

ELEKTOR

l'électronique créative

Hors-gabarit '94

plus de 100 schémas & circuits



mens. 360 FB 16,40 FS

ELEKTOR

numéro double

M 1531 - 194 - 50,00 F



Sommaire

Circuits imprimés en Libre Service	68
Chip Select : ADXL-50	109
L'interfaçage d'une EEPROM X2404 au 8751	110
BP59, le courrier des lecteurs	114
Logiciels : The Real Logic Analyser	115
Marché : PCE-5130C, Moustiko	116

Encart WEKA entre les pages 64 et 65

alimentations

HG	titre	auteur	p.
17	adaptateur d'accu à Gold-Cap	W. Zeller	33
55	alimentation bi-directionnelle		65
71	alimentation pour module LCD	R. Baltissen	81
39	alimentation réalisée en technologie discrète		52
46	auto-générateur de tension d'alimentation négative	E. Berberich	58
12	protection contre les erreurs de polarité		29
50	protège-fusible		61
66	redresseur double alternance à une seule diode		77
21	redresseur idéal		37
83	régulateur 15_V à montée en tension progressive		91
80	temporisation de mise en fonction		88
15	un 7805 alimenté sous 45_V		32

audio, vidéo & musique

HG	titre	auteur	p.
99	amplificateur pour paire de haut-parleurs	A. Tiwana	103
31	chronotemporisateur pour lecteur de D.A.	G. Renker	45
36	compresseur pour guitare	W. Teder	49
7	convertisseur S-VHS → VHS	J. Kircher	26
100	étage de sortie audio robuste		104
62	étage d'entrée idéal		73
20	inhibiteur de copybit autonome		36
60	micro électret pour téléphone à micro au carbone	F. Hueber	72
57	mise hors-fonction rapide pour Le Discret	R. Beck	66
47	potentiomètre à relais commutés		58
75	préamplificateur de classe A en technologie discrète		84
84	réglage de graves par rotacteur		91
70	réglage d'aigus par rotacteur		80
95	réglage physiologique		100

divers

HG	titre	auteur	p.
56	amplificateur opérationnel à trous	G.H.N. Odib	65
96	amplificateurs opérationnels composites		100
52	circuit de commande pour relais bistable	G. Kleine	63
68	diviseur programmable		78
32	filtre Bessel du 8 ^e ordre à double amplificateur opérationnel		46
64	filtre Butterworth du 4 ^e ordre à 1 seul ampli op		75
85	filtre Butterworth du 8 ^e ordre à 1 seul ampli op		92
89	filtre-bouchon pour le 50 Hz		95
6	garde-chiourme thermique pour charges de forte puissance		24
104	interrupteur-esclave rustique		108
40	moniteur de radiateur		53
24	oscillateurs à quartz		38
72	tampon universel pour signal IR		81

domestique

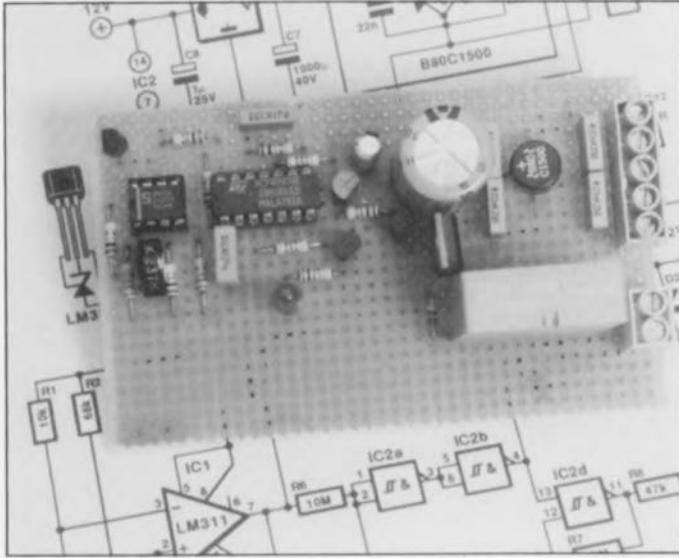
HG	titre	auteur	p.
86	alarme pour valise	A. Tiwana	93
49	auto-démarrage pour télécopieur		60
69	détartreur électronique		79
29	interrupteur crépusculaire rustique	J. Voûte	44
102	répétiteur optique pour sonnette de porte	E. Verbeek	106

expérimentation

HG	titre	auteur	p.
79	amélioration de la fiabilité des interrupteurs optiques	C. Friedrich	88
26	amplificateur programmable		40
48	chaos « électronique »	Leon O. Chua	59
14	circuit de filtre universel	K. Kraus	31
54	comparateur à hystérésis unilatérale		64
88	émetteur de code RC5 pour la mono-carte à 80C535		

W. Hackländer & S. Furchtbar 94

1 chauffage pour bac de développeur

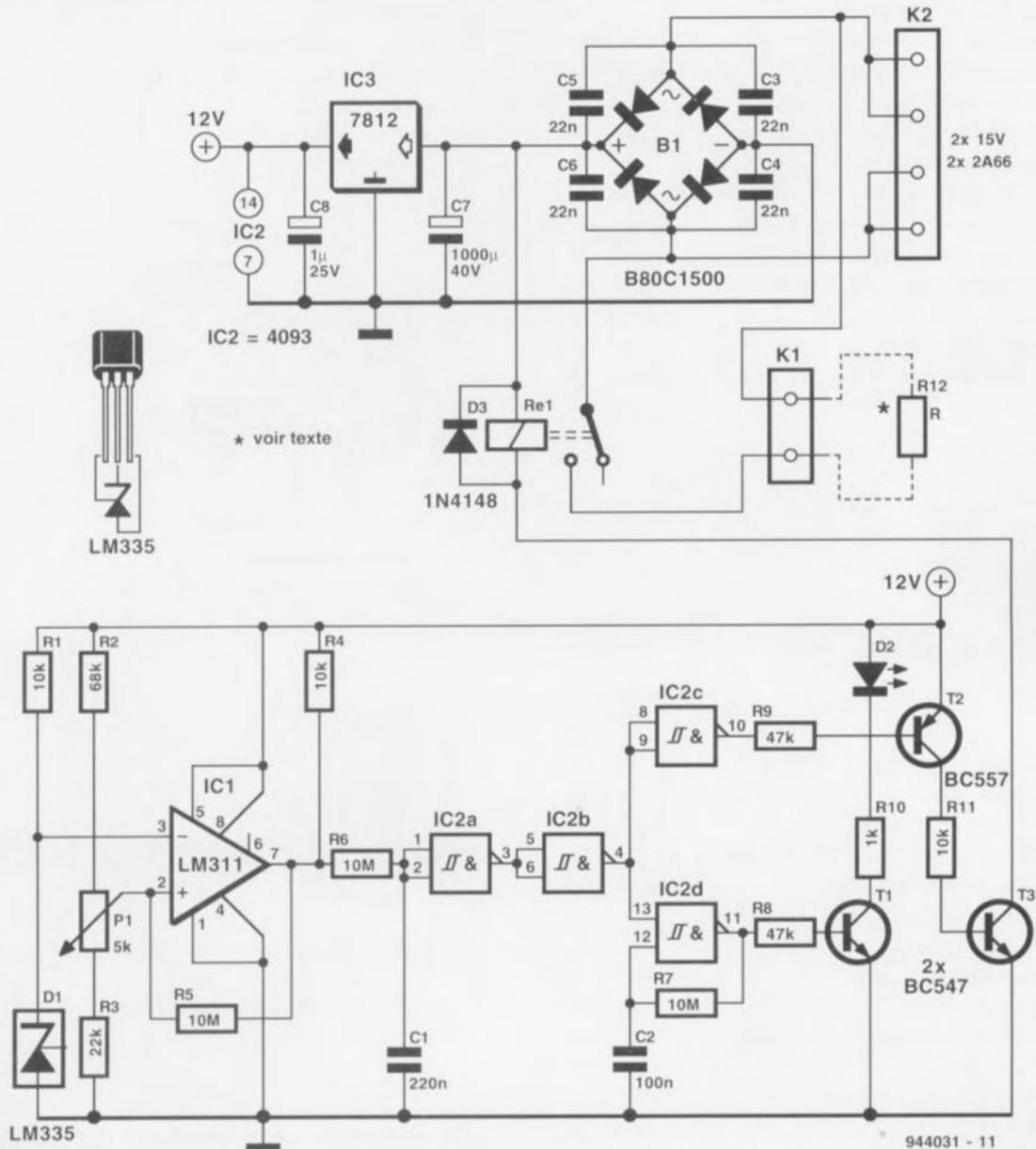


Ce montage, destiné à l'origine au chauffage d'une cuvette à révélateur utilisée pour le développement de circuits imprimés, ne manquera pas d'être utile pour un grand nombre d'entre nos lecteurs, amateurs endurcis de photographie, vu qu'il leur permettra de maintenir à température les bains photographiques qu'ils utilisent dans leur chambre noire.

On se trouve ici en présence d'une plaque chauffante dotée d'un thermostat et prenant l'aspect physique suivant: un boîtier métallique comportant l'électronique et le transformateur faisant office de «support» pour une plaque d'aluminium de 25 × 15cm disposée à 2 cm environ du coffret. L'élément chauffant prend la forme de

quatre résistances de 22 Ω/25 W visées contre la face inférieure de cette plaque en aluminium. Un relais, faisant partie de l'électronique présente dans le coffret, se charge de la commutation du courant traversant ces résistances. Un capteur de température, monté lui aussi sous la plaque d'aluminium, sert d'organe fournissant la grandeur d'entrée à l'électronique de régulation placée à l'intérieur du boîtier métallique.

Le schéma montre que l'électronique est de conception relativement simple. Le capteur de température du type LM335 (D1) fait partie d'un circuit comparateur. La tension présente aux bornes de cette diode thermodéetectrice est proportionnelle à la température. En cas de refroidissement de la plaque



chauffante, la tension aux bornes de D1 tombera, à un moment donné, à une valeur inférieure à celle de la tension de référence, définie à l'aide du potentiomètre P1 et présente sur l'entrée non-inverseuse (+) du comparateur IC1. La sortie du comparateur basculera donc au niveau haut, ce qui résulte, après une triple inversion (introduite par les portes NON-ET à trigger de Schmitt IC2a à IC2c), par la présence d'un niveau bas sur la base du transistor T2. Le dit transistor étant de type PNP, il deviendra passant. Cette commutation du transistor T2 se traduit par le passage à l'état conducteur de T3 et, par conséquent, par l'excitation du relais Re1. R12, l'ensemble des quatre résis-

tances de puissance de $22 \Omega/25 W$ connecté au circuit via le bornier encartable K1, est relié maintenant (via le bornier K2) à l'enroulement secondaire du transformateur et la plaque se met à chauffer.

Dès que la température aura atteint une valeur telle que la tension aux bornes du capteur D1 devient supérieure au niveau de tension (lire température) défini à l'aide de P1, la sortie du comparateur prend un niveau bas, les transistors T2 et T3 bloquent et les contacts du relais sont relâchés. L'hystérésis introduit par la résistance R5 garantit que les seuils de mise en et hors-fonction sont suffisamment «espacés» pour éviter toute entrée en oscillation du relais.

L'ensemble constitué de IC2d, de T1 et de D2 et de leur électronique périphérique constitue un petit détail du circuit fort intéressant. Tant que l'élément chauffant est hors-fonction et que la sortie du comparateur présente donc un niveau bas, la broche 13 de IC2d se trouvera également au niveau bas et cette porte fonctionne uniquement en inverseur: T1 est conducteur et la LED D2 s'illumine. Si, au contraire, l'élément chauffant est actif, la broche 13 se trouve au niveau haut et le réseau R7/C2 entraînera un fonctionnement de IC2d comme oscillateur rectangulaire. Cette technique astucieuse se traduit donc par un clignotement de la LED D2, indiquant que la plaque n'a pas encore

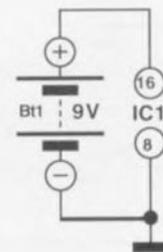
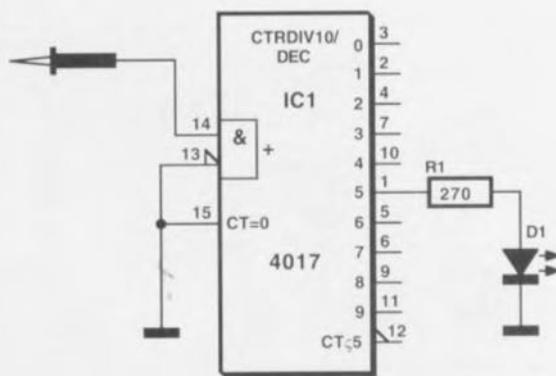
atteint la bonne température.

Dans notre prototype nous avons utilisé un transformateur torique de $2 \times 15 V/2 \times 2,66 A$. Les résistances bobinées en boîtier dissipateur conviennent particulièrement bien pour la réalisation de l'élément chauffant: leur boîtier est déjà doté des orifices de fixation requis. Il faudra faire appel, en ce qui concerne le relais, à un type à 24 V, capable de commuter un courant de 6 A au minimum (tel que le type V23057-B0006-A201 de Siemens par exemple). L'alimentation de l'électronique est des plus classiques: un pont de redressement (B1) et un condensateur électrolytique (C7), le tout suivi d'un régulateur de tension du type 7812.

«nez» pour champs électriques 2

Un circuit intégré logique tout ce qu'il y a de plus courant, une résistance, une LED et une pile compacte de 9 V pour l'alimentation, il n'en faut pas plus pour disposer d'un petit appareil de mesure à la précision honorable, permettant la détection de la présence d'un champ électrique pulsé ou d'un champ alternatif, détection visualisée par l'illumination de la LED.

Il n'est même pas nécessaire, pour cela, qu'il circule un courant dans le conducteur, la simple présence d'une tension suffit à produire le clignotement de la LED. L'« appareil » se compose d'un compteur décimal à 10 sorties décodées du type 4017.



