne

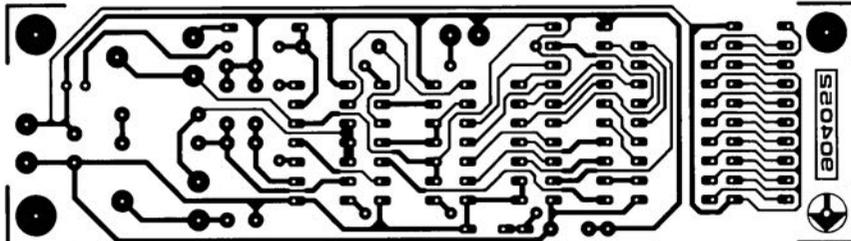


# SERVICE

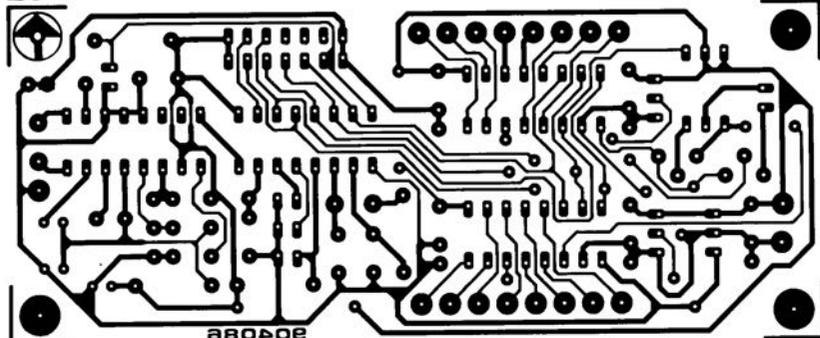
22



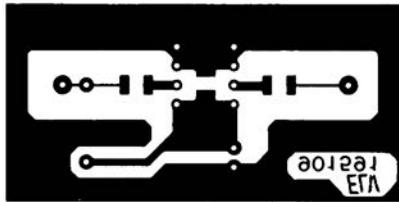
19



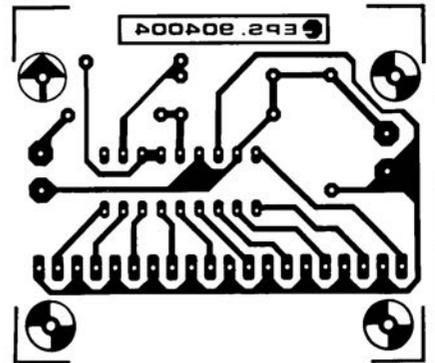
20



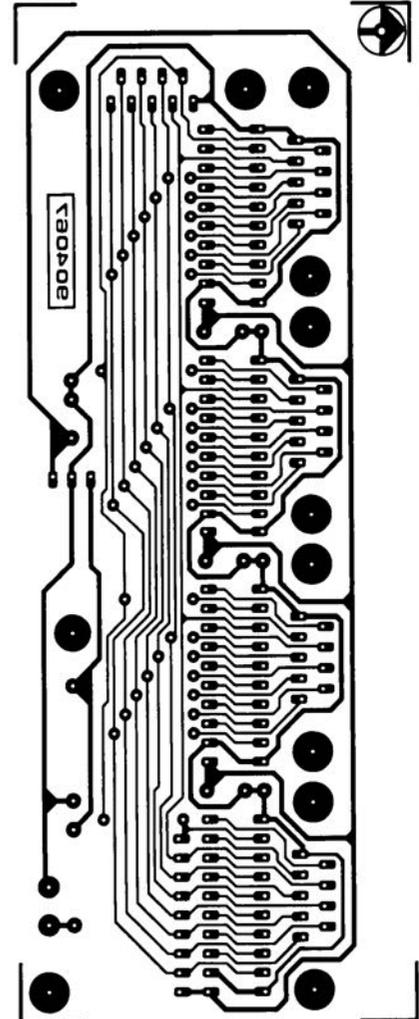
28



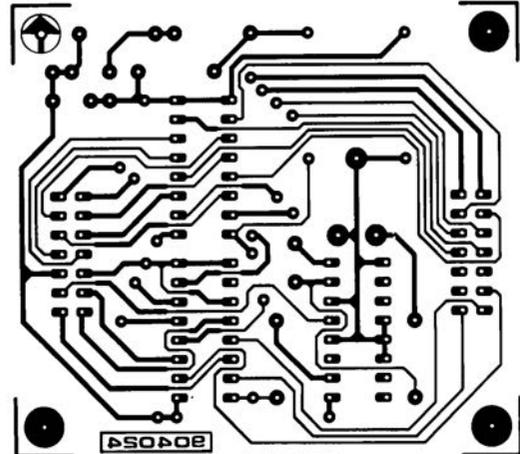
24



23



21





# COMPTEUR DE JOURS

M. Ruitters-Franssen

Dès lors qu'il faut compter les jours qui précèdent un évènement, quel

qu'il soit, le circuit simple proposé ici visualise clairement la situation journalière, par l'intermédiaire de 2 afficheurs à LED. Il permet de compter jusqu'à 99 jours au maximum. Dans la pratique ce montage

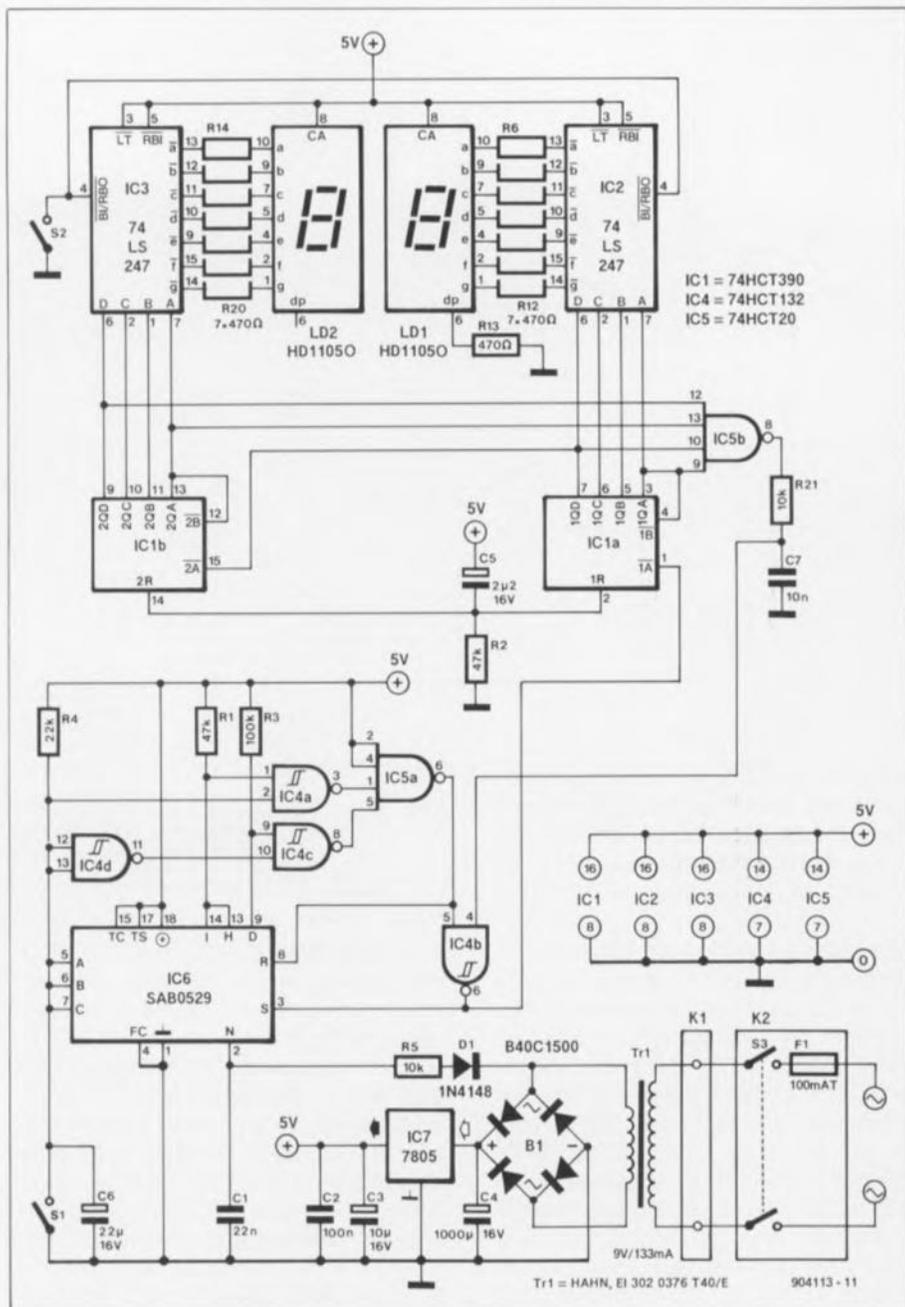
rendra service non seulement aux ministres de fraîche date, mais également aux horticulteurs et aux aviculteurs (lors de la durée d'incubation par exemple). Nos lecteurs trouveront sans doute d'innombrables autres applications pratiques pour ce montage.

### Caractéristiques techniques:

- Remise à zéro automatique lors de la mise en fonction.
- Mode de test (S1 ouvert: incrémentation par pas de 24 heures, S1 fermé: incrémentation par pas de 1 seconde).
- Mode économie (S2 ouvert: affichage en fonction, S2 fermé: affichage hors-fonction).

Le montage fait appel à un circuit intégré SAB0529 (Siemens) comme base de temps journalière. Ce circuit comporte une remise à zéro automatique qui rend superflu tout réseau RC externe. Si l'interrupteur S1 est ouvert, les sorties à collecteur ouvert I et H du circuit intégré IC6, interconnectées à l'aide de la résistance R1, passent au niveau haut pour la première fois au bout de 24 heures après la mise en fonction du circuit. A l'aide de la porte-NAND (NON-ET) IC5a, le temporisateur journalier est remis à zéro et une seconde période de 24 heures commence. L'impulsion très brève qui se produit à la fin de chaque période de 24 heures est appliquée simultanément, mais inversée, à la broche 1 (entrée d'horloge) de IC1. Cependant, lorsque le contenu du compteur est arrivé à 99, la sortie du circuit intégré IC5b passe au niveau bas ("0"), bloquant ainsi, à travers la porte IC4b, l'entrée d'horloge de IC1: le compteur reste dans cet état.

Pour des raisons de test vous pouvez fermer l'interrupteur S1; ce bascule-



ment change la fréquence d'horloge de la base de temps: le compteur est incrémenté chaque seconde et atteint sa valeur limite (99) au bout de 100 secondes.

La consommation du circuit est de 100 mA avec les afficheurs HD1105 (Siemens) activés (S2 ouvert) et de 10 mA en mode économie (afficheurs hors-fonction, S2 fermé).



# SILENCIEUX À COMMANDE NUMÉRIQUE

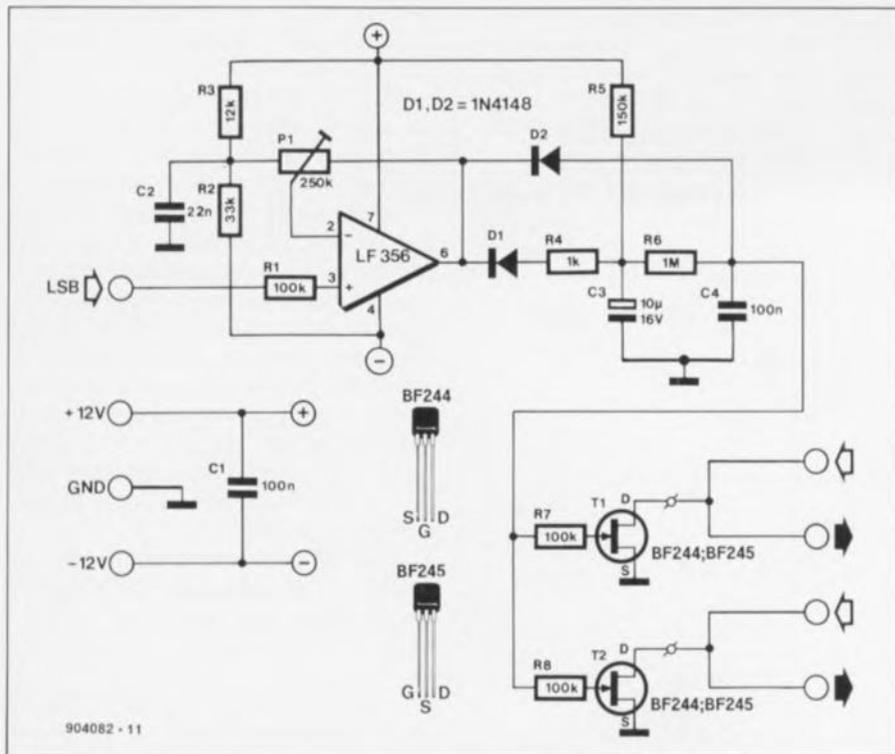
POUR SYNTHÉTISEUR OU *MODU-  
LE EXPANDER*

C'est tout spécialement à l'intention

du module MT32 de Roland qu'a été développé ce circuit de silencieux destiné à éliminer le peu de bruit que produit encore l'expandeur après un *note-off*. Ce bruit audible peut, le temps aidant, s'avérer gênant lors d'une utilisation domestique de cet appareil pendant un certain temps. Dans un studio, ce problème risque

moins de se poser puisque l'on peut, là-bas, faire usage d'un supprimeur de bruit (*noise-gate*). Les dimensions compactes du circuit en permettent l'implantation à l'intérieur du MT32, il y reste suffisamment d'espace. À condition de procéder aux modifications nécessaires, il n'est pas exclu que ce silencieux puisse également être utilisé avec d'autres expandeurs ou synthétiseurs.

Le fonctionnement du circuit.



L'effet de silencieux est produit par une paire de transistors à effet de champ (FET = **F**ield **E**ffect **T**ransistor) qui, en l'absence de signal, court-circuitent à la masse les sorties analogiques de l'expandeur. Le déclenchement du circuit est produit par les données présentes sur le bus de données, en amont du convertisseur N/A. Ces données sont actives au niveau bas. On procède à une dérivation, sur le bus, de la ligne de données D0 et on compare la tension qu'elle présente à une tension de référence de quelque +5 V produite par le diviseur de tension R3/R2.

IC1 travaille ici en comparateur de tension - à contre-réaction il est vrai.

Lorsque la ligne D0 est au niveau haut, cela signifie que le circuit est au repos et la sortie de l'amplificateur opérationnel est à +5 V environ. Les FET reçoivent alors leur tension de grille, via R7 et R8, du point nodal auquel arrivent R6, C4 et D2. Comme cette tension est elle aussi de quelque +5 V, les FET sont passants et court-circuitent ainsi pratiquement la sortie de l'expandeur. Lors de l'apparition de données et du passage au niveau bas de la ligne D0, la sortie du comparateur devient elle aussi basse (négative). Le niveau atteint est fonction de la position de l'ajustable P1. A cet instant, le condensateur C4 se décharge instantanément à travers D2 et la

tension de grille des FET devient négative. Les FET étant bloqués, le signal de sortie de l'expandeur est présent. S'il s'agit d'un signal impulsionnel (percussions) de courte durée, la décharge de C3 à travers D1 sera négligeable. Dès que la ligne D0 a retrouvé son niveau haut, les FET redeviennent partiellement conducteurs. La combinaison R6/C4 définit le temps de montée de la tension de grille. Si au contraire on se trouve en présence d'un signal plus long ou qu'il s'agit d'un signal à écho (numérique) long, la sortie de l'amplificateur opérationnel restera suffisamment longtemps au niveau bas pour que le condensateur C3 soit pratiquement déchargé. En conséquence de quoi, dès que la ligne D0 reste définitivement au niveau haut, la tension de grille augmentera beaucoup plus lentement puisqu'il lui faudra d'abord recharger C3 à travers R5. Ce processus se traduit par une atténuation progressive du signal de l'expandeur, de sorte que l'on ne risque pas de voir un écho long s'interrompre brusquement.

En pratique, ce circuit donne toute satisfaction. Le montage, dont la consommation atteint 6 mA seulement, tire sa tension d'alimentation,  $\pm 12$  V, directement du MT32. Il faudra trouver expérimentalement la position de l'ajustable P1, en fonction du goût de l'utilisateur. On peut substituer un BF245 au BF244; la seule différence entre ces deux FET est leur brochage. Une comparaison effectuée entre un module MT32 de Roland doté de cette extension et un MT32 standard (donc sans) se traduit par une différence sensible.



# AMPLIFICATEUR- ADAPTATEUR D'IMPÉDANCE

## POUR GUITARE

Il arrive assez souvent que l'on ait besoin de brancher une guitare électrique à une table de mixage, un magnéto-cassette ou un "studio portable" (un lecteur-enregistreur de cassettes à 4 canaux). Ni les câbles de liaison,

ni les connecteurs et les embases ne posent de problèmes insolubles. C'est l'impédance qui vient tout gâcher. Puisque les capteurs d'une guitare possèdent une impédance interne élevée, il faut connecter la guitare à une entrée à haute impédance. Les

entrées Ligne de la plupart des tables de mixage ou des platines magnéto présentent au contraire une impédance faible. Même les entrées, dites à haute impédance, ne conviennent pas au branchement d'une guitare. Si l'on relie la guitare à l'une de ces entrées, la qualité du son résultant n'a pas de quoi faire sauter (de joie) au plafond. Une solution à ce problème consiste à brancher la guitare à une entrée micro qui présente, en règle générale, une impédance très forte. Méfiez-vous pourtant ! La sensibilité de ces entrées est si grande qu'un grattement un peu brutal des cordes de la guitare entraînera inévitable-

ment une horrible distorsion du son. Mettez fin, une fois pour toutes, à ces problèmes par mise en oeuvre de l'amplificateur-adaptateur pour guitare, sujet de cet article.

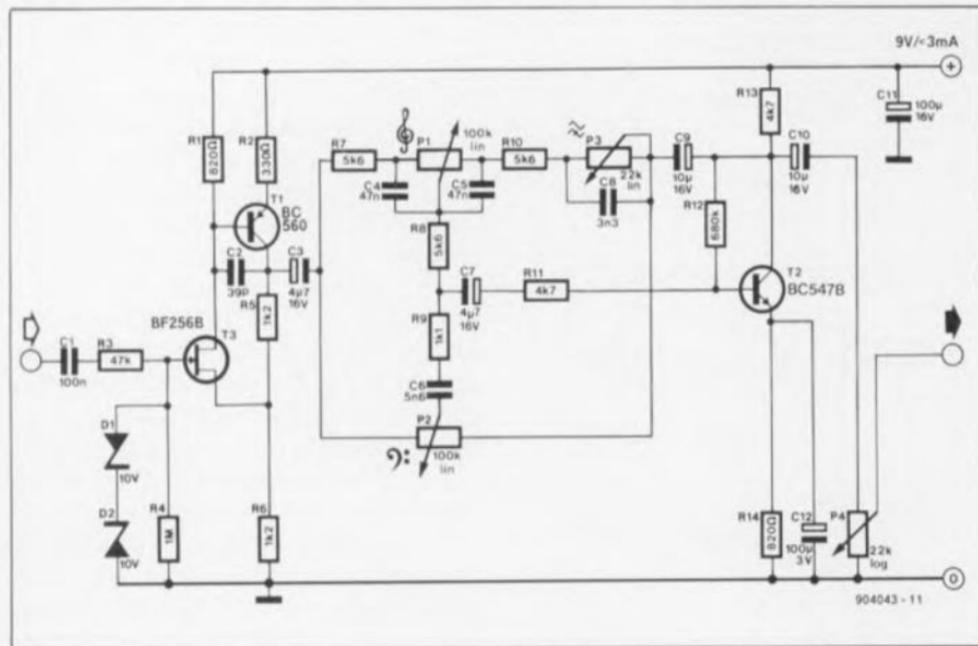
Son entrée possède une impédance

très élevée (1 M $\Omega$ ), capable en outre de résister à tous les mauvais traitements: elle supporte même l'application d'une tension de 220 V ! L'impédance de la sortie est relativement faible, ce qui permet de brancher ce circuit sur n'importe quelle entrée Li-

gne. Le circuit comporte un réglage de tonalité double, un réglage "physiologique" et, cela va de soi, un réglage du volume. Le gain maximal est de 2 environ. L'amplificateur-adaptateur se comporte excellentement avec des tensions d'entrée inférieures ou égales à 3 V. Des niveaux de tension plus élevés s'accompagnent de distorsion, caractéristique à laquelle de nombreux virtuoses de la guitare (électr(on)ique) font appel pour produire ces sons typiques à vous faire dresser les cheveux sur la tête (à moins que vous ne soyez chauve). On n'aura de distorsion réelle qu'aux tensions d'entrées très élevées qu'une guitare ne saurait en aucun cas produire.

En bref: un petit circuit simple dont ne sauraient se passer que difficilement les amateurs de "la gratte" électrique.

En raison de la consommation faible de ce montage, moins de 3 mA, on pourra se contenter d'une pile de 9 V pour en assurer l'alimentation.





# CHENILLARD ULTRA-SIMPLE

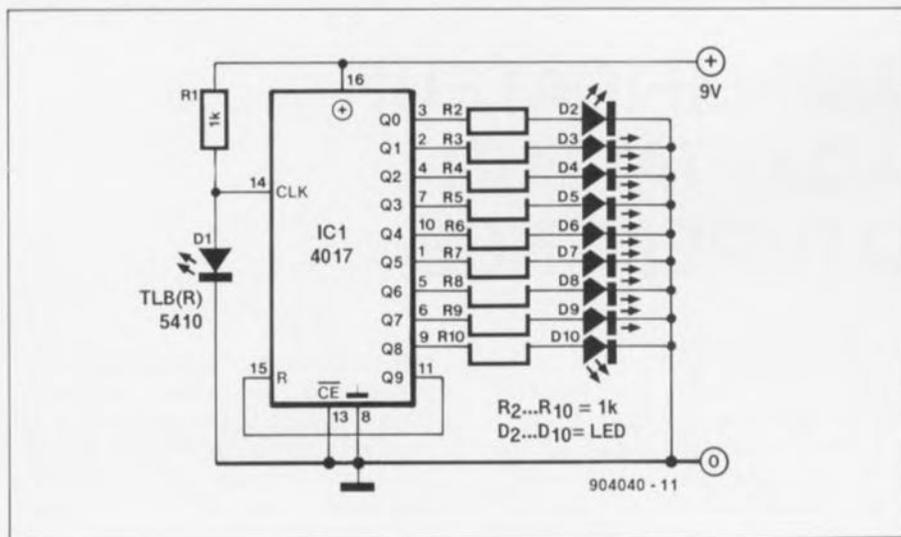
D. Folger

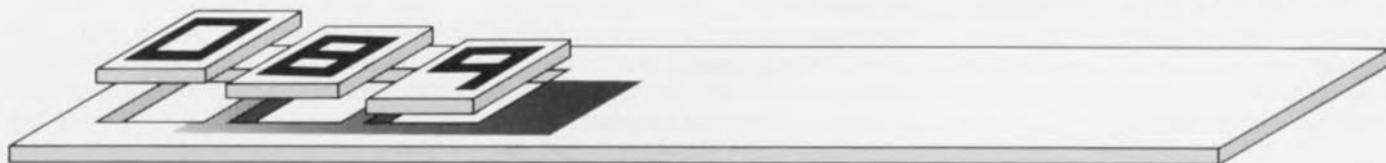
En faisant appel à un circuit intégré compteur/décodeur, du type 4017, il est enfantin de réaliser un petit chenillard à LED. Ce circuit pourra servir tant pour des applications de modélisme que pour signaler, la nuit, la présence d'une marche dangereuse par exemple. Une autre application, qui vous semblera peut-être encore très, très loin (et pourtant le temps passe si vite !, ne venez pas nous dire que nous ne vous avons pas prévenu), est la réalisation d'un dispositif décoratif pour Noël.

Le 4017 a l'inconvénient, malheureusement, de ne pas comporter d'oscillateur interne. De ce fait, la mise en oeuvre de ce composant rend nécessaire, dans la plupart des applications, l'adjonction d'un circuit intégré supplémentaire nécessaire pour générer une fréquence d'horloge. L'un de nos lecteurs, monsieur Folger, a trouvé une solution d'une simplicité "lumineuse" qui fait appel...

on s'en serait douté, à une LED, mais clignotante cette fois, D1. N'importe quelle LED clignotante convient à ce montage (la lettre R, mise entre parenthèses sur le schéma, indique la couleur de la LED; nous avons utilisé une LED rouge sur le prototype de ce circuit). La LED s'illumine et s'éteint à une fréquence de 3 Hz environ et génère ainsi la fréquence d'horloge nécessaire au 4017.

Puisqu'on utilise un circuit intégré CMOS, la tension d'alimentation peut être comprise entre 8 et 15 V. La consommation du circuit est de l'ordre de 10 mA. Le courant que peut fournir le 4017 aux LED D2 à D10 n'est pas très important, ce qui explique la valeur relativement élevée, de 1 k $\Omega$ , attribuée aux résistances-série, R2 à R10. Si la luminosité des LED vous paraît trop faible, il faudra faire appel à des LED "haute intensité" qui se contentent elles d'un courant de 3 mA tout en produisant une luminosité bien plus importante.





## TÉLÉCOMMANDE PAR LE SON

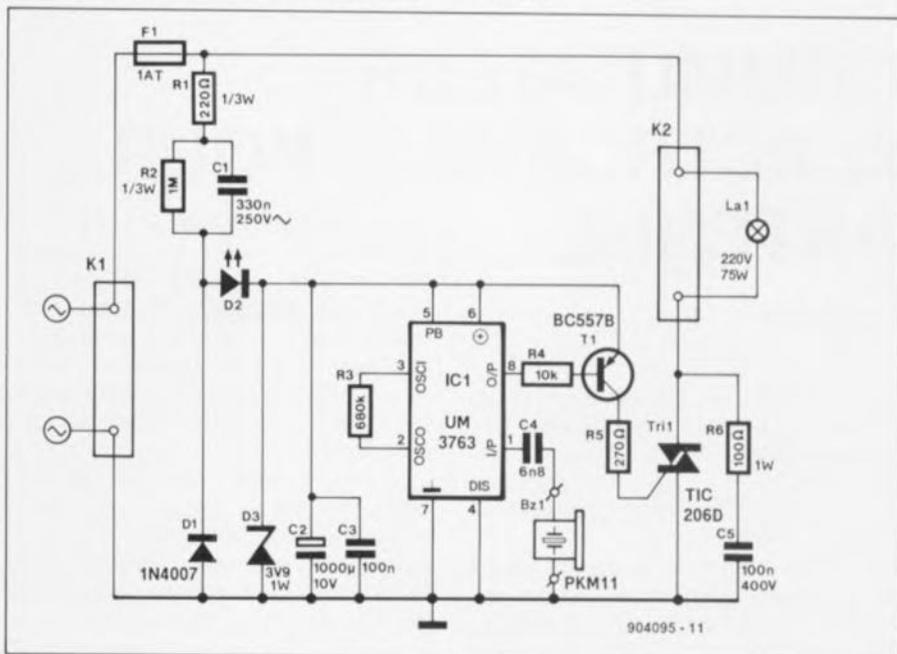
Un simple sifflement suffit à commander une lampe connectée au circuit décrit ici. Le cœur de ce montage est un circuit intégré de la famille UM, un classique des catalogues des revendeurs de composants électroniques. Il s'agit, pour être plus précis, de l'UM3763, un commutateur à commande par le son. La détection d'un son, de fréquence comprise entre 1,2 et 1,8 kHz, produit une commutation de la bascule-RS intégrée dans IC1. De ce fait le niveau logique de la broche 8 de l'UM3763 change aussi, allumant, ou éteignant, selon le cas, la lampe La1 par l'intermédiaire du transistor T1 et du triac Tri1.

Ici, c'est le résonateur piézo-électrique Bz1 qui fait office de microphone. Le montage est connecté directement au secteur, sans faire appel à un transformateur. La tension d'alimentation nécessaire à l'électronique est dérivée directement du secteur à l'aide d'une résistance-ballast R1, prise en série avec un condensateur-ballast

C1. On dispose alors de cette tension d'alimentation relativement stable aux bornes de la diode zener D3. La LED D2 visualise le fonctionnement du circuit. Pour obtenir le redressement de la tension requis, la diode D1 est prise

en tête-bêche (anti-parallèle) sur les diodes D1 et D3. La résistance R2 connectée en parallèle sur le condensateur-ballast C1 est destinée à accélérer la décharge lors de la coupure de la tension secteur.

La consommation du circuit, celle de la lampe non comprise, est de 30 mA environ.



## RELAIS MONOSTABLE

F. Hueber

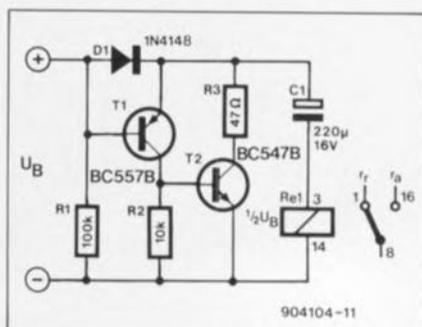
### À CONSOMMATION ULTRA-FAIBLE

Un relais monostable connaît 2 positions: la position travail lorsque le courant d'excitation est suffisamment important, et la position repos lorsque ce courant ne l'est plus. Il peut se faire que l'on ait besoin d'un contact qui prenne une certaine position requise lors de la présence de la tension d'alimentation et qui revienne dans sa position initiale lorsque cette tension a disparu. Rien de bien spécial, direz-vous, chaque relais monostable ordinaire répond à cette exigence. Un tel relais nécessite pourtant un courant d'excitation d'au moins 50 mA, ce qui en interdit l'alimentation par piles. Le petit circuit de cet

article peut remédier à cette situation. Lorsque le courant d'excitation est coupé, un relais bistable reste dans la dernière position qu'il ait pris. Avec la circuiterie que vous voyez dans le schéma un relais bistable se comportera comme un relais monostable et, ce qui est le plus important, sa con-

sommation est négligeable. Il suffit d'une petite poignée de composants discrets des plus classiques pour réaliser ce montage.

Lors de l'application de tension d'alimentation au circuit le condensateur C1 se charge à travers la diode D1 et la bobine du relais. L'impulsion du courant de charge actionne le relais dont les contacts prennent la position requise. La diode D1 nous garantit que la base du transistor T1 est toujours plus positive que son émetteur. De ce fait T1 ainsi que T2 bloquent. A la coupure de la tension d'alimentation l'émetteur de T1 se trouve relié au pôle positif de la charge du condensateur C1 et sa base est connectée au pôle négatif, à travers la résistance R1 et la bobine du relais. Le transistor T1 devient conducteur et ainsi T2 aussi, ce qui permet la dé-

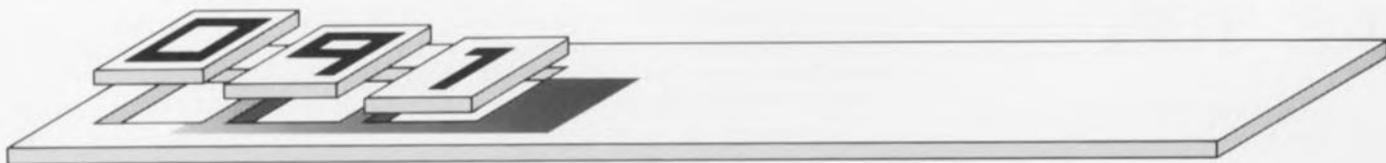


charge de C1 à travers le relais. Le courant circule alors en sens inverse, faisant revenir en position initiale les contacts du relais bistable. Il est parfaitement clair maintenant que le relais bistable se comporte comme son homologue monostable, à une grande

différence près cependant: la consommation du circuit relais activé est de  $130 \mu\text{A}$  (!) seulement. Cette consommation est en effet fonction presque uniquement de la valeur de la résistance R1.

Pour garantir un fonctionnement sans

problème, il faudra choisir un relais dont la tension de service est égale aux  $2/3$  jusqu'aux  $3/4$  environ de la tension d'alimentation du circuit. Sur notre prototype, qui fonctionne à une tension d'alimentation de 12 V, nous avons utilisé un relais 9 V.



# COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE POUR ANTENNE

T. Schaerer

Ce commutateur électronique pour antenne permet le branchement de deux antennes FM au même récepteur. Le passage d'une antenne à l'autre s'effectue très confortablement à l'aide d'un signal logique.

Les portes IC1a et IC1b garantissent un niveau de commutation franc; elles constituent en outre une interface pour la tension logique de 5 V (en provenance du récepteur par exemple) et la tension d'alimentation de 12 V du commutateur d'antenne électronique.

En fonction du type de porte utilisée un signal numérique de commande de niveau TTL ou CMOS est présent, sous forme directe et inversée, en aval du circuit intégré IC1. Entre la tension de service et la sortie de IC1a un courant de base circule à travers le transistor T2, la résistance R9 et la diode D8; T2 est passant et la LED D9 s'allume. Puisqu'il circule du courant continu par R1, D2 et R2, ou par R5, D3 et R4, les diodes D1 et D3 deviennent conductrices et appliquent le signal HF, de provenance de l'entrée B, à la sortie D. Un courant continu additionnel circule vers la masse à travers la résistance R6 et la diode D4; Ces dispositions évitent une transmission gênante du signal HF présent à l'entrée C par les capacités parasites des contacts de relais ou des pistes cuivrées. La diode D4 court-circuite ainsi la tension HF résiduelle à la masse. Si la sortie du circuit intégré IC1b se trouve au niveau bas, un courant de base circule à travers T1, R7 et D7 entre la tension d'alimentation et la sortie du circuit intégré.

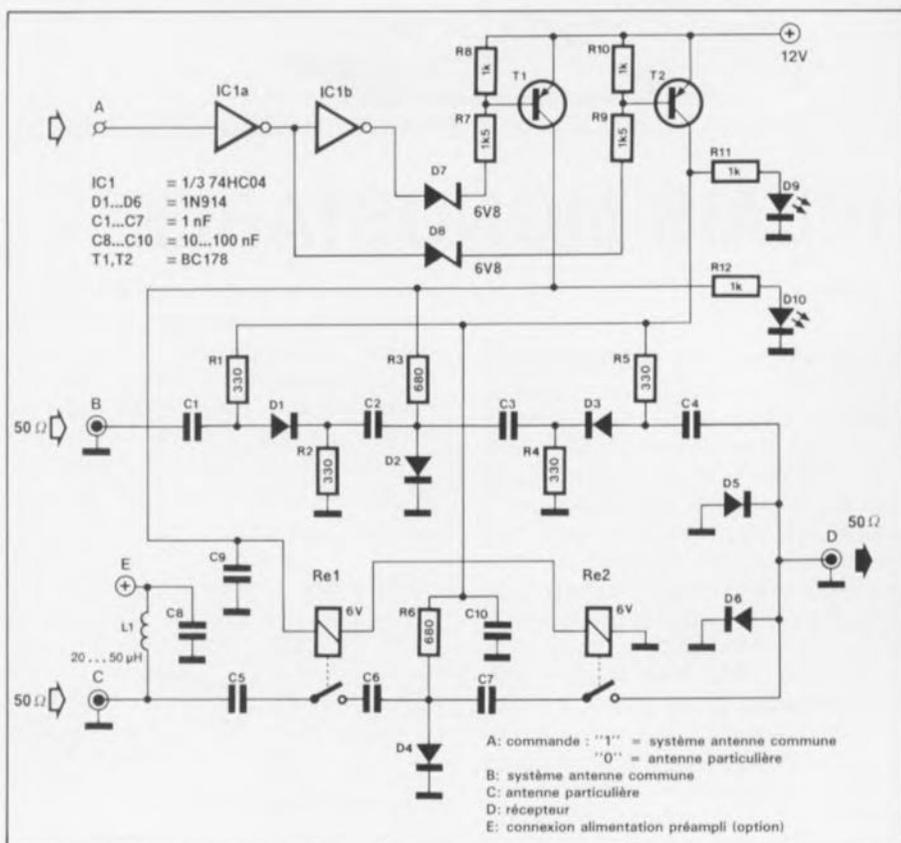
T1 est alors conducteur et la LED D10 s'allume. À travers les deux relais, pris en série, le signal HF de l'entrée C est appliqué à la sortie D. Simultanément un courant continu circule vers la masse à travers la résistance R3 et la diode D2, découplant ainsi l'entrée B et court-circuitant des parasites à la masse.

Il ne faudra utiliser que des résistances à couche de carbone. Les résistances de ce type possèdent en effet une inductance série parasitaire de loin supérieure à celle que présentent les résistances à couche métallique. De ce fait l'atténuation du signal HF qu'elles entraînent sera la plus faible possible.

L'atténuation du signal HF par pertes dans la ligne des diodes est plus forte que celle introduite par la ligne des relais. Pour cette raison il faudra connecter l'antenne au signal le plus faible à l'entrée C.

Si votre antenne particulière est équipée d'un pré-amplificateur, vous pourriez lui appliquer sa tension d'alimentation à travers la ligne HF et le point E.