944012 - 11

influence une charge qui, en raison de l'impédance d'entrée extrêmement élevée de ce compteur, constitue un signal d'horloge pour ce dernier. La

LED dotée de sa résistance de limitation prise à une sortie quelconque du circuit intégré clignote au rythme du dixième de la fréquence du champ

alternatif. La consommation de courant de l'ensemble du circuit, LED clignotante y comprise, est de 10 mA.

projet : M. Baireuther

affichage à LED bi-fonctionnel 3

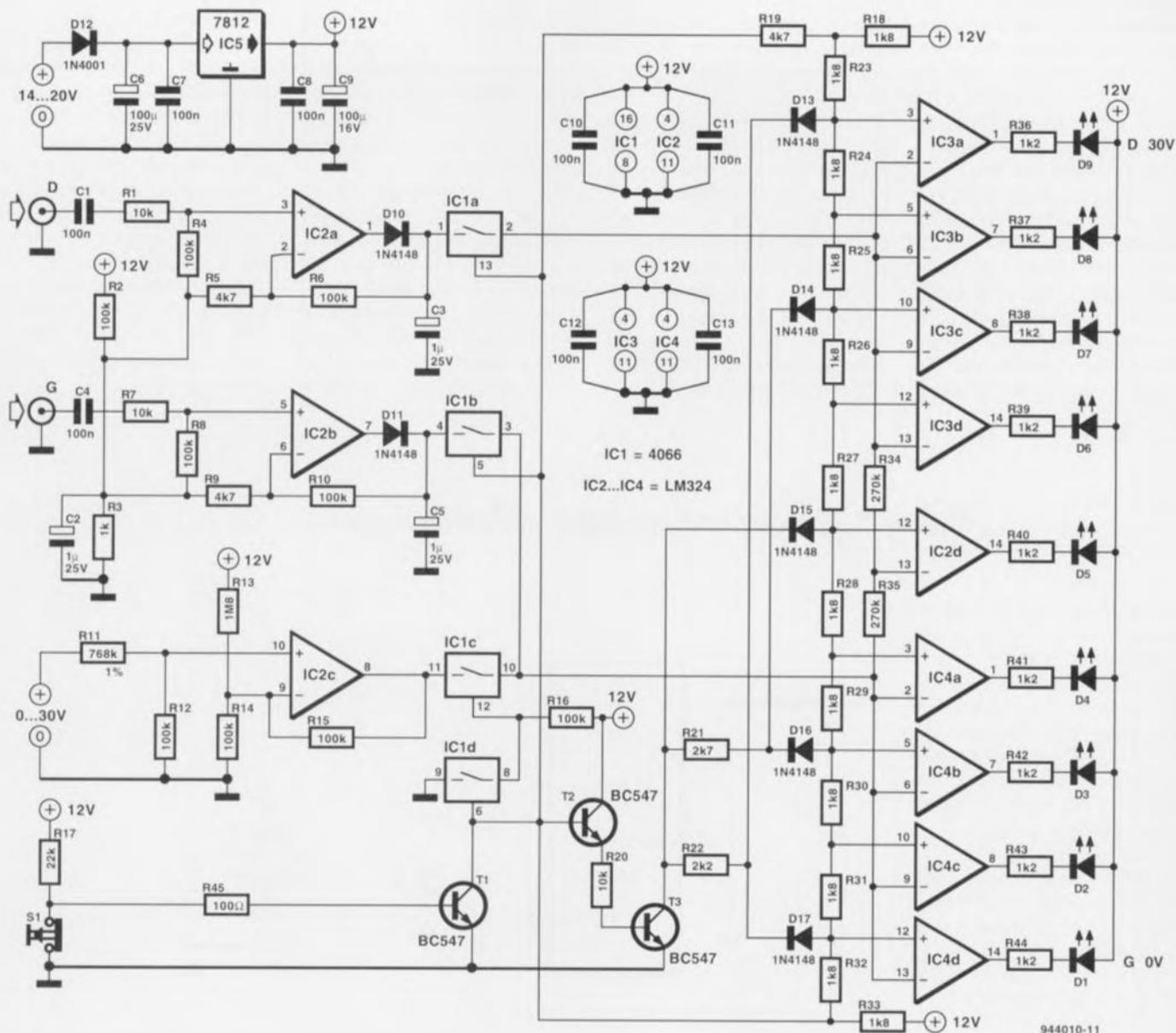
Le circuit décrit dans les paragraphes à suivre peut, dans un récepteur FM stéréo, servir soit d'indication de syntonisation (accord) soit de VU-mètre.

La première de ces fonctions est activée par une action sur la touche S1 (que l'on pourra remplacer éventuellement par un interrupteur standard). En fonction du mode de fonctionnement choisi, le circuit travaille comme une échelle linéaire unique (visualisant le niveau de la tension d'accord) ou comme un VU-mètre stéréo doté d'une double échelle quasi-logarithmique.

Les amplificateurs opérationnels IC2a et IC2b font office de détecteur de crête et chargent les condensateurs C3 et C5 et ce en fonction du niveau de la tension du signal présent sur les entrées D et G – signaux dérivés des sorties LINE du récepteur. Si l'on suppose que la touche S1 n'est pas activée, les tensions de crête redressées sont appliquées aux entrées – des comparateurs intégrés dans les deux LM324, IC3 et IC4. Les transistors T2 et T3 sont passants et l'entrée non-inverseuse (+) de chaque comparateur présente un certain niveau de référence – défini à

l'aide des résistances R21 et R22 et des diodes D13 à D17 – destiné à obtenir une échelle quasi-logarithmique. En absence d'un signal d'entrée aucune LED de l'échelle n'est allumée. En présence du niveau de signal audio le plus faible, seule la LED centrale de l'échelle, D5, s'illumine. Une augmentation du volume se traduira par l'illumination progressive des LED à gauche et à droite de D5. De par leur présence, les résistances R34 et R35 font en sorte que l'illumination de la LED centrale (D5) corresponde au volume moyen des canaux gauche et droit.

Il faudra, pour faire passer le circuit en mode d'indication d'accord, appuyer sur la touche S1. Vu qu'alors le transistor T1 devient conducteur, T2 et T3 bloquent et la polarisation directe (*forward bias*) à travers les diodes D13 à D17 disparaît. Les interrupteurs électroniques IC1a, IC1b et IC1d s'ouvrent simultanément et les tensions de crête redressées n'arrivent donc plus aux LM324. La tension d'accord du récepteur (comprise en général entre 0 et 30 V) commence par subir une atténuation d'un facteur neuf introduite par les résistances R11 et R12 pour



ensuite se voir doubler, amplification introduite par l'amplificateur opérationnel IC2c. Le signal de sortie de cet amplificateur opérationnel est appliqué, via IC1c, aux entrées inverseuses (-) des comparateurs IC3a à IC3d et IC4a à IC4d. Les entrées non-inverseuses de ces

comparateurs étant reliées aux différents points nodaux de l'échelle à résistances R23 à R33, une augmentation de la tension d'accord se traduira donc par l'illumination, de la gauche vers la droite, des LED D1 à D9. La résistance R13 introduit, de par sa valeur, une faible tension de déca-

lage pour IC2c, ce qui se traduit par l'illumination de la première LED de l'échelle en présence d'une tension d'accord de 1V environ. La valeur de la résistance R11 par contre fait que toutes les LED de l'échelle seront actives en présence d'une tension d'accord de 29V environ. Si la tension

d'accord de votre récepteur est différente des 0 à 30V « classiques » il faudra adapter en conséquence les valeurs des résistances R12 et R13.

La consommation du circuit reste inférieure à 150mA.

4

commande d'aiguillage pour modélisme ferroviaire

Ce circuit, qui ne comporte en fait guère plus que quatre portes HCMOS et deux transistors, permet de commander, à l'aide d'un signal (niveau) logique, un aiguillage électrique pour train miniature.

Lorsqu'il s'agit de commander un

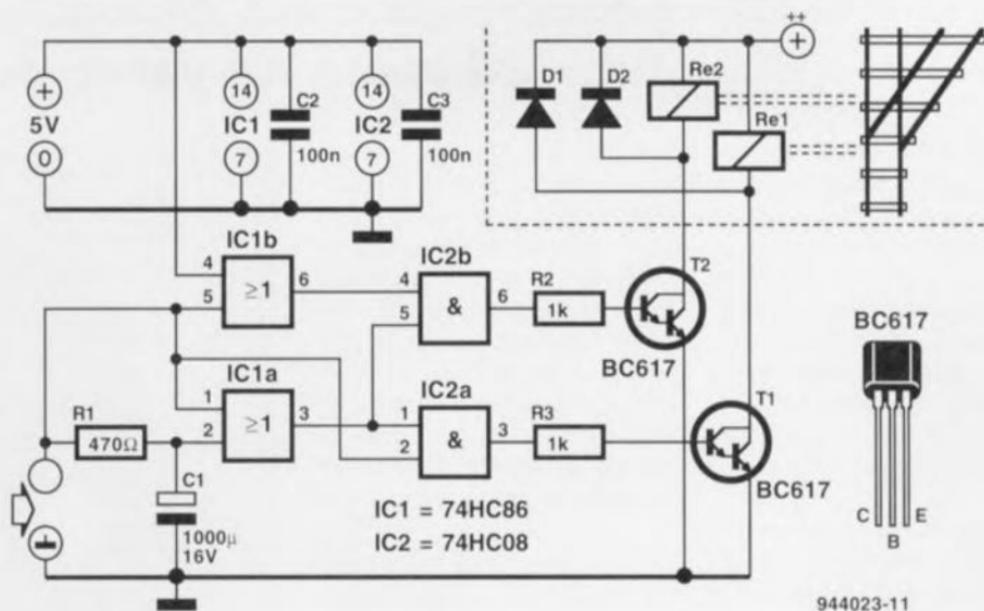
aiguillage électrique il est important de savoir que le changement de voies se fait à l'aide de deux électro-aimants. Le positionnement de l'aiguillage est réalisé par l'excitation brève (d'une durée de 0,5 s par exemple) de l'un de ces électro-aimants. Pour la réalisation d'une commande électronique nous avons

donc besoin d'un circuit traduisant un changement de niveau logique en une impulsion brève destinée à l'un des électro-aimants.

Le signal d'entrée numérique arrive simultanément aux entrées des portes OU-EXCLUSIF (EXOR) IC1a et IC1b

(cette dernière fonctionnant en inverseur) et de la porte ET IC2a. Via un petit réseau RC (R1/C1), le signal d'entrée arrive également, avec un certain retard, sur la seconde entrée de IC1a. Tant que ce signal d'entrée est constant (« 1 » ou « 0 ») les deux entrées de IC1a présentent un niveau

identique et sa sortie se trouve au niveau bas. L'une des entrées des portes ET, IC2a et IC2b, se trouve donc au niveau bas ce qui fait que leurs sorties présentent également un niveau logique bas et que les transistors T1 et T2 bloquent. Dès que le signal d'entrée change, IC1a fournira, lors de la durée de déplacement de charge du réseau R1/C1, un niveau haut à sa sortie. En fonction du niveau présent à cet instant, la sortie de IC2a (« 1 » à l'entrée), ou la sortie de IC2b (« 0 » à l'entrée) passera au niveau haut. Via IC1b, la porte ET IC2b reçoit sur l'une de ces entrées le signal d'entrée inversé ! IC2a ou IC2b commande alors, par l'intermédiaire d'un transistor Darlington (T1 ou T2 respectivement), l'électro-aimant (Re1 ou Re2).



Les Darlington utilisés peuvent commuter un courant de 1 A au maximum. Cette intensité suffit largement, en règle générale, pour assurer la commande d'un aiguillage électrique.

Il est important de faire appel, pour les circuits intégrés IC1 et IC2, à des exemplaires du type HC. Le point de commutation de ce type de circuits intégrés se trouve tout près de la moi-

tié de la tension d'alimentation, caractéristique qui évite que la durée d'activation de T1 soit sensiblement plus longue que celle de T2. Le point de connexion V++ sert à l'application de

la tension d'alimentation externe requise par les électro-aimants de l'aiguillage. Cette tension se situe, en général, à quelque 15 V.

Interface PC pour Organizer de Casio 5

Sans la moindre intention vexatoire ni celle de couper l'herbe sous le pied à Casio, ses ordinateurs de poche Organizer des types SF5100, 5300 et 9300 et bien d'autres, impliquent, pour pouvoir procéder à l'échange des données entre l'Organizer et un PC, par l'intermédiaire de l'interface RS-232 de ce dernier, l'utilisation d'une interface spéciale. Cette interface, baptisée Super-Datalink par son fabricant, coûte près de 500 FF, une somme sans le moindre rapport avec l'électronique nécessaire à la réalisation d'une interface RS-232 de ce genre. Le schéma montre que l'ensemble se résume en fait à une paire d'inverseurs chargés de tamponner les lignes TxD et RxD. Nous n'avons pas eu comme objectif, ceci pour éviter de compliquer inutilement le montage, de respecter les normes RS-232 (tensions de ± 10 à ± 15 V) vu que de toutes façons la grande majorité des ordinateurs de la famille du PC se débrouillent fort bien avec des niveaux de 5 V.

La diode D1 et la résistance R2 protègent le circuit en cas d'inversion des lignes RxD et TxD, à la suite, par exemple de l'utilisation d'une connexion mal câblée. La résistance R2 protège en outre la sortie TxD de l'interface contre un éventuel court-circuit. La ligne RxD est elle aussi

protégée. Si la sortie TxD du PC véhicule une tension négative, la diode D2 bloque et la résistance R1 met l'entrée de l'inverseur à la masse.

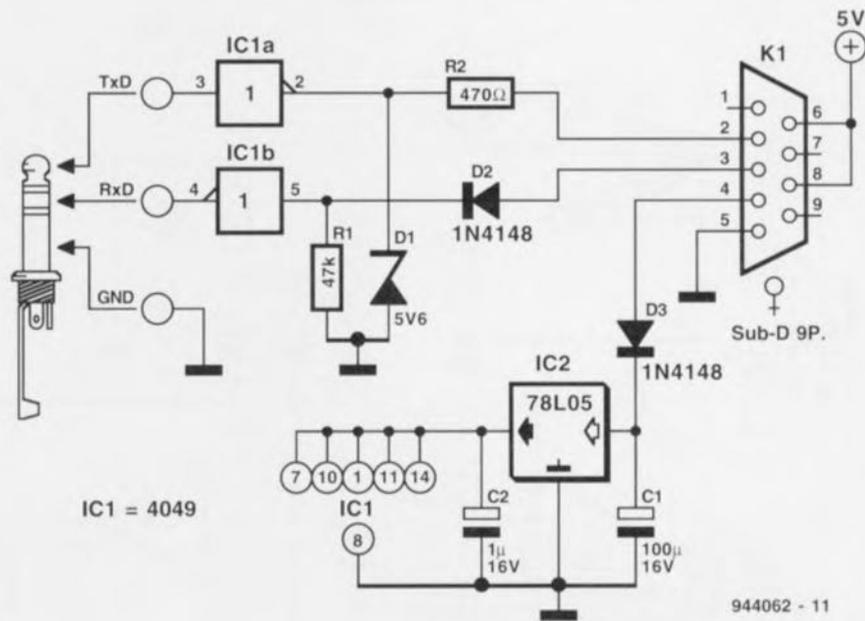
En cas de tensions trop élevées, c'est le circuit de protection interne de l'inverseur qui prend la relève et entre en fonction. À l'inverse de la **mini-interface d'E/S** décrite dans le numéro 188, février 1994, il n'est même

pas nécessaire de disposer d'une tension d'alimentation externe pour IC1.

On fait appel, pour ce faire, à la ligne DTR du PC, vu que celle-ci ne remplit aucun rôle dans l'échange des données et qu'elle n'a aucun problème à satisfaire le besoin extrêmement modéré en courant du circuit intégré mis en oeuvre. Un régulateur intégré (à faible chute de tension le cas

échéant) limite la tension d'alimentation à 5 V. L'auteur n'a pas rencontré de problème avec ce montage qui travaille avec une SF5300. Il n'a pas effectué d'essais avec d'autres membres de la famille des Organizer, mais sachant que l'interface vendue dans le commerce est la même pour tous ces différents appareils... on en déduit que cela devrait marcher...

projet : A. Schiefen



944062 - 11

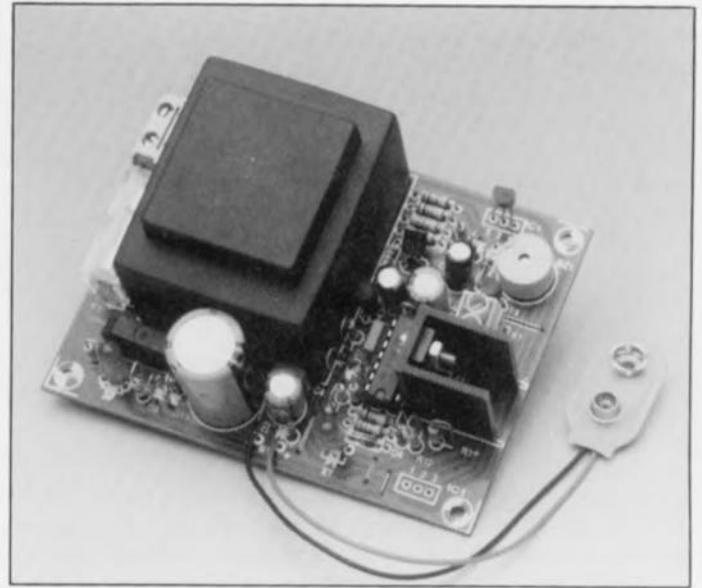
6 garde-chiourme thermique pour charges de forte puissance

La fonction de l'électronique que nous vous proposons en **figure 1** est destinée à protéger les résistances de forte puissance (souvent coûteuses) contre une surchauffe. Les domaines d'application privilégiés des résistances de forte puissance (de l'ordre de 50 watts ou plus) sont les laboratoires et les établissements se chargeant du test d'amplificateurs audio, d'alimentations et autres systèmes de puissance.

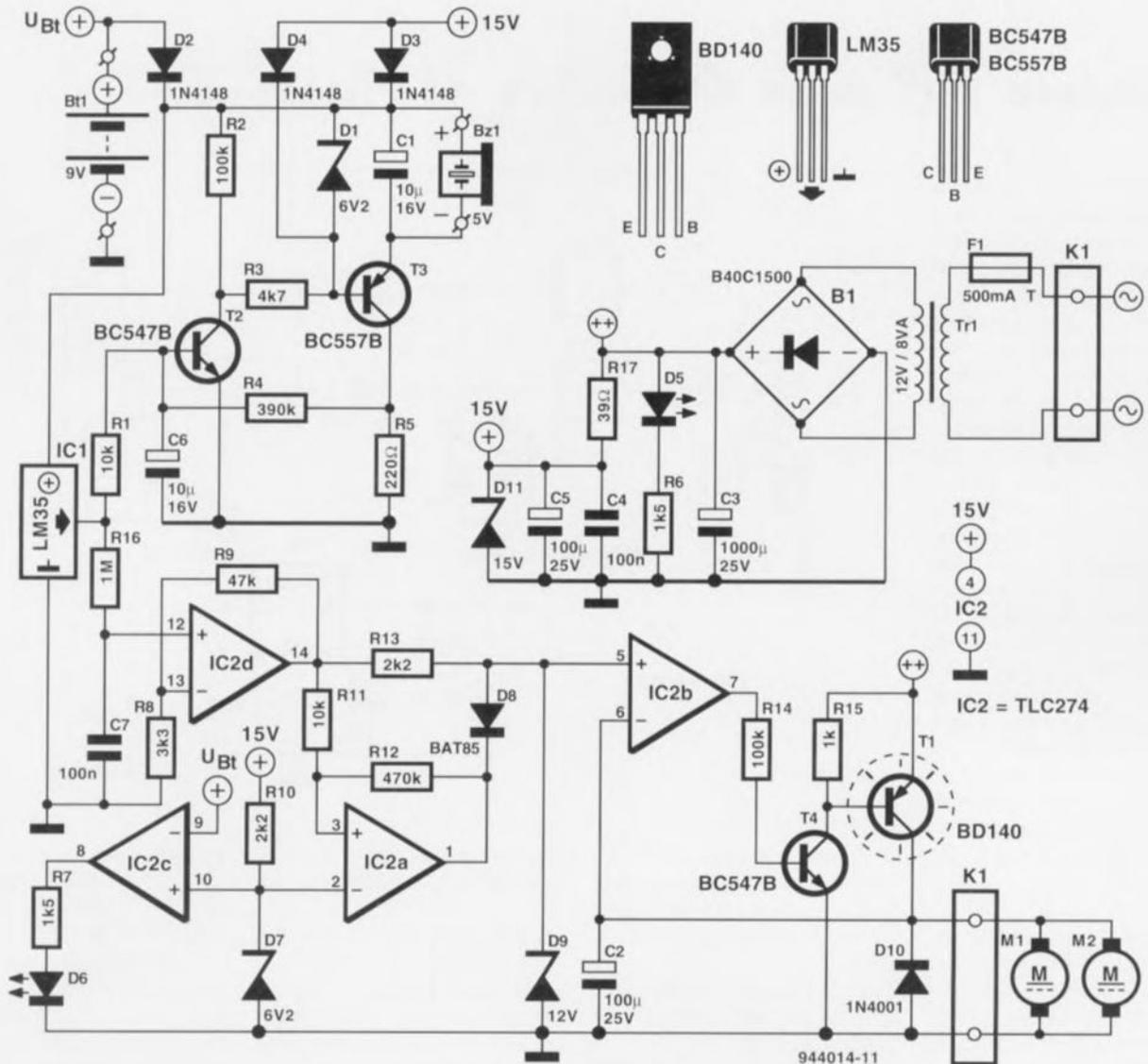
Ce type de résistances est souvent doté d'une enveloppe en forme de radiateur destinée à permettre un refroidissement plus efficace. Vu le prix relativement élevé de ce type de composant et le fait qu'ils soient, étant rares, délicats à dénicher, il va de soi qu'il est préférable, si tant est que cela soit possible, d'en éviter la

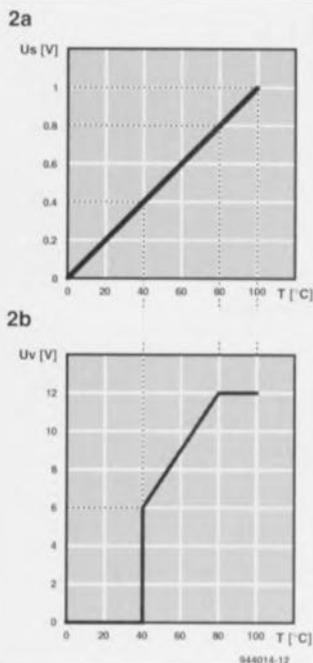
destruction à la suite d'une surchauffe. Le petit circuit proposé ici remplit cette fonction pour un coût négligeable. Il déclenche une alarme par l'activation d'un résonateur pour signaler que la température du radiateur atteint une valeur critique. Pour peu que le garde-chiourme soit alimenté en tension secteur, il mettra alors en fonction une paire de ventilateurs qui assureront le refroidissement des résistances de puissance.

Le circuit dispose d'une commutation automatique entre une pile compacte de 9 V et l'alimentation-secteur. On fait appel à un capteur de température du type LM35 de manière à maintenir à une valeur très faible, de l'ordre de 60 μ A, le courant de veille. Dans ces conditions, on peut espérer



1





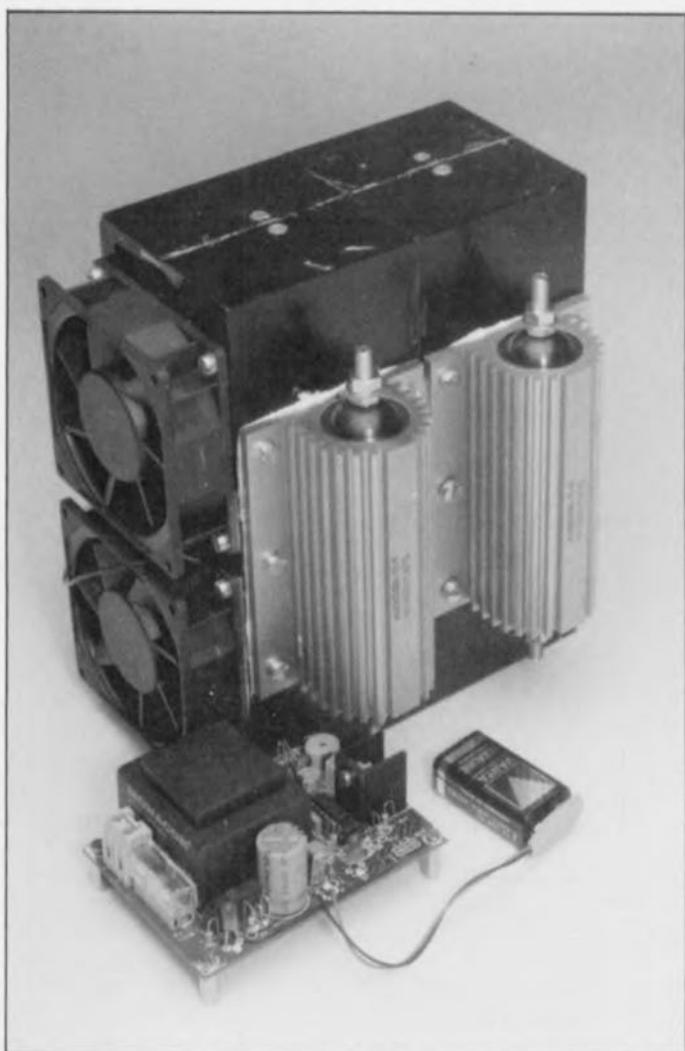
Une légère contre-réaction positive introduite par la résistance R4 garantit l'application au résonateur de la pleine tension de service (5 V environ) en cas d'atteinte de la température critique. Cette contre-réaction se traduit en outre par une hystérésis de 2°C environ.

Dès l'activation de la tension du secteur, le circuit de commande de l'alarme est mis hors-fonction. L'amplificateur opérationnel IC2d amplifie la tension fournie par le capteur avec un gain de 15. La tension de sortie résultant de cette opération n'arrive au circuit de commande du ventilateur, que constitué IC2b, T4 et T1, que si elle est supérieure à 6 V (tension de fonctionnement minimale du ventilateur).

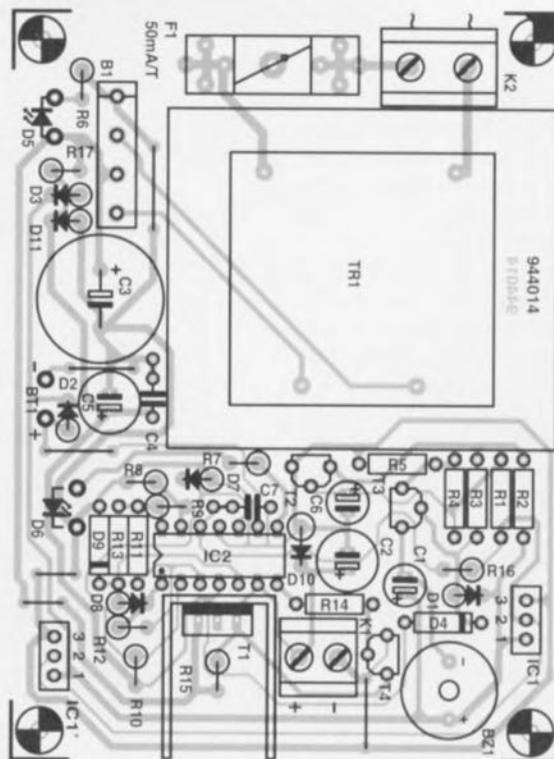
Toute tension dépassant 12 V (tension de service maximale du ventilateur) est limitée à cette valeur. Le choix d'un gain relativement faible pour la tension fournie par le capteur permet l'obtention d'un fonctionnement souple du circuit.