Les deux diodes D5 et D6 protègent le circuit contre des crêtes de tension qui se produisent lors de la mise en ou hors-fonction. Nous vous recommandons de réduire au strict minimum les dimensions de la platine et de respecter les règles classiques puisqu'il s'agit d'un montage HF. L'atténuation de la ligne des diodes (de l'entrée B à la sortie D) est de 5 à 10 dB. La consommation de ce circuit est, hors relais, de 65 mA.





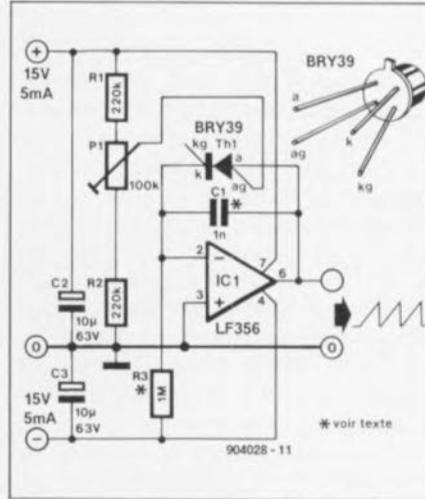
# GÉNÉRATEUR DE DENTS DE SCIE BF

C. Sanjay

Le composant le plus intéressant de ce circuit est Th1; nous aurions fort bien pu appeler ce composant soit T1, soit encore S1. Un coup d'oeil au recueil de fiches de caractéristiques nous apprend que ce type de composant peut prendre l'une des trois dénominations suivantes: thyristor tétrode, transistor à unijonction programmable (PUT disent les anglais) ou interrupteur de commande à semi-conducteurs. À y regarder de près, le BRY39 ou tout autre composant similaire comporte une structure à quatre couches (PNPN) dont chacune des couches possède une connexion accessible de l'extérieur.

L'une des caractéristiques d'une structure quadri-couche de ce type est qu'il est possible de rendre conductrice les deux couches jointives prises entre les deux couches extérieures -l'anode et la cathode- ceci à condition d'appliquer une tension suffisante entre ces points. Lorsque le composant est devenu conducteur, il retrouve l'état inverse, c'est-à-dire bloquant, lorsque le courant de l'anode vers la cathode redescend en-dessous d'une valeur minimale donnée.

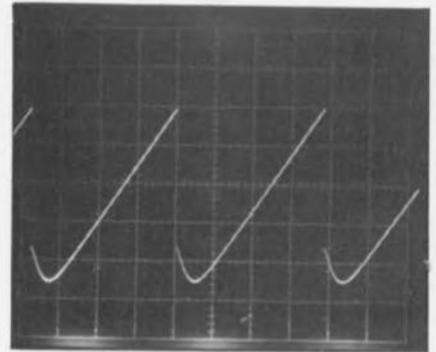
Ce circuit-ci utilise à son avantage la dite propriété. Le générateur de dents de scie n'est en fait rien de plus qu'un intégrateur dont l'entrée est reliée en permanence avec le pôle négatif de la tension d'alimentation. Si l'on ne pre-



nait pas de dispositions supplémentaires, la sortie de IC1 se mettrait, dès après la mise sous tension, à voir sa tension augmenter progressivement de 0 vers +15 V, niveau auquel elle resterait ensuite. On retrouverait cette tension aux bornes du condensateur C1 et du thyristor Th1. Cela n'est pas le cas, car Th1 s'est amorcé bien avant de sorte que C1 se décharge rapidement provoquant une chute de la tension de sortie. La décharge de ce condensateur n'est pas totale puisque le courant à travers Th1 est devenu trop faible pour maintenir le thyristor en conduction. Dès que Th1 rebloque, la tension de sortie augmente à nouveau progressivement jusqu'au nouvel amorçage de Th1 et le processus décrit plus tôt se répète ad infinitum.

L'ajustable P1 permet de définir le domaine dans lequel prend place l'amorçage du thyristor. Si l'on opte pour une tension d'amorçage de 8,3 V (la crête positive de la dent de scie) la durée d'une période sera de quelque  $0,5 \cdot R1 \cdot C1$ . Rien ne vous interdit de positionner P1 de manière à ce que la durée de la période (la fréquence) corresponde à la valeur requise.

Lors de la définition de la constante de temps, le choix de la valeur de R3 est relativement limité. Les caractéristiques de Th1 exigent que cette résistance soit comprise entre 500 k $\Omega$  et 2M $\Omega$ . Le domaine des valeurs du condensateur C1 est bien plus grand, à savoir entre 1 nF et 200  $\mu$ F. Si l'on opte pour un condensateur de capacité assez importante, il est recommandé de mettre une résistance de 15  $\Omega$  en série avec le condensateur, ceci pour éviter la naissance de courants de crête trop intenses lors de la décharge.



Échelle: X: 0,2 ms/div.; Y: 2 V/div.;  
ligne de zéro 4 V



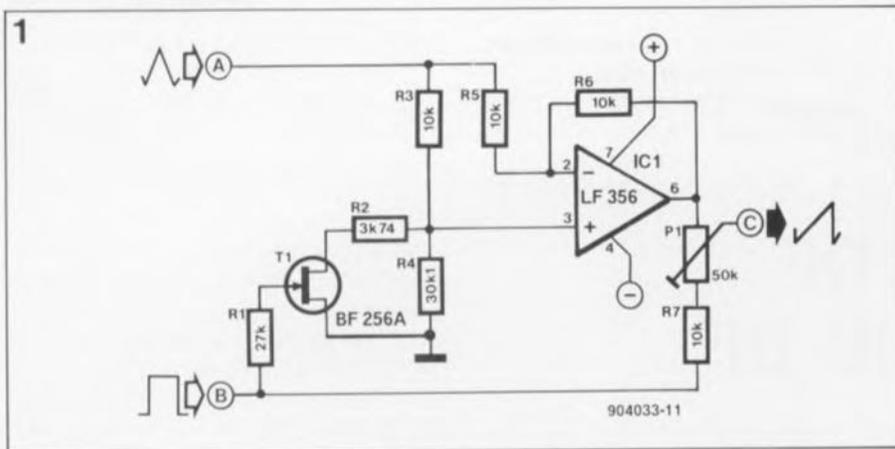
# CONVERTISSEUR POUR DENTS DE SCIE

On dispose, à la sortie des générateurs de fonctions les plus simples, d'un signal sinusoïdal, d'un signal rectangulaire et d'un signal triangulai-

re mais presque jamais d'un signal en dents de scie. Le circuit que nous vous proposons ici permet de fabriquer un signal en dents de scie très

acceptable à partir d'un signal sinusoïdal et d'un signal triangulaire. La qualité du signal obtenu est fonction de la linéarité du triangle, des flancs du signal rectangulaire et de la relation de phase entre les deux signaux concernés.

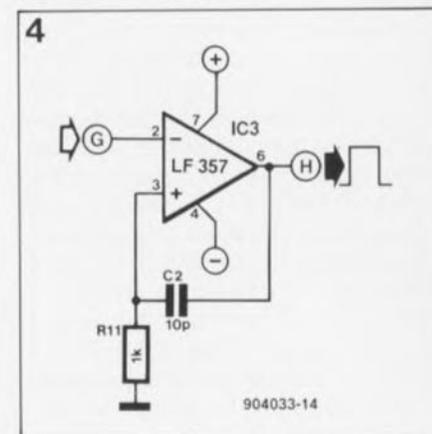
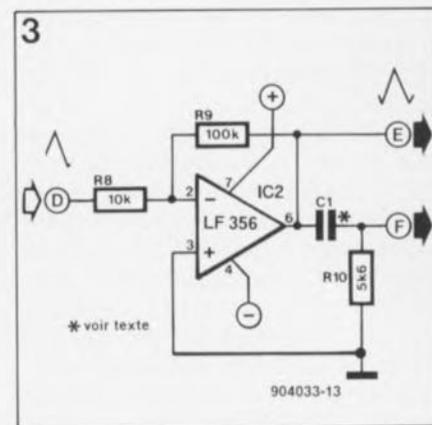
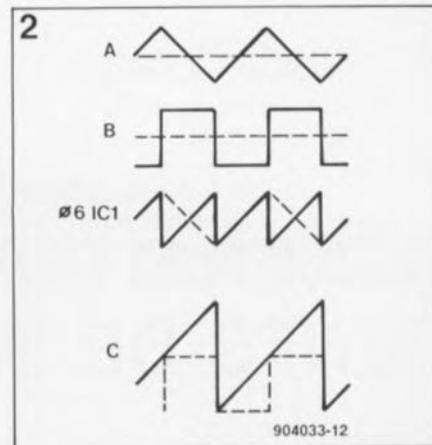
Le convertisseur proprement dit est constitué par IC1 et les composants



proches (figure 1). L'entrée A reçoit le signal triangulaire qu'IC1 inverse éventuellement; l'éventualité de cette inversion est déterminée par le transistor FET T1. T1 est en effet commandé par le signal rectangulaire présent sur l'entrée B. À la sortie de l'amplificateur opérationnel on trouve un signal triangulaire dont le flanc descendant est inversé (voir figure 2). Nous nous trouvons donc déjà en présence d'un signal en dents de scie qui a cependant une fréquence double de celle du signal d'entrée. Si l'on procède maintenant à un rehaussement du niveau en tension continue de chaque flanc inversé, de manière à ce que le niveau le plus bas de ce flanc colle très exactement au niveau le plus élevé du flanc précédent, on obtient un signal en dents de scie ayant la même fréquence que le signal de sortie de IC1 et ce à une amplitude double. Pour ce faire, il suffit tout simplement d'additionner le signal rectangulaire au signal de sortie de IC1 à travers R7 et P1. Les résistances R2 et R4 ont une tolérance de 1%. On peut également fabriquer ces valeurs à l'aide de résistances ordinaires. On utilisera de préférence

pour P1 un ajustable multitour. Si l'on ne dispose que d'un signal triangulaire et que le signal rectangulaire est absent (ou d'amplitude trop faible) on pourra faire appel au circuit auxiliaire de la figure 3 ou 4. Le circuit de la figure 3 amplifie le signal triangulaire disponible avec un gain de 10. Le réseau de différentiation constitué par C1/R10 dérive du signal triangulaire des impulsions que le circuit de la figure 4 est capable de transformer en un signal rectangulaire acceptable présentant la même amplitude crête à crête que la tension d'alimentation. Le condensateur C2 augmente la raideur du flanc et pourra, pour les fréquences relativement faibles, ne pas être implanté.

Le convertisseur fournit un signal en dents de scie utilisable entre 60 Hz et 15 kHz environ. Si l'on fait appel aux circuits auxiliaires, il faudra, en fonction de la fréquence, adapter la valeur du condensateur entre 2 nF et 100 pF. Les différents circuits admettent une tension d'alimentation comprise entre  $\pm 10$  et  $\pm 15$  V; la consommation est de l'ordre de 4 à 6 mA par amplificateur opérationnel.





# INTERPHONE BIFILAIRE

Comparé aux systèmes d'interphone secteur et FM modernes, ce circuit peut avoir l'air légèrement démodé. Il fonctionne pourtant très bien et, ce qui est plus intéressant encore, sa réalisation est extrêmement simple (pas de composant exotique !).

L'interphone ne comporte qu'un amplificateur, un commutateur bipolaire et deux haut-parleurs: le premier pour le poste principal et le second pour le poste auxiliaire. L'adjonction d'un

commutateur supplémentaire au poste principal permet la connexion de plusieurs postes auxiliaires.

L'amplificateur de sortie est un LM384 qui fournit une puissance de presque 2 W à une tension d'alimentation de 15 V. Les broches 3, 4, 5, 10, 11 et 12 sont reliées à la masse; elles assurent ainsi aussi le maintien à une température supportable de ce composant. Ceci explique qu'il ne faille

pas utiliser de support: implantez directement ce circuit intégré sur la platine dont on aura largement dimensionné les surfaces cuivrées présentes aux endroits correspondant aux dites broches.

Comme le LM384 traite les signaux d'entrée avec un potentiel par rapport à la masse, l'amplificateur peut se satisfaire d'une alimentation asymétrique. Son gain est fixé à 50. Le découplage de la source de tension est l'affaire du condensateur C9. Pour obtenir une sensibilité suffisante à l'entrée, nous avons rajouté un pré-ampli-

ificateur sous la forme de l'amplificateur opérationnel IC1; son gain est fixé à 11.

Puisque l'interphone est destiné à la retransmission de paroles uniquement, sa bande passante est limitée au domaine des fréquences comprise entre 160 Hz et 10 kHz. Le condensateur C3 sert à découpler le diviseur d'entrée que constituent les résistances R2 et R3. Il existe des haut-parleurs spécifiques, qui permettent d'être utilisés également comme microphone et que l'on utilise dans les systèmes d'interphone. Nous faisons appel à deux haut-parleurs du type MS-55 de Monacor qui présentent une puissance maximale de 5 W. La plage des fréquences transmises va de 150 Hz à 20 kHz en mode haut-parleur et de 20 Hz à 20 kHz en mode microphone. Pour assurer un fonctionnement convenable du montage,

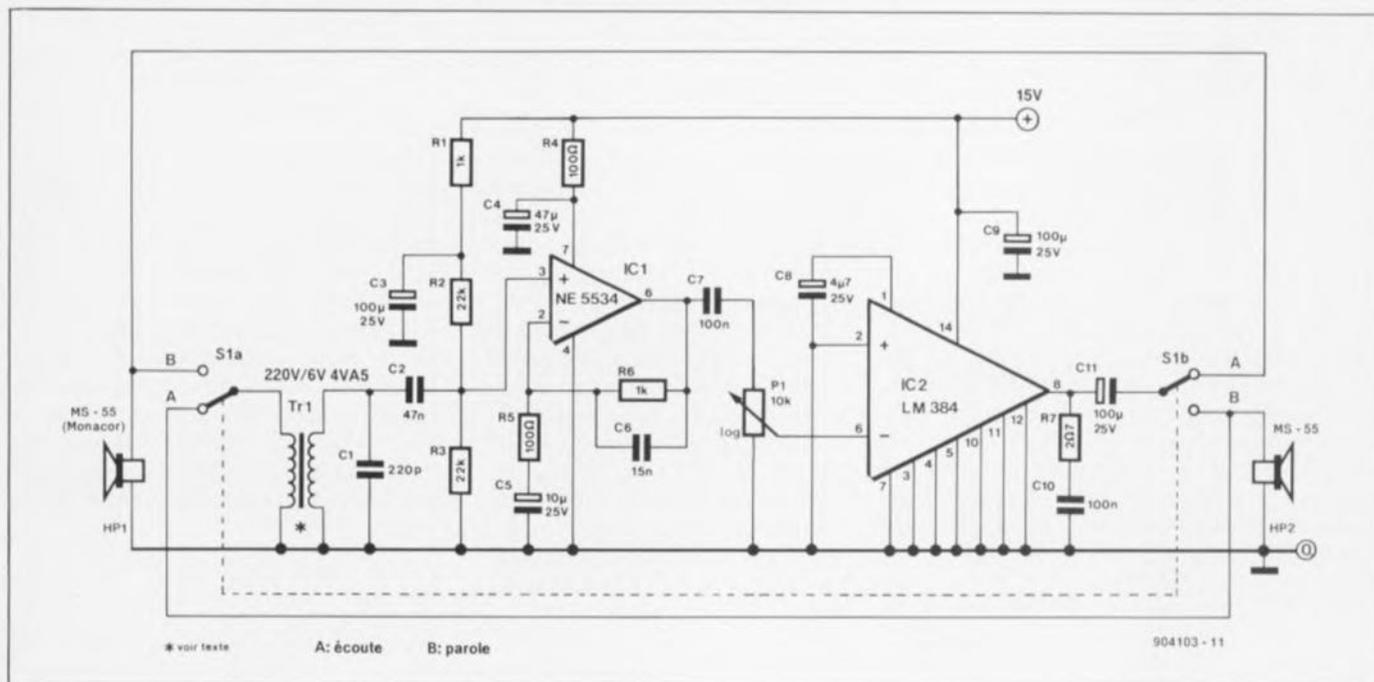
il faudra encastrier les haut-parleurs dans des boîtiers bien clos.

Le résultat de cette technique opératoire, qui nécessite cependant la mise en oeuvre d'un transformateur mais permet d'installer des lignes de connexion très longues, est une très faible résistance interne en mode microphone. Nous avons doté le prototype de l'interphone d'un transformateur secteur ordinaire (Tr1). Le secondaire (6 V) est relié au microphone. De ce fait son impédance passe de  $8 \Omega$  à  $10 \text{ k}\Omega$ . Pour limiter l'atténuation du signal dans les enroulements du transformateur, nous avons utilisé un exemplaire dont la puissance de 4VA5 peut sembler hors de proportion. Si vous préférez encastrier le transformateur de l'alimentation dans le même boîtier que le reste du montage, il faudra expérimenter un peu pour lui trouver une position telle que le bruit qu'il produit soit réduit au strict minimum.

Le bruit dû au transformateur Tr1 constitue un second problème: il faudra, si possible, encastrier le pré-amplificateur dans un enclos blindé. La bande passante de notre prototype était limitée à une plage de 400 Hz à 4 kHz, domaine amplement suffisant pourtant lorsqu'il s'agit de la transmission de paroles.

Le condensateur C1 monté en aval du transformateur sert à supprimer les bruits HF (haute fréquence).

La consommation de l'ensemble est fonction de l'amplificateur de sortie, IC2. Elle est, au pire, de 210 mA (courant de crête de 680 mA) à une puissance de sortie de 1,8 W. Le LM384 est sans doute capable de fournir une puissance beaucoup plus élevée (jusqu'à 5 W) à condition que la tension d'alimentation soit de 22 V et que le refroidissement soit lui aussi adapté aux circonstances.





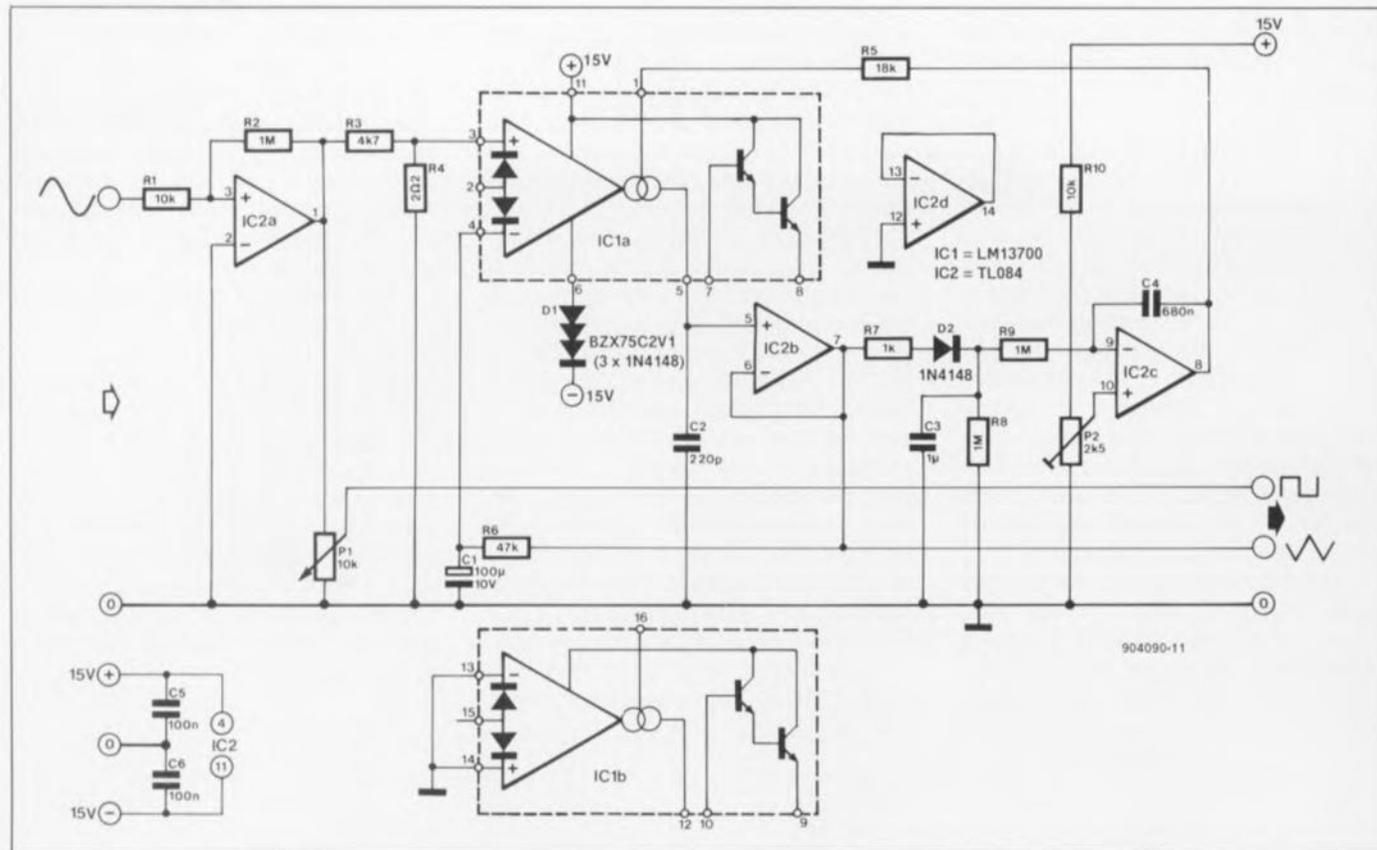
# CONVERTISSEUR RECTANGLE-TRIANGLE

Dans la plupart des générateurs de fonctions, l'oscillateur de signaux rectangulaires (un trigger de Schmitt associé à un intégrateur) constitue le point central du circuit. À l'aide du signal triangulaire que fournit l'intégrateur et de tout un réseau complexe de diodes, on génère un signal rectangu-

laire. Le circuit que nous proposons ici fait l'inverse: un signal sinusoïdal est transformé en signal rectangulaire puis en signal triangulaire.

Le circuit intégré IC2a transforme le signal sinusoïdal en une oscillation rectangulaire. Puisqu'à la sortie de

IC2a la tension varie entre  $-15\text{ V}$  et  $+15\text{ V}$ , les résistances R3 et R4 constituent un diviseur de tension, qui réduit le niveau du signal de façon à ce que l'intégrateur puisse le traiter. L'amplificateur opérationnel à transconductance, IC1a, associé au condensateur C2, intègre le signal d'entrée. Le circuit intégré IC1 dispose à sa sortie d'une source de courant dont la valeur est prédéfinie à l'aide de la broche 1. Ceci permet d'influencer la durée de l'intégration. Pour éviter qu'une charge ne fasse varier la



tension aux bornes du condensateur C2, nous avons mis en place le circuit intégré IC2b, qui fonctionne comme adaptateur d'impédance. A sa sortie, le signal triangulaire est déjà présent. Le circuit intégré IC2c compare le niveau de la tension triangulaire à une valeur, prédéfinie à l'aide de l'ajustable P2. A travers la résistance R5, la sortie de ce circuit commande la source de courant de la sortie de IC1a. On assure ainsi un niveau stable de la tension de sortie, qui est pratiquement indépendant de la fréquence de l'oscillation rectangulaire, ou sinusoïdale, appliquée à l'entrée.

Les intégrateurs de haute précision connaissent souvent des problèmes dus à l'influence des tensions de décalage et des courants de fuite. La résistance R6 et le condensateur C1, qui constituent un couplage réactif, font que la sortie suit exactement le potentiel fixé à l'aide de la résistance R4. Il est possible qu'une petite erreur se produise en raison des courants de fuite de IC1 ( $8 \mu\text{A}$  au maximum à une température de  $70^\circ\text{C}$ ). Le réseau-RC est dimensionné de façon à produire une constante de temps assez importante pour que la tension triangulaire n'ait pas d'influence sur la forme de

l'onde à intégrer – il nous faut un signal rectangulaire très net, n'est-ce pas ! Le circuit traite des fréquences de 6 Hz (erreur d'amplitude 0%) jusqu'à 60 kHz (erreur d'amplitude  $-10\%$ ). À des fréquences élevées ( $> 1 \text{ kHz}$ ) la durée de l'initialisation de la tension triangulaire est assez longue à cause des constantes de temps importantes. Il faudra régler à 1 V la valeur de crête de la tension de sortie du signal triangulaire. La consommation du circuit est de 9 mA environ.



# CARTE A/N-N/A POUR C64

C. Kuppens

Dès lors qu'il s'agit de procéder au traitement de signaux analogiques, la majorité des ordinateurs individuels doit faire appel à l'une ou l'autre carte d'extension. Nous vous proposons ici une carte de ce genre destinée au C64 de Commodore. Avec de petites modifications cette carte devrait éga-

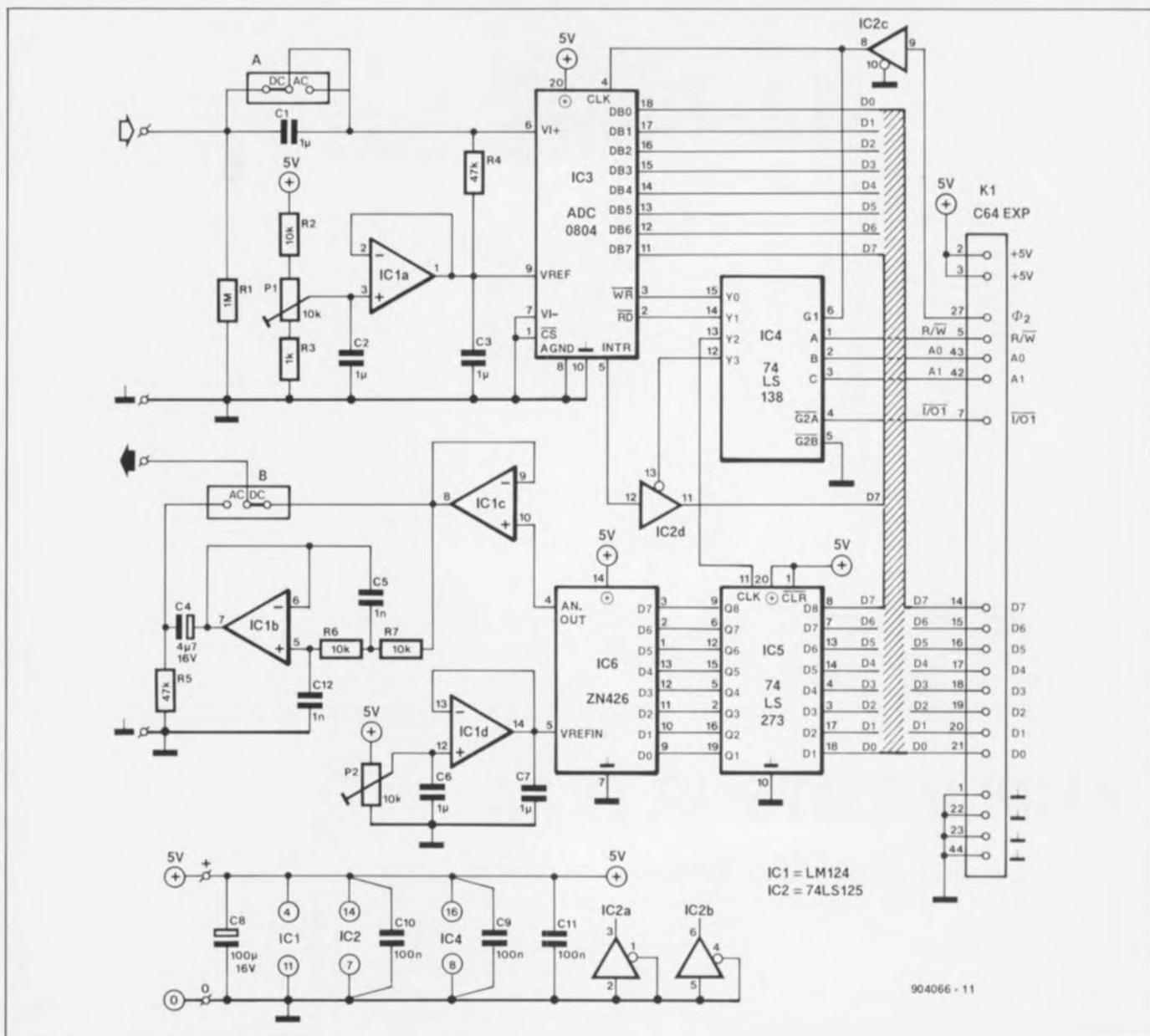
lement être adaptable à d'autres types d'ordinateurs.

Quelques-une des applications typiques de cette carte sont l'enregistrement (*sampling*) et la reproduction de sons, la mesure et la production de signaux de mesure. Nous avons opté pour une approche sur 8 bits, qui pourra sembler, en cette période de lecteurs de DAN à 16 bits, quelque peu dépassée, mais la pratique aura vite fait de vous prouver que l'on peut arriver à des résultats fort intéres-

sants avec 8 bits. Lorsqu'il s'agit de mesures, 8 bits constituent une résolution très acceptable puisque l'imprécision de la conversion est inférieure à 0,5% ( $1/256 \cdot 100\%$ ).

Le décodeur d'adresses IC1 constitue ici "l'agent" chargé de régler la circulation. En liaison avec les signaux  $\overline{I/O1}$  A0, A1, R/W et  $\Phi 2$ , ce circuit intégré fait en sorte que les opérations de lecture et d'écriture des (et vers) les adresses DE00 et DE01 se traduisent par les fonctions indiquées dans le tableau.

Le signal d'entrée analogique peut,



au choix, être couplé en tension continue (pour les mesures) ou alternative (signaux audio) lors de sa connexion à l'entrée du convertisseur A/N. L'ajustable P1 permet de définir la tension de référence du convertisseur. La valeur maximale de  $V_{ref}$  est de 2,5 V; on dispose alors d'une plage de 0 à 5 V lorsque l'entrée est couplée en tension continue et d'un domaine allant de  $-2,5$  à  $+2,5$  V en cas de couplage des signaux en alternatif.

Si l'on se trouve en présence de signaux d'entrée faibles, on pourra diminuer en conséquence la valeur de la tension de référence. Cette réduction a l'avantage de permettre de garder la résolution de 8 bit même en cas de tensions faibles.

Une écriture à l'adresse DE00 lance le processus de conversion. Une fois terminée la conversion, la sortie INTR passe au niveau bas. On pourra vérifier l'état de cette sortie par lecture de l'adresse DE01 où l'on contrôlera que le bit 7 est bien 0. L'ordinateur

**Tableau 1. Adresses pour les différentes conversions.**

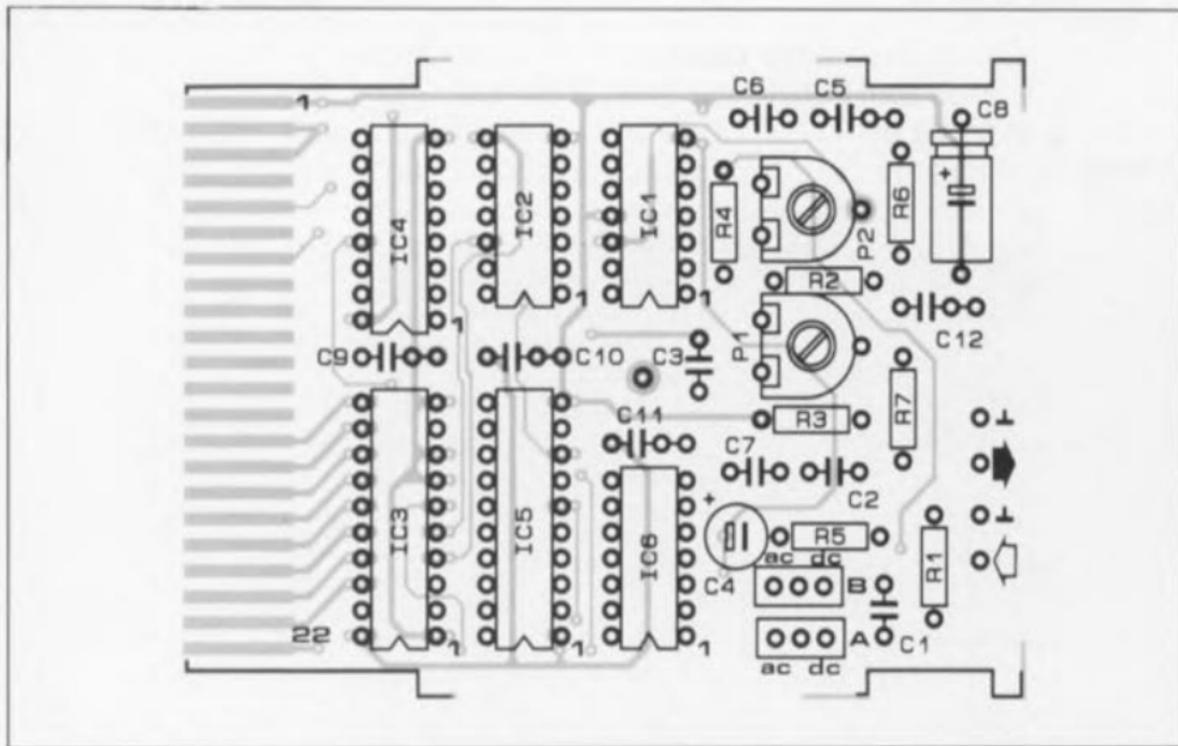
Adresse		
DE00	Écriture	Début de conversion A/N
DE01	Lecture	Lire de résultat de la conversion A/N
DE01	Écriture	Écrire les données pour conversion N/A
DE00	Lecture	lire l'état de la conversion N/A (bit 7)

peut lire le résultat de l'opération à l'adresse DE00.

Pour l'ordinateur, effectuer une conversion N/A est une opération encore plus simple. On écrit les données à l'adresse DE01 et l'affaire est réglée. Le sous-ensemble de conversion N/A connaît également une double possibilité de couplage (en continu et en alternatif, vous vous en seriez doutés). La mise du pont de câblage B en position AC fait passer le signal de sortie analogique par un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est de 15 kHz environ. On élimine ainsi – en particulier dans le cas de la reproduction de signaux audio – la fréquence d'échantillonnage et ses harmoniques hautes.

S'il s'agit de produire des signaux de mesure, il est souvent préférable de ne pas filtrer raison pour laquelle on mettra le pont de câblage B (qui peut aussi être un cavalier de court-circuit) en position DC. Pour le convertisseur N/A également vaut la règle d'une tension de référence maximale de 2,5 V. Si une tension de sortie de 5 V vous semble trop élevée vous pourrez diminuer la tension de référence par action sur l'ajustable P2.

Le dessin de circuit imprimé vous permettra de réaliser votre propre platine. Nous avons prévu des îlots supplémentaires pour effectuer l'intermétallisation nécessaire entre les deux faces. Avant de procéder à l'implantation des composants, implantez des



morceaux de queue de résistance dans les orifices concernés et soudez-les des deux côtés de la platine.

Cette opération terminée, il vous suffira d'implanter les composants et de les souder côté pistes.