Bien que l'erreur absolue résultant de ce mode de fonctionnement relativement grande, cela ne constitue pas de problème vu que l'objectif du

une durée de vie de près d'un an d'une pile PP3 d'une capacité de 450 mAh. L'alarme sonore est activée à une tension de sortie du capteur de l'ordre de 0,5 V, ce qui correspond, dans le cas d'un LM35, à une température de radiateur de quelque 50°C.



3



Liste des composants

Résistances:

R1, R11 = 10 kΩ
 R2, R14 = 100 kΩ
 R3 = 4 kΩ
 R4 = 390 kΩ
 R5 = 220 Ω
 R6, R7 = 1 kΩ
 R8 = 3 kΩ
 R9 = 47 kΩ
 R10, R13 = 2 kΩ
 R12 = 470 kΩ
 R15 = 1 kΩ
 R16 = 1 MΩ
 R17 = 39 Ω

Condensateurs:

C1, C6 = 10 μF/16 V radial
 C3 = 1 000 μF/25 V radial
 C4, C7 = 100 nF
 C2, C5 = 100 μF/25 V radial

Semi-conducteurs:

B1 = B40C1500
 D1, D7 = diode zener 6V2/500 mW

D2 à D4 = 1N4148

D8 = BAT85

D9 = diode zener 12 V/500 mW

D10 = 1N4001

D11 = diode zener 15 V/1W3

D5, D6 = LED rouge

T1 = BD140

T2, T4 = BC547B

T3 = BC557B

IC1 = LM35C

IC2 = TLC274CN

Divers:

K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm

BT1 = pile compacte 9 V

M1, M2 = ventilateur miniature, 12 V/200 mA CC (tel que, par exemple, KD1208PTS1 SUNON, source : Velleman)

BZ1 = résonateur 5 V CC (Citizen 12C-5)

F1 = fusible 50 mA/T

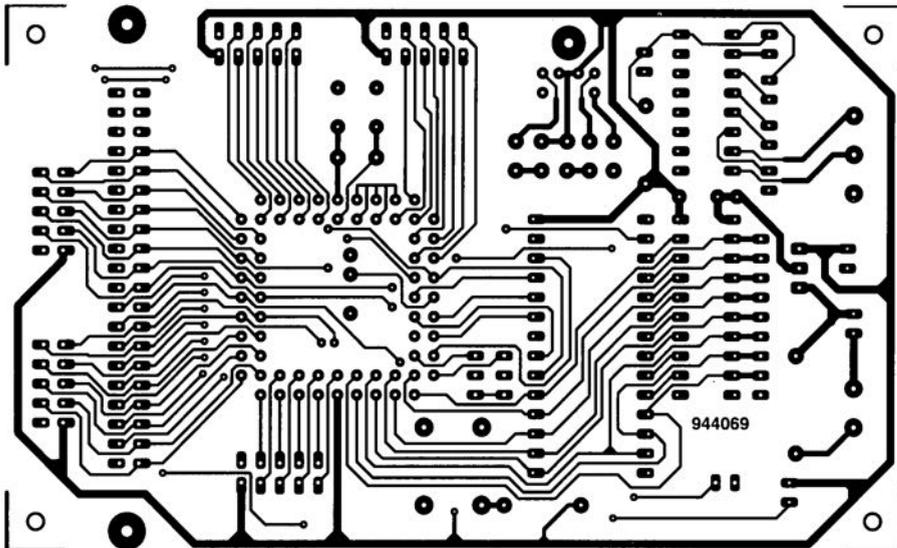
TR1 = transformateur secteur 12 V/8 VA (tel que, par exemple, Monacor/Monarch VTR8112)

circuit est de maintenir la température du radiateur en-deçà de la limite de sécurité et non pas de faire en sorte qu'il garde une température constante. Les 2 graphiques de la **figure 2** montrent, d'une part la tension du capteur (figure 2a) et, de l'autre (figure 2b), la tension du ventilateur, ces 2 grandeurs étant représentées en fonction de la température du radiateur. La LED D6 s'allume en cas d'activation de la tension du secteur et de chute de la tension de la pile

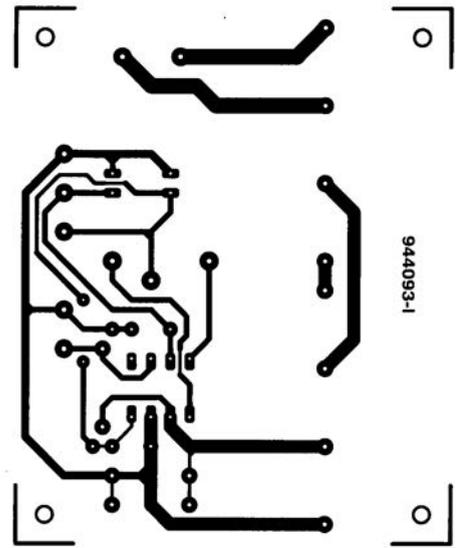
en-deçà de 6 V. Le courant maximal qu'il soit possible de fournir au(x) ventilateur(s) est, approximativement, de 500 mA.

Est-il bien nécessaire de préciser qu'il faudra monter la platine de manière à ce que le côté plat du LM35 assure un bon contact thermique avec le radiateur ? Si tel était le cas nous l'avons fait avec raison, sinon, veuillez nous pardonner d'enfoncer des portes ouvertes...

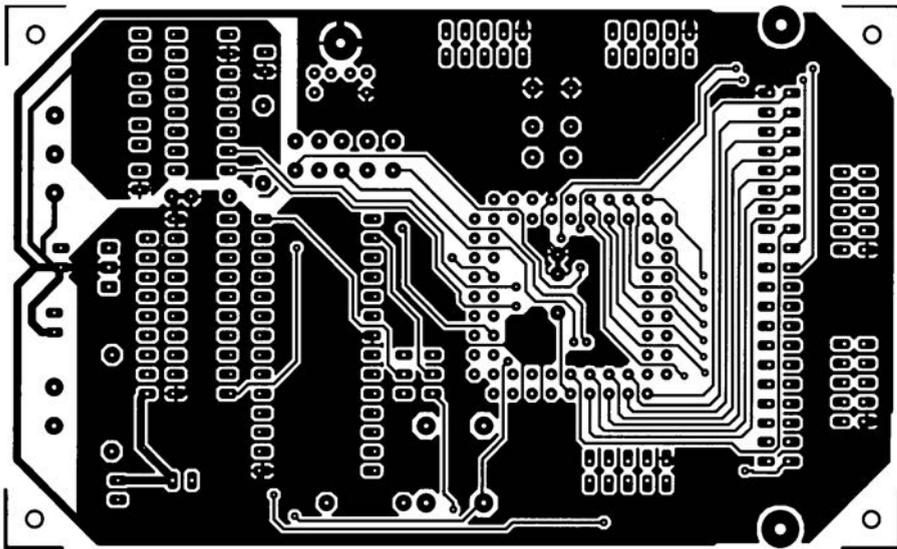
Circuits imprimés



1

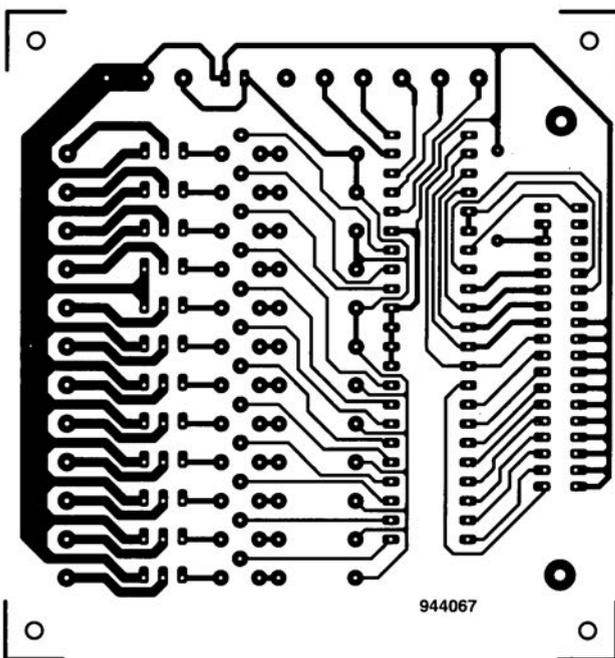


3



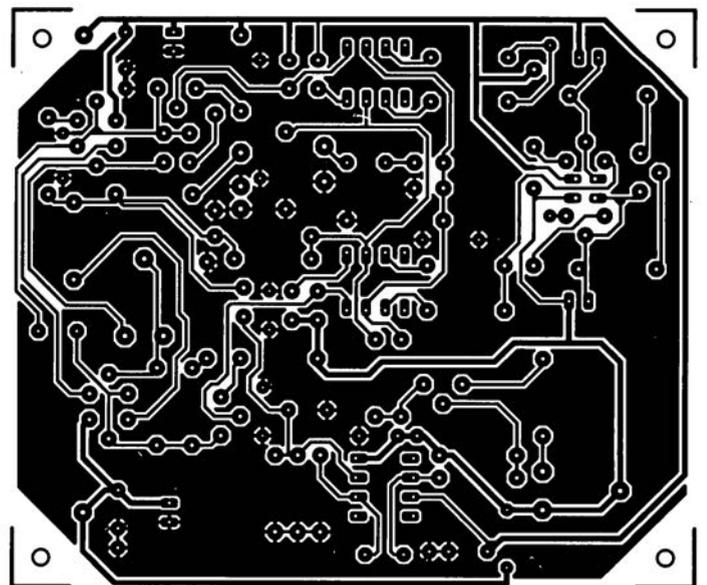
2

- 1 Monocarte à 80C451 (côté pistes)
- 2 Monocarte à 80C451 (côté composants)
- 3 Sonde ampèremétrique
- 4 Interface d'E/S Centronics
- 5 Préamplificateur de classe A en technologie discrète