**Liste des composants:**

Résistances:

- R1 = 1 MΩ
- R2,R6,R7 = 10 kΩ
- R3 = 1 kΩ
- R4,R5 = 47 kΩ
- P1,P2 = ajust. 10 kΩ

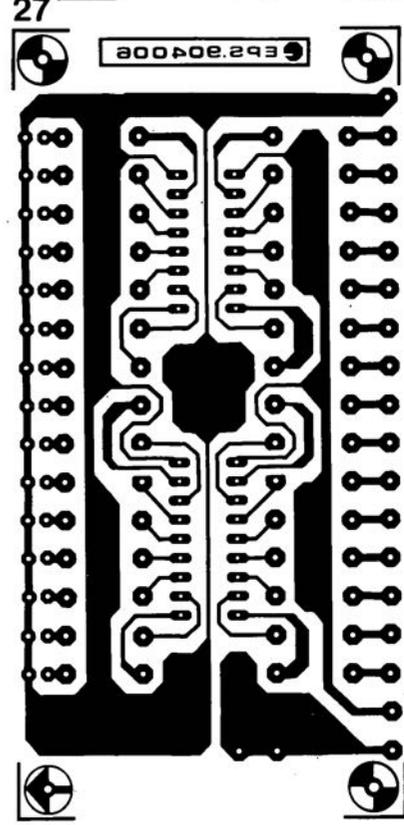
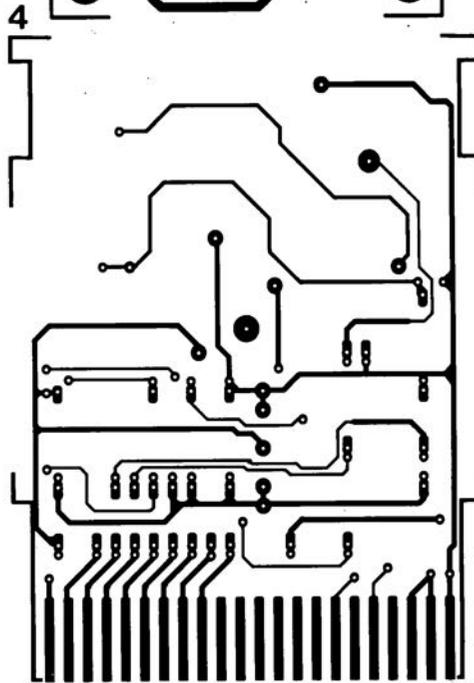
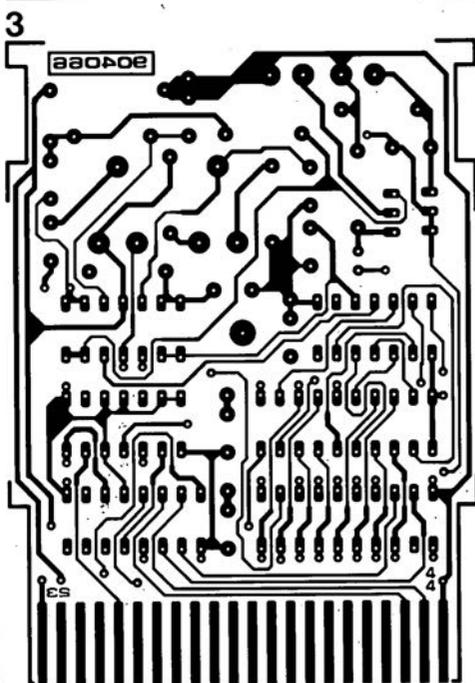
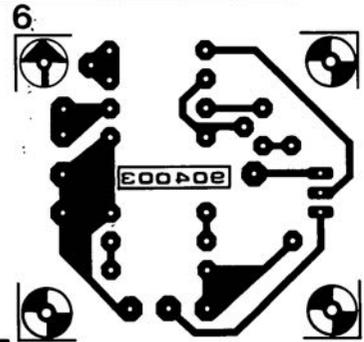
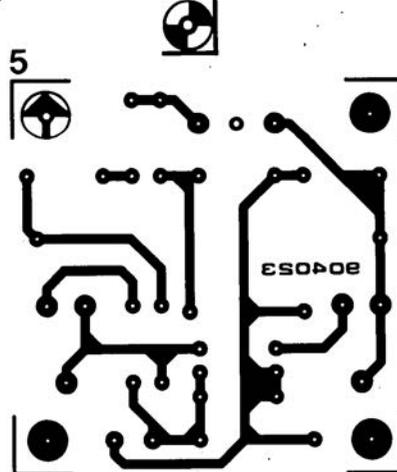
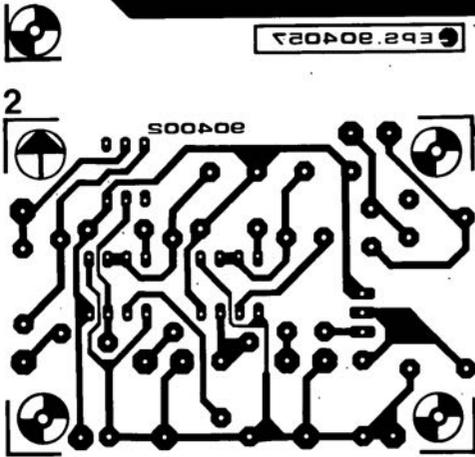
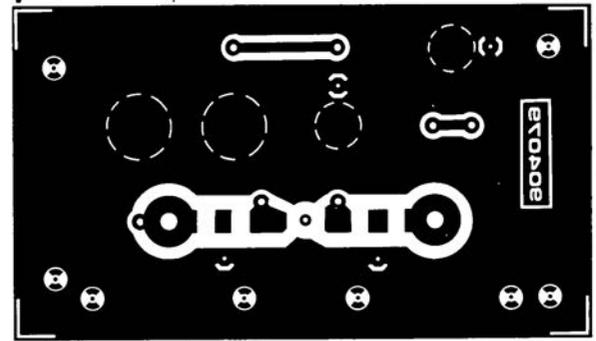
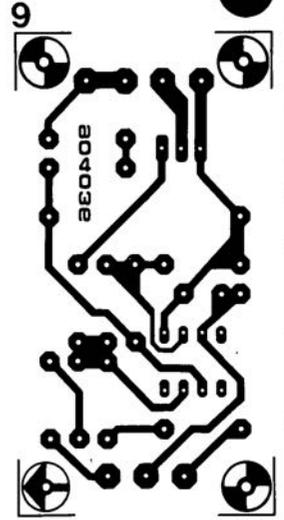
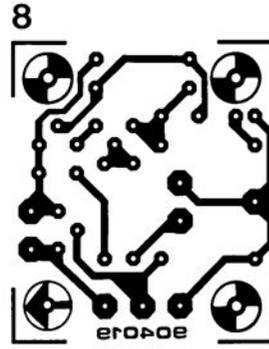
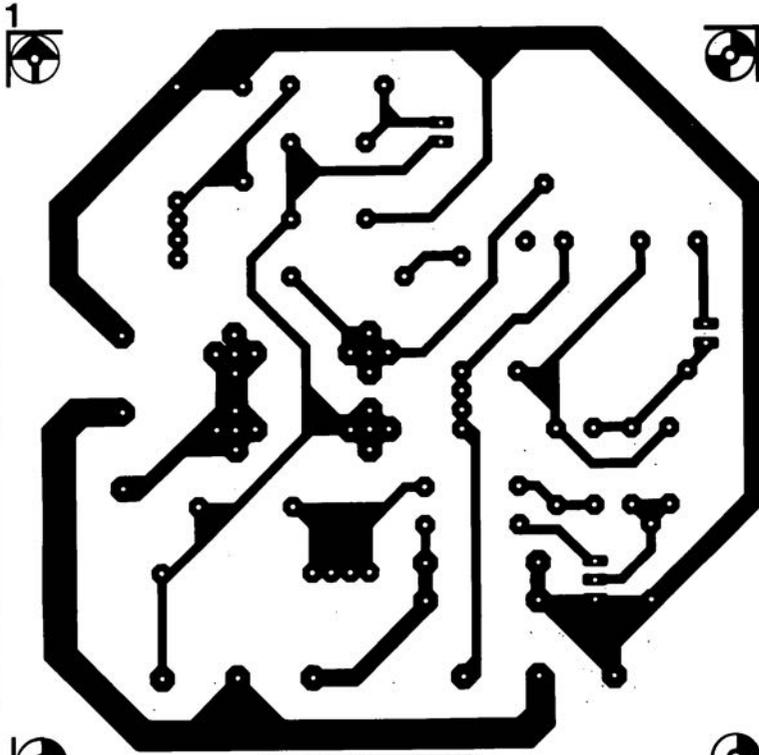
Condensateurs:

- C1 à C3,C6,C7 = 1 μF
- C4 = 4μF/16 V radial
- C5,C12 = 1 nF
- C8 = 100 μF/16 V axial
- C9 à C11 = 100 nF

Semi-conducteurs:

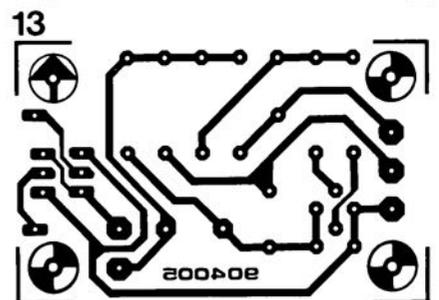
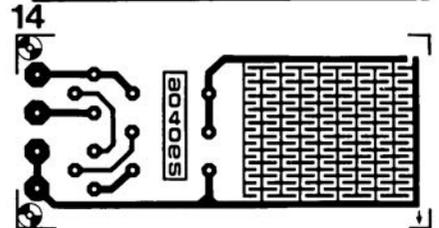
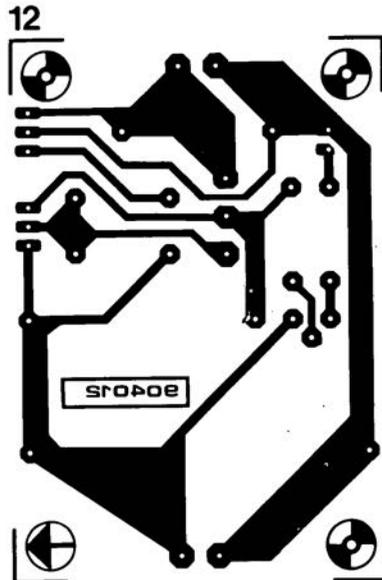
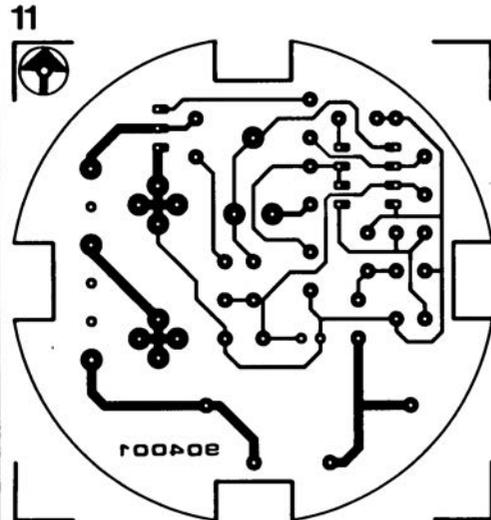
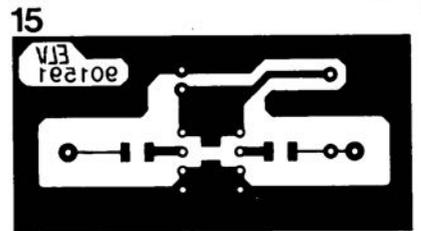
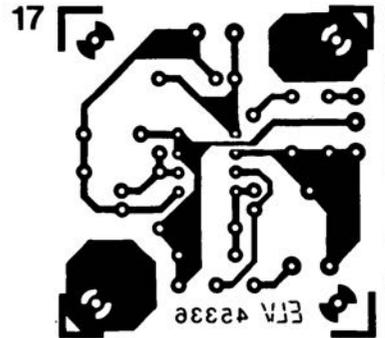
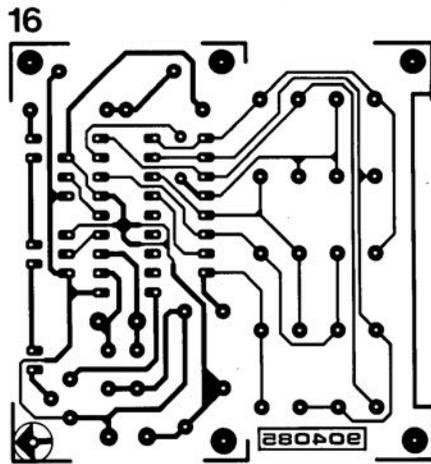
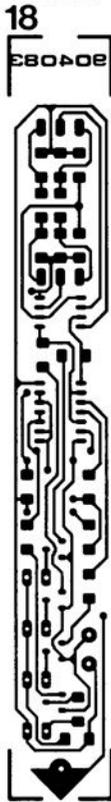
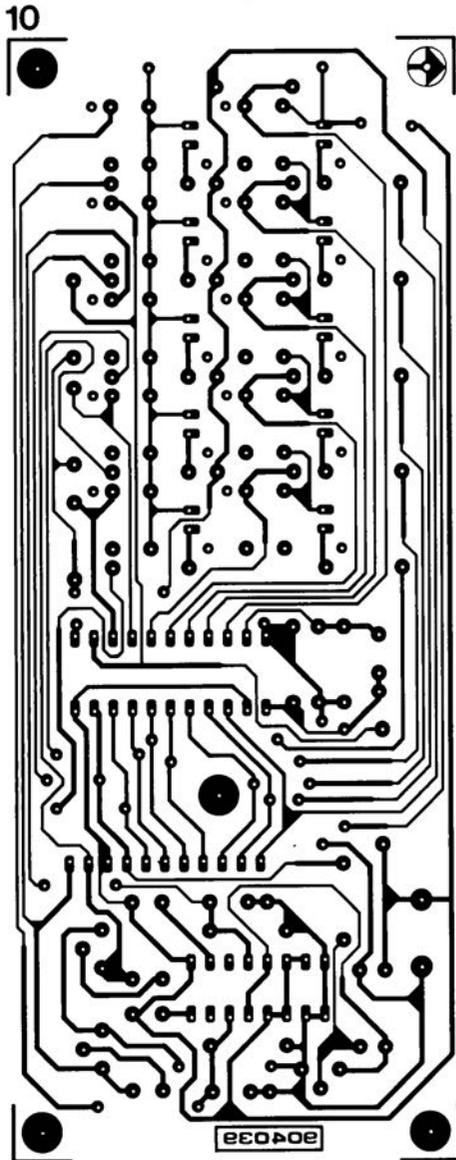
- IC1 = LM124
- IC2 = 74LS125
- IC3 = ADC0804
- IC4 = 74LS138
- IC5 = 74LS273
- IC6 = ZN426 (Ferranti)

# SERVICE

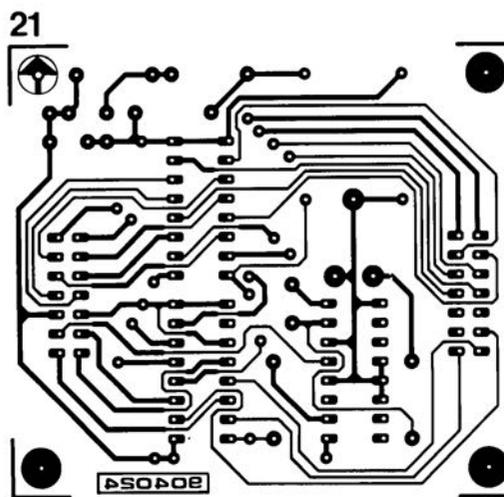
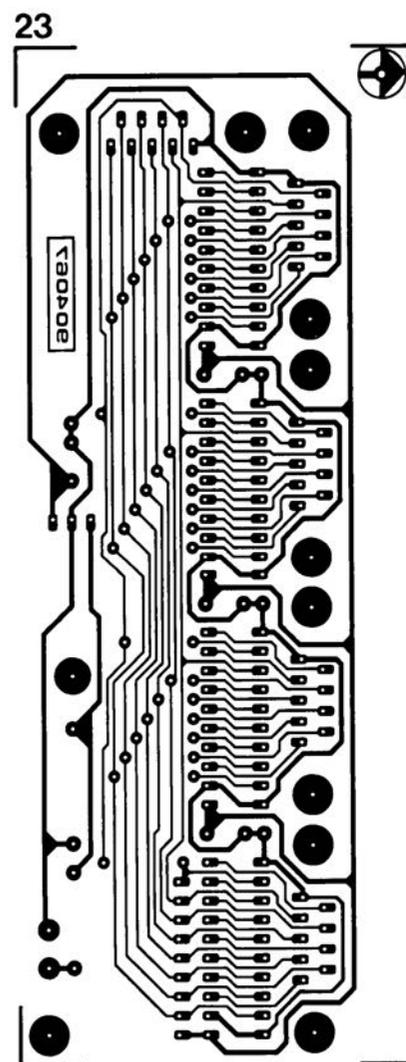
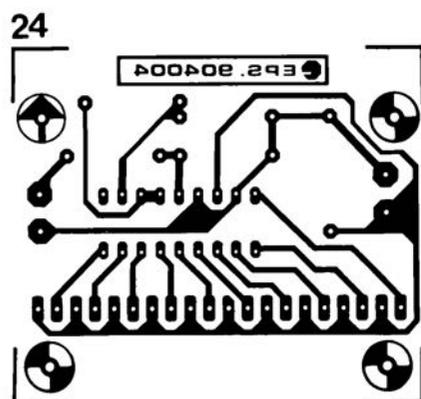
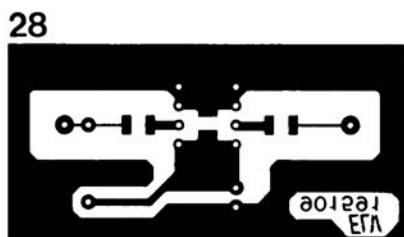
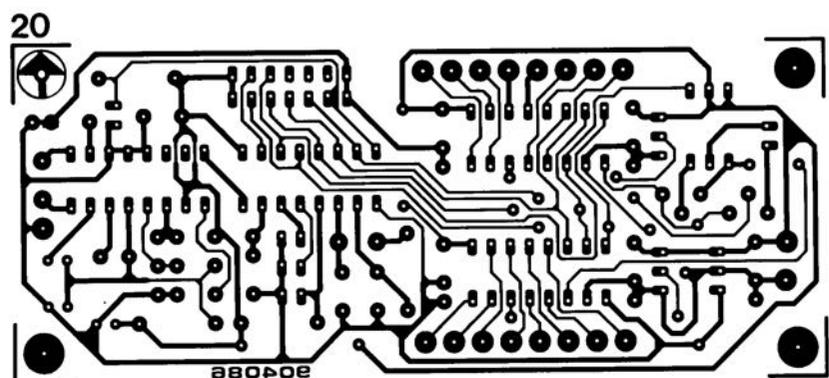
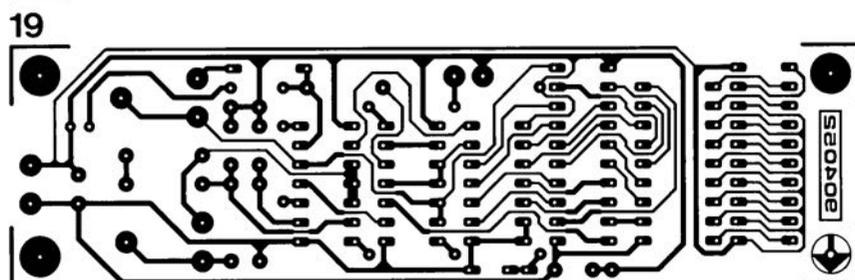
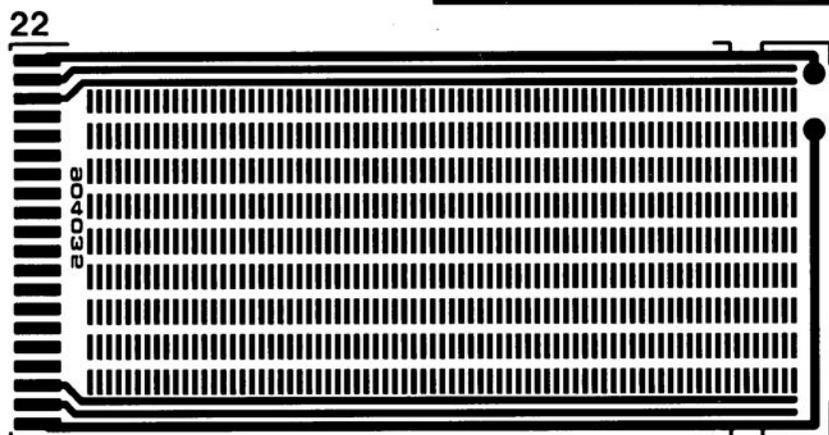


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE



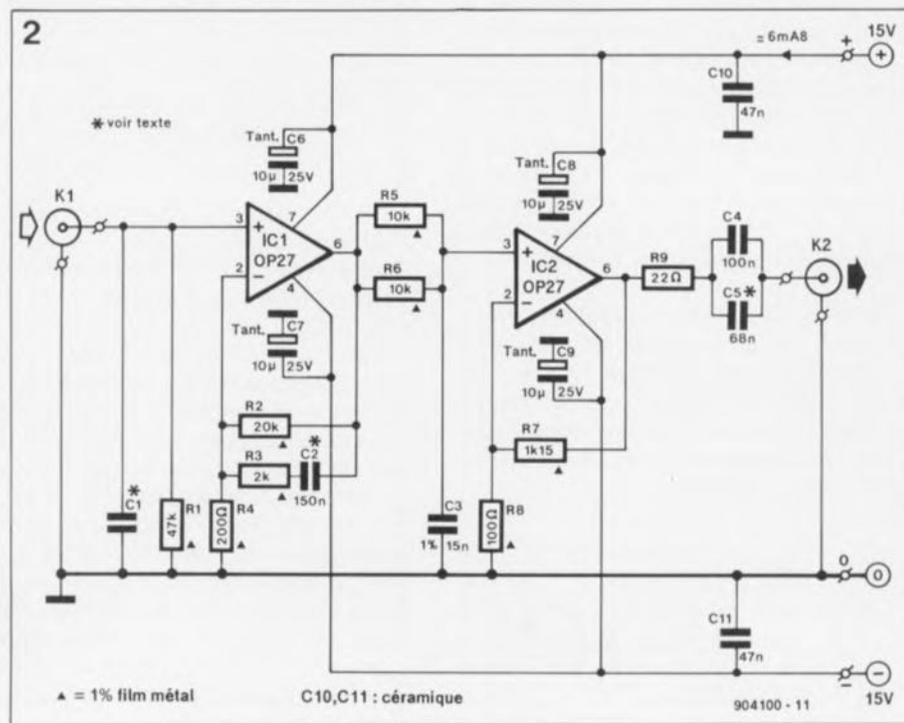
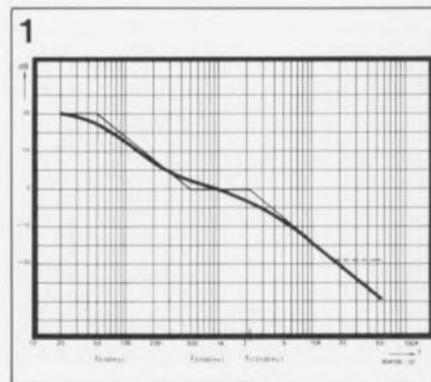


# AMPLIFICATEUR RIAA

En dépit de l'avance inexorable du D.A.N., le disque analogique, dont on a dit un peu trop tôt qu'il était mort, atteint l'âge canonique. C'est à l'intention de tous les possesseurs d'un préamplificateur sans entrée cellule (phono), les réalisateurs de nos **PREAMP** et **CENTRAL DE COMMUNICATION AUDIO** en particulier, que nous proposons ce circuit de trois fois rien capable non seulement d'amener des signaux faibles à un niveau Ligne (*Line*) mais aussi de leur donner la vraie courbe RIAA. En fait, diront certains d'entre vous, c'est qui ça RIAA ? Derrière cette abréviation se cache une norme qui décrit la caractéristique à respecter lors de l'enregistrement d'un disque. L'amplificateur de cellule "redresse" cette courbe caractéristique reproduite sous la forme de la ligne fine de la **figure 1**. Cette correction, comme on l'appelle, peut se faire de différentes manières: la ligne grasse de la figure 1 en illustre une; la tolérance maximale est de 0,25 dB par rapport à la courbe idéale.

Cette courbe est celle de l'amplificateur pour cellule dont on retrouve le schéma en **figure 2**. Ses points de rupture de 50 et 500 Hz sont dus au réseau RC R3/C2 et celui de 2122 Hz est entraîné par le filtre passif monté en aval de IC1, filtre constitué par

R5/R6/C3. L'intégration du premier étage du filtre dans la contre-réaction de IC1 promet un meilleur rapport signal/bruit que le circuit RIAA classique, à savoir l'association amplificateur linéaire - filtre passif - amplificateur linéaire. Le gain (en tension continue) de IC1 est de 40 dB; il descend à 20 dB pour les fréquences supérieures à 500 Hz. De manière à li-



imiter d'une part le bruit dû aux résistances et d'autre part la charge de l'amplificateur opérationnel aux fréquences élevées, nous avons donné à R3 la valeur de compromis de 2 k $\Omega$ . La technique la moins chère pour trouver le condensateur MKT correspondant (de tolérance 1%) consiste à en mesurer la valeur. Pour les mêmes raisons, les résistances R5/R6 ont la valeur la plus faible possible. Pour amener la tension de sortie nominale d'un système magnétodynamique (MD), à savoir 2 mV environ à 1 kHz, au niveau ligne, nous avons ajouté en aval du filtre passif un étage d'amplification linéaire au gain de

22 dB de sorte que les 2 mV disponibles à l'entrée se sont transformés en 250 mV à la sortie de IC2. On trouve ensuite un condensateur de couplage (C5/C6) qui, associé à l'impédance d'entrée du circuit placé en aval, constitue un filtre passe-haut de 20 Hz destiné à éliminer le ronflement. La fiche de caractéristiques de la cellule MD devrait vous permettre de déterminer la taille à donner à C1.

Le circuit demande à être alimenté par une excellente alimentation; il faudra veiller, en particulier, à utiliser un transformateur au champ de rayonnement le plus faible possible. Lors de

l'implantation du montage dans la table de lecture, il faudra mettre l'alimentation à bonne distance; si l'on préfère mettre cette petite platine dans le préamplificateur, l'utilisation d'une alimentation séparée permet d'éviter les boucles de masse (ou de ronflement).

Un amplificateur opérationnel du type OP 27 constitue la meilleure solution; cependant si l'on veut faire des économies de bouts de chandelles, on pourra adopter l'OP 227 (version double de l'OP 27) ou encore utiliser un amplificateur opérationnel de la série TL 07X.



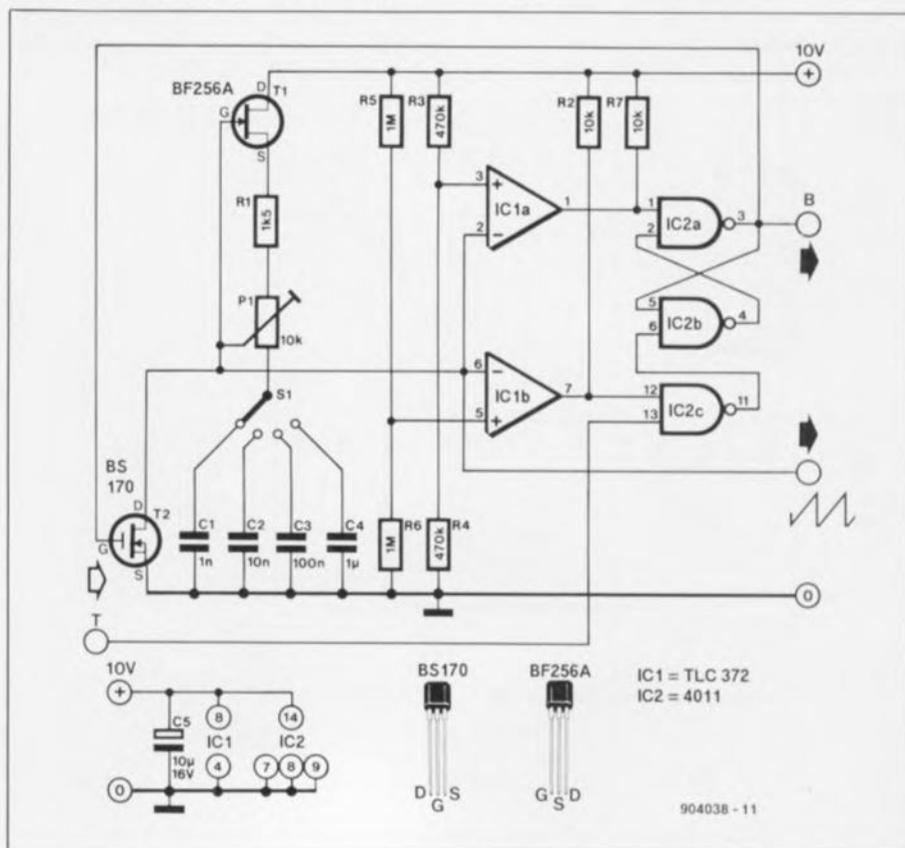
# GÉNÉRATEUR DE DENTS DE SCIE DÉCLENCHABLE

Ce générateur de dents de scie déclenchable peut constituer un circuit auxiliaire fort pratique lorsqu'il vous viendra à l'idée de transformer un oscilloscope antique doté d'une simple base de temps synchronisable en un oscilloscope déclenchable moderne. Un montage sans chichis. Le transistor T1 constitue une source de courant qui charge, en fonction de la position du commutateur S1, l'un des condensateurs C1 à C4. La tension aux bornes du condensateur augmente de façon linéaire. Deux comparateurs, IC1a et IC1b comparent cette tension avec deux tensions de référence extraites de la tension d'alimentation à l'aide des diviseurs de tension que constituent les paires R3/R4 et R5/R6. Dès que cette tension dépasse 5 V (niveau de comparaison de IC1a) la bascule formée par IC2a et IC2b est remise à zéro. Le transistor T2 devient conducteur permettant la décharge du condensateur. Lorsque le condensateur s'est déchargé au point d'atteindre le seuil de comparaison inférieur (IC1b), la sortie de IC1c passe au niveau haut et la bascule peut être remise à zéro via l'entrée de déclenchement. T2 bloque à nouveau et la tension aux bornes du condensateur augmente à nouveau. L'impulsion servant à rendre T2 passant peut également servir d'impulsion d'effacement pour l'oscilloscope. Pendant cette durée le faisceau d'électrons

doit disparaître de l'écran, ce qui explique que le signal de commande de T2 soit aussi disponible à une sortie de suppression (*blanking*) distincte. La porte ET (AND) IC2c sert à faire en sorte que l'impulsion de déclenchement ne peut remettre la bascule à

zéro que lorsque le condensateur est réellement déchargé. On évite de cette façon un déclenchement intempestif du générateur de dents de scie. La sortie fournissant le signal en dents de scie doit être reliée à une impédance terminale élevée ( $> 1 \text{ M}\Omega$ ) si l'on ne veut pas se trouver confronté à un signal en dents de scie présentant une distorsion importante.

La consommation du montage qui ne nécessite qu'une unique tension d'alimentation de 10 V atteint 5 mA seulement.



Carte MCR

**Elektor n°147, septembre 1990,  
page 38 . . .**

Le schéma de la figure 1 comporte une erreur: la broche 10 de IC10 (-) doit se trouver au +5 V et non pas au -5 V. La platine est correcte.

Générateur de dents de scie déclenchable

**Elektor n°145/146, juillet/août 1990, page 121**

Il existe une erreur de valeur sur le schém. La résistance R6 doit avoir une valeur de 10 k $\Omega$  et non pas de 1 M $\Omega$ .

Circuit de suppression de bruit

**Elektor n°97/98, juillet/août 1986, page 108**

Il s'est glissé 2 erreurs dans le brochage de IC1 et IC2. Le moins de IC2 est la broche 11 et non pas 12, erreur déjà relevée précédemment, le plus de IC1 est la broche 11 et non pas 10.

Mesure numérique du rapport cyclique

**Elektor n°109/110, juillet/août 1987, page 25 . . .**

Comme vous le voyez, nous corrigeons nos absences même à très long terme. Le schéma de la figure 1 n'indique pas de type pour les afficheurs à 7 segments à LED. On pourra utiliser pour LD1 et LD2 soit des HP 5082-7750, LTS-7750 ou encore des DL-7750.

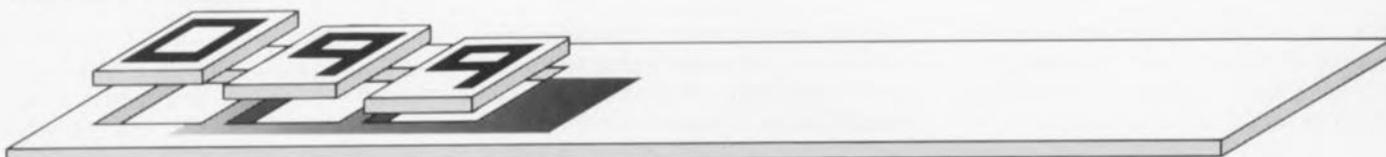
Temporisateur pour essuie-glace

**Elektor n°109/110, juillet/août 1987, page 79**

Le brochage du 747 indiqué sur le schéma est très bizarre, pour ne pas dire faux: l'entrée - est la broche n°1, l'entrée + la n°2, la sortie la broche n°12. De même pour A2, l'entrée - est la broche 7, l'entrée + la broche 6, la sortie étant la broche 10. La valeur du condensateur C3 est de l'ordre de 100 nF par seconde de temporisation.

Merci Mr Label.

# LE TORT



# PRÉAMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE À FAIBLE BRUIT

Le SSM2016 de PMI intègre un préamplificateur différentiel complet dont l'une des caractéristiques les plus frappantes est un niveau de bruit très faible. Le domaine d'applications principal de ce circuit intégré est celui du traitement de signaux produits par des sources d'impédance faible (< 1 kΩ), un microphone de 150 Ω par exemple. Lorsque l'on a affaire à des impédances plus importantes, on pourra lui préférer le SSM2015.

La **figure 1** illustre le schéma complet de circuit.

La **figure 2** pourra vous paraître bizarre; il s'agit de la structure interne du SSM2016. Le gain est défini à l'aide d'une unique résistance: R5; on pourra le fixer entre 3,5 et 1 000. Une petite formule:

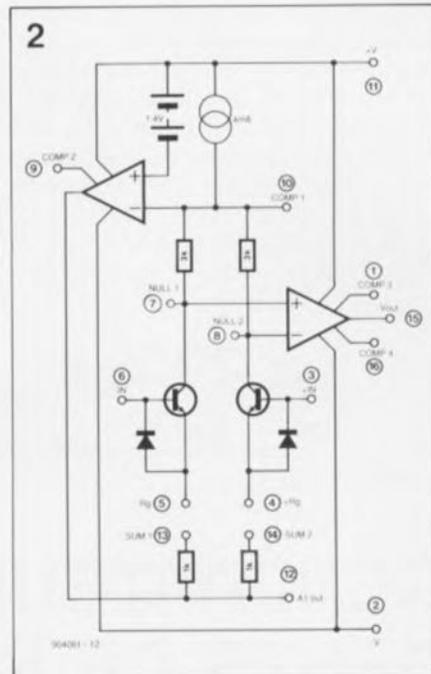
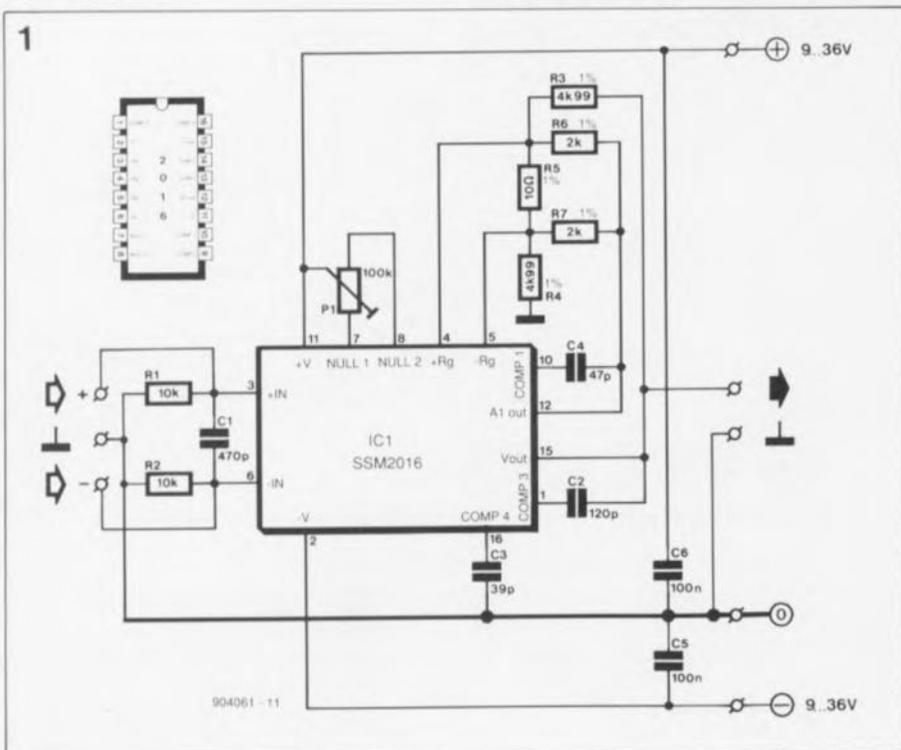
$$A = (R3+R4)/R5 + (R3+R4)/(R6+R7).$$

Avec les valeurs du schéma on a:

$$A = 10 \text{ k}\Omega/R5 + 3,5.$$

Si donc on donne à R5 une valeur de 10 kΩ, on aura un gain supérieur à 1 000. Le choix du gain n'a pratiquement pas d'effet sur les caractéristiques; il faut noter cependant que la distorsion est plus faible aux gains moindres. Les résistances externes déterminent pour une grande part la qualité et les performances du montage; l'utilisation de résistances de tolérance de 1% et de bonne qualité est une condition sine qua non.

Le bruit d'entrée intrinsèque du SSM2016 est extrêmement faible: 0,8 nV/√Hz. Le choix de la valeur des résistances de définition du courant de polarisation de l'entrée (R1 et R2) demande un certain soin si l'on veut limiter le bruit en mode commun; il n'est pas question de dépasser 10 kΩ. Les condensateurs C2 à C4 servent à la compensation, C2 définissant la bande passante de l'amplificateur. A 120 pF, la bande passante est de l'ordre de 450 kHz (elle atteint même 1 MHz aux gains inférieurs à 100). La bande passante ne dépend, en principe que de C2 et de la résistance de contre-réaction, de sorte que le choix du gain a une forte influence sur elle



(pour un gain variant de 3,5 à 1 000, la bande passante diminue de 1 MHz à 450 kHz). C1 assure un découplage additionnel des entrées, raison pour laquelle il faudra le monter aussi près que possible des broches d'entrée de IC1.