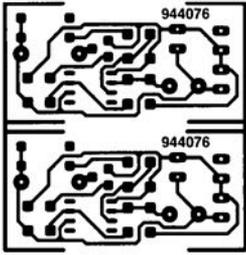
4

944067

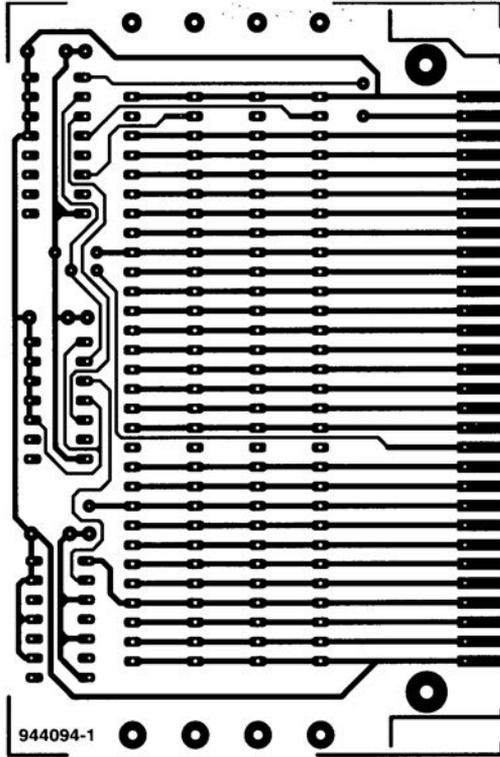


5

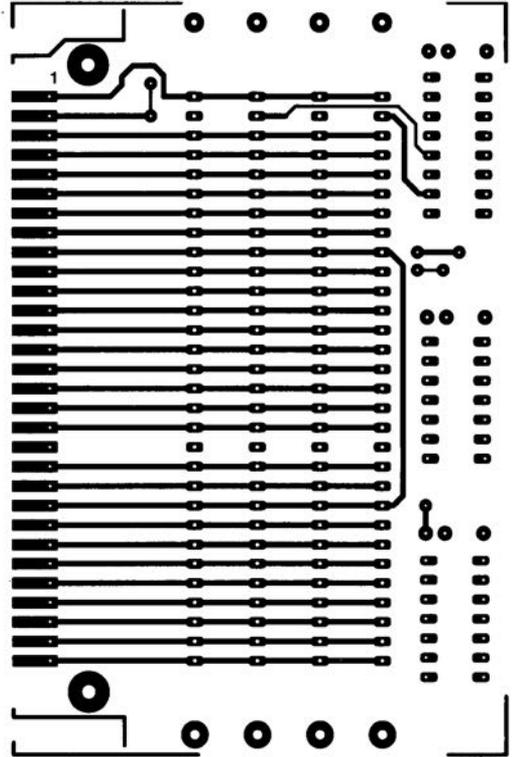
en libre service



6

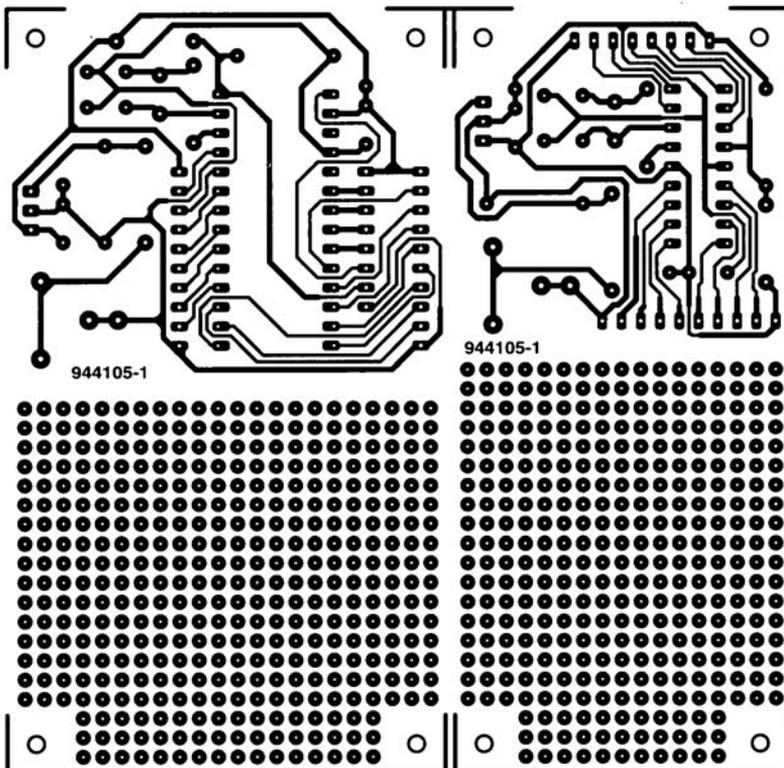


7

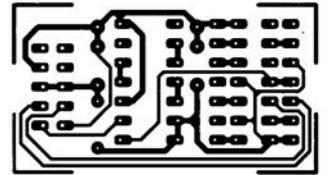


8

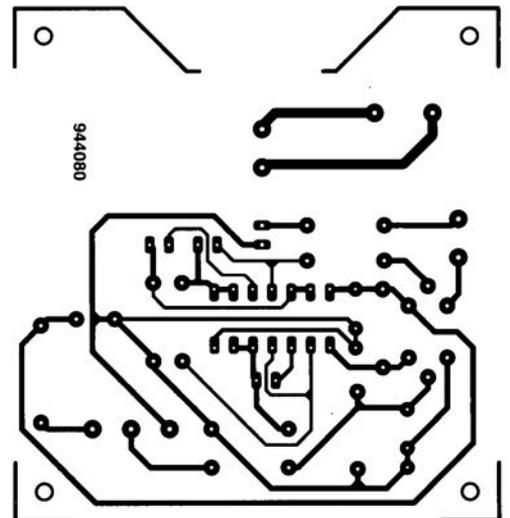
- 6 Alarme de température excessive pour PC
- 7 Adaptateur SIMM 1 vers 4 Moctets (côté pistes)
- 8 Adaptateur SIMM 1 vers 4 Moctets (côté composants)
- 9 Inhibiteur de copybit autonome
- 10 Platine d'expérimentation pour PIC
- 11 Répétiteur optique pour sonnette de porte



10

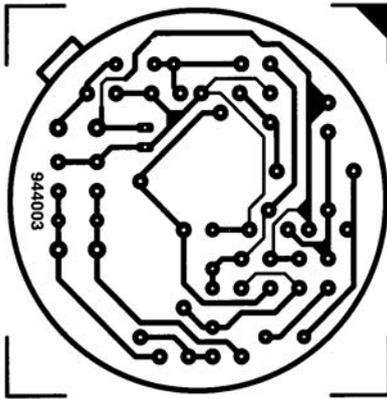


9

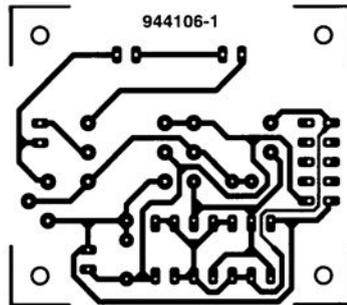


11

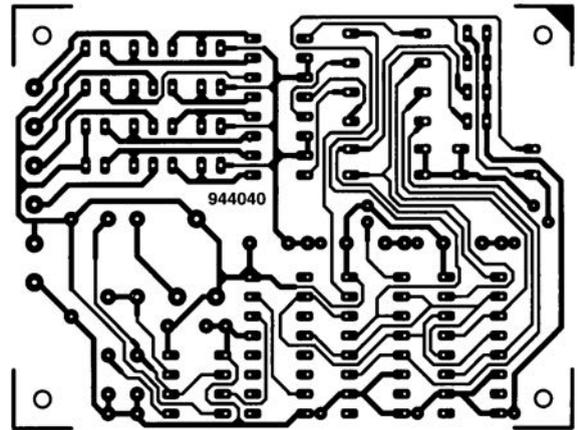
Circuits imprimés en libre service (suite)



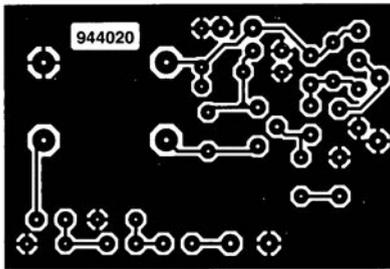
12



13

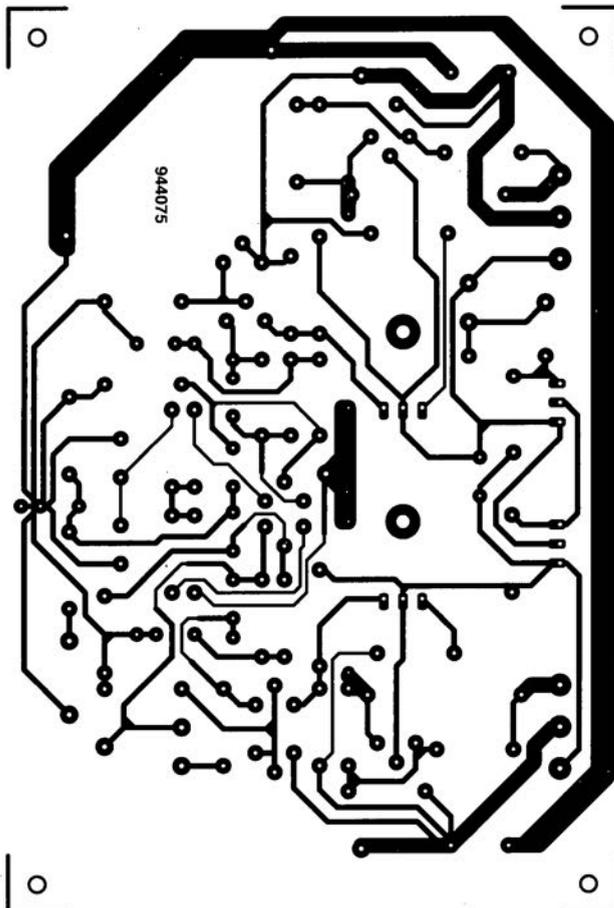


14

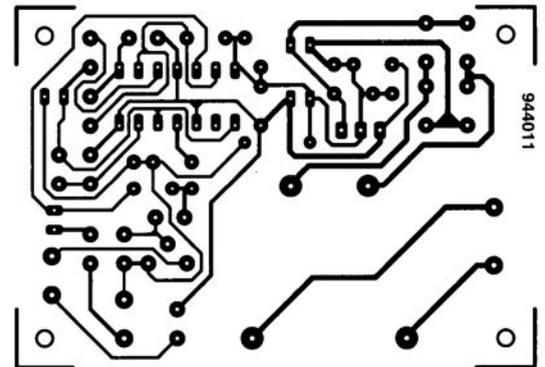


15

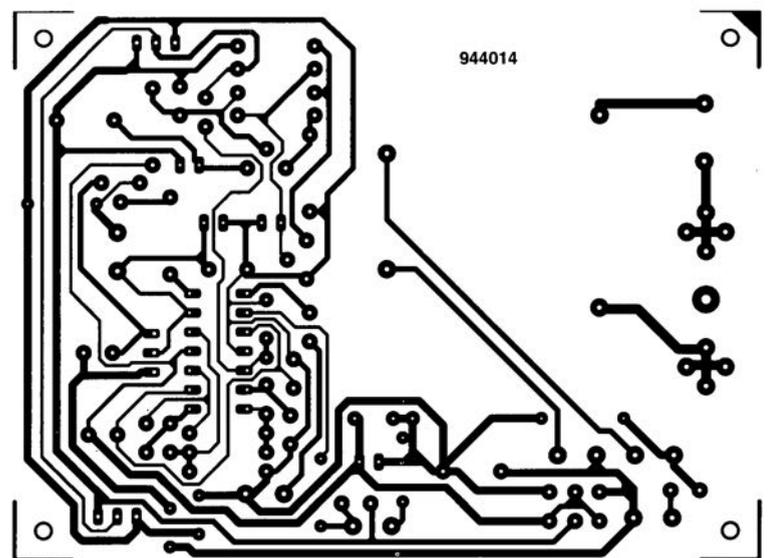
- 12 Micro électret pour téléphone à micro au carbone
 13 Émetteur de code RC5 pour la monocarte à 80C535
 14 Adaptateur manche de commande vers souris
 15 Émetteur CW QRP en bande 30 mètres
 16 Étage de sortie audio robuste
 17 Détartreur
 18 Garde-chourme thermique pour charges de forte puissance



16



17

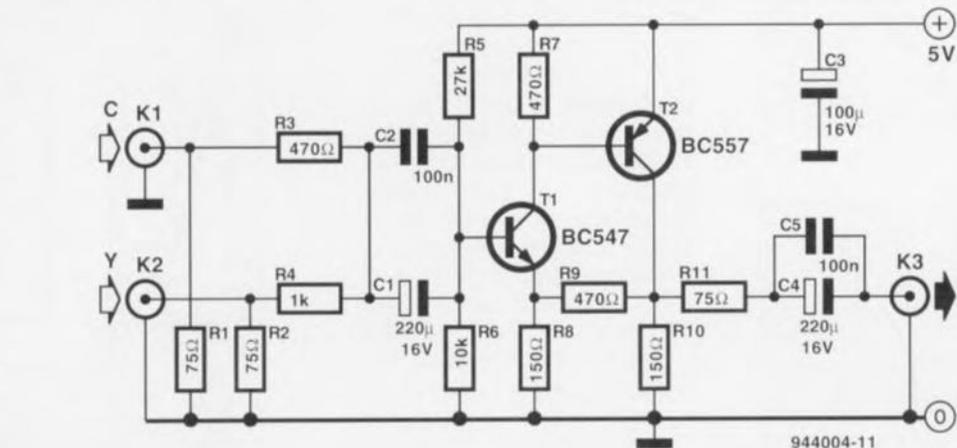


18

7 convertisseur S-VHS \rightarrow VHS

De plus en plus d'appareils vidéo sont dotés d'une sortie S-VHS ou Y/C. En présence d'une telle sortie on dispose, sur des broches distinctes, d'un signal comportant les informations en noir et blanc (la luminance ou Y) et d'un signal représentant les informations des couleurs (la chrominance ou C). Grâce à la séparation de ces informations, la qualité de l'image vidéo générée à l'aide d'un signal S-VHS est sensiblement meilleure que dans le cas d'une génération par l'intermédiaire d'un signal CVBS. Il n'existe plus cette interférence gênante entre l'image en noir et blanc (N&B) et l'information de chrominance. L'inconvénient principal du signal S-VHS est pourtant le fait qu'un (vieux) téléviseur qui ne possède pas d'entrée spéciale S-VHS ne peut pas traiter un tel signal. Dans ces conditions il faudra faire appel à un convertisseur S-VHS vers VHS. Ce petit circuit recombine la composante N&B avec celle de chrominance, le résultat de cette opération étant le signal CVBS connu.

Les deux composantes du signal S-VHS arrivent dans le circuit via les embases K1 et K2. Le signal de luminance se caractérise par une amplitude de $1 V_{cc}$,



celui de la chrominance de $0,5 V_{cc}$. Ceci explique pourquoi, lors de l'addition, nous faisons appel à une pondération. Le signal de sortie se compose pour $1/3$ de la composante de luminance et pour $2/3$ de la composante de chrominance. Le signal présent sur la base du transistor T1 possède une amplitude de $666 mV_{cc}$. Les résistances R8 et R9 définissent à trois le gain total du circuit. Le signal présent sur le collecteur du transistor T2 pos-

sède lui, de ce fait, une amplitude de $2 V_{cc}$ environ. Le pont diviseur, constitué ici par la résistance R11 d'une part et l'impédance d'entrée (75Ω) du téléviseur de l'autre, divise par 2 le signal capté par le récepteur. Le résultat de cette division est donc un signal ayant une amplitude de $1 V_{cc}$ très exactement.

Si l'on est certain que le téléviseur possède, à son entrée, un découplage

en tension continue adéquat on pourra supprimer les condensateurs C4 et C5 ainsi que la résistance R10. Dans ces conditions l'impédance d'entrée de 75Ω est valable **et** pour la composante en tension alternative (CA) **et** pour la composante en tension continue (CC).

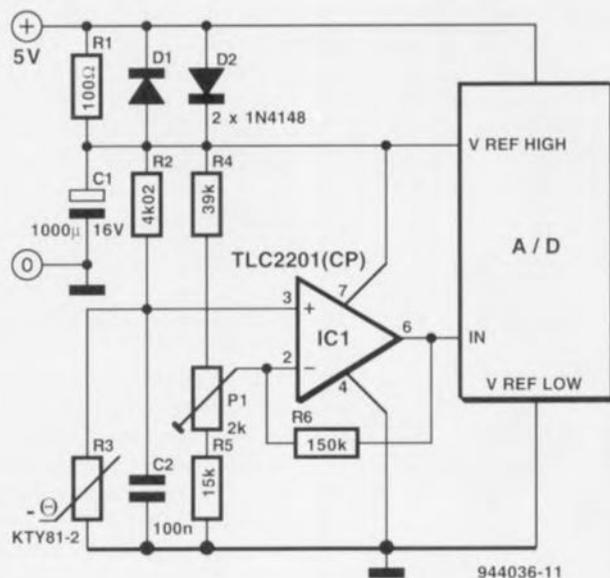
La consommation totale du convertisseur est de l'ordre de 25 mA.

projet : J. Kircher

8 interface pour capteur

La connexion d'un capteur à un convertisseur A/N – un capteur de température par exemple – est souvent une opération relativement complexe. On aura besoin, dans la plupart des cas, d'une interface qui amplifie le signal et qui dispose d'une compensation de décalage. L'interface pour capteur décrite ci-après répond excellemment au cahier des charges ainsi défini.