Le circuit est capable de fournir un courant de sortie relativement important (40 mA au minimum), de sorte qu'à une tension d'alimentation de ±18 V on dispose d'un signal de 10 V<sub>eff</sub> dans une charge de 600 Ω. Si l'on envisage d'utiliser une tension d'alimentation plus élevée, il faudra veiller à ne pas dépasser la dissipation maximale du circuit intégré, à savoir 1,5 W.

Sur notre prototype nous avons mesuré une distorsion harmonique (D.H.) inférieure à 0,006% (jusqu'à 10 kHz!) avec une charge de 10 kΩ et une tension de sortie de 1 V<sub>eff</sub>. À une charge de 600 Ω la D.H. augmente à < 0,02% à 1 kHz et < 0,035% à 10 kHz. Le taux de montée atteint 10 V/μs environ. À un facteur d'amplification de 1 000 et 1 V en sortie, le rapport signal/bruit est de 98 dB en cas de court-circuit des entrées; il atteint un respectable 88 dB dans le cas d'une impédance de source de 600 Ω.

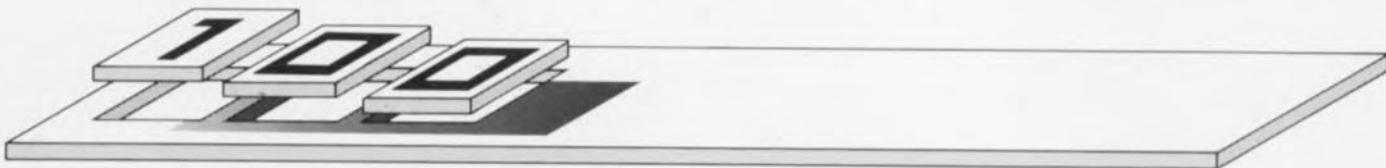
Le taux de réjection en mode commun (CMRR = *Commun Mode Rejection Ratio*) est très élevé pour l'ensemble de la bande passante puisqu'il atteint plus de 114 dB à 1 kHz et

pas moins de 108 dB à 20 kHz. Il est donc possible d'éliminer efficacement le ronflement présent aux bornes d'entrée.

La consommation de l'ensemble du montage est de 12 à 15 mA. On pour-

ra compenser la tension de dérive des entrées à l'aide de l'ajustable P1. De par le courant de polarisation d'entrée important que présente l'amplificateur opérationnel (25  $\mu$ A max.) il peut naître une dérive additionnelle qu'il sera difficile d'éliminer à l'aide de P1.

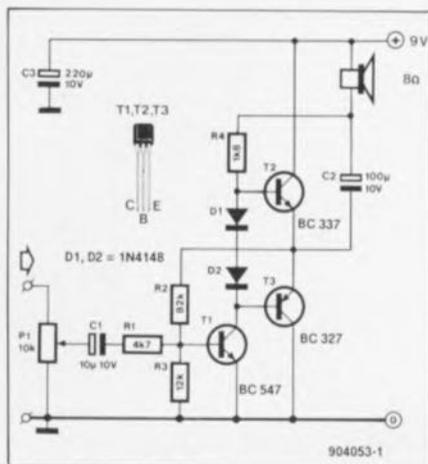
On constate également une distorsion plus importante. Bien que le taux de réjection de la tension d'alimentation typique soit de 100 dB, il est recommandé d'effectuer un découplage efficace de la tension d'alimentation.



## MICRO-AMPLIFICATEUR

Oui, vous avez bien lu, non il ne s'agit pas d'un amplificateur pour microphone, mais bien d'un amplificateur plus petit que mini, d'où micro. Que peut-on bien faire d'un amplificateur discret ayant une puissance de sortie de 250 mW? ne manqueront pas de remarquer certains de nos lecteurs. Voici, pour répondre à cette question, quelques exemples d'application: en version stéréo comme amplificateur (*booster*) pour baladeur, un amplificateur de sortie pour n'importe quel montage générateur de bruit (musique, signaux acoustiques etc). Ce n'est pas parce que nous avons dit discret qu'il faut lire montage de dimensions impressionnantes. Il est possible, si nécessaire, d'implanter les composants sur une surface relativement petite.

Le concept adopté est un exemple de simplicité: un étage de puissance de classe AB (T2/T3) associé à un étage de commande (T1). Les diodes D1 et D2 servent à ajuster le courant de re-



pos. La rusticité de ce réglage présente bien entendu un inconvénient: le courant de repos est sensible à la température. Ce phénomène peut s'avérer gênant surtout lorsque les transistors de puissance atteignent une température (sensiblement) plus élevée que celle des diodes. Si une telle situation se présente, il faudra

soit réduire la puissance de sortie, soit assurer un meilleur refroidissement des transistors de puissance. Il existe également une autre solution qui consiste à prendre une résistance de 0,47 Ω en série dans la ligne d'émetteur des transistors de sortie.

Le gain du circuit dépend de la valeur de R3 et de celle des résistances R1 et R2 montées en parallèle. Le potentiomètre P1 joue aussi un certain rôle (en fonction de sa position) dans l'importance du gain, mais son influence disparaît d'elle-même lors du réglage du volume. Avec les valeurs du schéma, le gain est de quelque 15x. Si l'on veut changer le gain, il faudra jouer sur la valeur de R1. Il ne faut pas modifier la valeur des résistances R2 et R3 sachant qu'elles servent au réglage en courant continu de l'amplificateur.

La sensibilité d'entrée est, à une puissance de sortie de 250 mW dans une charge de 8 Ω et à un gain de 15x, de 95 mV environ. La consommation de courant atteint approximativement 180 mA.



## DRIVER 50/75 Ω

Le cœur de ce montage est un composant très particulier, l'OP64 (PMI). Ce circuit a été conçu spécifiquement pour les applications vidéo ou de traitement d'impulsions. En raison de la compensation interne dont il est doté, l'OP64 est d'une stabilité exemplaire pour des gains égaux ou supérieurs à 5. La sortie est capable de fournir 80 mA. Il est possible de ce fait de demander au circuit de fournir directement un signal à une charge de 150 Ω (un système 75 Ω) à une tension d'alimentation de ±15 V et cela sans écrêtage. Le schéma de la **figure 1** montre un étage d'amplification simple permettant d'amplifier quelque peu les signaux d'un système 75 Ω ou, si l'on donne une valeur différente à R1, de faire office d'adaptateur d'impédance. La valeur attribuée aux résistances R2 et R3 se traduit par un gain de 5. La largeur de la bande passante dépend pour une grande part de la qualité du dessin du circuit imprimé. D'après les indications du fabricant,

la courbe de réponse à ce gain doit pouvoir aller jusqu'à 20 ou 30 MHz.

La **figure 2** montre un convertisseur qui permet d'accoupler un système 75 Ω à un système 50 Ω. Le gain total est ici de 0,5 dB. Le diviseur de tension R4/R5 définit une impédance de sortie de 50 Ω et produit une atténuation du signal telle que le gain de 5 introduit par IC1 est pratiquement ramené à l'unité. La résistance R4 limite la charge subie par l'OP64 dans le cas d'un système 50 Ω. L'OP64 est connu pour sa rapidité: à un gain de 5, son taux de montée (*slew rate*) est de 135 V/μs pour un

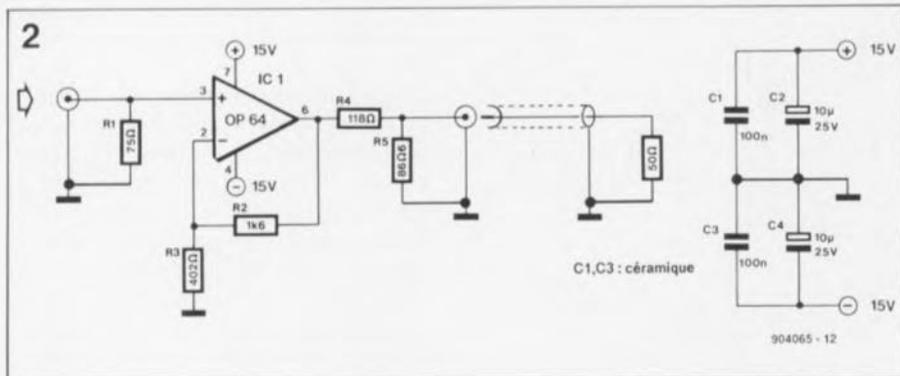
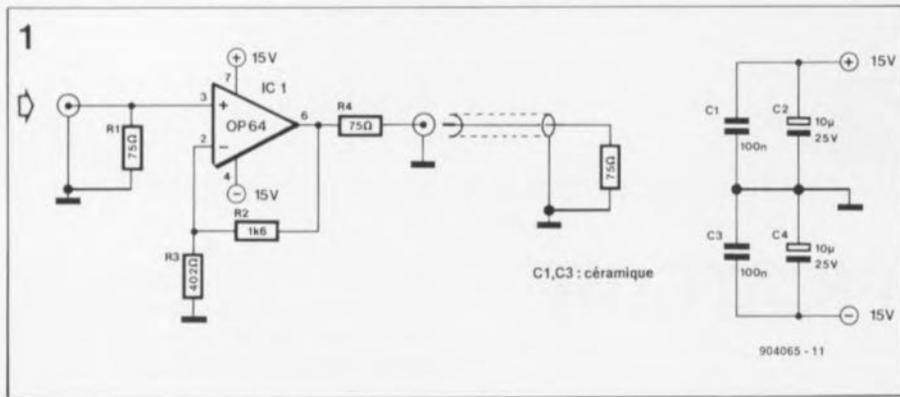
la courbe de réponse à ce gain doit pouvoir aller jusqu'à 20 ou 30 MHz.

La **figure 2** montre un convertisseur qui permet d'accoupler un système 75 Ω à un système 50 Ω. Le gain total est ici de 0,5 dB. Le diviseur de tension R4/R5 définit une impédance de sortie de 50 Ω et produit une atténuation du signal telle que le gain de 5 introduit par IC1 est pratiquement ramené à l'unité. La résistance R4 limite la charge subie par l'OP64 dans le cas d'un système 50 Ω. L'OP64 est connu pour sa rapidité: à un gain de 5, son taux de montée (*slew rate*) est de 135 V/μs pour un

flanc montant et de  $120 \text{ V}/\mu\text{s}$  pour un flanc descendant. La réponse aux signaux rectangulaires présente quelques crêtes de dépassement. Aux gains plus importants, de 10 par exemple, ces imperfections ont disparu. L'impédance de sortie de l'OP64

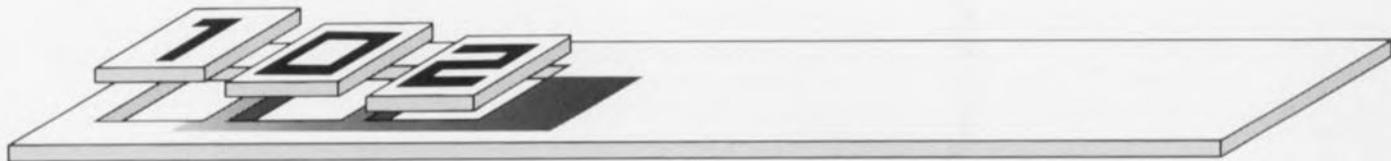
augmente légèrement avec la fréquence pour atteindre  $20 \Omega$  à un gain de 10. Il est possible, à l'aide de la broche 6 (active au niveau bas), une broche d'inhibition, d'augmenter cette impédance de sortie jusqu'à quelque  $2 \text{ k}\Omega$ . Cette possibilité est fort

pratique lorsque l'on cherche à diminuer la consommation du circuit intégré. En mode normal, la consommation de l'OP64 est de 6 à  $6,5 \text{ mA}$ ; lorsque la broche d'inhibition est en fonction, le courant consommé tombe à  $0,65 \text{ mA}$  pour l'alimentation positive et à  $0,12 \text{ mA}$  pour la partie négative de l'alimentation. La fiche de caractéristiques de l'OP64 indique qu'il est capable de supporter un court-circuit pendant 10 s. Attention donc aux surcharges ou courts-circuits prolongés.



Lors de la conception du circuit imprimé, il est important de veiller à la disposition des pistes de masse. Il faudra éviter que le courant à travers la charge ne passe pas par la masse d'entrée, mais directement par un point de masse central (étoile), point auquel se rejoignent les condensateurs de découplage. Il est recommandé en outre de prévoir un plan de masse qui s'arrête à distance respectueuse de l'entrée et de la sortie.

Si l'on veut atténuer les crêtes de dépassement observées à un gain de 5, on pourra envisager la mise en place d'un condensateur de  $3\text{pF}$  pris en parallèle sur R2. Cette implantation a pourtant un effet néfaste sur la stabilité; elle limite en outre le taux de montée.



# GONG À 3 TONS

## OU ENCORE SIRÈNE

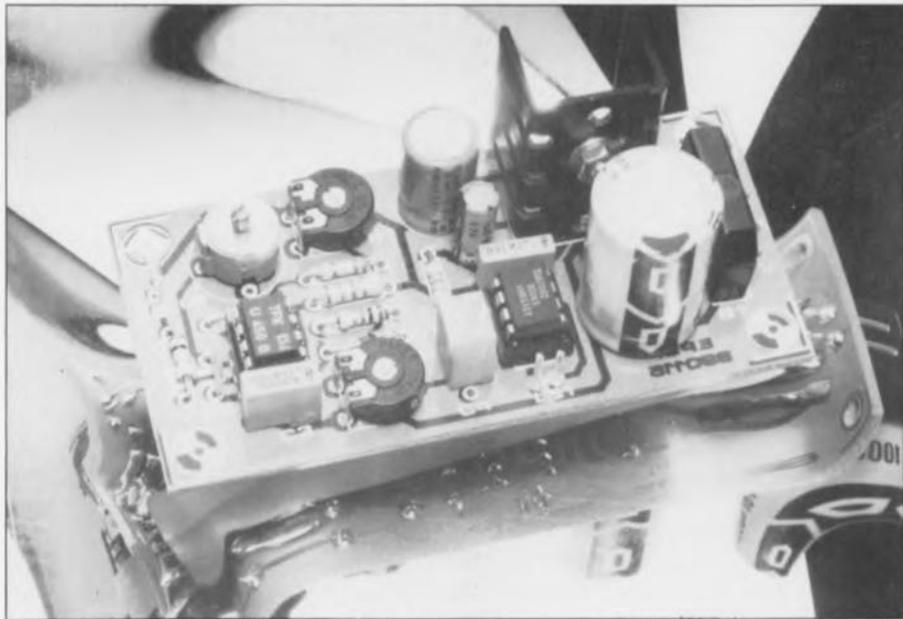
Le **U450B** de Telefunken est un circuit intégré spécialisé, conçu pour produire une échelle de tons; on le retrouve souvent dans des jouets et autres appareils ménagers.

Dans ce montage-ci nous avons associé un amplificateur intégré de chez Philips, un TDA7052, au U450B, afin de réaliser un générateur de signaux acoustiques, aux applications quasi-universelles, dont le titre et le sous-titre de cet article donnent deux exemples.

Le circuit intégré de Philips fournit une puissance de sortie de 1,2 W dans une charge de 8  $\Omega$ . Puisque l'électronique de notre montage se limite au traitement de signaux rectangulaires, il est possible d'appliquer au haut-parleur une puissance de 3 W. Une telle puissance de sortie suffirait, à la limite, à produire suffisamment de bruit pour réveiller un ivre-mort.

Après une action sur le poussoir S1, IC1 produit une série de trois tons, dont la fréquence se laisse définir à

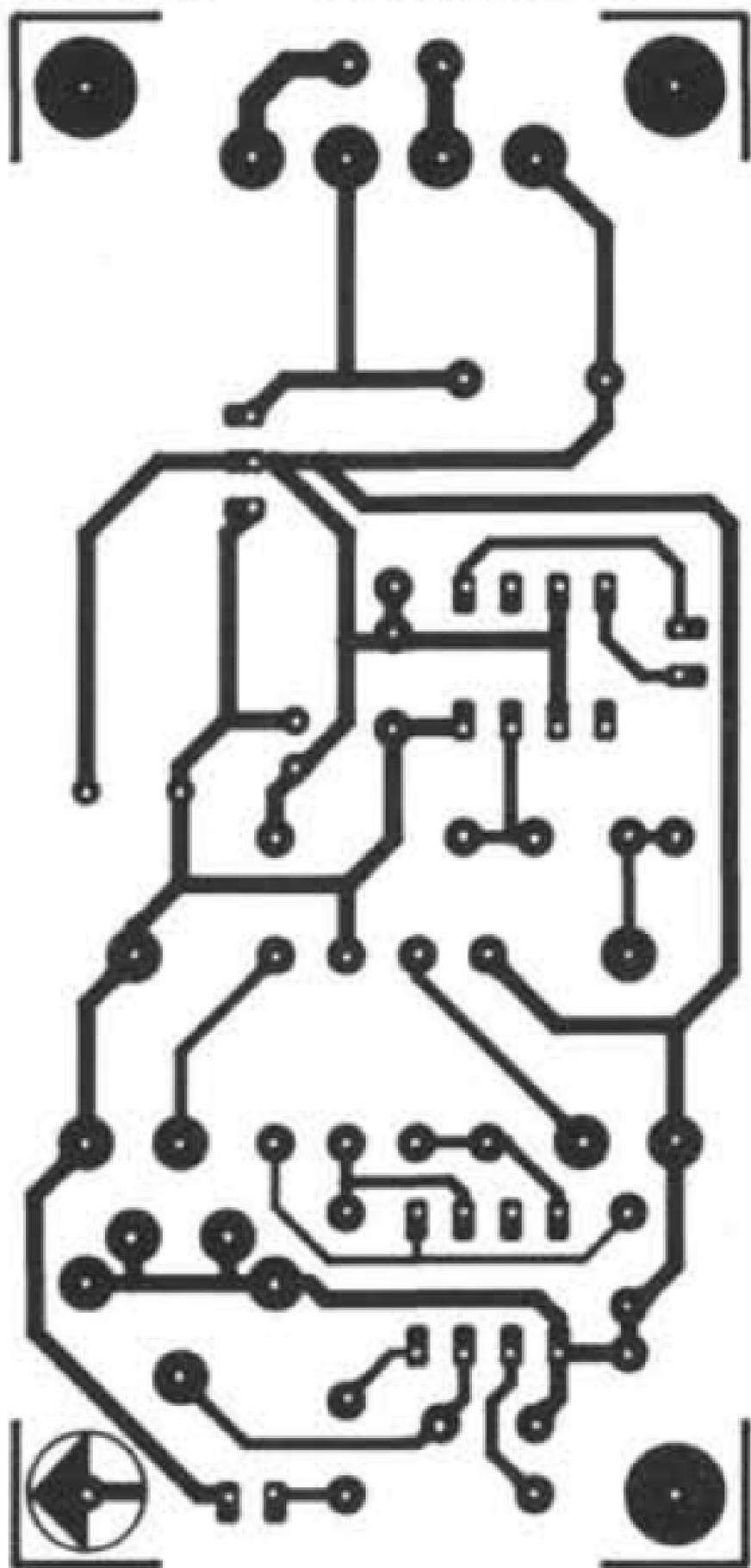
l'aide du condensateur ajustable C1. L'ajustable P1 permet d'ajuster la durée de chacun des tons de cette mini-série. Le signal de sortie est également disponible, entre autres endroits, à la broche 1 de IC1, mais sous



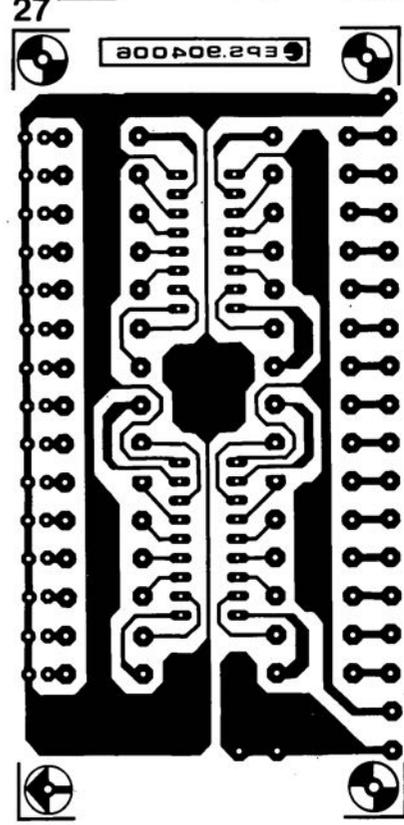
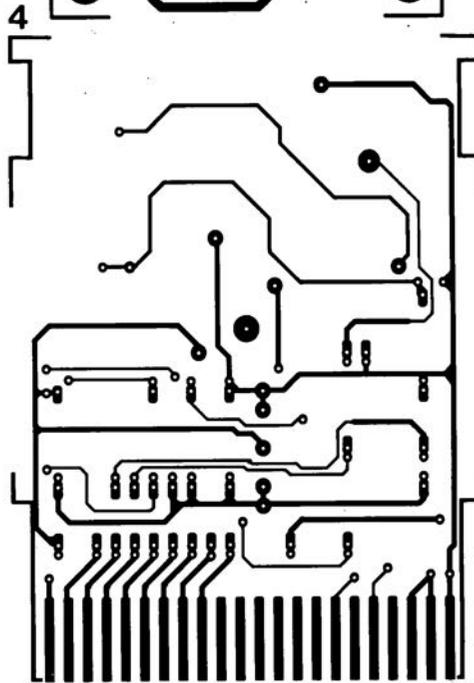
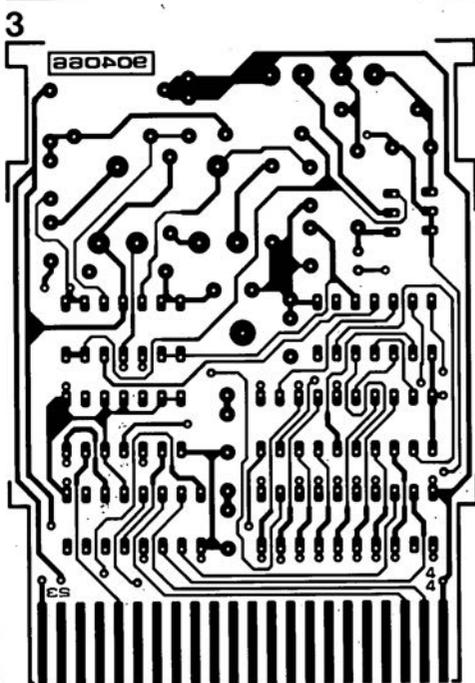
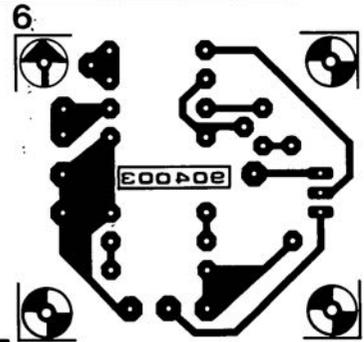
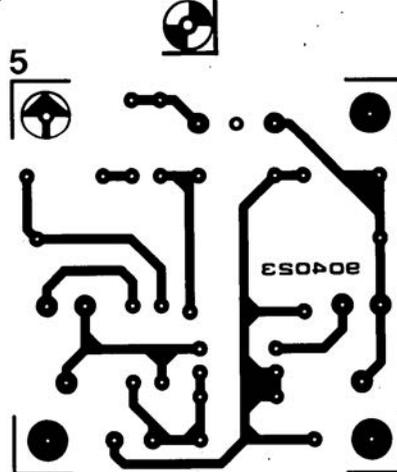
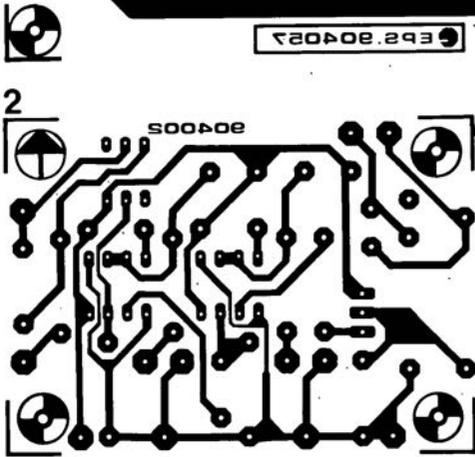
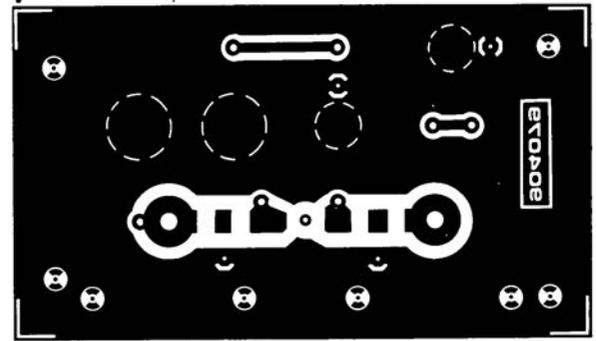
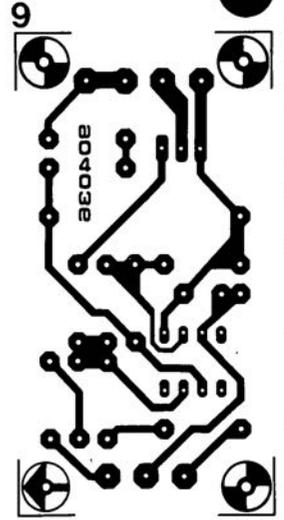
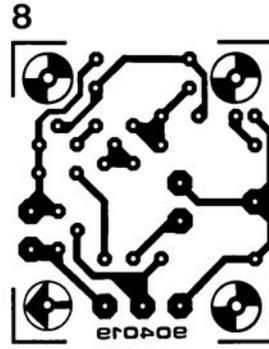
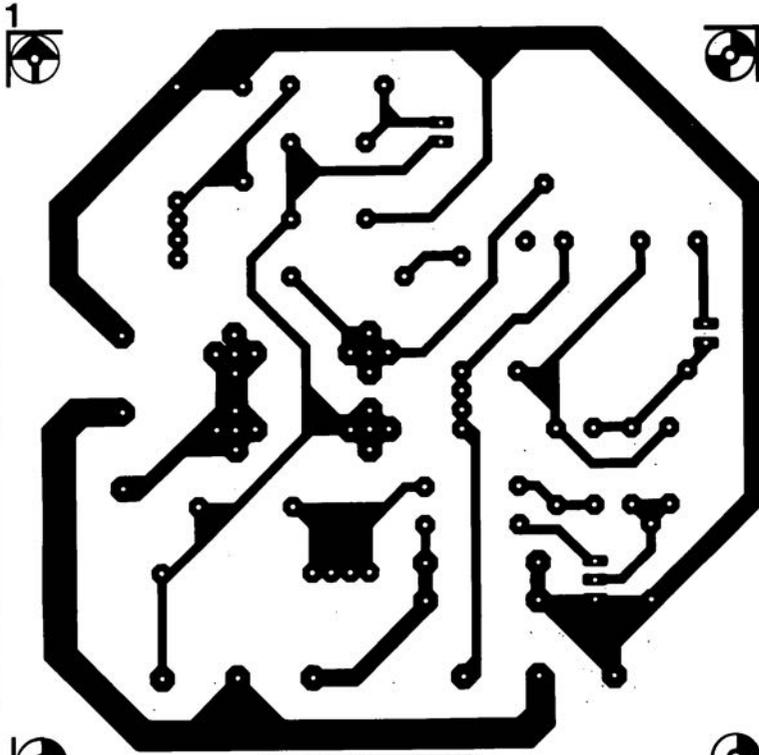


890115

Türgong-Alarm

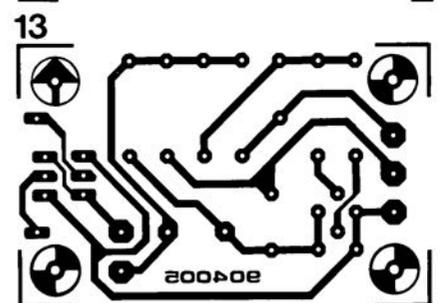
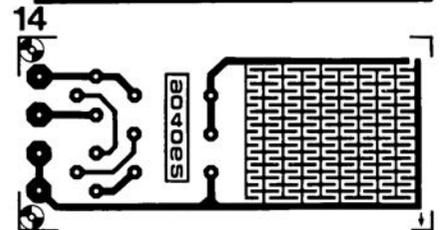
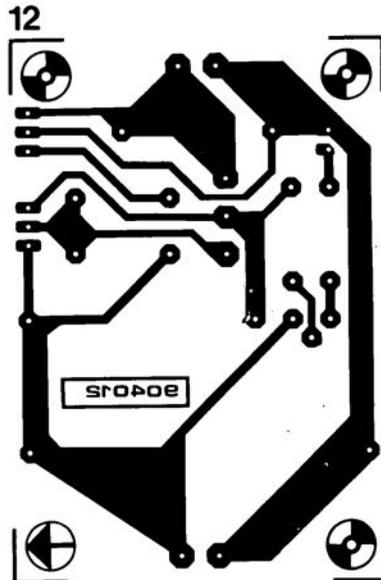
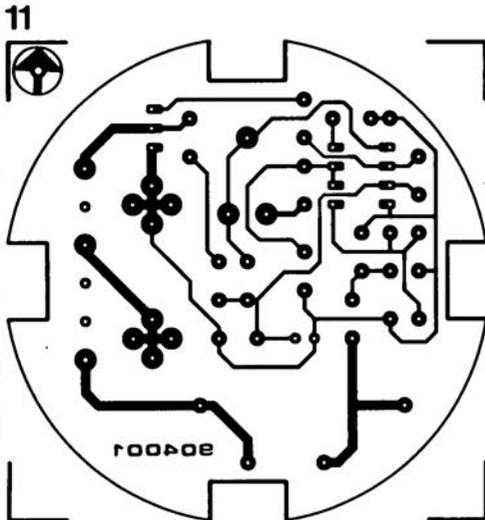
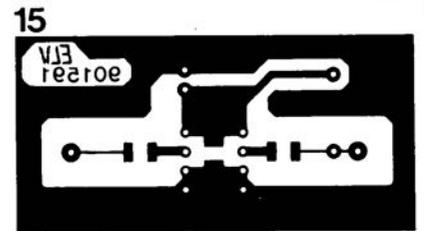
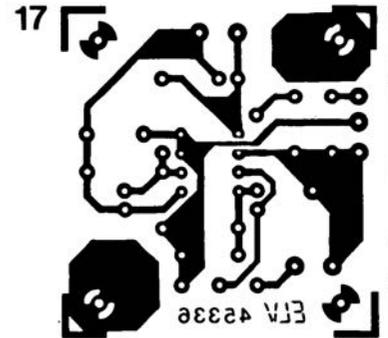
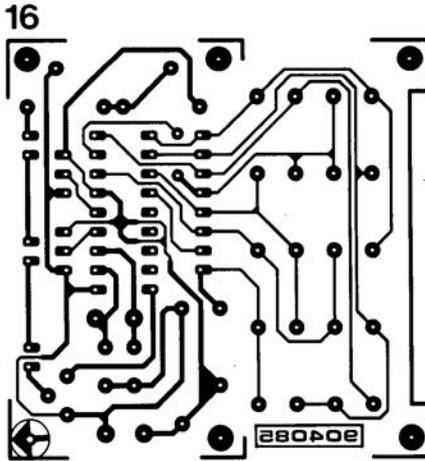
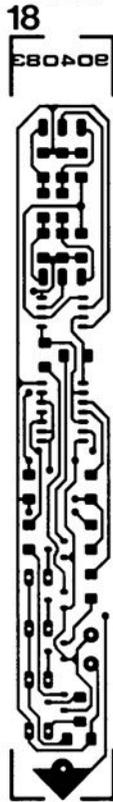
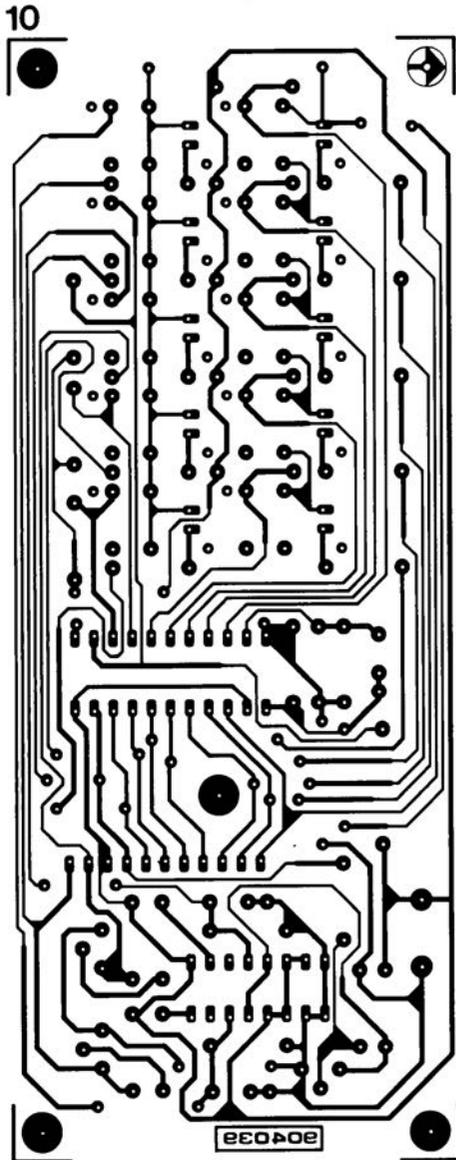


# SERVICE

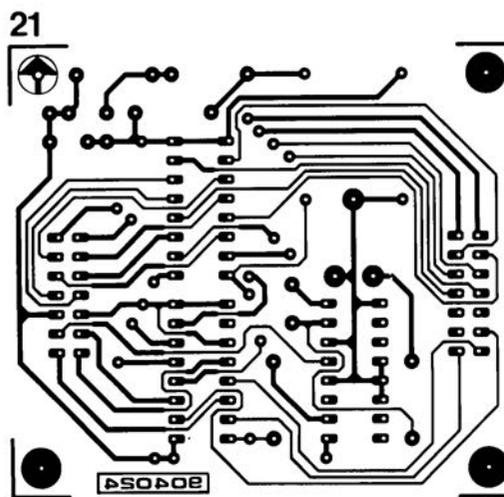
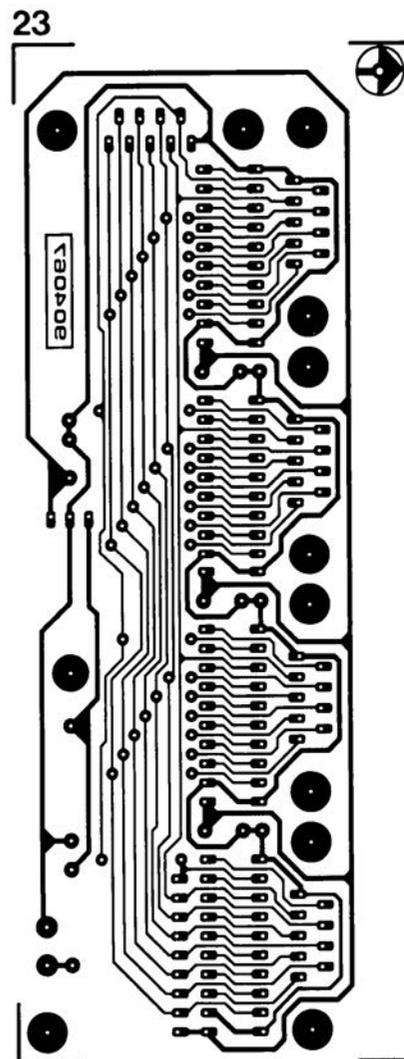
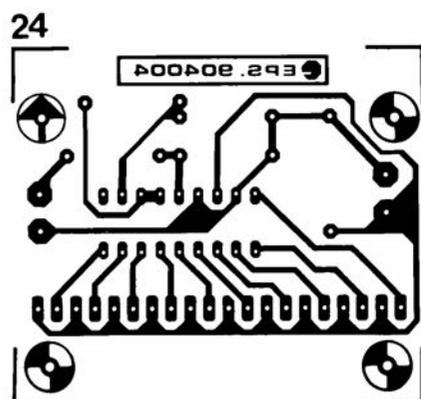
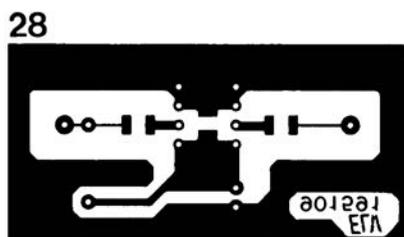
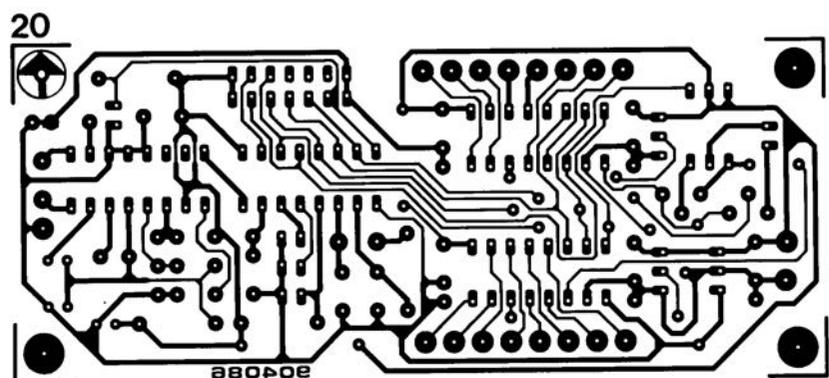
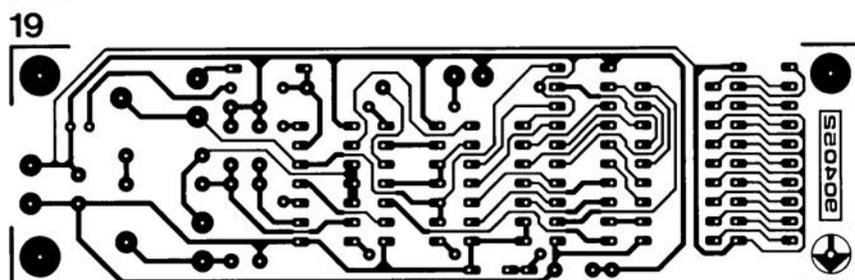
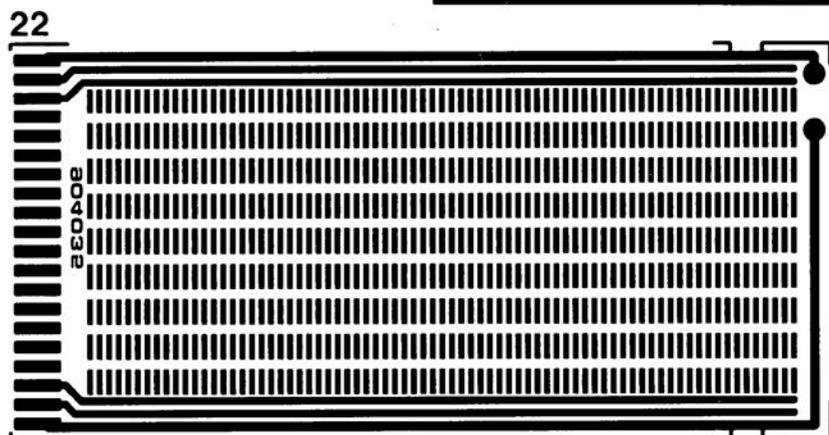