La quasi-totalité des convertisseurs A/N possède une entrée de référence et applique à un diviseur de tension interne la tension appliquée à cette entrée. En fait, le convertisseur A/N ne prend pas en compte des valeurs absolues, mais plutôt le rapport entre la tension d'entrée et la tension de référence. Dans le cas d'un capteur de température il est fort pratique alors de se baser sur une PTC (une résistance à coefficient de température positif) et d'intégrer cette PTC dans un circuit à pont de résistances. À condition d'alimenter ce circuit à pont de résistances à la même source que celle qui



fournit la tension de référence, le résultat émanant du convertisseur A/N sera insensible aux faibles variations de

la valeur absolue de la tension de référence. L'avantage principal de cette approche est le fait que l'on n'aura

plus besoin de disposer d'une source de référence parfaitement stable.

Si le capteur de température se contente d'une sensibilité de $0,75\%/degré$, le pont à résistances décrit plus haut convient parfaitement. Si au contraire on a besoin d'une précision plus grande, la tension du pont de résistances pourra être amplifiée par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel, sans pour autant perdre l'avantage mentionné plus haut. On pourra faire appel à n'importe quel amplificateur opérationnel fonctionnant sous une tension d'alimentation de 5 V. Nous avons, sur notre prototype, utilisé un membre de la famille TLC2201 de Texas Instruments, circuits modernes et peu gourmands. Ce composant associe un faible bruit à un décalage minime et permet une commande jusqu'à $0,2 V$, tant de la tension d'alimentation positive que de la tension négative, et ceci sous une charge très faible (1 mA). On notera que la version CP, sensiblement moins

coûteuse, de ce circuit intégré se caractérise par des spécifications quelque peu moins remarquables que celles des types A et B.

L'examen du schéma montre que nous avons utilisé, pour la « tension de référence », une tension d'alimentation de 5 V, découplée, mais non régulée. Vu que nombre de convertisseurs A/N trépassent lorsque la tension de référence n'est pas suffisam-

ment proche de la tension d'alimentation, nous avons ajouté les diodes D1 et D2.

L'une des branches du pont de mesure comporte un ajustable (P1) utilisé pour le réglage de la tension de décalage. L'autre branche intègre la PTC (P3), composant faisant office de capteur de température. La résistance R2 ne fait pas uniquement partie du pont de mesure, elle sert également à la

linéarisation de la courbe température/tension de la PTC. Si l'on utilise la PTC KTY81-2 (Philips Composants) indiquée dans le schéma la résistance R2 devrait avoir une valeur de $4\,100\ \Omega$ pour obtenir une linéarisation dans le domaine centré sur 20°C . Si l'on opte pour une KTY81-1 on devra diviser cette valeur par 2; la résistance d'une KTY81-1 n'est en effet que la moitié de celle d'une KTY81-2.

Le condensateur C2 sert à éliminer

d'éventuels parasites.

La valeur de la résistance de réinjection, R6, détermine le gain introduit par l'amplificateur opérationnel et l'on pourra choisir librement (tout en restant à l'intérieur de certaines limites bien entendu) la valeur exacte de cette résistance. En respectant le dimensionnement du schéma le gain sera de 14 environ. La consommation du circuit est modeste, se limitant à quelques mA seulement.

témoin de marche arrière ultra-simple 9

Il suffit de quelques composants électroniques seulement pour doter sa voiture d'un indicateur visuel et sonore de passage en marche arrière. Il s'agit en fait ici d'un schéma décrit dans le numéro Hors-Gabarit de 1993 et adapté à la tension de 12 V du réseau de bord d'une automobile.

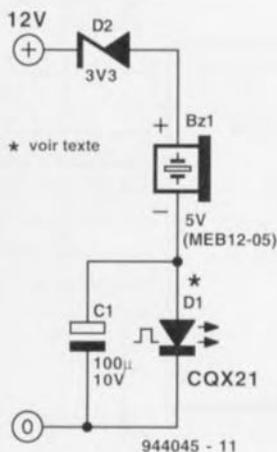
Le schéma ne compte en fait que quatre composants. La diode D1 est une LED clignotante. Un tel composant est en fait une diode électroluminescente (DEL ou LED dans sa version anglophone) dotée d'une électronique en produisant le clignotement.

Nous trouvons, pris en série sur cette LED, un résonateur courant continu

(encore un composant doté d'une certaine électronique intégrée, responsable cette fois de la génération du signal sonore).

Lors de l'illumination de la LED D1, la consommation de courant de ce composant grimpe brutalement (jusqu'à 10 mA environ) et le résonateur Bz1 se manifeste. Si la LED est éteinte le flux de courant est si faible que le résonateur est silencieux. Le condensateur C1, pris en parallèle sur la LED D1 sert de tampon de la tension présente aux bornes de la LED.

Sachant que la chute de tension aux bornes de l'ensemble constitué par la



LED et le résonateur n'est que de 9 V environ, nous avons ajouté la diode-zener D2 qui, de par sa tension zener de 3,3 V, adapte le circuit à la tension de bord de 12 V.

Le montage du circuit sur le véhicule est encore plus simple, si tant est que cela soit possible, que le concept à la base de cette électronique.

Il suffit en effet tout simplement de prendre le circuit en parallèle sur l'ampoule du feu de marche arrière. Dès que l'on enclenche la marche arrière le feu de recul s'illumine et fournit ainsi la tension d'alimentation de 12 V à notre petit montage.

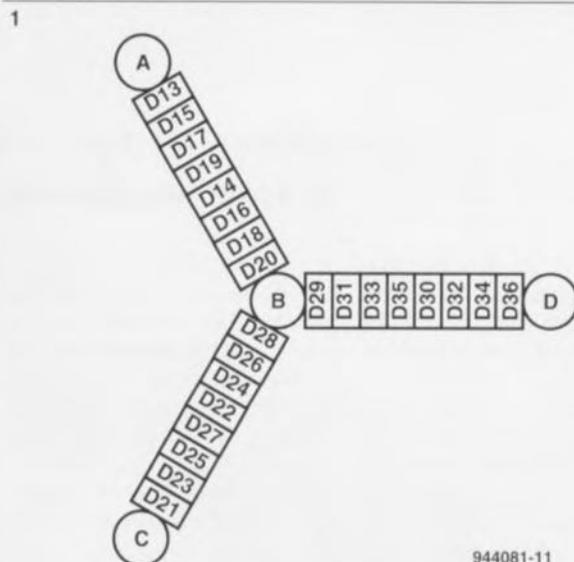
chenillard pour présentations actives 10

Le chenillard très spécial proposé ici convient tout particulièrement aux démonstrations et autres situations où l'on veut montrer de façon originale comment 2 flux (d'information) arrivent alternativement à un même point. Le dispositif de visualisation comporte un total de 24 LED, subdivisé en 3 branches de... 8 LED (en effet). La **figure 1** montre la disposition que nous avons adoptée pour notre prototype. On peut bien évidemment imaginer toute autre disposition selon l'objectif visé. On se trouve là en présence d'un montage offrant d'énormes possibilités d'expérimentation.

Nous voulions, en ce qui nous concerne, obtenir une illumination alternée des trajets ABD et CBD. Cela implique que le trajet partiel BD – constitué par les LED D29 à D36 – doit participer au cycle de clignotement complet et que l'on doit générer une sorte de

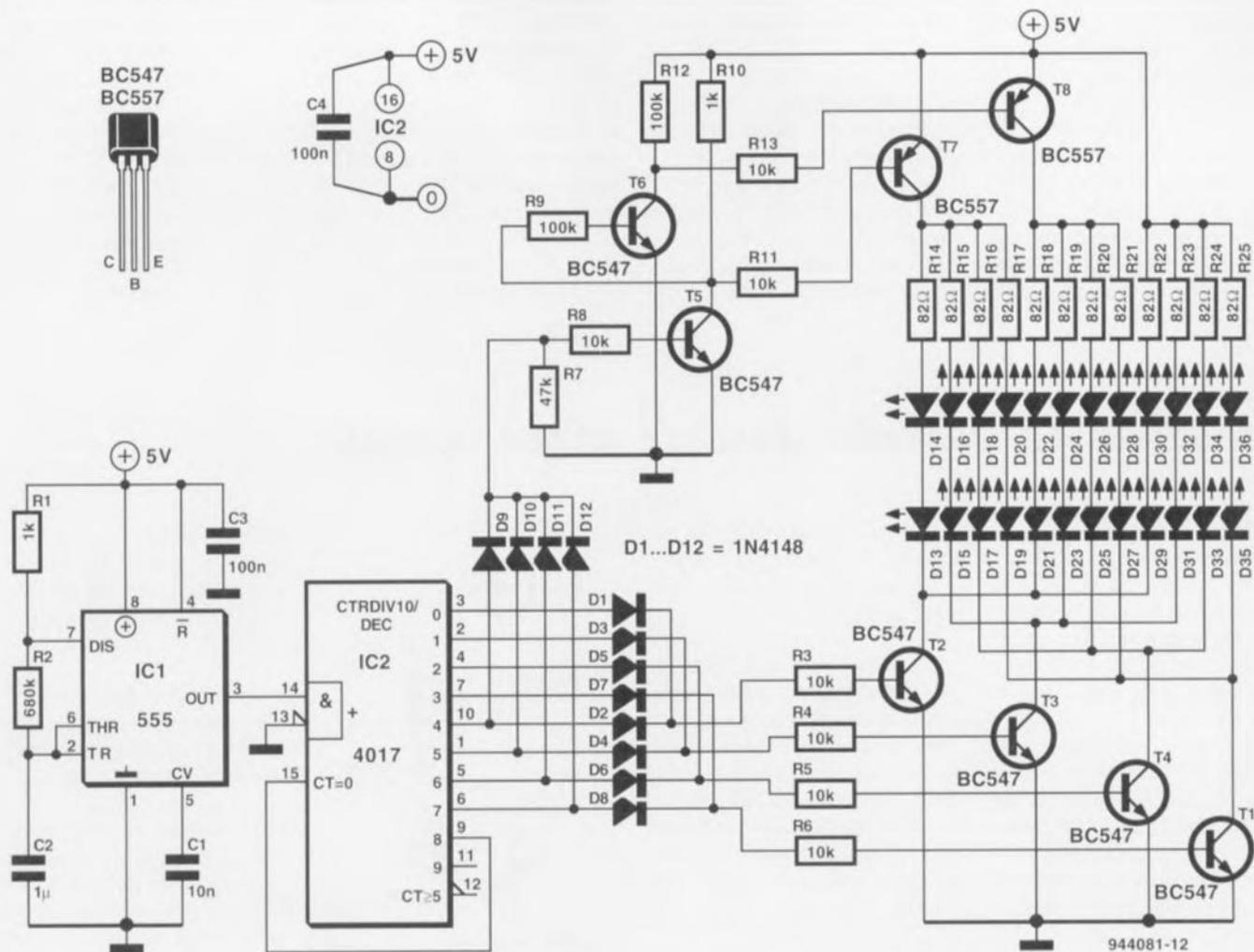
fonction OU entre les morceaux AB (LED D13 à D20) et CB (LED D21 à D28) du système d'affichage. On voit, à l'examen du schéma de la **figure 2**, que cela peut être obtenu avec un nombre de composants étonnamment faible.

Le coeur du montage est constitué par un compteur décimal du type 4017, IC2, monté ici, par la connexion de la neuvième sortie ((Q)8) à l'entrée de remise à zéro, en compteur jusqu'à 8. Un temporisateur du type 555, IC1, monté en multivibrateur astable fournit la base de temps nécessaire au compteur. Les sorties ((Q)0 à (Q)7) de IC2 attaquent, par le biais des transistors T1 à T4, les paires de diodes concernées. Quelques-unes de ces LED, D29 à D36 sont mises en circuit « normalement » vu que leurs anodes sont reliées directement (enfin via une résistance de limitation de courant, R22 à R25) au plus de la tension d'al-



mentation du circuit. Ces LED s'illuminent donc sagement à chaque fois que IC2 décide qu'il doit en être ainsi.

Les choses se présentent différemment en ce qui concerne les doubles quartets de LED D13 à D20 et D21 à



D28. Comme on le voit à l'examen du schéma, les résistances de limitation de ces LED ne sont pas reliées directement au pôle plus, mais sont attaquées par les étages de commande T5/T7 et T6/T8 respectivement. Ces 2 étages constituent la fonction logique OU évoquée en début d'article. Tant que l'une des sorties (Q)4 à (Q)7

présente un niveau haut, les transistors T5 et T7 sont conducteurs, ce qui se traduit par l'illumination de l'une des paires de LED D13 à D20. Le collecteur de T5 se trouve alors au niveau bas de sorte que les transistors T6 et T8 restent bloqués. Cependant, dès que les sorties (Q)4 à (Q)7 se trouvent au niveau bas, le transis-

tor T5 bloque. Son collecteur se voit alors appliquer un potentiel élevé, de sorte que les transistors T6 et T8 entrent en conduction et que l'une des paires D21 à D28 va s'illuminer. On peut bien entendu envisager d'augmenter le nombre de LED mis en œuvre en ajoutant à la douzaine de circuits-série de 2 LED un, voire

deux circuits-série additionnels. Il faudra recalculer alors la valeur de la résistance de limitation (82Ω dans le cas présent) en fonction de la tension d'alimentation. La consommation de courant de l'ensemble du montage dépend en grande partie des caractéristiques des LED et devrait être inférieur à 50 mA.

11

démarrage en douceur pour moteurs universels

Le démarrage d'un moteur électrique de forte puissance pose toujours des problèmes : cela tient au fait qu'au moment de l'application de la tension il n'y a pas encore eu d'induction de contre-forces électromotrices et qu'il circule donc un courant d'une intensité tellement forte que le fusible de l'installation domestique grille ou que le disjoncteur, par son entrée en fonction, isole le moteur du réseau. Il n'est pas rare, malheureusement pour la sécurité il faut l'ajouter, de trouver, dans une telle situation, un morceau de fil de câblage dénudé de forte section à la place du fusible d'origine.

Outre le fait qu'une telle « solution » soit légalement strictement interdite, elle est, de plus, extrêmement dangereuse !! Le circuit de mise en fonction progressive décrit dans ces lignes permet le démarrage, en quatre secondes, d'une charge ohmique ou inductive d'une puissance pouvant atteindre jusqu'à 4,5 kW et ceci sans faire risque de voir griller le fusible du réseau secteur domestique.

Par l'utilisation d'un découpage de phase symétrique (à onde entière), le circuit évite en fait qu'il ne se produise de pointe de courant à la mise en

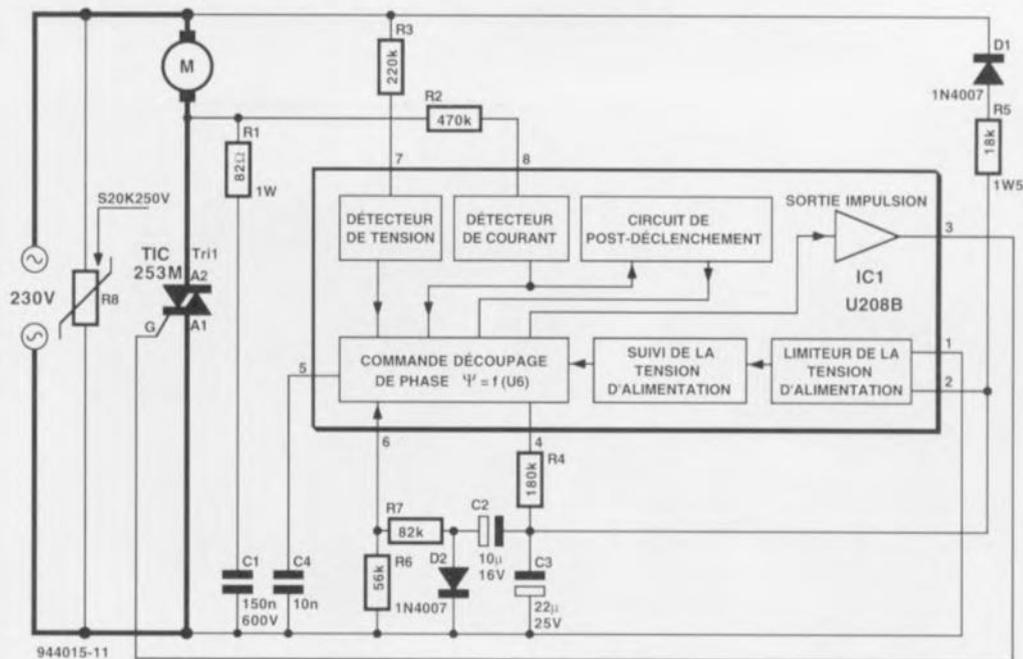
fonction. Le montage est alimenté directement depuis le secteur. Les deux bornes ~ sont tout simplement prises en série avec l'interrupteur-secteur du moteur. La tension du secteur arrive d'abord sur un varistor qui élimine les crêtes de tension susceptibles d'endommager l'électronique. Le circuit intégré U208B de Telefunken reçoit sa tension d'alimentation continue via la diode de redressement D1, la résistance R5 et le condensateur de lissage C3. Le bloc interne « LIMITEUR DE LA TENSION D'ALIMENTATION » se charge de la limitation et de la stabilisation de cette tension d'alimenta-

tion. La synchronisation en tension et en courant du U208B se fait par l'intermédiaire des résistances R2 et R3, connectées aux broches 8 et 7 respectivement. Le bloc « COMMANDE DE DÉCOUPAGE DE PHASE » fournit l'impulsion d'amorçage pour le triac Tri1 à la « SORTIE IMPULSION » (broche 3). L'angle de phase de cette impulsion dépend de la tension en dents de scie synchrone au secteur sur la broche 5 et de la tension sur la broche 6. Le courant de charge pour le condensateur C4 qui circule à travers la résistance R4 fixe à 180° la pente de la dent de scie. Si le niveau

de la tension présente sur la broche 5 devient identique à la valeur de référence sur la broche 6, il se produit une impulsion d'amorçage d'une longueur de $t = 8 \mu\text{s} \cdot C4 [\text{nF}] = 80 \mu\text{s}$.

Au moment de l'application de la tension secteur au circuit le condensateur C2 n'est pas encore chargé. La tension de régulation sur la broche 6 aura, via les résistances R6 et R7, sa valeur maximale de 7 V. L'angle de découpage de phase sera de ce fait de 180° . En quatre secondes le condensateur C4 se charge ensuite au niveau de la tension présente sur la broche 1. L'angle de phase diminuera, lors de cette période, de 180° vers 0° et le courant circulant à travers la charge (ohmique ou inductive) grimpera au maximum.

Le « DÉTECTEUR DE COURANT » (broche 8) empêche la génération d'une impulsion d'amorçage tant qu'il circule encore du courant de la demi-période précédente. Le bloc « CIRCUIT DE POST-DÉCLENCHEMENT » évite que le triac ne bloque instantanément lorsque, pour une raison ou une autre, une impulsion d'amorçage est restée sans effet. Le réseau R1/C1 protège le triac contre des pics de tension. Si l'on coupe la tension-secteur, le condensateur C2 se décharge via la diode D2,



ce qui garantit, lors de la mise en fonction suivante, que le condensateur C2 est bien « vide » et que l'angle de phase recommence bien à 180° .

Finissons cette description avec quelques remarques d'ordre pratique. Il est recommandé, lors du dessin de

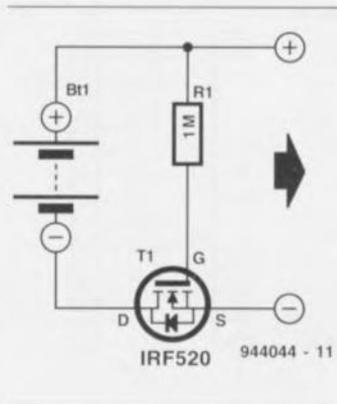
son propre circuit imprimé, de limiter au strict minimum les liaisons entre le condensateur C2, la broche 5 et la broche 1. Il faudra éviter à tout prix que le courant de charge ne circule à travers la liaison vers la broche 1 ! Le coefficient thermique (variation de valeur lors d'un changement de tem-

pérature) du condensateur C4 doit être aussi faible que possible. Il est impératif, pour finir, de doter le triac d'un radiateur de caractéristiques convenables : 5 K/W pour un moteur de 4,5 kW et 12 K/W pour un moteur de 2 kW par exemple.

Tout électronicien ayant transpiré sous le harnais d'une réalisation personnelle, sait combien il est facile de faire une erreur qui, certaines conditions aidant, peut avoir des conséquences bien souvent dramatiques. S'il se produit, par exemple, une erreur de polarité de la tension d'alimentation lors de la connexion à un circuit électronique, les conséquences sont, en règle générale, désastreuses. Il suffit pourtant d'un dispositif de protection contre les erreurs de polarité tout ce qu'il y a de plus simple pour éliminer, définitivement et à un prix défiant toute concurrence, tout risque de dommage.

Nous faisons appel, dans ce montage, à un transistor MOSFET à enrichissement, pris immédiatement en amont de la connexion de polarité « négative » (-) de la tension d'alimentation du circuit à protéger. Ce transistor FET ne conduit que s'il reçoit, via la résistance R1, une tension de grille positive.

Grâce à cette approche, on peut faire appel dans le cas présent à un FET à canal-N, type de transistor qui se



caractérise en général par une $R_{DS(on)}$ plus faible que celle présentée par un exemplaire à canal-P. Cette résistance de passage plus faible est extrêmement intéressante puisqu'elle diminue, même sous des charges élevées, la perte de puissance. S'il n'est pas possible d'interrompre la ligne « - » de la tension d'alimentation on pourra faire appel à un transistor MOSFET à canal-P, pris cette fois dans la ligne d'alimentation positive. La palette de transistors MOSFET à

canal-N utilisables est relativement riche, le IRF520 indiqué à titre d'exemple dans le schéma n'étant que l'un des transistors utilisables. Le IRF540 et le BUZ11 constituent en fait des alternatives parfaitement viables. C'est à dessein que nous avons opté pour une approche dans laquelle le flux de courant à travers le FET est inverse (de la source au drain). Cette technique évite que la diode de protection intégrée ne devienne conductrice à la suite d'une inversion de polarité. Confrontée à des courants d'intensité importante cette diode passe, même maintenant, à l'état conducteur. Ceci ne constitue heureusement pas un inconvénient : cette diode est capable de supporter un courant dont l'intensité est identique à celle du courant indiqué pour le canal drain/source du FET. Ainsi, dans le cas d'un IRF520, ce courant est de 9,2 A. Un IRF540 peut même « digérer » un courant de 28 A !

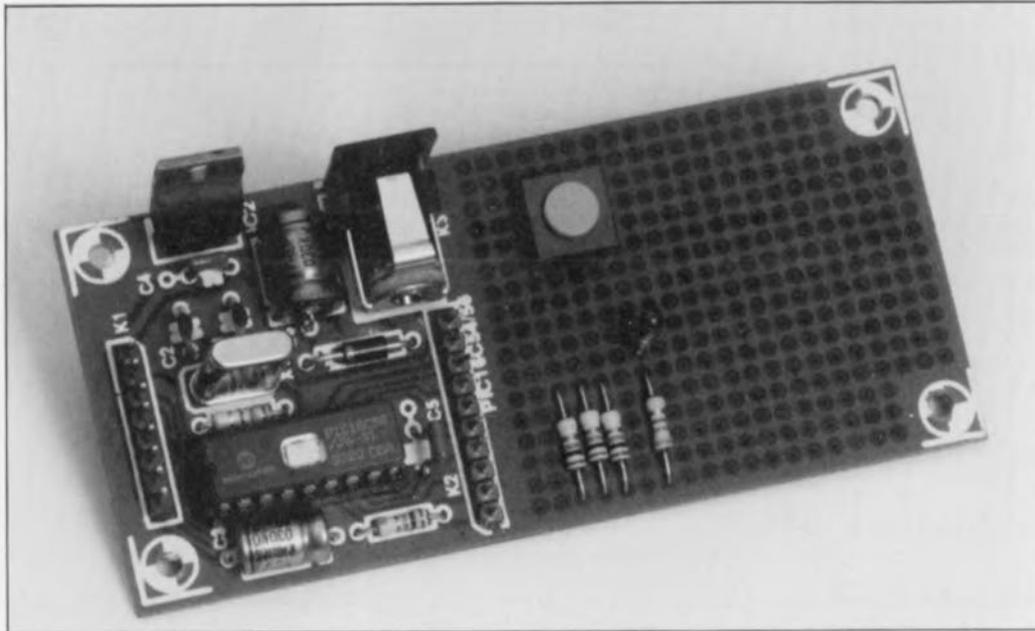
Le tableau illustrant cet article indique la chute de tension aux bornes du FET (élément décisif pour la production de chaleur, rappelez-vous) et montre ainsi

éloquement qu'en présence de courants importants un radiateur est loin de constituer un luxe superflu.

Courant	Chute de tension sans radiateur	Chute de tension avec radiateur de ± 1 K/W
12 mA	2,2 mV	2,4 mV
0,12 A	21,9 mV	26 mV
0,24 A	43,3 mV	50 mV
0,45 A	87,3 mV	90 mV
0,98 A	223 mV	210 mV
1,87 A	0,5 V	0,42 V
2,61 A	1,1 V	...
2,74 A	...	0,64 V

Lors des mesures effectuées pour obtenir ces données nous avons pris comme base de calcul une tension de pile (Bt1) de 12 V. Une tension de pile plus faible pourra se traduire par une certaine augmentation de la résistance de perte dans le transistor FET.

13 platine d'expérimentation pour PIC



Ce n'est pas la première fois, si tant est que vous soyez un lecteur assidu de ce magazine, que vous vous trouvez confronté aux processeurs de type PIC

fabriqués par Microchip. Vu la caractéristique d'universalité de ces types de microcontrôleurs nous avons pensé qu'il pouvait être intéressant de vous propo-

ser 2 platines d'expérimentation que nous avons développées à leur intention.

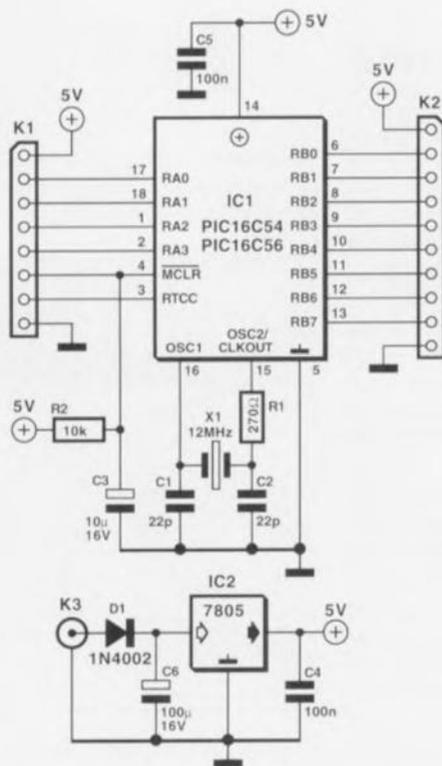
La figure 1a vous propose le schéma

du circuit prévu pour le processeur à 18 broches, la figure 1b vous propose celui à base du processeur à 28 broches. Nous avons essayé de conserver, autant que faire se pouvait, une numérotation identique des composants. Nous avons dessiné à l'intention des PIC16C54/C56 à 18 broches une platine sur laquelle peut prendre place le reste des microcontrôleurs à 18 broches de la famille des PICxxx. Les plus intéressants membres de cette famille sont le PIC16C71 (à convertisseur A/N intégré) et le PIC16C84, un microcontrôleur à EEPROM. Le second circuit imprimé est prévu pour les PIC16C55 et PIC16C57; ces microcontrôleurs à 28 broches disposent d'un port d'E/S à 8 bits additionnel qui est ici relié à l'embase K4.