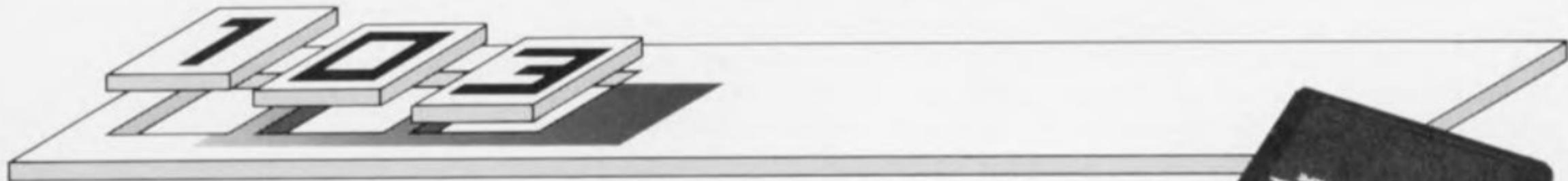
# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





## ÉMETTEUR IR

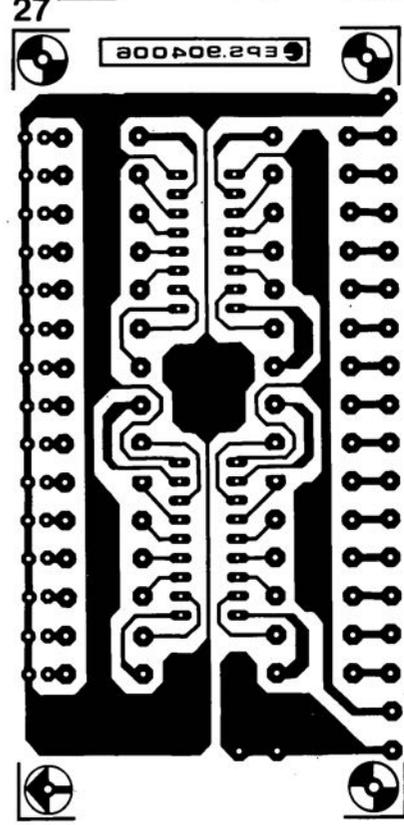
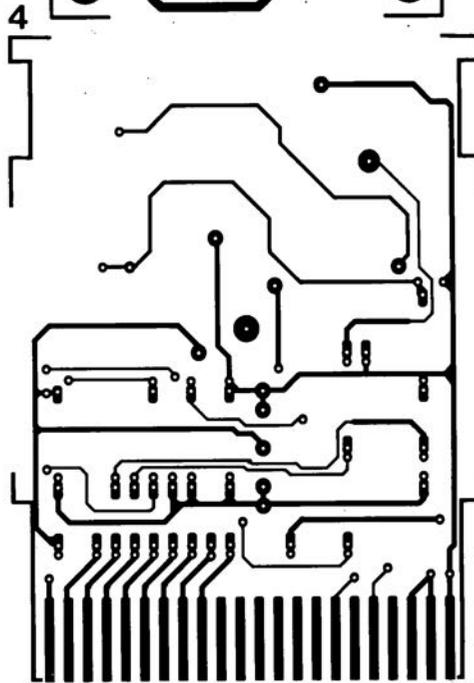
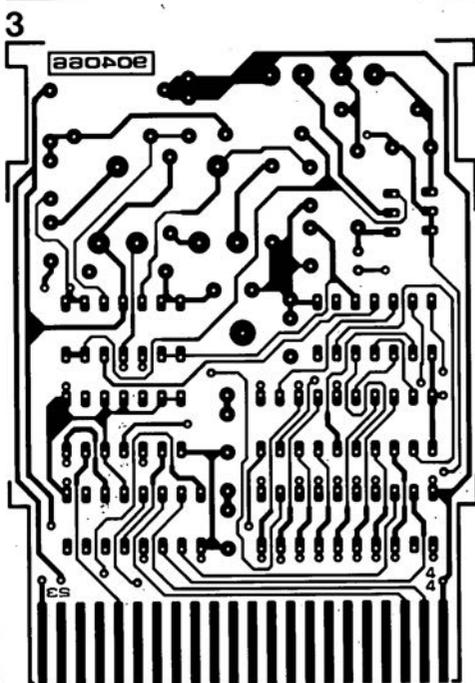
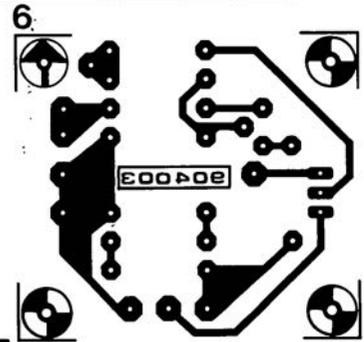
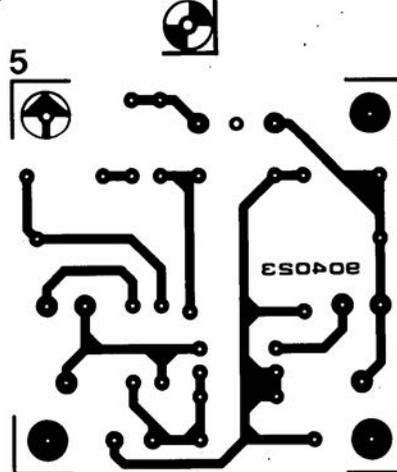
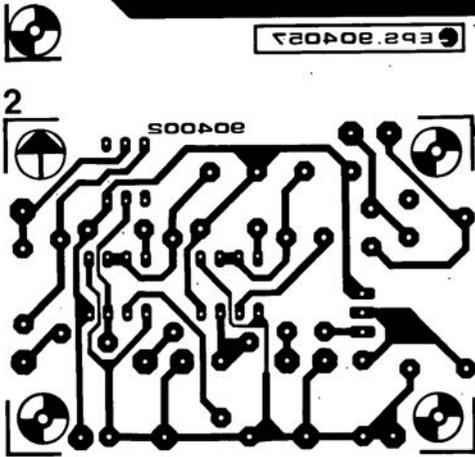
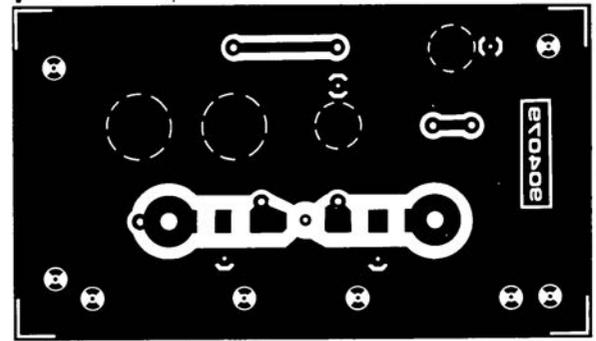
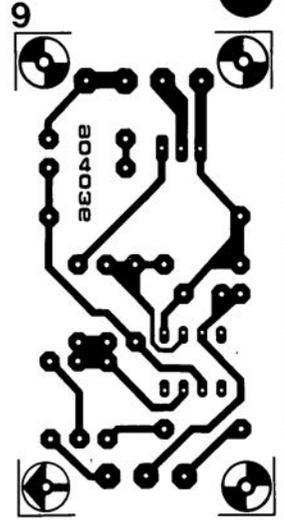
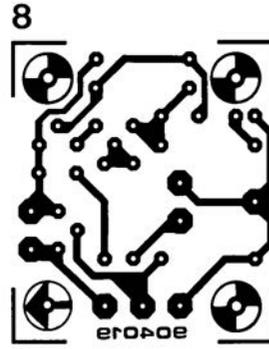
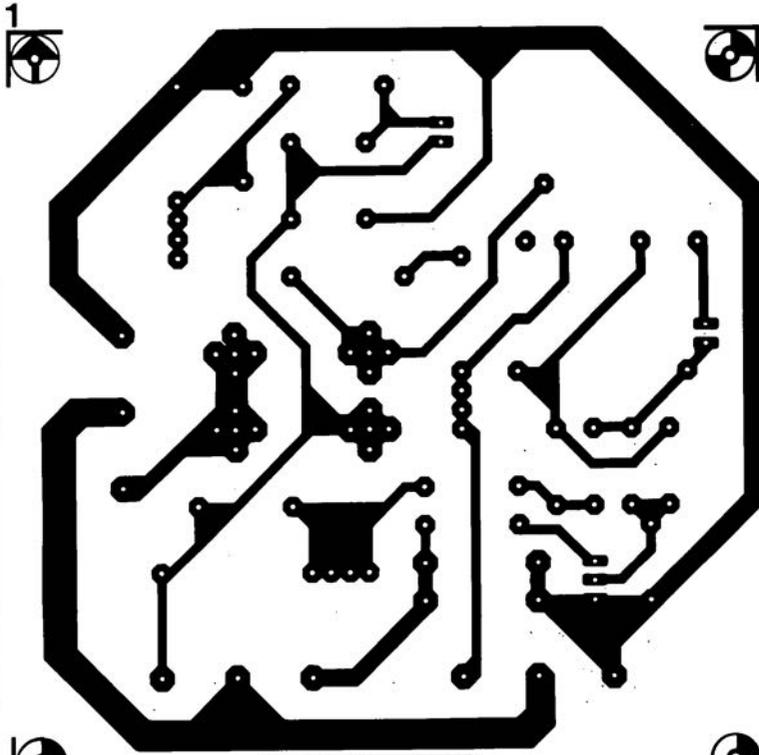
Le numéro double de Juillet/Août a l'avantage de nous permettre de vous présenter toutes sortes de circuits intégrés auxquels il nous aurait été impossible de faire référence sinon. Ceci explique que nous puis-

sions vous proposer ici un émetteur IR (infra-rouge) compact n'utilisant qu'un unique circuit intégré de Plessey Semiconductors, le MV500. Les seuls composants additionnels qu'il requiert sont un petit clavier et une



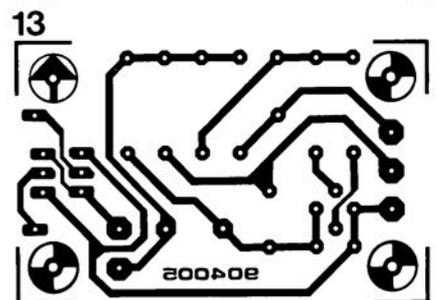
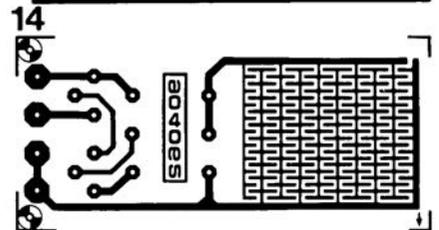
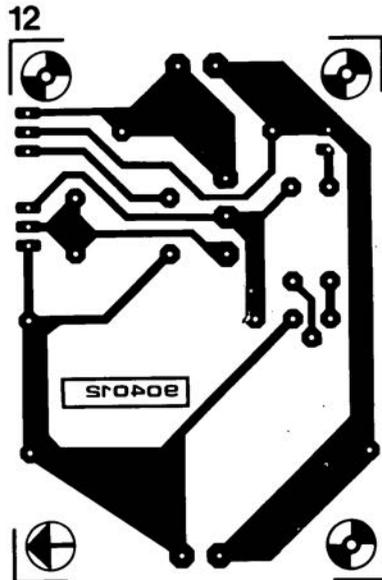
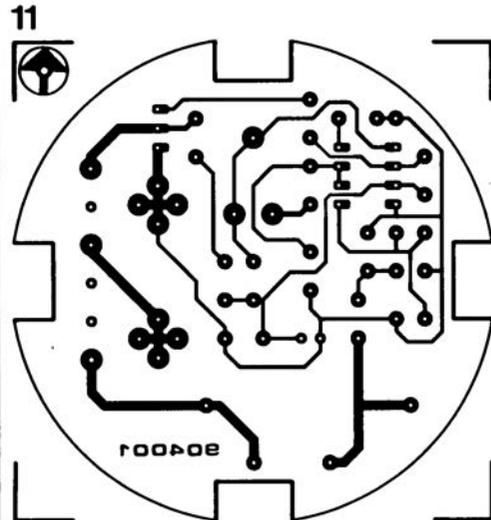
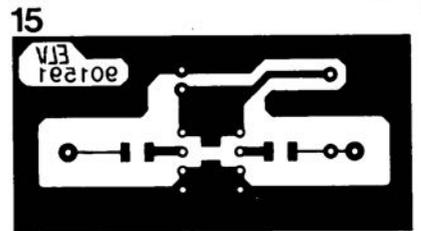
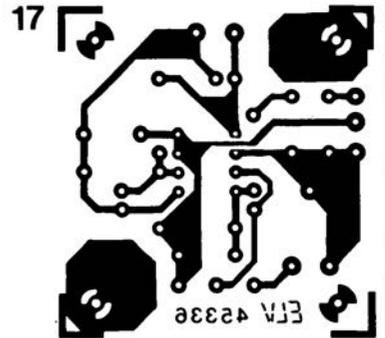
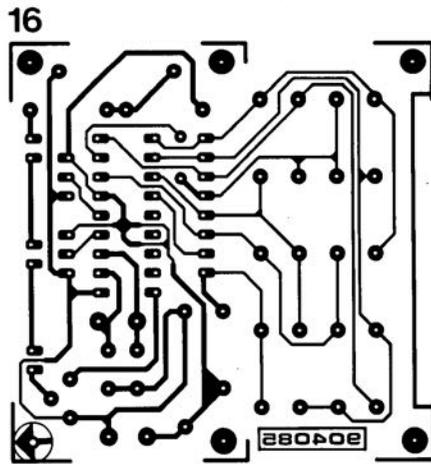
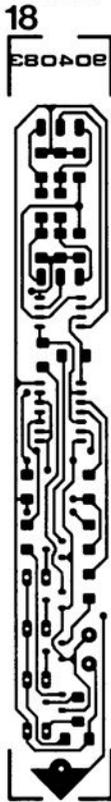
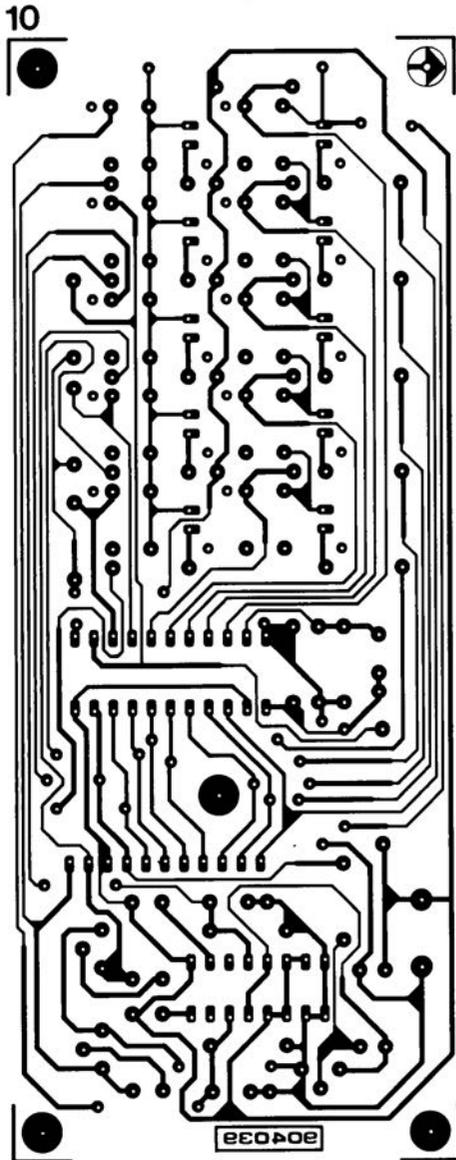


# SERVICE

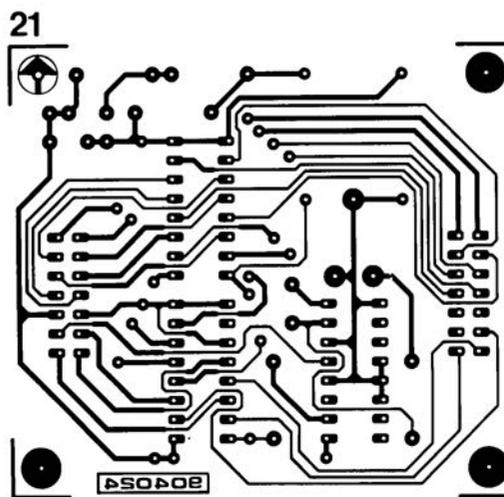
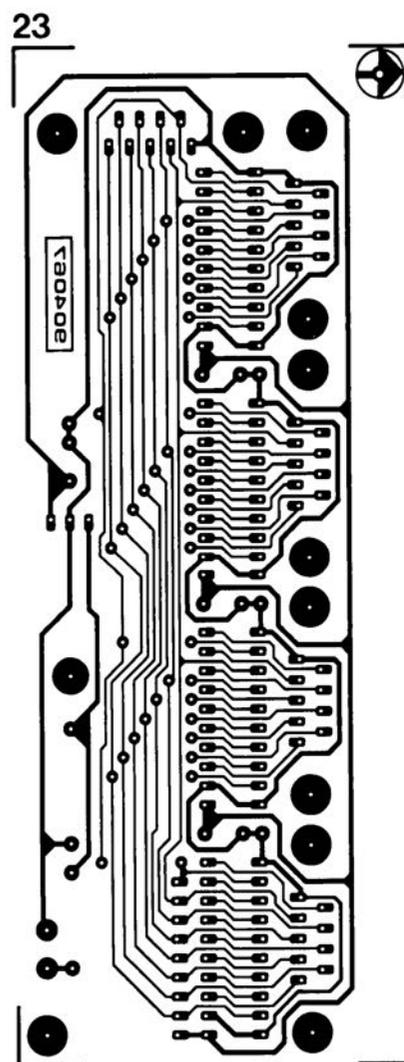
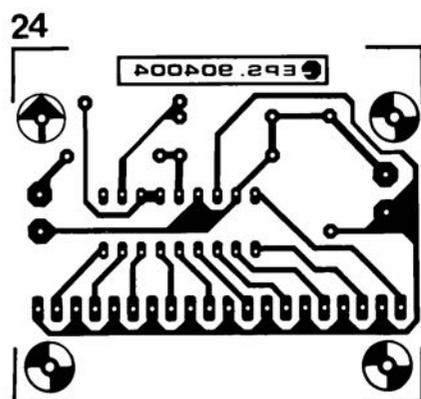
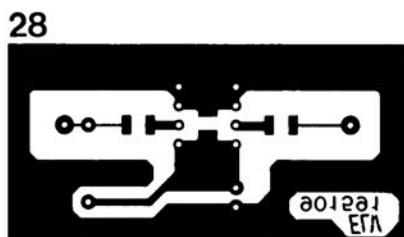
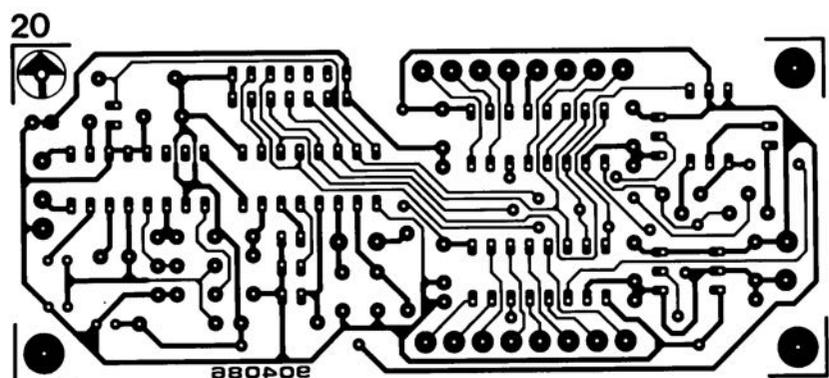
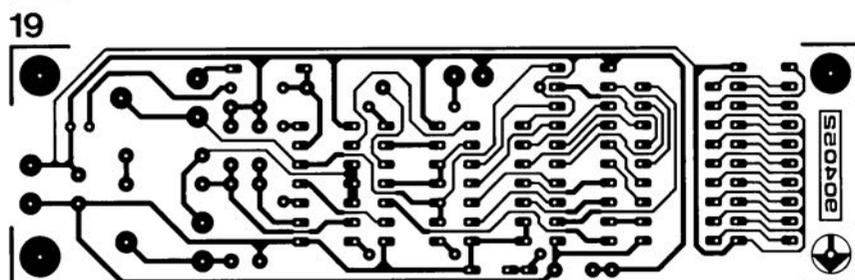
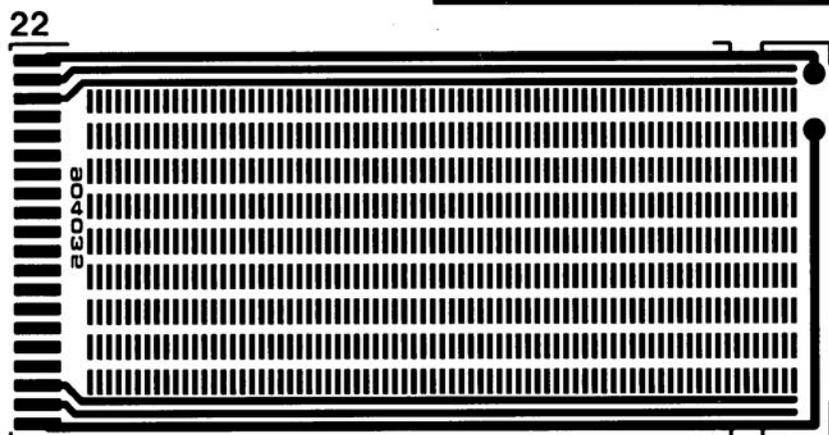


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE





# ÉTAGE DE PUISSANCE POUR AMPLI-OP

G. Peltz

Il arrive souvent que le courant de sortie d'un amplificateur opérationnel ne suffise pas pour une application donnée, la commande directe de micromoteurs ou celle de haut-parleurs par exemple. Dans ces cas-là, on rajoute d'habitude un émetteur-suiveur complémentaire à l'amplificateur opérationnel, selon le schéma illustré en **figure 1**. Cette solution simple a pourtant l'inconvénient de ne pas permettre d'utiliser la totalité de la tension de service. La tension de sortie de l'amplificateur opérationnel est en effet toujours inférieure de 1 à 2 V à  $+U_b$ , voire supérieure d'une valeur similaire à  $-U_b$ , les tensions d'alimentation. À cette perte de tension s'ajoute encore la chute de tension prenant place sur la jonction base/émetteur des transistors de commande T1 et T2.

La solution qu'illustre la **figure 2** est beaucoup plus élégante. Elle a été imaginée spécialement pour commander des micromoteurs. Puisque le courant de sortie d'un amplificateur opérationnel circule à travers ses connexions d'alimentation, on peut s'en servir pour la commande de transistors de puissance. Les résistances base/émetteur (R4 et R5) des transistors de puissance (T1 et T2) ont une valeur telle que ces deux transistors bloquent, en dépit du courant de repos de l'amplificateur opérationnel. La résistance R6 limite le courant de sortie. Si vous utilisez un type de cir-

cuit protégé en permanence contre les courts-circuits, vous pouvez remplacer cette résistance par un pont de câblage. L'augmentation de tension de sortie produite par ce circuit permet d'atteindre le niveau des tensions de service, aux tensions de saturation collecteur/émetteur de 50 à 100 mV environ près. Lors du choix des transistors à utiliser il faudra, en fonction de la charge, veiller à ce que le gain et la puissance soient suffisants et à

ce que la tension de saturation soit assez faible.

Les valeurs des résistances à utiliser dans un circuit inverseur se calculent à l'aide des formules suivantes:

$$\text{Gain } V = R2 / R1 \text{ et } R3 \approx R2 // R1.$$

Pour la variante non-inverseuse du circuit (R1 prise entre l'entrée inverseuse et la masse et une réaction positive du signal d'entrée) il faudra mettre en oeuvre les formules suivantes:

$$\text{Gain } V = (R2 / R1) + 1,$$

$R3 \ll R_e$  (résistance d'entrée de l'amplificateur opérationnel),

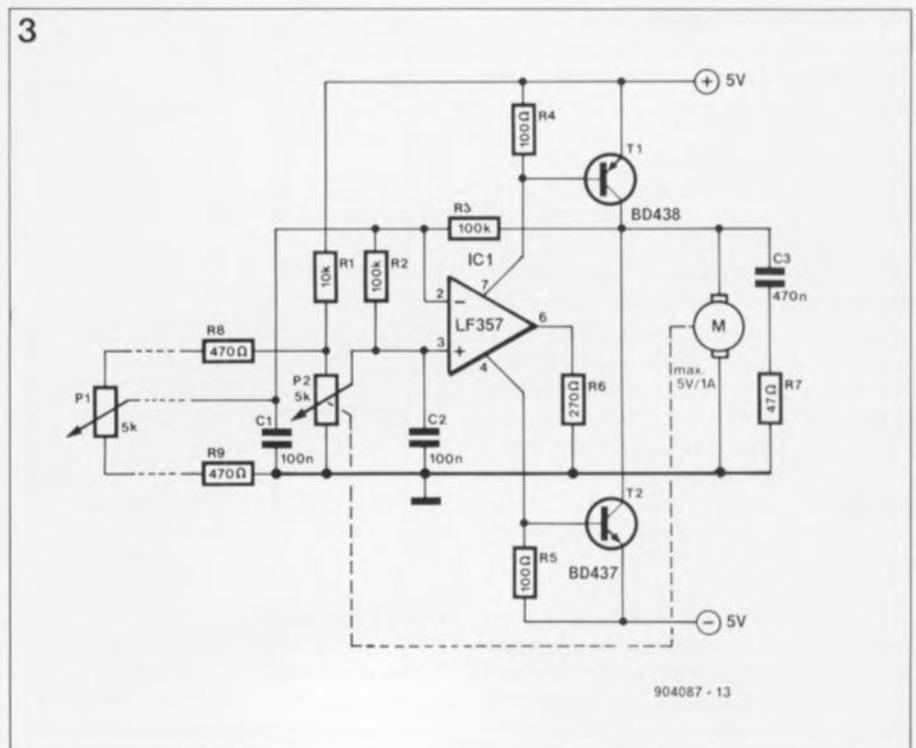
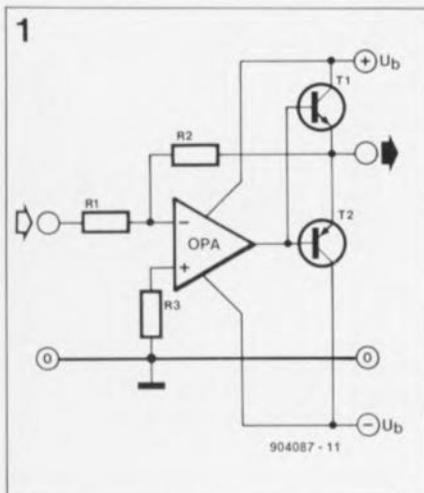
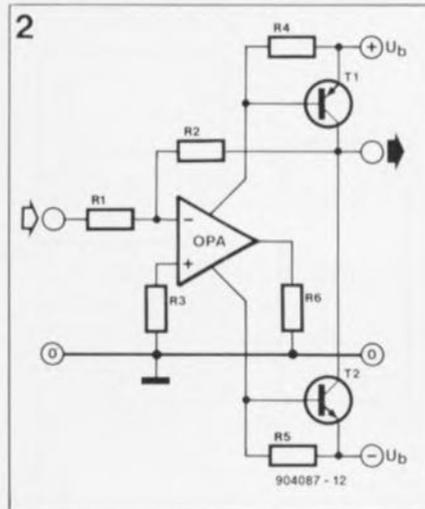
$$R4 < +0,5 \text{ V} / +U_b,$$

$$R5 < -0,5 \text{ V} / -U_b \text{ et}$$

$$R6 \approx |aU_b|a / I_{\text{sortmax}}.$$

Le circuit ne convient malheureusement pas pour une utilisation avec des amplificateurs opérationnels doubles, triples, quadruples... , puisque leur intégration dans un unique boîtier entraîne des contacts communs pour la tension de service.

La **figure 3** montre un circuit dimensionné et conçu en tant que suiveur de position; sur ce circuit, les mouvements du curseur du potentiomètre P2 sont proportionnels aux mouvements de l'axe du moteur. L'amplificateur opérationnel fonctionne ici comme comparateur. Il est possible d'obtenir une précision de positionnement de  $\pm 1\%$ .





# COMMUTATEUR-MIDI

J. Blankaert

Le redistributeur de signaux MIDI, **MIDI-STAR** (Elektor n° 104, février 1987), offre bien plus de possibilités qu'il n'y paraît au premier abord. Ceux de nos lecteurs qui se servent régulièrement et intensivement du MIDI-STAR connaissent sans aucun doute un grand inconvénient de tout système MIDI: être confronté à un embrouillamini de câbles que l'on ne cesse de brancher, débrancher et rebrancher à chaque fois qu'il faut changer l'organisation du système. Dès à présent il vous est possible, en ne faisant appel qu'à une seule platine MIDI-STAR associée à 4 commutateurs rotatifs (à 2 circuits et 4 positions), d'interconnecter 4 instruments MIDI de toutes les façons possibles et imaginables. Cette approche se traduit par un nombre bien moindre, non seulement de câbles d'interconnexion, mais aussi d'embases-DIN nécessaires pour répondre au standard du MIDI-STAR. Le MIDI-STAR constitue un boîtier de jonction quadruple *MIDI-THRU*. De ce fait les commutateurs d'origine S1 et S2 sont devenus inutiles et on les remplacera chacun par un pont de câblage, reliant les points **M** et **1** sur la platine. Il faudra également mettre en place un troisième pont de câblage entre les points **2** et **3** - présents sur la platine à proximité des points de connexion de l'inverseur S2. Il suffit ensuite de procéder au câblage selon les indications du schéma de cet article.

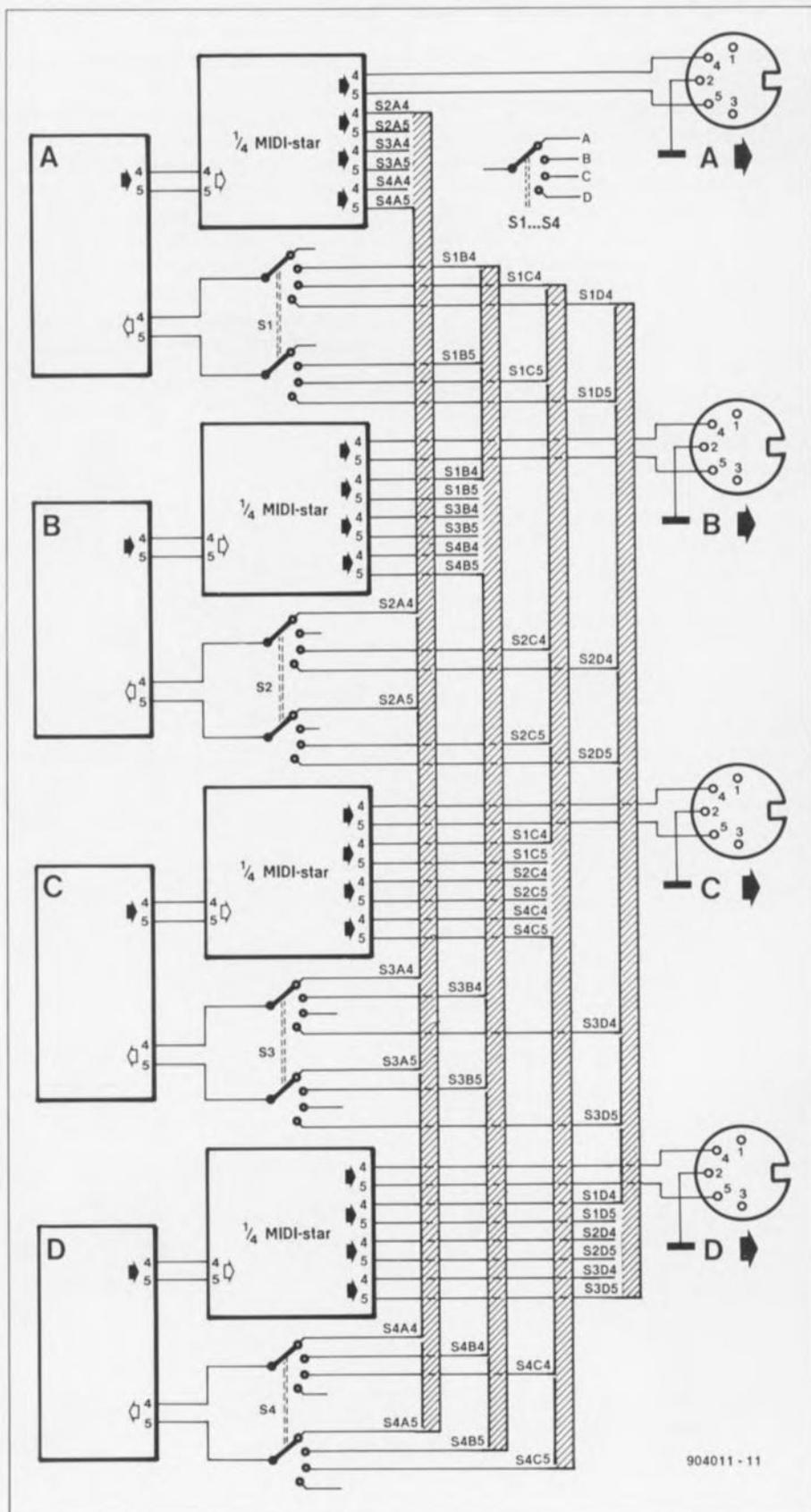
Le principe est simple: chacun des quarts du MIDI-STAR est relié aux commutateurs des trois autres quarts. Puisque toutes les 4 sorties du MIDI-STAR présentent un signal identique, il est sans importance de savoir quel commutateur est relié à quelle des sortie. Cette caractéristique nous permet de vous proposer toutes ces connexions sous la forme de "bus", bien que toutes les connexions soient baptisées 4 ou 5 (le numéros des broches de l'embase-DIN à utiliser). Le schéma en devient beaucoup plus "lisible".

Les caractéristiques techniques intéressantes de ce circuit sont:

- la possibilité de connecter n'importe quelle sortie MIDI aux entrées d'autres instruments,

- la possibilité de mettre hors-fonction chacune des entrées et

- le fait que sur chaque instrument il reste une sortie-MIDI disponible.



# indicateur de crête pour enceinte

## description d'un kit d'ELV

Une LED visualisant l'atteinte de la limite de puissance admissible d'une enceinte est sans doute un dispositif qui ne peut manquer d'intéresser nombre d'entre vous, surtout si l'électronique mise en oeuvre se concentre sur moins de 20 cm<sup>2</sup>. C'est très exactement la fonction remplie par le montage proposé ici. L'utilisateur peut fixer entre 1 et 300 W la limite d'entrée en fonction de l'indicateur qui se monte en parallèle sur l'enceinte et ne nécessite pas d'alimentation propre.

L'augmentation de puissance à fournir à une enceinte est sensiblement hors de proportion avec l'augmentation subjective du niveau sonore qu'elle produit; un volume double exige une puissance notablement supérieure à ce doublement. Ceci explique qu'il soit très difficile de définir à l'oreille le moment où l'enceinte atteint sa puissance limite. Cette impossibilité est la cause du trépas d'un nombre incalculable de haut-parleurs. L'une des raisons est peut-être l'optimisme croissant de certains fabricants d'enceintes qui n'hésitent pas à gonfler quelque peu les caractéristiques des matériels qu'ils proposent. La mise en place de cet indicateur, à condition bien entendu qu'il soit calibré correctement, mettra fin à toutes les incertitudes. Cette remarque sous-entend qu'il faut bien faire, dans le cas d'une enceinte, la différence entre les notions de puissance continue, musicale, de crête et impulsionnelle. Il est judicieux, dans le cas présent, de prendre la puissance continue comme valeur de référence pour le calibrage de l'indicateur, à condition bien entendu que la valeur affichée par le fabricant soit plausible. Il peut être nécessaire, quelquefois, de se limiter à 50% de la valeur donnée par le fabricant.

Le circuit ainsi calibré n'entrera que très exceptionnellement en fonction si tant est que l'on veuille réellement grimper jusqu'à ce niveau de puissance. Plus la puissance d'attaque de l'enceinte est importante plus la durée et la fréquence d'illumination de la LED de visualisation devrait être faibles indiquant qu'il faut réduire la puissance si l'on ne veut pas faire courir de danger à



l'enceinte (sans parler des risques encourus par votre ouïe).

Le circuit de visualisation de l'atteinte du niveau de crête est branché en parallèle sur les bornes d'entrée de l'enceinte à l'aide de deux liaisons flexibles (isolées bien entendu). La tension appliquée aux bornes de l'enceinte arrive de cette manière aux points ST1 et ST2 de la platine. La polarité n'a pas la moindre importance dans le cas présent, puisque les diodes D1 et D2 effectuent un redressement et que nous supposons une évolution pratiquement symétrique du signal. La première fonction de la tension d'entrée est l'alimentation de l'électronique. Celle-ci est obtenue par redressement à l'aide de D2 et par filtrage par le condensateur C2. La résistance R4 sert à augmenter la résistance interne du circuit, pour éviter toute distorsion du signal d'entrée qui pourrait être due au montage.

La tension d'entrée est appliquée d'autre part, à travers D1, au diviseur de tension constitué par R1 et R2. À partir du point nodal de ces deux résistances, une tension partielle arrive, à travers la résistance de limitation R3 et de la diode zener D3, à la base du transistor de commutation T1. La diode D3 permet de définir un niveau de commutation. Associée à R3, la résistance R5 constitue un nouveau diviseur de tension chargé d'assurer le blocage de T1 lorsque le montage est au repos.

Dès que la tension au point nodal de R1/R2 dépasse 4,5 V, T1 devient conducteur, attaquant le transistor T2 par l'intermédiaire de R7. À travers R8, ce transistor charge le condensateur C1. Dès que la tension aux bornes de C1 dépasse la moitié environ de la tension d'alimentation disponible aux bornes de C2, T3 commande l'entrée en fonction, par l'intermédiaire de R10, d'une source de courant constituée par D4, D5, T5

et R14. Il circule alors un courant constant de quelque 10 mA à travers la LED de signalisation de sorte que celle-ci s'illumine.

Simultanément, ce courant produit aux bornes de la résistance R15 une chute de tension qui entraîne l'entrée en conduction de T4; résultat: la tension à l'émetteur de T3 qui avait une valeur proche de la moitié de la tension d'alimentation retombe à une fraction de cette valeur. On introduit ainsi une réaction de manière à produire une hystérésis digne de ce nom et la LED s'illumine pendant une demi-seconde environ, même si la surtension appliquée à l'entrée de l'enceinte n'est qu'impulsionnelle c'est-à-dire de très courte durée. Si C1 n'est pas rechargé par une tension d'entrée suffisante, le courant de décharge s'écoule vers la masse, à travers R9, la jonction base-émetteur de T3, R11, R13 et T4 et ce jusqu'à ce que le seuil de commutation inférieur de T3 soit dépassé. Les transistors T3, T5 et T4 bloquent alors produisant l'extinction de la LED D6.

L'ajustable R1 permet, à la lumière

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 100 kΩ ajust.
- R2,R3,R5,R10 à R12 = 10 kΩ
- R4 = 220 Ω
- R6,R7 = 47 kΩ
- R8,R13 = 1 kΩ
- R9 = 470 kΩ
- R14 = 68 Ω
- R15 = 100 Ω

Condensateurs:

- C1 = 2μF/263 V
- C2 = 220 μF/63V

Semi-conducteurs:

- D1,D2 = 1N4007
- D3 = diode zener 3V3
- D4,D5 = 1N4148
- D6 = LED rouge 5 mm
- T1,T3,T4 = BC546C
- T2,T5 = BC556C

Divers:

- 2 picots

Tableau 1

U (V)	P(W)		
	4Ω	8Ω	16Ω
5,7	4	2	1
6,3	5	2,5	1,25
8,9	10	5	2,5
11,0	15	7,5	3,75
12,6	20	10	5
15,5	30	15	7,5
17,9	40	20	10
20,0	50	25	12,5
25,3	80	40	20
28,3	100	50	25
34,6	150	75	37,5
40,0	200	100	50
44,7	250	125	62,5
49,0	300	150	75

des informations données dans le tableau 1, de définir le seuil d'entrée en fonction du montage sur une plage très importante qui s'étend de 1 à 300 W.

La réalisation

La totalité des composants prend place sur une platine aux dimensions minuscules. On commencera l'implantation par la mise en place

des composants de petite taille, résistances, diodes, transistors, pour finir par celle des composants plus encombrants, condensateurs et ajustable. Attention à ne pas se tromper de polarité pour les diodes, la LED et les condensateurs.

Test et étalonnage

Après avoir vérifié une dernière fois la correction de la réalisation, on pourra procéder au premier test. Pour ce faire on utilisera une alimentation réglable. En fonction du niveau de la tension d'alimentation appliquée au circuit, la consommation devrait passer de quelques milliampères au repos (LED éteinte) à une dizaine de mA, sans jamais dépasser 20 mA. En s'aidant des données du tableau 1, on cherche la tension d'entrée U correspondant à l'enceinte que l'on veut doter de ce dispositif de visualisation. Supposons que l'on veuille fixer à 100 W le seuil d'entrée en fonction du montage sur une enceinte de 4 Ω d'impédance interne: l'examen du tableau 1 permet de découvrir 28,3 V comme valeur de tension de seuil de commutation. Avec une enceinte de 16 Ω, une puissance de 10 W correspond à une tension de 17,9 V.

La tension d'entrée ainsi définie est appliquée aux points ST1 (pôle positif) et ST2 (pôle négatif) de la platine. On aura mis auparavant l'ajustable R1 à sa valeur maximale (tourné à fond vers la droite, dans le sens horaire). La LED D6 doit être éteinte pour le moment. Une rotation progressive de R1 dans le sens antihoraire permet de définir la valeur d'entrée en fonction correcte. Dès que la LED s'illumine, on ne modifie plus la position de R1. On pourra vérifier la correction de l'étalonnage en diminuant progressivement la tension d'entrée et vérifier que la LED s'éteint, après écoulement de la durée introduite par l'hystérésis. Une fois obtenue l'extinction de la LED, on pourra augmenter à nouveau la valeur de la tension d'entrée et vérifier que la LED s'illumine bien lorsqu'est atteinte la tension d'entrée prévue. Il peut être nécessaire d'adapter très légèrement la position de R1.

La luminosité de la LED est très peu sensible au niveau de la tension réelle appliquée à l'entrée. Ceci est dû à la présence de la source de tension.

Une fois l'étalonnage terminé, on pourra implanter le dispositif de visualisation de la puissance de crête à un emplacement convenable à l'intérieur de l'enceinte et procéder aux connexions électriques nécessaires.

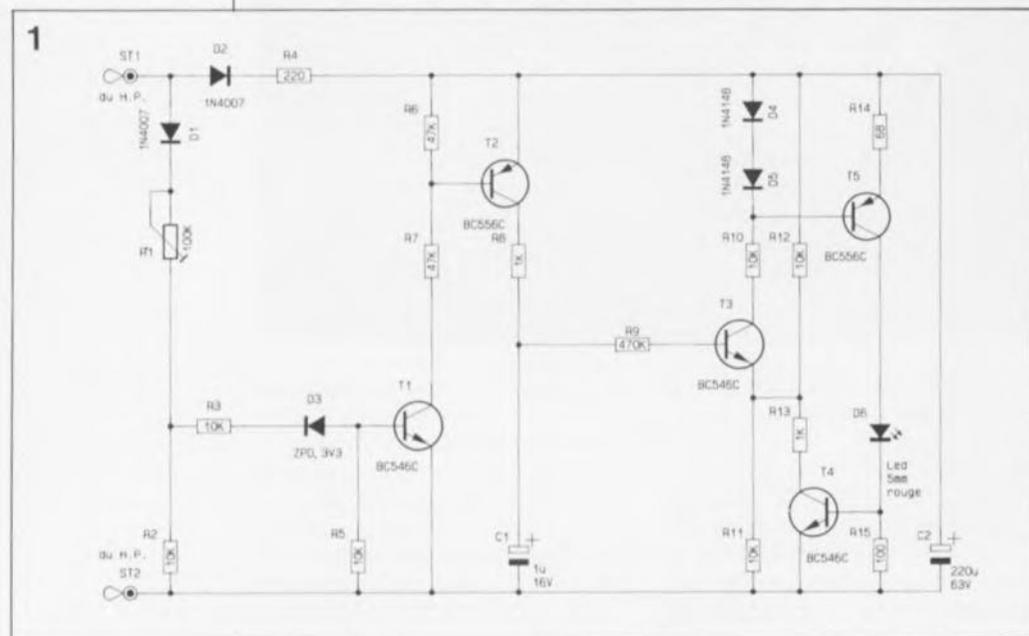
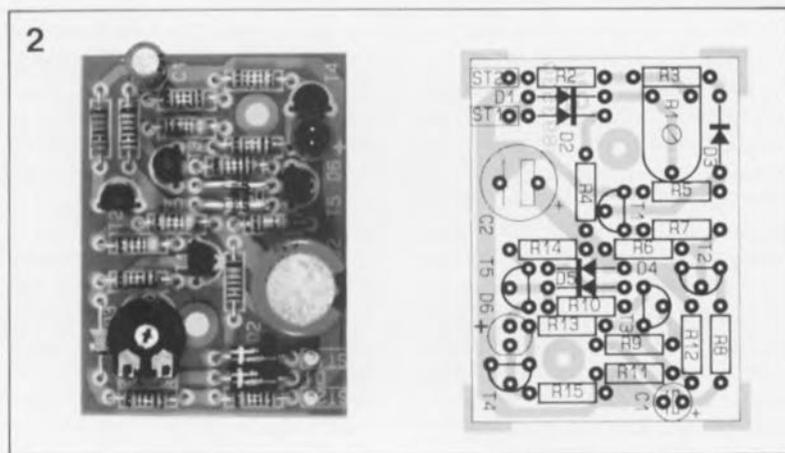
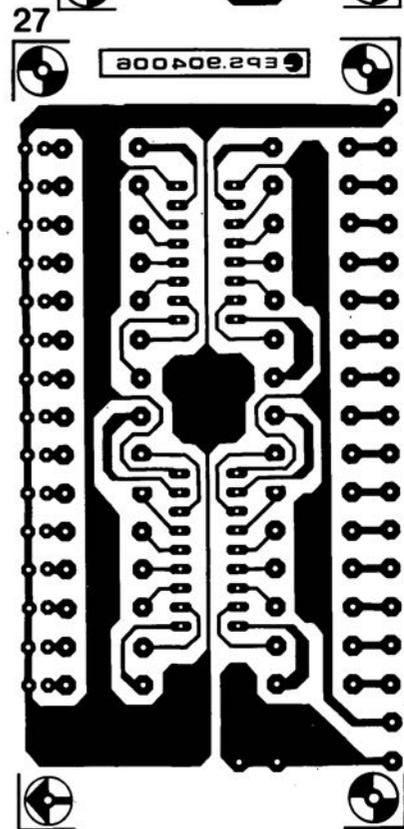
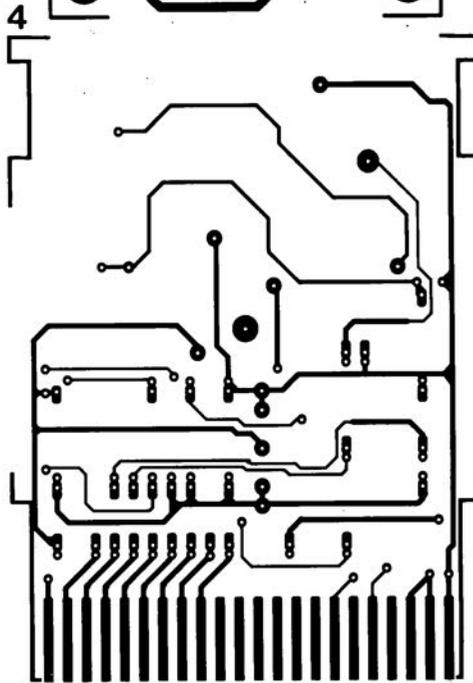
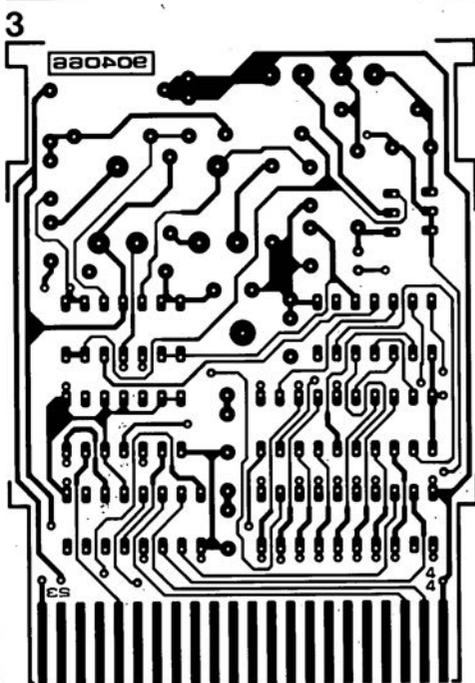
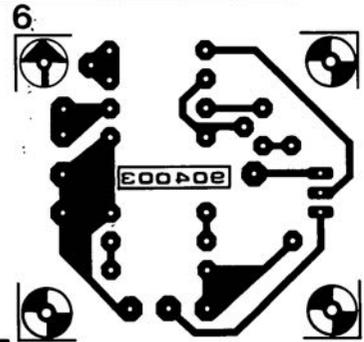
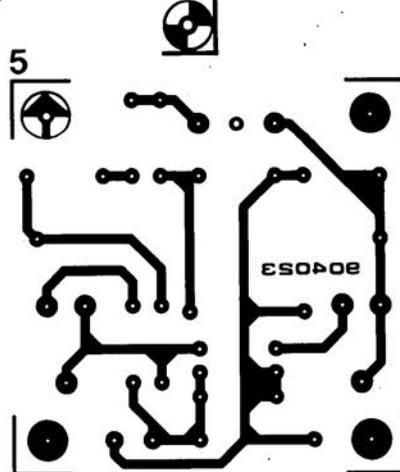
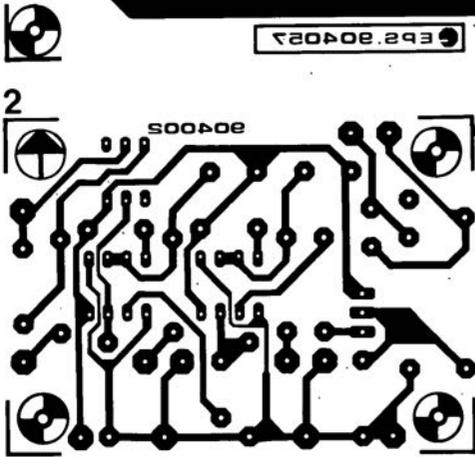
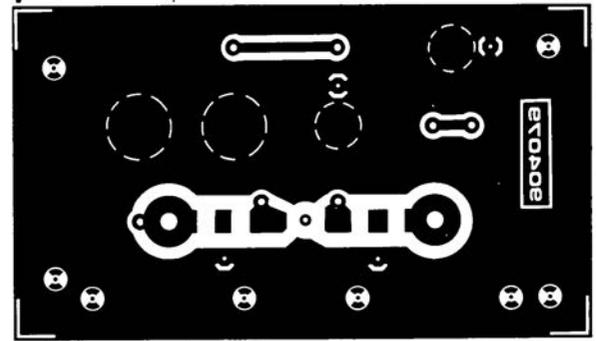
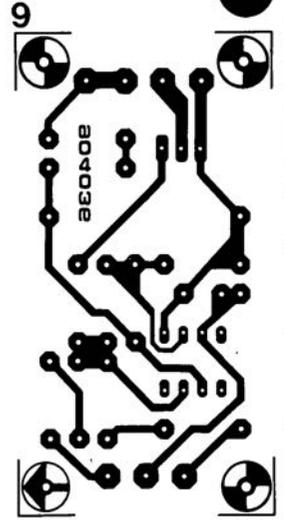
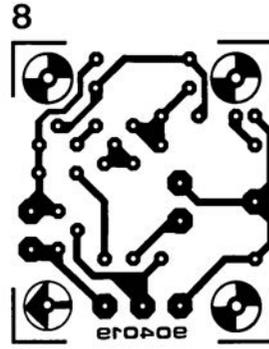
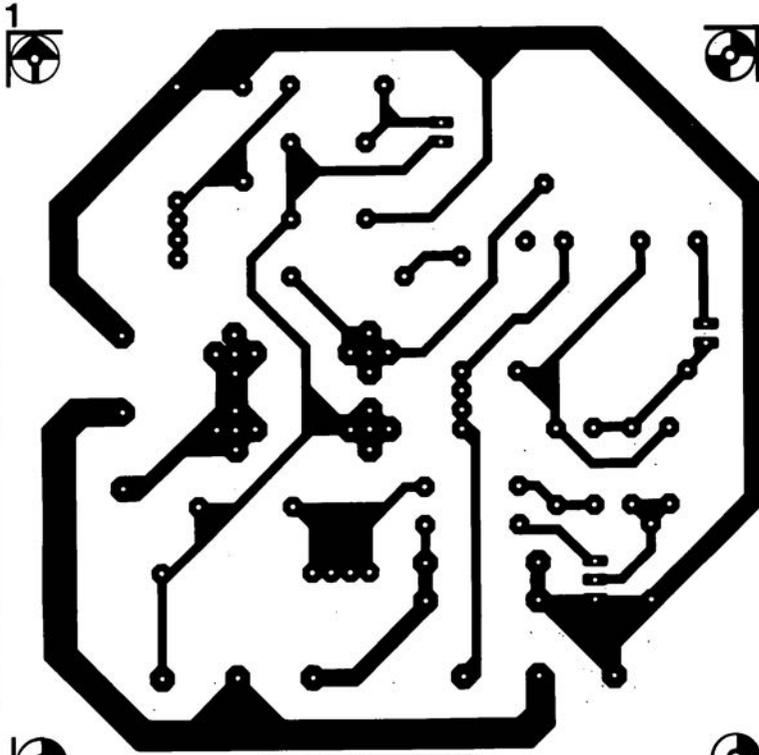


Figure 1. Le schéma de l'indicateur de crête.

Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'indicateur de crête.

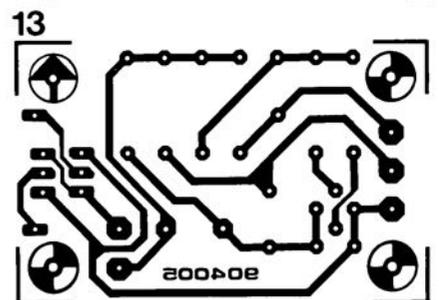
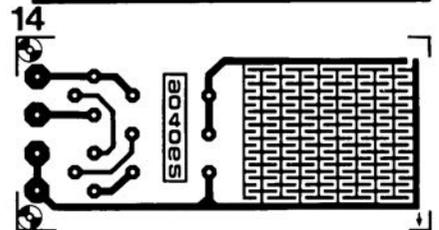
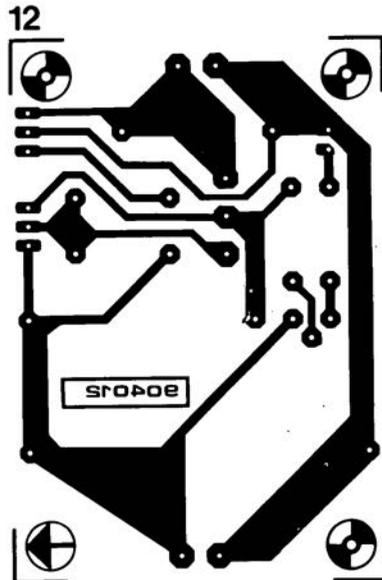
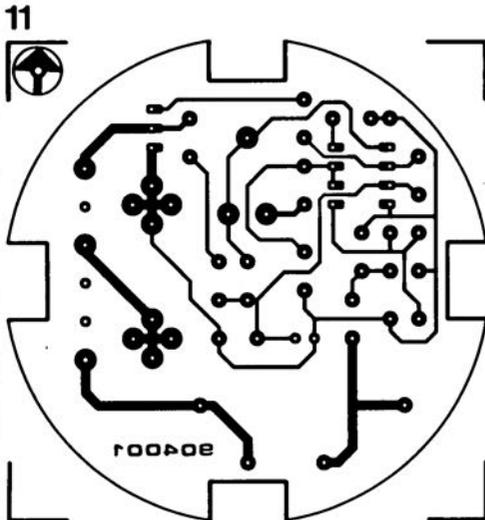
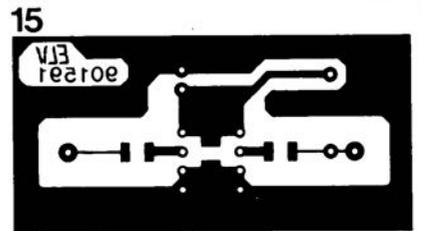
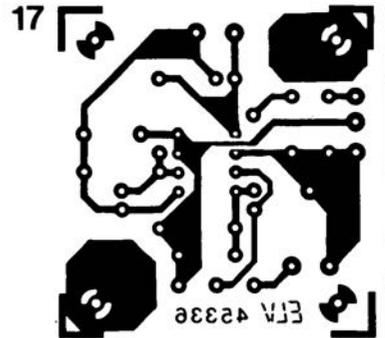
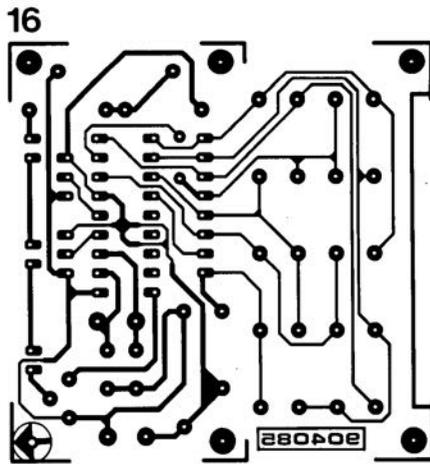
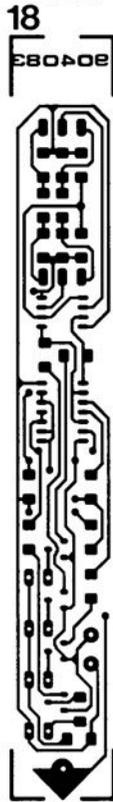
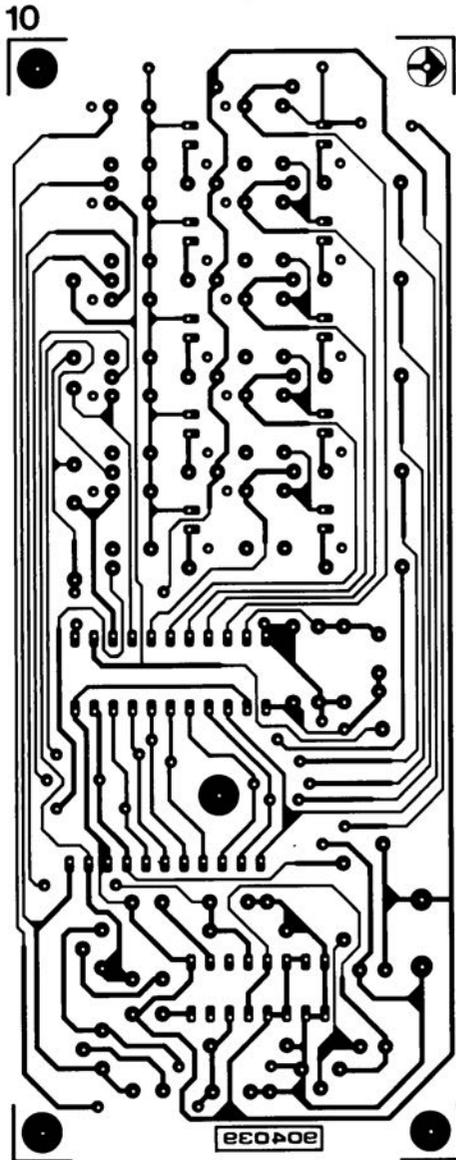


# SERVICE

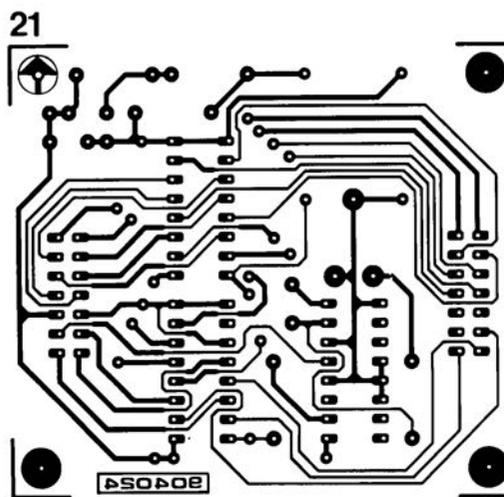
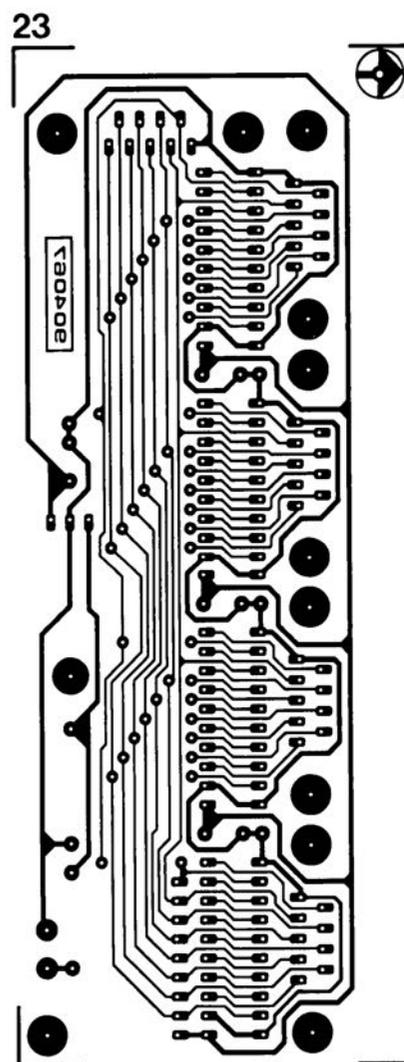
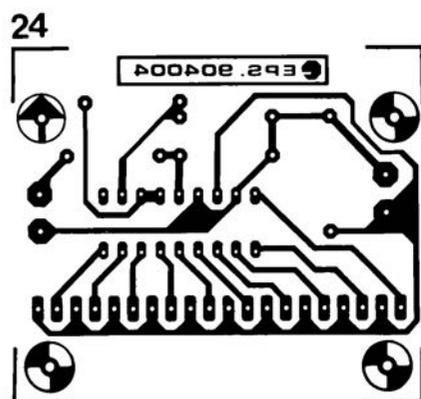
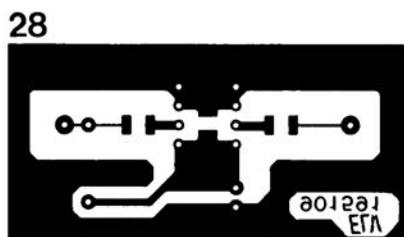
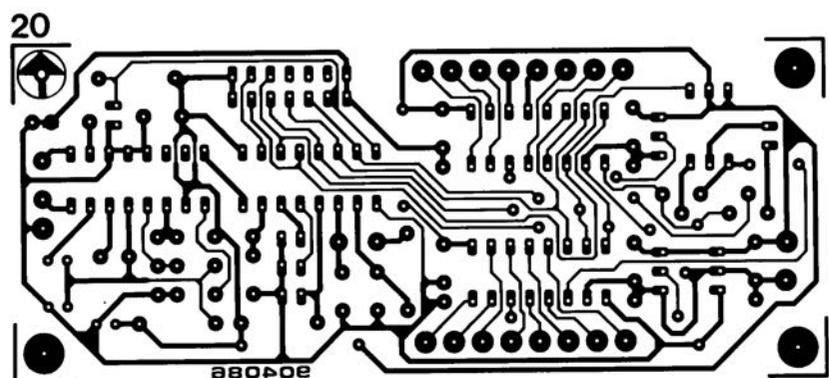
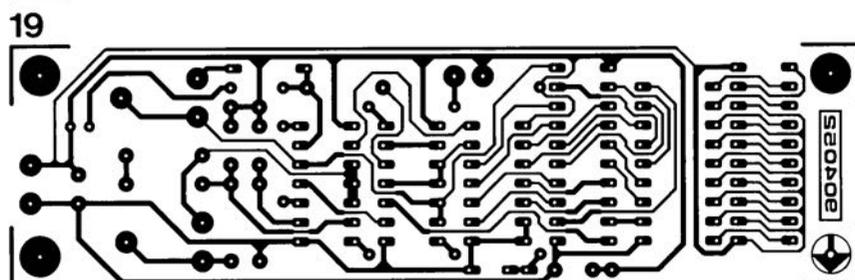
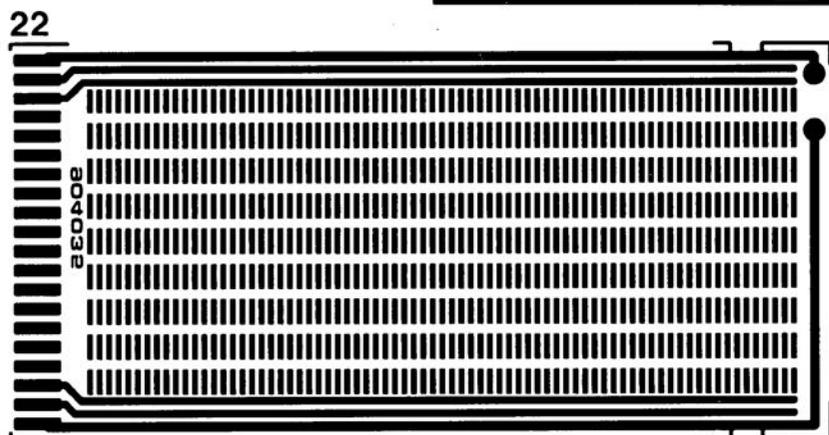


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



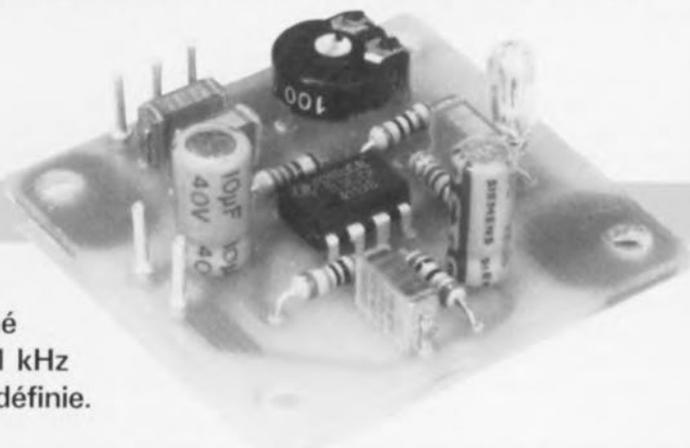
# SERVICE



description d'un kit ELV

# générateur-étalon 1 kHz

à bruit ultra-faible



Le montage décrit ici est destiné à la production d'un signal de 1 kHz présentant une amplitude bien définie.

À quoi peut bien servir un générateur-étalon ? ne manqueront pas de se demander nombre d'entre vous. Ce type d'appareil est souvent utilisé en technique audio, dans les studios en particulier, pour le suivi des niveaux, le réglage des sources de signaux et d'amplificateurs de tout acabit. En règle générale on fait appel à une fréquence de 1 kHz environ, car elle a l'avantage de se situer dans la plage la plus sensible de l'oreille humaine.

Un acousticien amateur peut également tirer grand profit de la possession d'un générateur de niveau de référence, même pour des applications privées, en particulier si l'appareil concerné présente un facteur de distorsion remarquablement faible, ce qui est le cas ici. Il est possible, par exemple, non seulement de vérifier le niveau de référence 0 dB ( $0,775 V_{eff}$ ) mais aussi de déterminer, à l'aide d'un distorsiomètre, les produits de distorsion (il est à noter que tout distorsiomètre ne possède pas nécessairement un générateur sinusoïdal à niveau de bruit faible).

Jetons un coup d'oeil, pour vous mettre l'eau à la bouche, à quelques-unes des caractéristiques techniques du générateur-étalon décrit ici.

- Plage des tensions d'alimentation allant de 8 à 30 V,
- Consommation de courant faible puisque comprise entre 4,5 et 6 mA,
- Facteur de distorsion de 0,01 % (!) donc extrêmement faible.
- Fréquence de sortie stable de 1 000 Hz ne dérivant que fort peu,
- Possibilité de calibration du niveau de la tension de sortie à 0 dB, c'est-à-dire à 775 mV,

■ Tension de sortie indépendante de la valeur de la tension d'alimentation et très peu sensible aux variations de température.

Les caractéristiques indiquées ci-dessus ne peuvent manquer de convaincre un connaisseur; on se trouve en effet en présence d'un générateur-étalon de qualité (semi-)professionnelle.

## Venons-en au circuit

Contrairement à ce que pourrait donner à penser l'énumération des qualités faite plus haut, l'électronique est relativement simple. De manière à pouvoir nous débrouiller avec une tension d'alimentation asymétrique c'est-à-dire unique, nous allons réaliser, à l'aide des résistances R1 et R2 associées aux condensateurs C1 et C2 et à l'amplificateur opérationnel OPI, un point milieu de la tension d'alimentation artificiel mais stable, se trouvant à la moitié de la tension d'alimentation et constituant en même temps la masse du circuit (point de référence). Le condensateur C1 fait office de tampon et élimine les tendances d'entrée en oscillation du montage.

Le générateur de signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz proprement dit est en fait construit à l'aide de l'amplificateur opérationnel OP2 associé aux composants connexes. Il s'agit ici d'un générateur de Wien-Robinson dont il est possible d'ajuster l'amplitude du signal de sortie sur une plage comprise entre quelque 2 et 4  $V_{cc}$ . Dans la plupart des cas on choisira une tension de sortie correspondant à 0 dB, c'est-à-dire  $775 mV_{eff}$  ou encore  $2 192 mV_{cc}$ . Pour obtenir cette valeur de tension, il suffira de disposer

d'une tension d'alimentation de 8 V au minimum; pour des amplitudes de sortie plus importantes il faudra bien entendu disposer d'une tension d'alimentation un peu plus élevée (il faudra, par exemple, une tension d'alimentation  $U_B$  de 10 V pour une tension de sortie  $U_{sor} = 4,0 V_{cc}$ ).

L'influence de la tension d'alimentation sur la tension de sortie est pratiquement négligeable. Prenons un exemple: supposons que la tension d'alimentation soit de 10 V et que la tension de sortie soit de  $1,000 V_{eff}$  très précisément. Une augmentation de la tension d'alimentation jusqu'à 30 V se traduirait par une augmentation de la tension de sortie de moins de 0,0005 V. Ceci correspond à une réjection des variations de la tension d'alimentation de près de 100 dB (!).

Les réseaux RC R5/C5 et R6/C4 sont les composants qui déterminent la fréquence de fonctionnement du circuit. Si l'on veut obtenir le facteur de distorsion le plus faible, il faudra veiller à ce que les valeurs de R5 et R6 ainsi que celles de C4 et C5 correspondent autant que possible l'une à l'autre.

L'utilisation de résistances à film métallique de 1% de tolérance et de condensateurs plastique de 5% de tolérance (tels que les MKT de Siemens) est fortement recommandée.

On veillera également à faire appel à un amplificateur opérationnel à facteur de distorsion faible tel que le TL 082; ce choix a une répercussion sensible sur la qualité du montage réalisé.

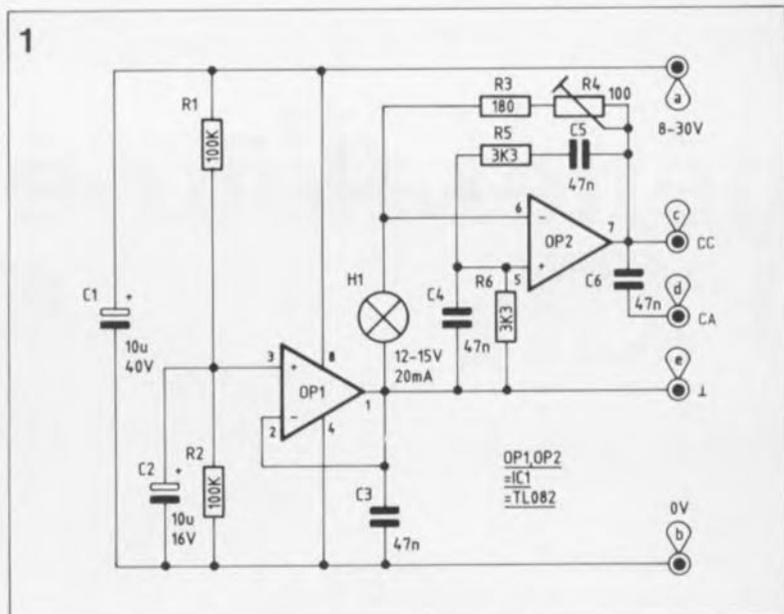
Les deux réseaux RC R5/C5 et R6/C4 ne constituent que la première moitié du pont de Wien-

Robinson nécessaire au fonctionnement de l'oscillateur sinusoïdal. La seconde moitié prend la forme de l'ampoule à incandescence H1 associée aux résistances R3 et R4.

L'ampoule à incandescence utilisée possède une tension de service nominale comprise entre 12 et 15 V et un courant de fonctionnement de 20 mA. En fonction de la valeur de la tension de sortie choisie, la tension de service réelle se situera entre 220 et 475 mV. Cette branche du pont est parcourue par un courant compris entre 2 et 3 mA. L'ampoule à incandescence constitue, pour la plage de fréquences concernée, une résistance purement ohmique caractérisée par une courbe tension/courant à la non-linéarité importante (caractéristique recherchée dans l'application présente). C'est ainsi que l'on stabilise le point de fonctionnement du générateur de Wien-Robinson.

Intéressons-nous maintenant d'un peu plus près au principe de fonctionnement. Si l'amplitude du signal de sortie présent à la broche 7 de OP2 augmente, le courant à travers les résistances R3 et R4 et partant le courant à travers l'ampoule H1 augmente lui aussi. En raison de la courbe caractéristique de l'ampoule, la résistance interne du filament augmente de par l'intensité plus forte du courant (température plus élevée), de sorte que la chute de tension relevée aux bornes de l'ampoule augmente encore beaucoup plus. Ceci se traduit par une régulation inverse de l'amplitude du signal de sortie sachant que la tension appliquée à l'autre entrée d'OP2 augmente de manière directement proportionnelle à la tension de sortie (broche 7). En pratique, cela donne une très bonne stabilité à la tension sinusoïdale de sortie du générateur de Wien-Robinson. Si l'on a besoin d'une variation plus importante de la tension de sortie, que celle que permet le choix de la valeur de la résistance R4 du schéma, on pourra choisir pour R3 une valeur comprise entre 150 et 470 Ω.

La tension de sortie est disponible entre les points "e" (Masse) et "c" présents sur la platine. La composante continue (DC) a une valeur de quelques mV. On peut effectuer un découplage alternatif entre les points "e" et "d" du circuit imprimé; il présente cependant une caractéristique d'impédance relativement élevée (condensateur de 47 nF) de sorte qu'il existe un risque non négligeable d'une intrusion de parasites. Si l'on a le choix, il sera



toujours préférable d'opter pour la sortie continue (DC).

S'il est important que l'oscillateur oscille très exactement à 1 000 Hz, on pourra, en conséquence, modifier légèrement la valeur des résistances R5 et R6 pour effectuer un ajustage précis.

Sachant qu'il faut que ces deux résistances aient la même valeur, il est recommandé de ne pas utiliser de résistance ajustable mais des résistances de valeur fixe. La prise en série d'une résistance de 33 Ω avec R5 et R6 produit une diminution de la fréquence de 1% c'est-à-dire de 10 Hz environ; la prise en parallèle d'une résistance de 330 kΩ entraîne elle une augmentation de la fréquence.

### La réalisation

A condition de respecter à la lettre la sérigraphie de l'implantation des composants, la réalisation de ce montage devrait être une affaire de quelques minutes. On commencera bien entendu par la mise en place et la soudure des résistances, pour poursuivre par celle des condensateurs et finir par l'implantation du circuit intégré.

On utilisera une ampoule miniature à connexions soudables. Comme nous le disions plus haut, on pourra utiliser n'importe quelle ampoule si tant est qu'elle ait une tension de service comprise entre 12 et 15 V et un courant nominal admissible de 20 mA. Il est important d'utiliser une ampoule de source "identifiable". Pour mettre toutes les chances de fonctionnement correct de votre côté, il est recommandé de vérifier la consommation de courant de l'ampoule en service. Pour ce faire on applique une tension comprise

entre 12 et 15 V à ses bornes et on mesure le courant; celui-ci devrait se situer aux alentours de 20 mA (il ne saurait être question d'avoir un courant supérieur à 30 mA).

La faible consommation de courant est d'une grande importance parce que c'est la sortie de l'amplificateur opérationnel qui doit fournir ce courant, à travers les résistances R3 et R4, et qu'exiger qu'il fournisse un courant inutilement élevé constitue une charge dont il se serait fort bien passé. Le facteur de distorsion faible évoqué plus haut n'est obtenu qu'à la condition de charger l'amplificateur opérationnel aussi faiblement que possible. Cette remarque vaut également en ce qui concerne la consommation de courant à la sortie. Sachant cependant qu'en règle générale les appareils branchés à la sortie présentent une impédance élevée, il n'est pas nécessaire de se faire de souci à ce sujet. Dans des cas spécifiques nécessitant la connexion au montage d'un appareil à impédance quelque peu faible, il faudra veiller à ce que la consommation de courant ne dépasse pas 1 mA si l'on veut éviter une influence néfaste sur le facteur de distorsion, et ceci bien que la sortie puisse, théoriquement admettre des courants pouvant aller jusqu'à 10 mA.

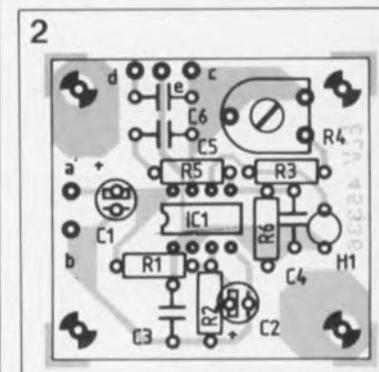


Figure 1. L'électronique du générateur-étalon de 1 kHz présente une certaine symétrie. Au centre on reconnaît l'ampoule flanquée de part et d'autre par un amplificateur opérationnel.

### Liste des composants

#### Résistances:

- R1, R2 = 100 kΩ
- R3 = 180 Ω
- R4 = ajust. 100 Ω
- R5, R6 = 3kΩ3

#### Condensateurs:

- C1 = 10 μF/40 V
- C2 = 10 μF/16 V
- C3 à C6 = 47 nF

#### Semi-conducteurs:

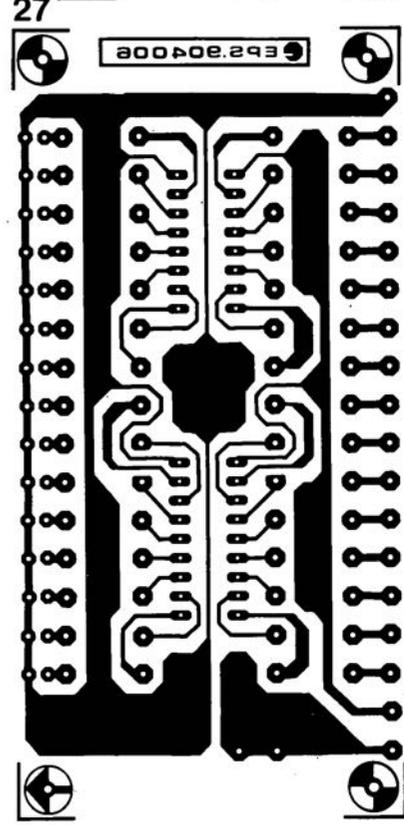
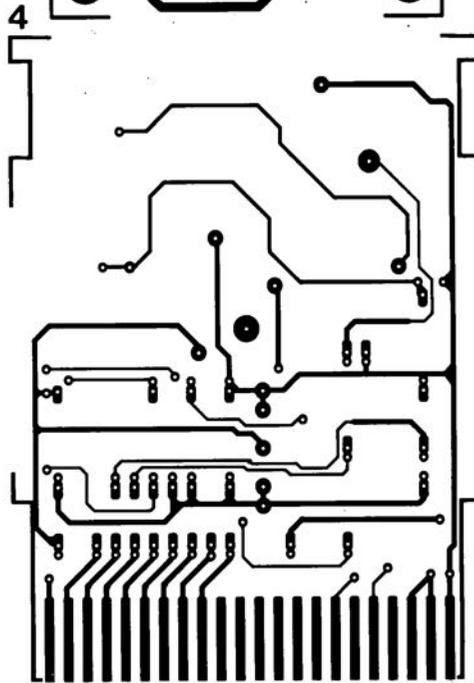
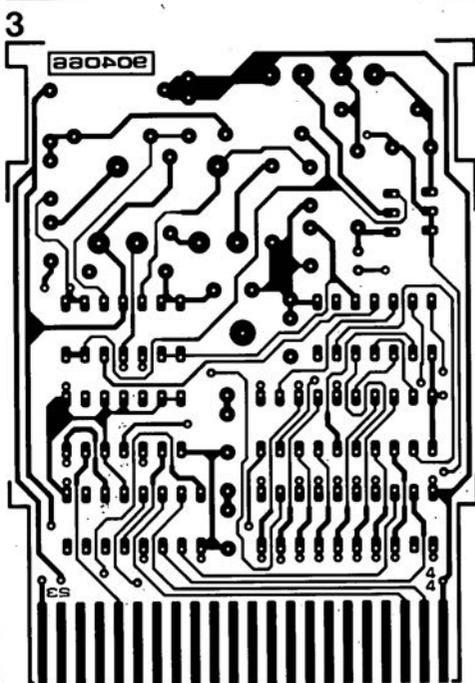
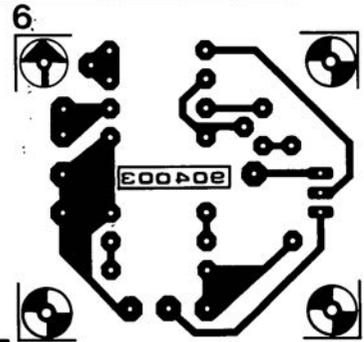
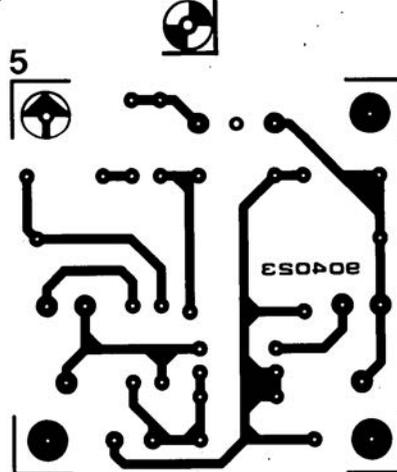
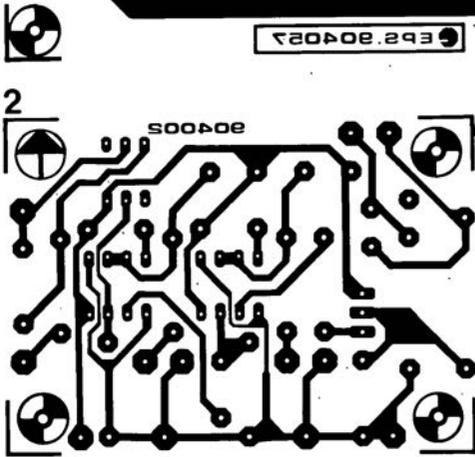
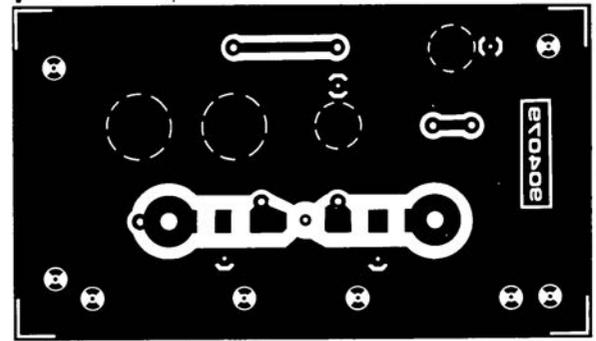
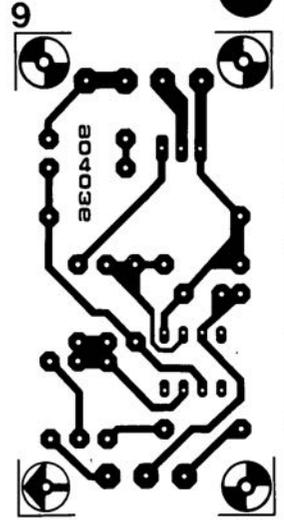
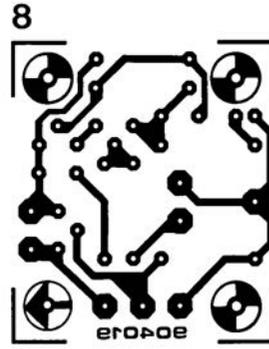
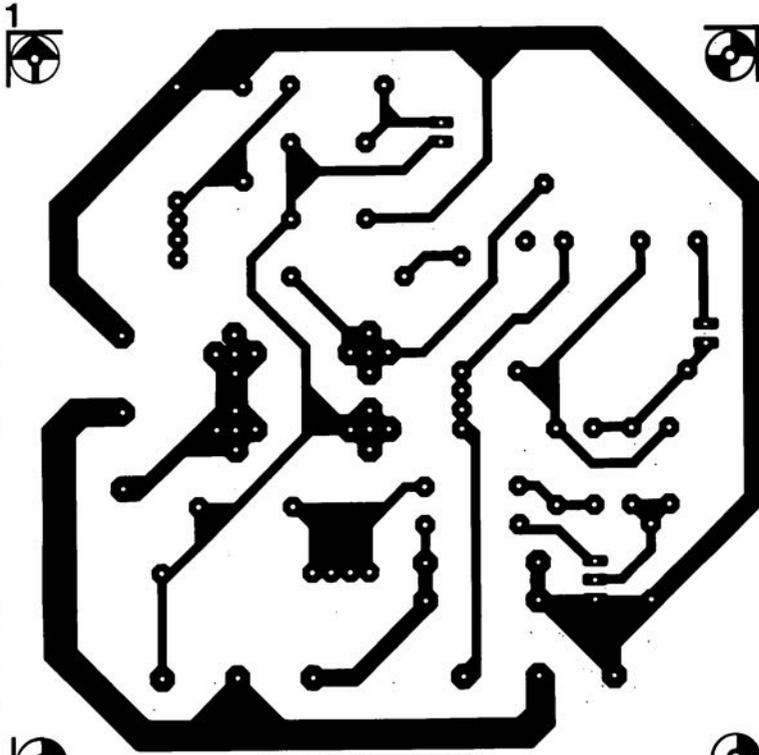
- IC1 = TL 082

#### Divers:

- 6 picots
- 1 ampoule mignonnette à incandescence, 12 à 15 V/20 mA

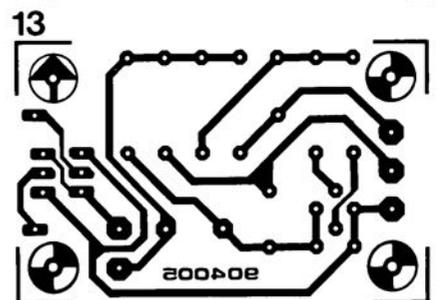
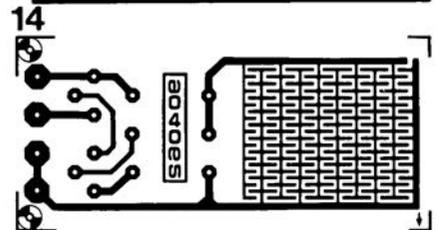
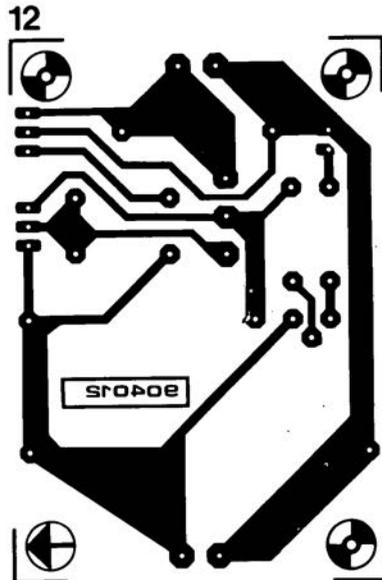
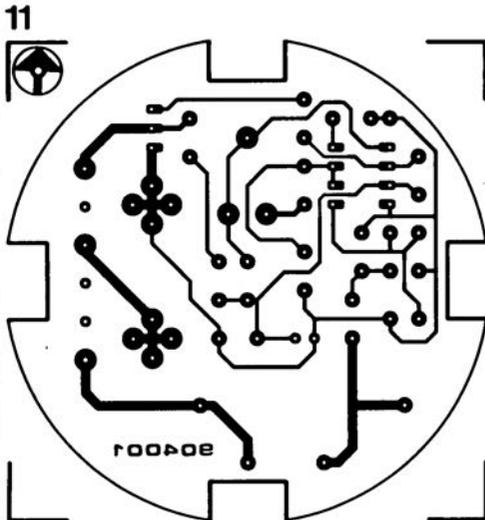
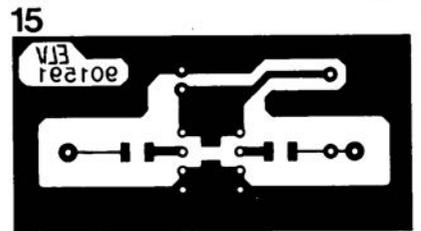
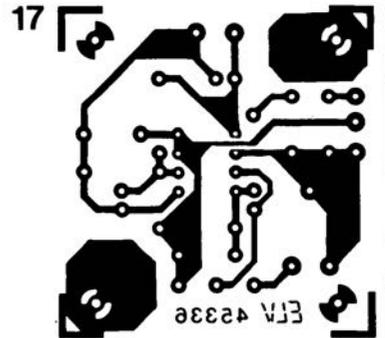
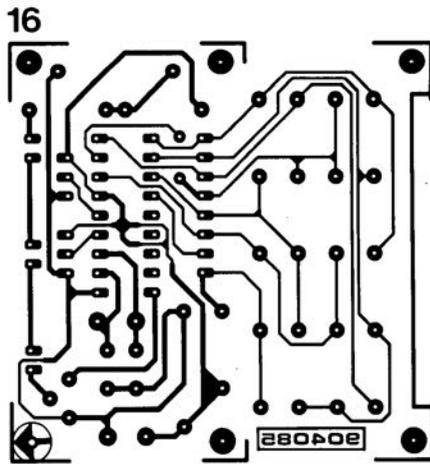
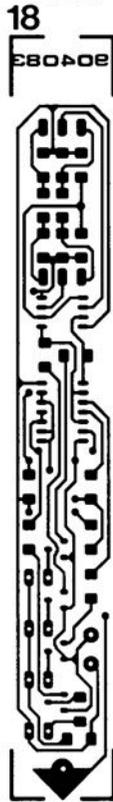
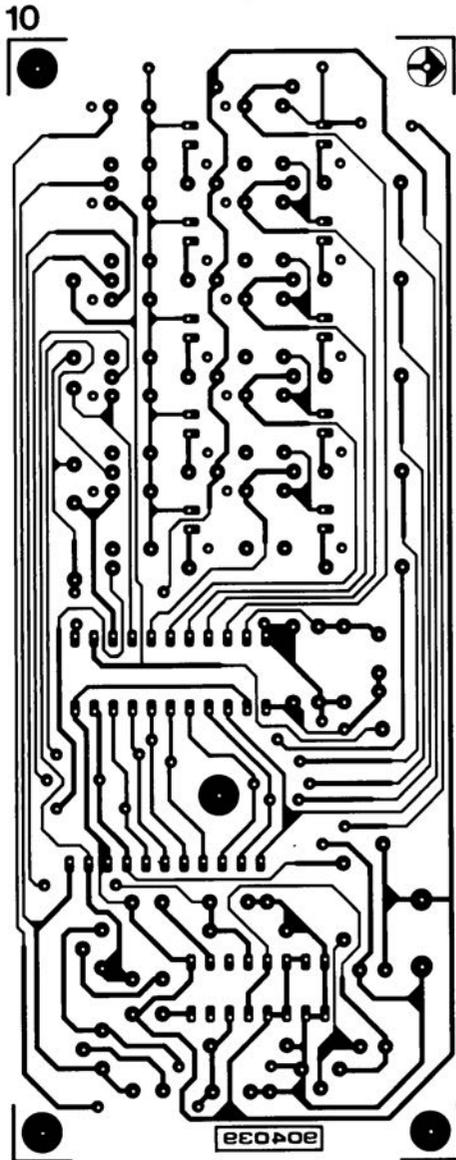
Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé dessiné pour ce montage.

# SERVICE

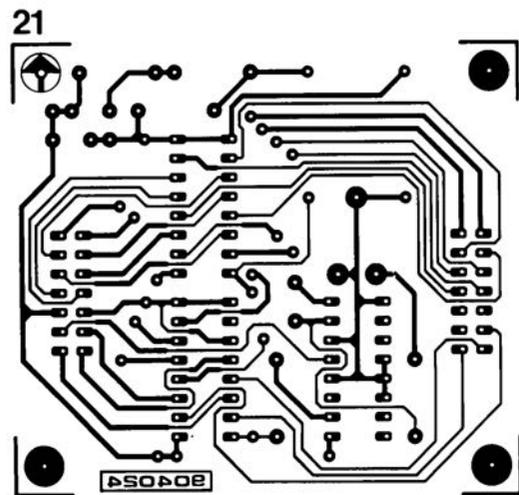
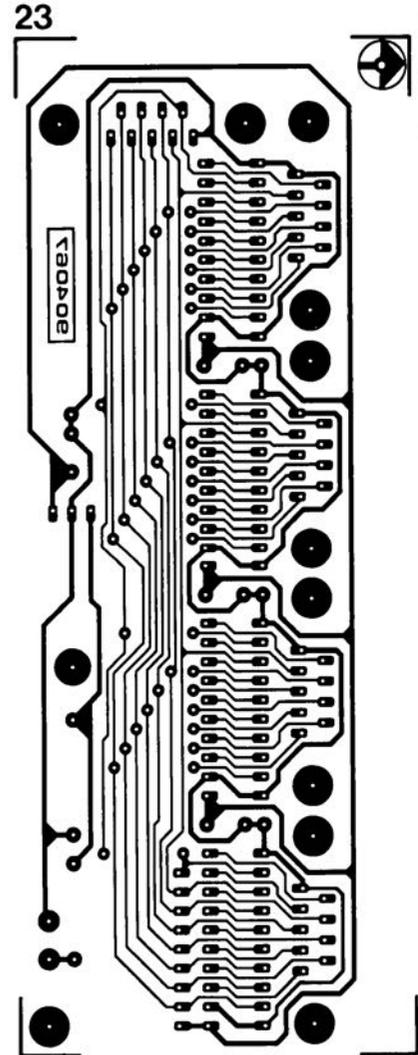
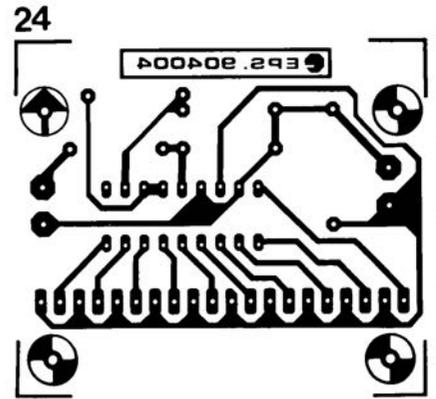
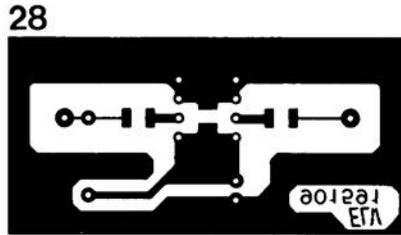
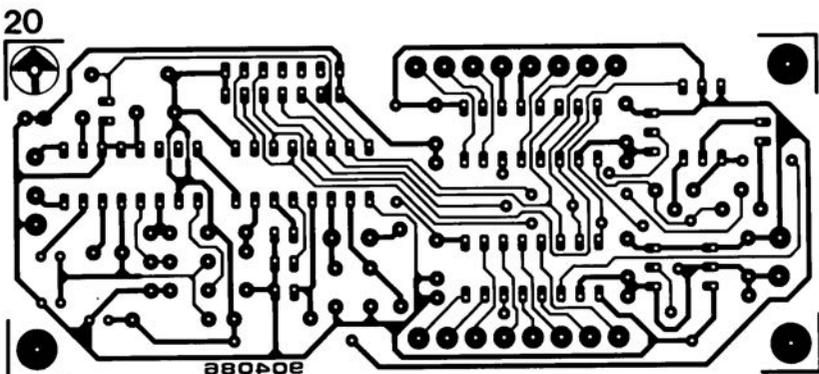
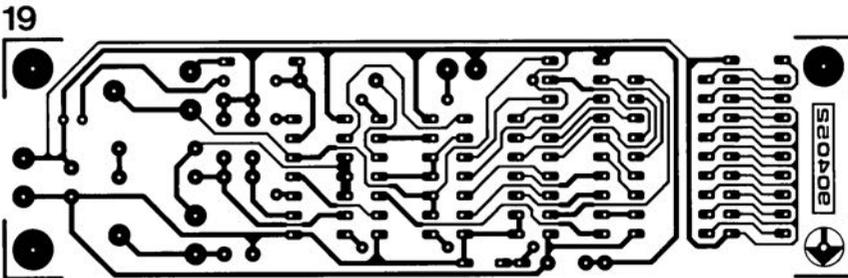
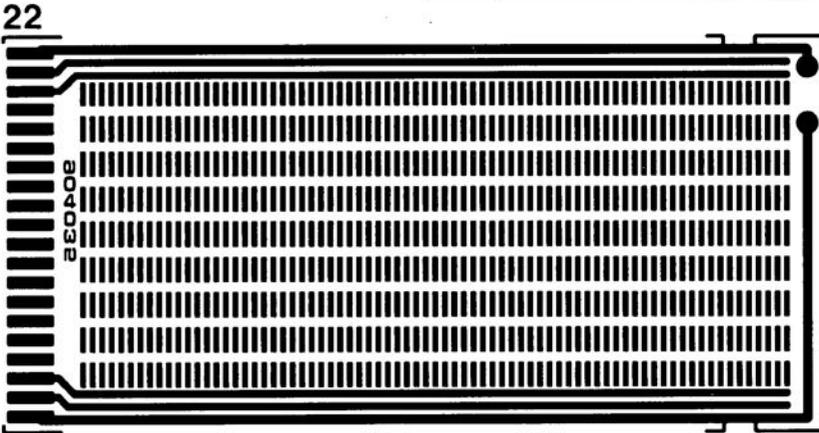


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE



description d'un kit ELV

# ampli d'antenne à large bande

de 40 à 860 MHz

L'amplificateur d'antenne proposé ici convient tant aux applications TV (ensemble des canaux VHF et UHF) qu'à la réception d'émissions de radio FM. Outre sa bande passante importante, ce montage se caractérise par un gain important de 20 dB (!) et par son mode d'alimentation particulier, dit fantôme.

Un amplificateur d'antenne peut rendre d'éminents services lorsqu'il faut augmenter le niveau d'un signal capté, d'où qu'il provienne. Pour garantir une amplification du signal utile et non pas celle du bruit, il est recommandé de placer l'amplificateur d'antenne le plus près possible de la source, ce qui signifie ici directement sur l'antenne-même, ceci de manière à éviter les pertes dues aux lignes de transmission (le rapport signal/bruit ne cesse de se détériorer lors d'une augmentation de la longueur de la liaison entre l'antenne et l'entrée de l'amplificateur).

Cet amplificateur d'antenne est conçu de façon à pouvoir être relié à l'antenne par l'intermédiaire de la liaison la plus courte possible et donc à être placé à proximité immédiate de celle-ci; ce montage présente en outre l'avantage de ne pas nécessiter d'alimentation propre.

L'amplificateur d'antenne est en effet doté d'une alimentation dite fantôme, c'est-à-dire qu'il reçoit son alimentation par l'intermédiaire de la ligne d'antenne.

La **figure 1** montre que la courbe du gain est bien uniforme et cela sur une bande passante relativement large.

## Implantation et principe de fonctionnement

L'amplificateur d'antenne est inséré à l'emplacement d'une connexion existante, aussi près que possible de l'antenne. On procède pour ce faire à un débranchement de la connexion existante et le connecteur en provenance de l'antenne est enfiché dans l'embase d'entrée prévue à cet effet sur le montage,

l'embase de sortie de l'amplificateur recevant la fiche de la liaison qui allait à l'origine vers le téléviseur. Toute l'opération d'implantation se limite à cette petite intervention.

L'amplificateur d'antenne procède à une amplification du signal avec un gain de quelque 20 dB, de sorte que les pertes dues aux liaisons perdent leur effet sur le rapport signal/bruit et que l'on dispose à l'extrémité de la ligne, c'est-à-dire à l'entrée d'antenne du téléviseur, d'un niveau de signal utile plus important.

Comme il s'agit d'un amplificateur actif il va sans dire qu'il lui faut une alimentation. Cette alimentation est fournie à l'amplificateur directement à travers les lignes de transmission de l'antenne. Ce mode d'alimentation est appelé alimentation-fantôme.

Pour ce faire, le sous-ensemble d'alimentation est intercalé dans la connexion d'entrée d'antenne du téléviseur. La fiche d'antenne est extraite de l'embase de téléviseur et enfichée dans l'embase d'entrée de l'alimentation-fantôme, l'embase de sortie de l'alimentation-fantôme étant reliée elle à l'embase d'entrée d'antenne du téléviseur.

La tension fournie par l'alimentation-fantôme doit être comprise entre 5 et 8 V. Elle pourra être fournie par exemple par un module d'alimentation secteur fournissant une tension comprise entre 5 et 8 V, qu'elle soit régulée ou non, peu importe. En règle générale, une version non régulée fournit, hors-charge, une tension de sortie d'un niveau supérieur à la valeur nominale en charge normalement indiquée sur le module. Pour cette raison, il est recommandé, lors de l'utilisation d'un module non régulé, de mettre le sélecteur de tension sur

4,5 V. En pratique la tension à vide est alors comprise entre 6,5 et 7 V, niveau qui convient parfaitement à notre alimentation-fantôme.

Le jack de 3,5 mm du module d'alimentation secteur vient s'enficher dans l'embase prévue à son intention sur l'alimentation-fantôme. Le sous-ensemble d'alimentation procède alors une combinaison de la tension d'alimentation et du signal

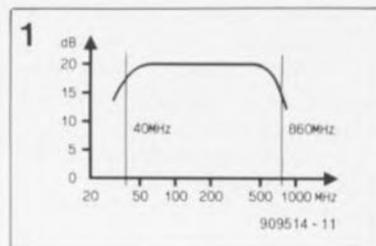
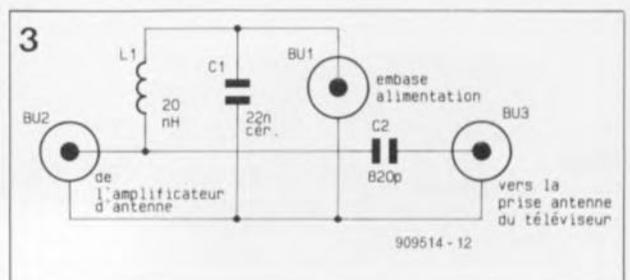
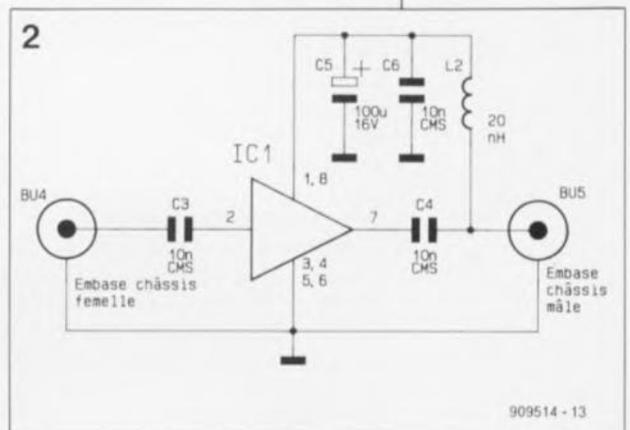


Figure 1. Évolution de la courbe de gain en fonction de la fréquence.

Figure 2. Schéma de l'amplificateur d'antenne.

Figure 3. L'électronique ultra-simple de l'alimentation-fantôme.

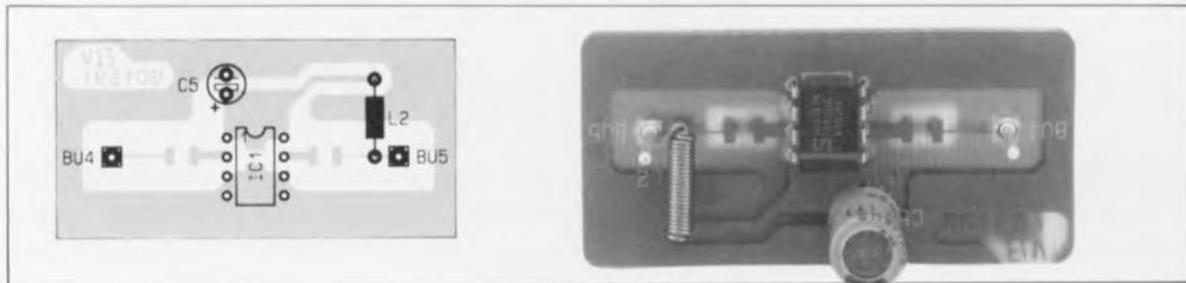
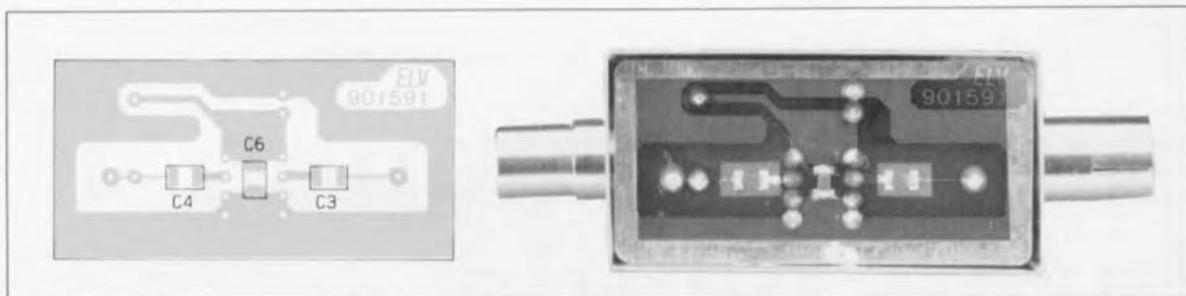


**Figure 4.** Vue du dessous de la platine de l'amplificateur (le couvercle ayant été, bien entendu, enlevé).

Les trois condensateurs CMS prennent place côté pistes.

**Figure 5.** Vue plongeante à l'intérieur du boîtier de l'amplificateur, couvercle enlevé.

Sérigraphie de l'implantation des composants.



Liste des composants

- Condensateurs:  
 C1 = 22 nF céramique  
 C2 = 820 pF  
 C3, C4, C6 = 10 nF (CMS)  
 C5 = 100 µF/16 V

- Semi-conducteurs:  
 IC1 = NE5205 (Signetics/Philips)

- Divers:  
 L1, L2 = self 20 nH  
 BU1 = embase châssis 3,5 mm  
 BU2, BU4 = embase coaxiale femelle  
 BU3, BU5 = embase coaxiale mâle  
 2 enclos de blindage 70 mm de fil de cuivre argenté

en provenance de l'antenne, de sorte que la tension d'alimentation arrive à l'amplificateur proprement dit par l'intermédiaire des lignes d'antenne. Parallèlement, le sous-ensemble d'alimentation procède, à proximité immédiate de l'entrée d'antenne du récepteur, à une élimination de la tension d'alimentation de sorte que l'on trouve à l'entrée HF du téléviseur le signal d'antenne débarrassé de toute composante continue.

L'avantage majeur d'une alimentation-fantôme est qu'elle permet de se passer d'une alimentation distincte (prise secteur) à l'endroit considéré (l'amplificateur) et qu'il n'est pas nécessaire de prévoir de ligne d'alimentation distincte.

Ni l'antenne ni l'entrée HF du téléviseur ne doivent présenter de composante de tension continue; ceci explique que tant la sortie de l'alimentation fantôme en direction du téléviseur que l'entrée de l'amplificateur reliée à l'antenne sont découplées en tension continue.

**L'électronique du montage**

La figure 2 donne le schéma de l'amplificateur d'antenne. Le signal HF en provenance de l'antenne arrive à l'embase BU4 et à partir de là atterrit, à travers le condensateur de découplage C3, à l'entrée de l'amplificateur intégré, un NE5205. Le signal y subit un gain de 10, ce qui

correspond à 20 dB. Le signal amplifié disponible à la sortie (broche 7) arrive, par l'intermédiaire du condensateur C4 à l'embase de sortie BU5. À partir de là, le signal HF reprend son trajet standard vers le téléviseur. La self L2 bloque le signal HF.

Simultanément, la tension d'alimentation est appliquée à l'embase BU5 par l'intermédiaire de la ligne venant de l'antenne. La présence du condensateur C4 empêche cette tension d'atteindre la sortie de l'amplificateur IC1; elle prend une dérivation par la self de découplage L2 en direction des broches d'alimentation de ce circuit intégré, à savoir 1 et 8. Les condensateurs C5 et C6 bloquent les parasites HF.

La figure 3 donne le schéma de l'alimentation fantôme. On retrouve un aiguillage similaire à celui que présentait le schéma de l'amplificateur. Le signal HF en provenance de l'amplificateur d'antenne arrive à l'embase BU2 d'où il atterrit, à travers le condensateur C2, à l'embase BU3 qui est reliée à l'entrée d'antenne du téléviseur. La self L1 bloque les signaux HF, tandis que la tension continue présente à l'embase d'alimentation BU1 peut arriver à l'embase BU2 à travers la self L1. À partir de là, la tension d'alimentation suit la ligne d'antenne vers l'amplificateur, la voie vers le téléviseur à travers le condensateur C2 étant bloquée. C1 procède à un filtrage supplémentaire des signaux HF de façon à éviter l'injection de parasites à haute fréquence sur les lignes d'alimentation en provenance du module secteur.

**La réalisation**

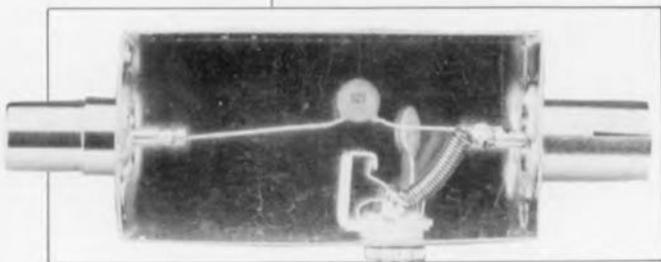
Bien que cette opération soit relativement simple, elle n'en demande pas moins un rien de dextérité

puisque l'on a affaire à une certaine miniaturisation.

Commençons par l'étage d'amplification. La première étape consiste à mettre en place 3 condensateurs CMS (Composant pour Montage en Surface) aux emplacements prévus sur la sérigraphie, mais comme le montre la figure 4, ces composants miniatures sont à souder côté pistes. Si vous êtes un fidèle lecteur d'Elektor, vous savez comment vous y prendre pour réussir cette opération. N'allez pas penser que nous avons opté pour cette solution uniquement dans le but de vous embêter. Il ne faut pas oublier que nous travaillons en HF, ce qui impose quelques contraintes. Nous avons utilisé des CMS en raison de leurs caractéristiques spécifiques dues à leur très petite taille. Il faut en outre réaliser un montage aussi compact que possible.

Nous mettons ensuite IC1 en place (côté composants) avant de le souder côté pistes. Il reste alors à positionner la self L2 en veillant à l'absence de court-circuit que pourrait produire cette mise en place. On réalise, à l'aide d'un morceau de tôle de fer blanc un enclos faisant le tour de la platine. Il ne faut pas encore souder les deux extrémités jointives. On y plante, de l'extérieur, d'une part l'embase d'entrée et de l'embase de sortie, diamétralement opposées à la précédente. On procède ensuite à la soudure circulaire des embases à l'intérieur de l'enclos de tôle de fer blanc.

Cette opération terminée, on peut positionner le blindage autour de la platine, celle-ci étant introduite par le dessous, de manière à ce que le côté composants (avec IC1) soit orienté vers les bornes des embases. Après avoir disposé la platine à 4 mm environ du rebord



inférieure de la tôle de blindage on peut effectuer la soudure de l'un des côtés de la platine à la tôle de blindage. On procède ensuite à la soudure des deux petits côtés avant de terminer par le dernier grand côté. N'ayez pas peur de mettre de la soudure; évitez cependant de faire des courts-circuits. Il restera à obturer l'orifice de 6 mm percé dans le blindage (les blindages de l'amplificateur et de l'alimentation fantôme sont identiques; l'orifice de 6 mm est destiné à recevoir l'embase femelle pour le jack de 3,5 mm de l'alimentation). On relie ensuite, à l'aide d'un morceau de fil de cuivre argenté de 15 mm de long environ, l'embase d'entrée aux orifices correspondants prévus sur le circuit imprimé,

l'embase de sortie l'étant de la même manière à l'autre point prévu sur la platine.

L'alimentation fantôme ne nécessite pas de circuit imprimé. Les embases d'entrée et de sortie sont implantées dans et soudées à l'enclos de blindage selon la technique décrite plus haut. L'orifice latéral de 6 mm reçoit l'embase pour le jack du module d'alimentation secteur. Celle-ci est fixée en place à l'aide d'un contre-écrou classique.

L'âme de l'embase d'entrée est reliée à celle de l'embase de sortie par l'intermédiaire du condensateur C2. Le contact central de l'embase d'entrée est relié au pôle positif de l'embase d'alimentation de 3,5 mm à travers la self L1. Le contact de masse

de cette embase d'alimentation sera soudée à la surface intérieure du blindage. Le condensateur de découplage C1 est soudé entre les deux broches de l'embase d'alimentation.

Après avoir vérifié une dernière fois la qualité de sa réalisation tant pour l'amplificateur que pour l'alimentation, on pourra procéder aux premiers essais. Si tout fonctionne comme prévu, on pourra mettre en place les couvercles sur les boîtiers et effectuer leur soudure.

Il faudra veiller à effectuer des soudures parfaitement étanches, sachant que ces montages peuvent avoir à affronter les intempéries. **M**

# ELEKTURE

Nous voici à l'aube de quelques semaines de vacances bien méritées. Nous vous proposons quelques ouvrages pour occuper "intelligemment" vos moments perdus.

## Systèmes d'exploitation, concepts et algorithmes

J. Beauquier,  
B. Bérard



## Types de données et algorithmes

C. Froidevaux,  
M.C. Gaudel,  
M. Soria

Ces deux ouvrages sont destinés tout particulièrement aux étudiants en informatique, aux professionnels désirant approfondir leurs connaissances ainsi qu'à toutes personnes pensant que l'informatique fait aujourd'hui partie de la culture du XX<sup>ème</sup> siècle.

Le livre de Beauquier introduit une nouvelle manière, claire et simple, de présenter les systèmes d'exploitation des ordinateurs. Il dégage les concepts de base, sur lesquels reposent les systèmes existants et décrit la partie essentielle de leur fonctionnement sous forme d'algorithmes. Ces éléments fondamentaux sont illustrés de nombreuses

figures et d'exercices basés sur des systèmes réels.

Les 21 chapitres de cet ouvrage abordent 6 thèmes principaux: Eléments de base, synchronisation de processus, ordonnancement, mémoire, sécurité, systèmes répartis.



Chaque chapitre est suivi de questions et d'exercices progressifs, permettant au lecteur de tester son niveau d'assimilation, les exercices clés étant corrigés de manière exhaustive en fin d'ouvrage.

Celui de Gaudel est profondément original par sa présentation étroitement imbriquée qui est faite de différents aspects complémentaires de la conception d'algorithmes et de structures de données efficaces: spécification, programmation, analyse. Chacun de ces aspects est traité avec clarté et rigueur sans éluder les difficultés.

Ce livre introduit les fondements de l'analyse de la complexité des algorithmes et la notion de type abstrait. Il présente divers types de données et montre comment le choix de tel ou tel type influe sur la réalisation d'un algorithme et ses performances. Il expose en détail les principaux algorithmes pour trois classes de problèmes: recherche, tri, graphes.

Les différents points traités sont

amplement illustrés par des exemples et accompagnés de nombreuses figures et par plus de 300 exercices.

En conclusion: ce ne sont peut-être pas des livres à mettre sur sa table de chevet (et encore), mais, sans doute aucun, des ouvrages auxquels on fera appel pour en savoir plus et maîtriser mieux la matière.

McGraw-Hill  
28, rue Beaunier  
75014 Paris

Deux ouvrages consacrés à dBASE IV, le logiciel de gestion de bases de données relationnelles par excellence, et écrits par le même auteur, chez le même éditeur.

## dBASE IV

Henri Lilen

### Guide complet de l'utilisateur

Ces deux ouvrages sont en fait complémentaires. Si le premier s'adresse aussi bien au débutant qu'à tous ceux qui travaillent déjà avec ce logiciel, le plus célèbre des logiciels de gestion de bases de données relationnelles qui soit. Il couvre toutes les fonctionnalités du programme, depuis le "Centre de contrôle" jusqu'au "mode commandes".

Très pédagogique et largement illustré d'exemples, il traite de la mise en service de dBase, de la gestion des fichiers des opérations avancées (extractions, vues, relations, formulaires, étiquettes, rapports, etc), puis liste et commente toutes les commandes applicables dans les modes retenus, y compris les commandes SET, ainsi que les fonctions et les variables système.

## Pratique de dBASE IV

Henri Lilen

### Initiation à la programmation

Ce second ouvrage constitue un cours pratique à la programmation sous dBASE IV. S'adresse à des lecteurs non encore versés dans l'art de la programmation mais qui savent déjà comment utiliser dBASE dans ses modes assisté (sous le Centre de contrôle) et commandes (à partir du point d'appel). La programmation y est enseignée selon les deux méthodes possibles: en direct et via le générateur d'applications.

Le lecteur y apprendra quelles sont les structures principales des programmes (commandes, branchements conditionnels, boucles, etc.).

Il étudiera plus particulièrement certaines caractéristiques typiques de dBase (création et usage des menus, des fenêtres, entre autres). Toutes ces notions sont expliquées et développées avec ce nombreux exemples pratiques à l'appui.

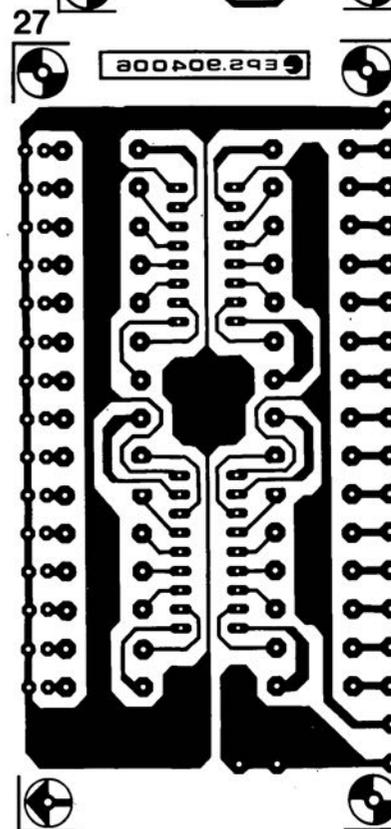
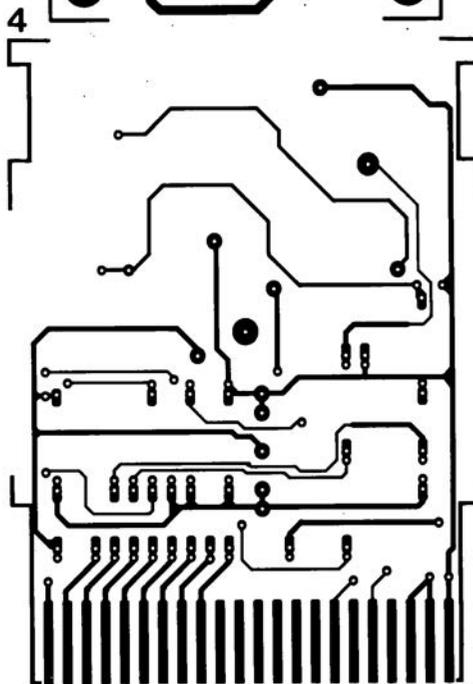
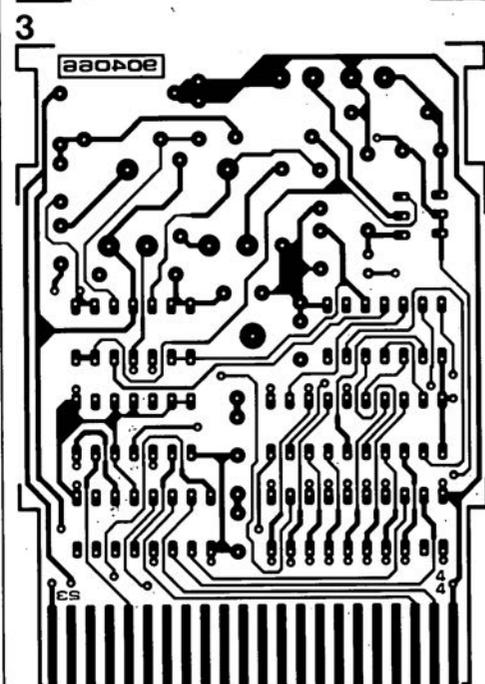
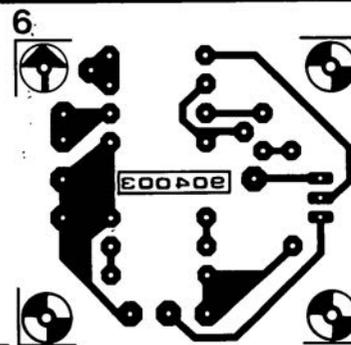
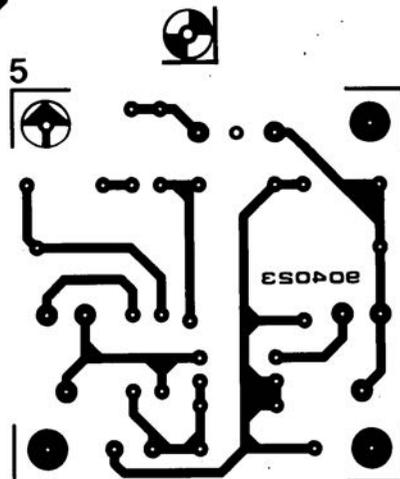
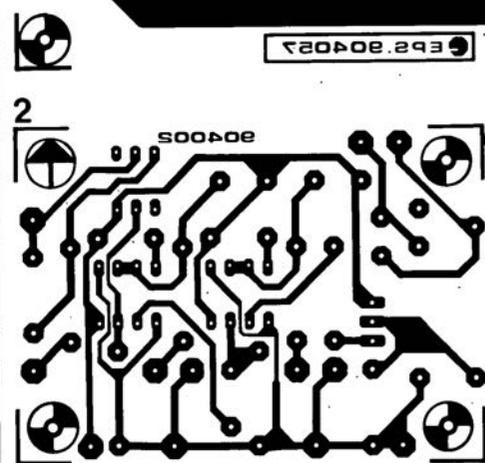
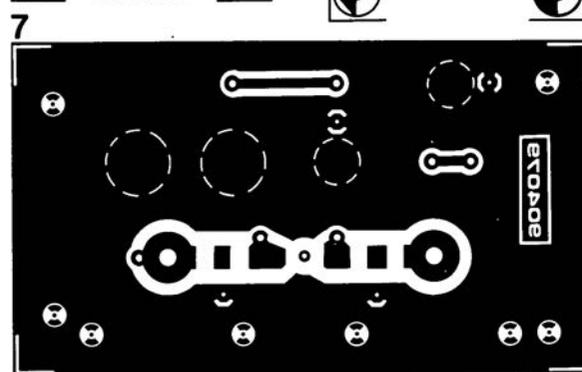
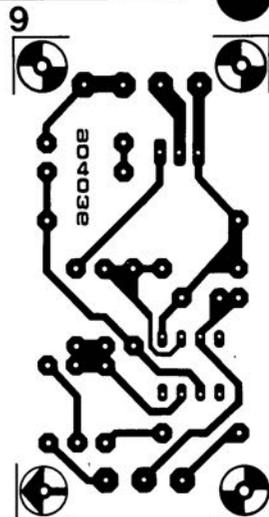
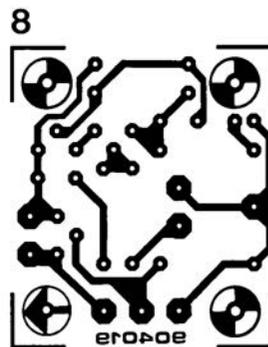
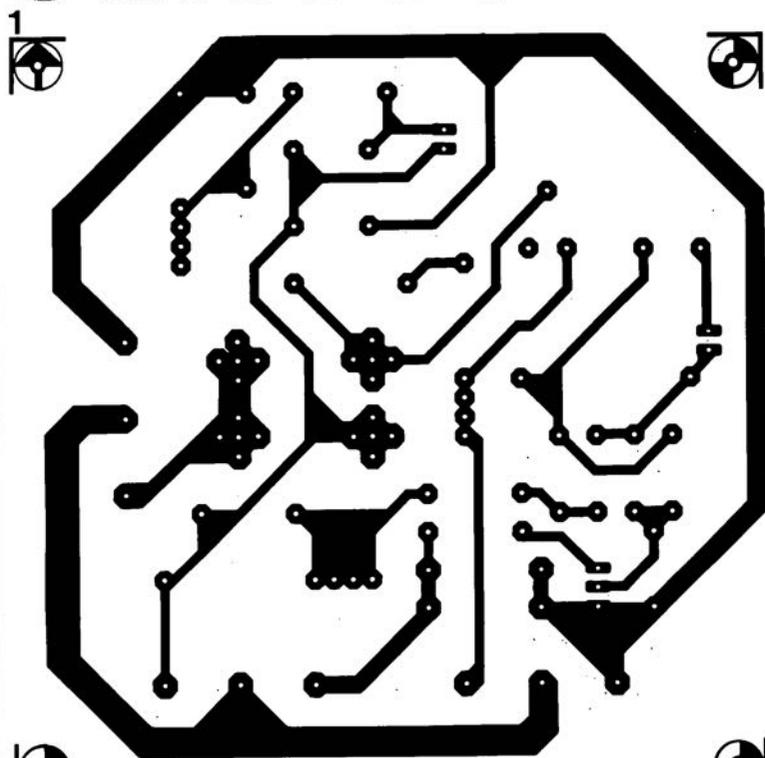
Ayant acquis les notions de base indispensables, le lecteur pourra ensuite se référer à l'ensemble du jeu des commandes de dBase, y compris les commandes SET, des fonctions et des variables système, listées et commentées par ordre alphabétique. De nombreuses annexes de synthèse terminent cet ouvrage indispensable à qui souhaite bien démarrer en programmation dBase.

Editions Radio  
189, rue St Jacques  
75005 Paris



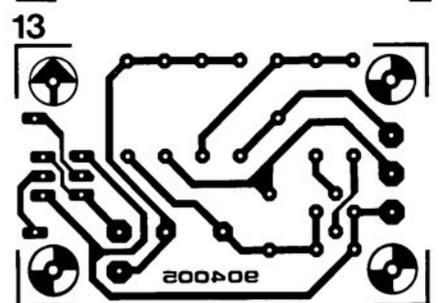
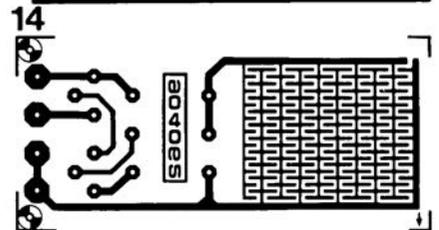
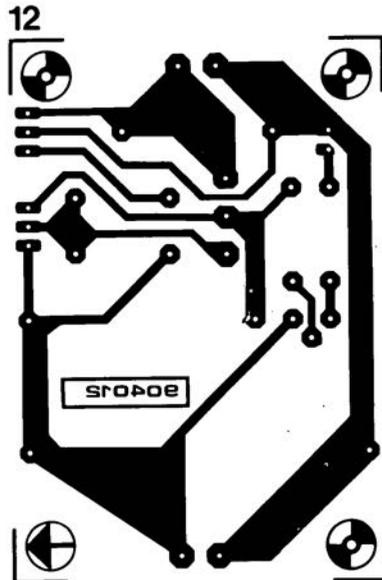
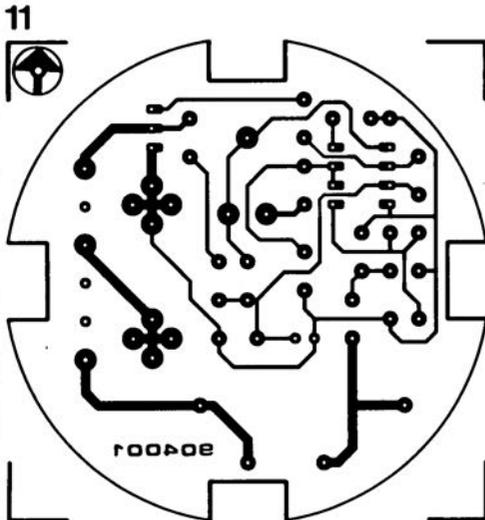
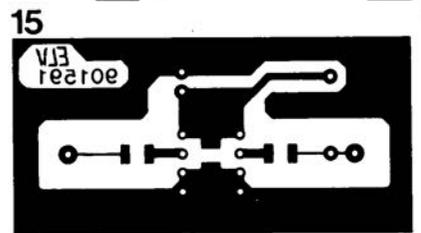
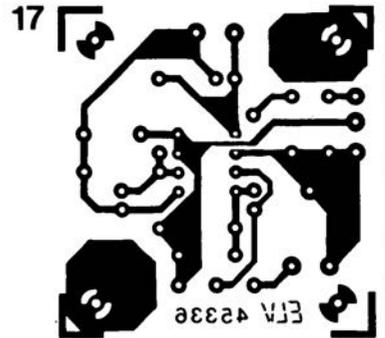
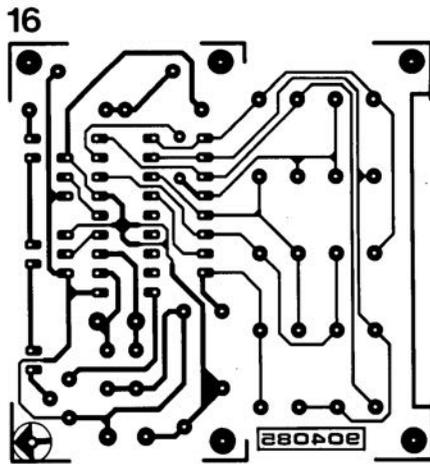
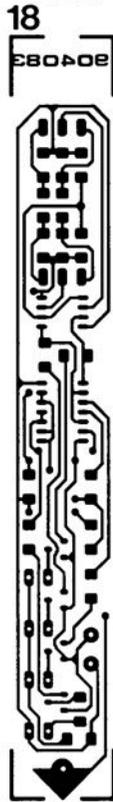
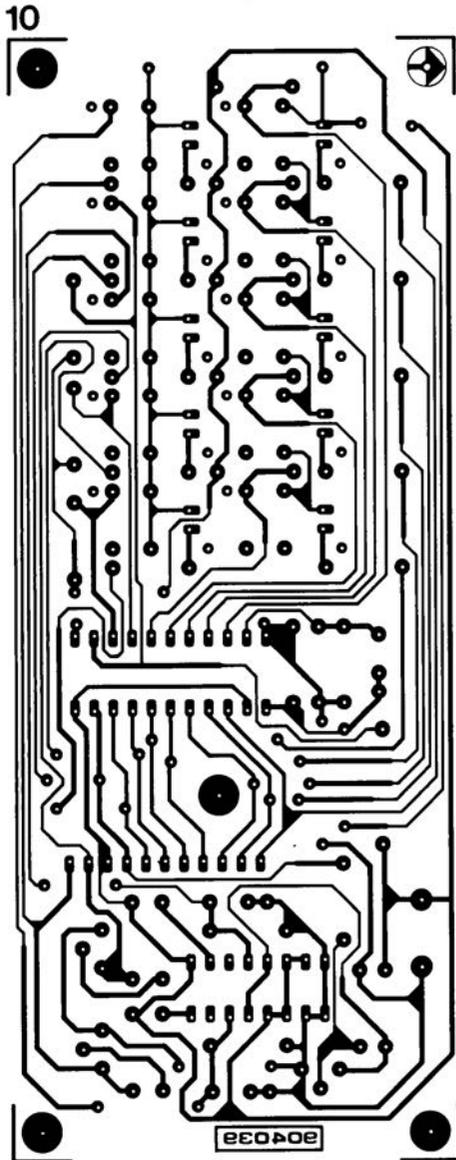
Mise en service	5
Gestion des fichiers	15
Opérations avancées	81
Les commandes/Commandes SET	181/217
Les fonctions/Variables système	243/279
Compléments pratiques	287
Comment faire pour...	307

# SERVICE

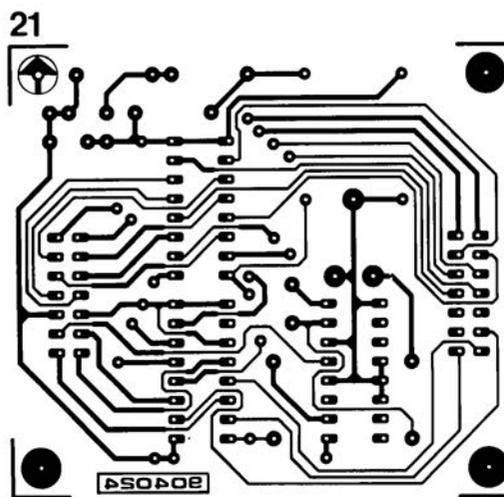
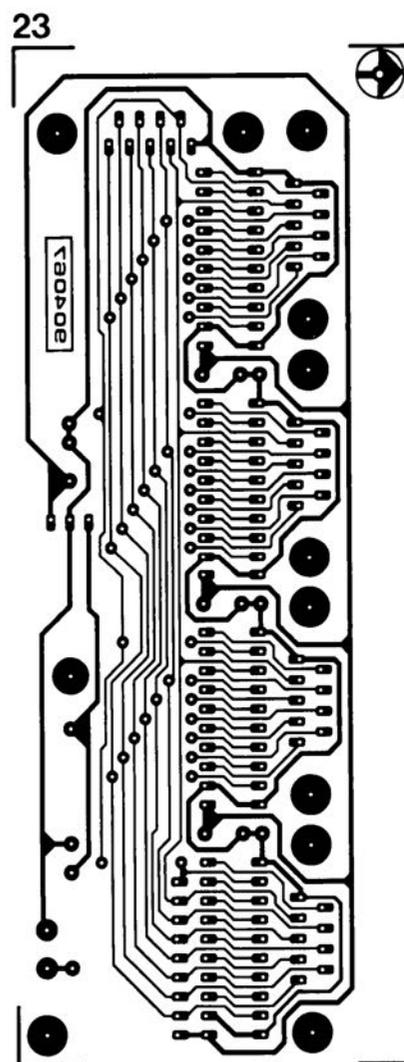
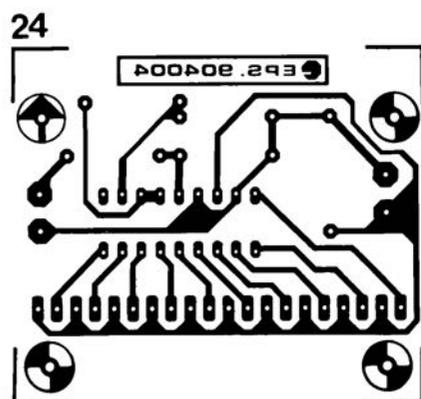
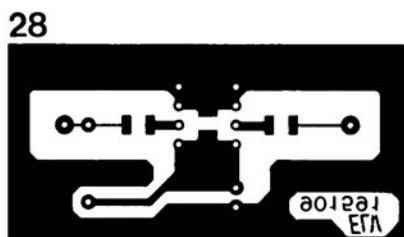
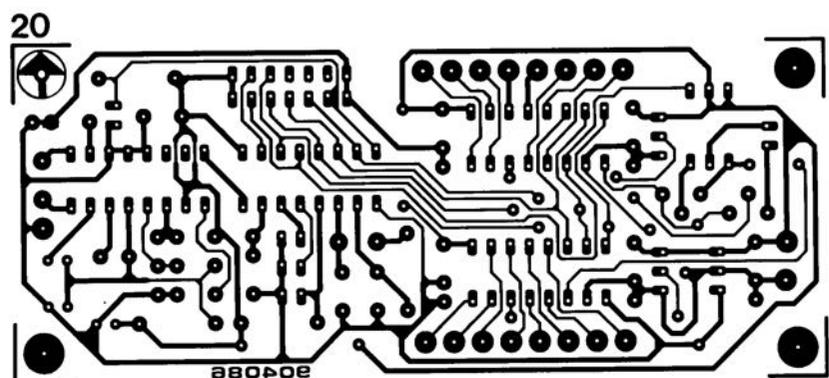
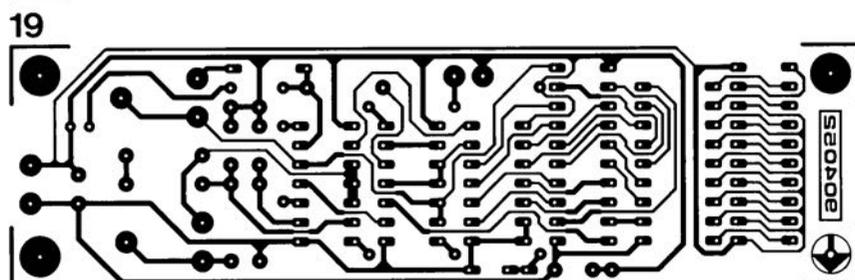
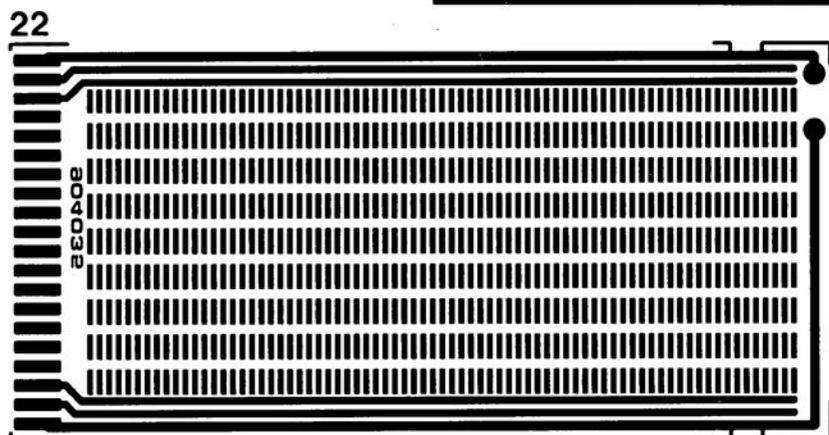


# SERVICE

- 1 Interrupteur 220 V esclave
- 2 Concierge électronique
- 3 Carte A/N-N/A pour C64: côté pistes
- 4 Carte A/N-N/A pour C64: côté composants
- 5 Secteur-scope
- 6 Chargeur de CdNi de luxe
- 7 Amplificateur UHF compact
- 8 LED clignotante économique
- 9 Gradateur pour ampoules 12 V
- 10 Commutateur d'entrées audio à commande logique
- 11 Éclairage automatique pour cage d'escalier
- 12 Alimentation 5 V robuste
- 13 Testeur de transistors
- 14 Alarme de débordement pour baignoire
- 15 Amplificateur d'antenne
- 16 Télécommande IR: l'émetteur
- 17 Générateur-étalon 1 kHz
- 18 Sonde logique
- 19 Moniteur de temps d'accès pour HD
- 20 Télécommande IR: le récepteur
- 21 Silencieux de commutation pour le central de commutation audio
- 22 Platine d'expérimentation pour CMS
- 23 Distributeur de signal vidéo
- 24 Wattmètre rustique
- 25 Indicateur de crête pour enceinte
- 26 Gong à 3 tons
- 27 Jauge électronique
- 28 Amplificateur d'antenne



# SERVICE



# SONMAIRE

## Divers

37 Bloc-notes <i>R. Evans</i> .....	58
45 Circuit anti-rebond à 2 sorties <i>H. Smits</i> .....	64
46 Commutateur électronique <i>H. Smits</i> .....	65
22 Détecteur de mouvement <i>O. Bailleux</i> .....	45
58 Détecteur IR passif .....	81
1 Disjoncteur électronique <i>O. Bailleux</i> .....	26
24 Interrupteur électronique "pseudo-sensitif" <i>P. Sicherman</i> .....	47
42 Interrupteur 220 V esclave .....	62
38 Jauge électronique <i>D. Lorenz</i> .....	59
18 LED clignotante économique .....	41
59 Touche d'autorépétition sans rebonds <i>B. Krien</i> .....	82



## Domestique

33 Alarme de débordement pour baignoire <i>D. Lorenz</i> ..	54
91 Commutateur électronique pour antenne <i>T. Schaerer</i>	114
50 Concierge électronique <i>R. Dischler</i> .....	69
43 Dispositif de visualisation .....	63
4 Éclairage automatique pour cage d'escalier <i>G. Kleine</i>	28
103 Émetteur IR .....	125
102 Gong à 3 tons .....	124
13 Lampe de chevet temporisée <i>R. Evans</i> .....	36
26 Lumière perpétuelle <i>O. Bailleux</i> .....	48
35 Récepteur IR .....	56



## Expérimentation

21 Clavier codé <i>O. Bailleux</i> .....	44
6 Commande bidirectionnelle de moteur <i>R. Mennis</i> ..	31
64 Commande numérique de largeur d'impulsion <i>C. Sanjay</i> .....	88
79 Compresseur-expandeur universel .....	104
55 Détecteur de sens de passage .....	73
63 Diviseur programmable <i>H. Smits</i> .....	87
41 Double comparateur à fenêtre .....	61
82 Doubleur de fréquence .....	107
104 Étage de puissance pour ampli-op <i>G. Peltz</i> .....	127
36 Étage de sortie à FETMOS .....	57
31 LED clignotante à PC .....	52
83 Matrice pour mini-clavier .....	108
40 Moniteur thermique .....	60
14 Platine d'expérimentation pour CMS <i>M. Fabisch</i> ..	37
49 Potentiomètre numérique .....	68
90 Relais monostable <i>F. Hueber</i> .....	113
72 Vibrasculé .....	97



## Jeux, modélisme, bricolage

88 Chenillard ultra-simple <i>D. Folger</i> .....	112
85 Compteur de jours <i>M. Ruiters-Franssen</i> .....	109
94 Interphone bifilaire .....	116
2 Moustique électronique <i>J. Beckers</i> .....	26
89 Télécommande par le son .....	113



## Microprocesseur, micro-informatique

29 Bouton feu à répétition <i>K. Nischalke</i> .....	51
96 Carte A/N-N/A pour C64 <i>C. Kuppens</i> .....	118
32 Distributeur de signal vidéo <i>F. Tronchet</i> .....	53
8 Indicateur TURBO .....	33
69 LSD pour SCALP <i>J. Romanus</i> .....	93
75 Moniteur de temps d'accès réel .....	99
71 Ohmmètre pour PC .....	95



## Voiture, moto, vélo

25 Alarme auto discrète <sup>2</sup> .....	47
23 Anti-vol pour diesel <i>R. Vanclaire</i> .....	46
10 Électro-contrôleur auto <i>D. Folger</i> .....	35
80 Gradateur pour ampoules 12 V <i>U. Muench</i> .....	105
27 Soft-start pour feux anti-brouillard .....	49