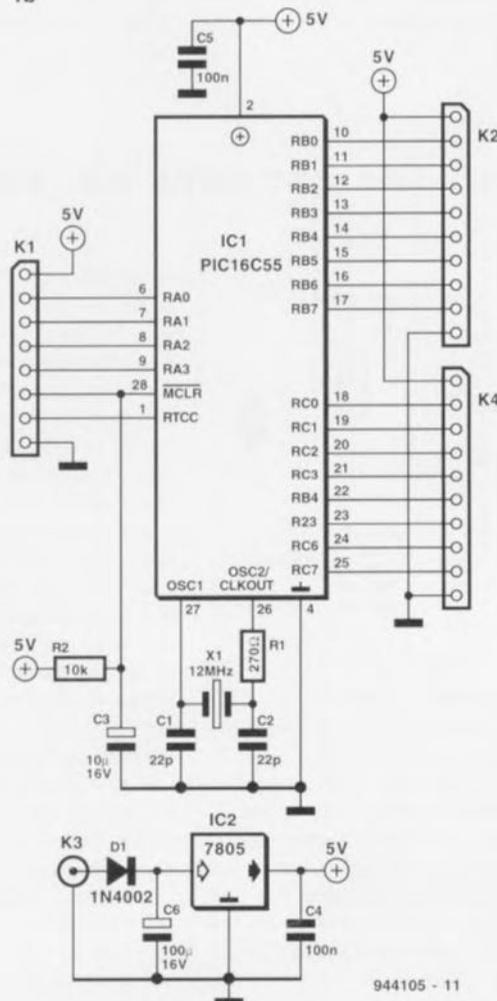
La figure 2 vous propose la sérigraphie de l'implantation des composants de ces 2 platines. Comme le montre un bref examen, la figure 2 propose les 2 versions de la platine d'expérimentation pour PIC. De par leur concept flexible, ces platines conviennent parfaitement à une utilisation en parallèle avec le cours μ PIC et tutti quanti démarré il y a quelques mois et qui en était, le mois dernier, à son 3ème et avant-dernier article. Elles constituent également un point de départ parfait dès lors qu'il s'agit de fabriquer sa propre application à base de ce type de microcontrôleur.

Comme le montre le schéma, chaque platine est dotée d'une alimentation 5 V régulés avec protection contre une inversion de la polarité. Ceci permet la connexion de n'importe quel adaptateur secteur fournissant une tension comprise entre 9 et 15 V à un courant minimum de 300 mA. On trouve en outre un générateur d'horloge travaillant à 8 MHz, un circuit de remise à zéro et un condensateur de découplage. Les embases de connexion prévues sur la platine permettent un accès facile aux lignes d'E/S du processeur. Chacune des platines est en outre dotée d'une surface royalement dimensionnée d'îlots de soudure, champ d'expérimentation largement ouvert à vos idées, permettant l'adjonction de toute électronique nécessaire à l'une ou l'autre application. Il nous reste, en guise de conclusion, à faire une remarque importante : il n'a pas encore été fait, pour la version à EPROM des contrôleurs PIC, de choix de type d'oscillateur. Il faudra donc, lors de la programmation,

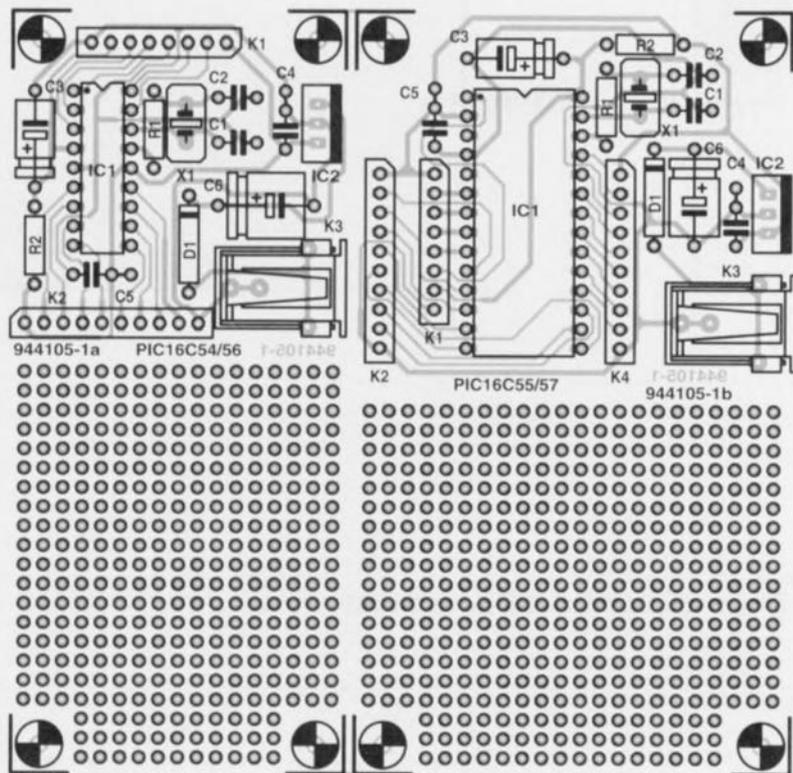
1a



1b



944105 - 11



lorsque l'on en sera à l'étape de la configuration des fusibles (*fuses*), choisir et programmer le type d'oscillateur correct – XT dans le cas présent.

Liste des composants

Résistances:

R1 = 270 Ω

R2 = 10 k Ω

Condensateurs:

C1, C2 = 22 pF

C3 = 10 μ F/16 V

C4, C5 = 100 nF

C6 = 100 μ F/16 V

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4002

IC1(a) = PIC16C54/56 (platine a)

IC1(b) = PIC16C54/56 (platine b)

IC2 = 7805

Divers:

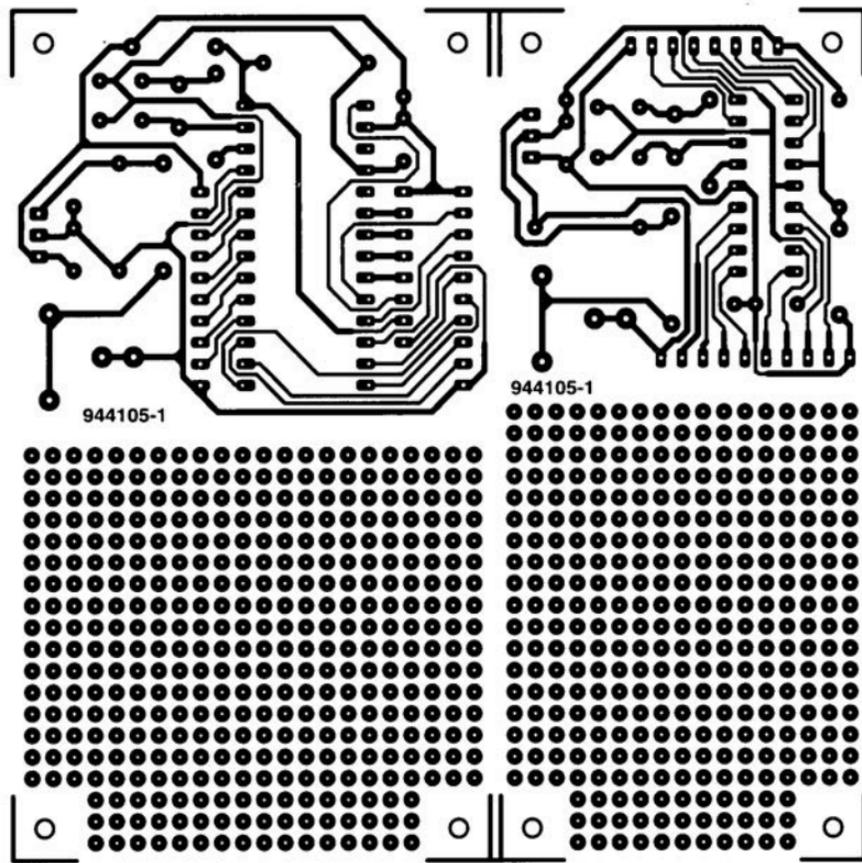
K1 = embase autosécable mâle à une rangée de 8 contacts

K2 = embase autosécable mâle à une rangée de 10 contacts

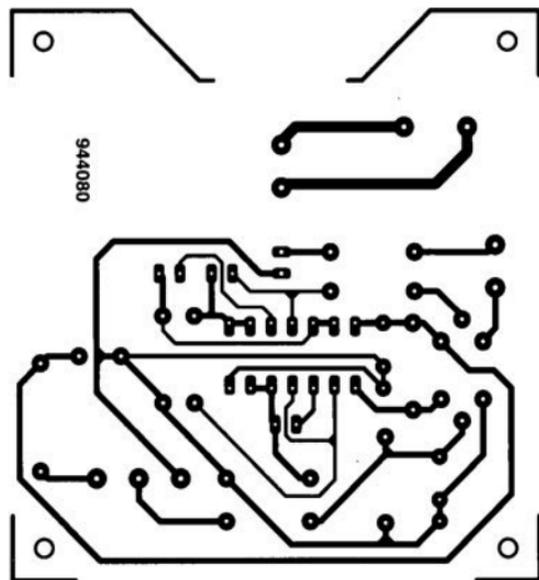
K3 = embase pour jack de module d'alimentation

K4 = embase autosécable mâle à une rangée de 10 contacts (pour platine b uniquement)

X1 = quartz 8 MHz



10



11

platine d'expérimentation pour PIC, n°193/194, juillet-août 1994, page 30 et suivante

Les connecteurs K1 des 2 schémas présentent une interversion malencontreuse des broches 6 et 7. La broche 6 de K1 doit aller à l'entrée RTCC, la broche 7 devant aller elle à l'entrée MCLR. Les 2 platines, testées comme toujours, ne comportent pas cette interversion, elles.

fréquencemètre 4 chiffres 1/2, n°196, octobre 1994, page 56 et suivantes

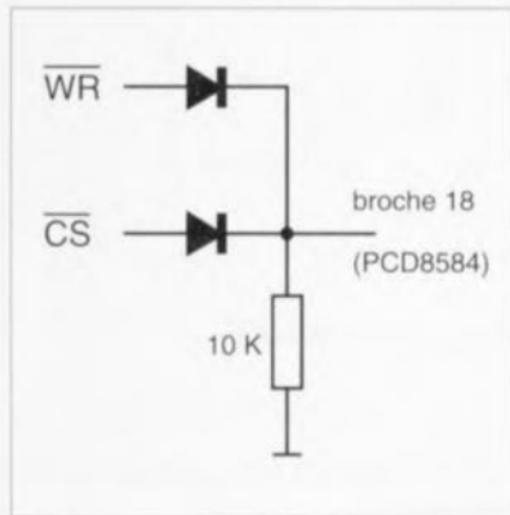
Dans le feu de l'action il nous a échappé, lors de la mise en page de cet article, que la platine du fréquencemètre 4 chiffres 1/2 aurait mérité la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de ses 2 faces vu que sur le côté «pistes» il y avait également quelques composants, même s'il ne s'agissait que de CMS... Nous réparons

cette omission, qui nous a été signalée par l'un de nos lecteurs, en vous présentant la dite sérigraphie dans les pages centrales des circuits intégrés en libre-service.

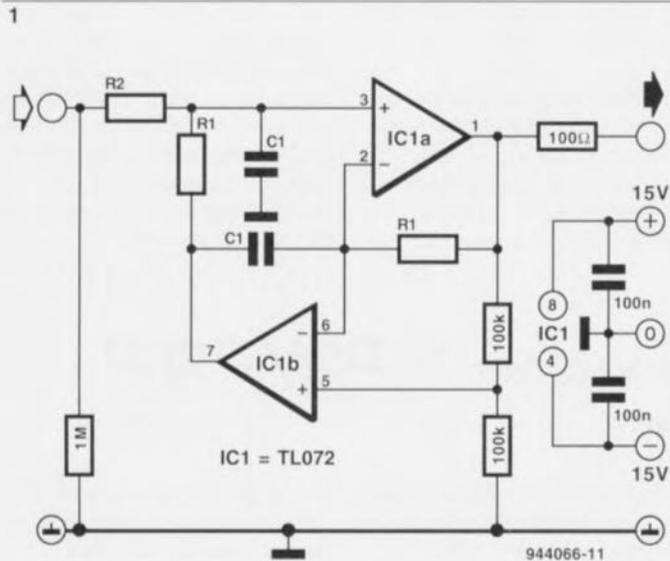
extension pour la mono-carte à 80C535, n°192, juin 1994, page 22 et suivantes

Le PCD8584, rebaptisé depuis PCF8584, peut entrer dans un mode imprévu en cas d'arrivée d'un signal \overline{WR} en l'absence de signal \overline{CS} . À la suite de quoi il peut se faire qu'il devienne impossible de communiquer avec le processeur. La solution à ce problème consiste à combiner le signal \overline{WR} avec le signal \overline{CS} de sorte que l'on ne peut avoir transmission d'un signal \overline{WR} qu'à condition que le signal \overline{CS} soit également actif. Pour ce faire il va falloir déconnecter la broche 18 de IC4 et la mettre à la masse via une résistance de 10k Ω . À l'aide de 2 diodes

dont les cathodes sont soudées à cette broche 18 on réalise une porte ET dont les 2 entrées sont les anodes des dites diodes. Sur ces anodes on applique respectivement le signal \overline{WR} (le signal arrivant à la broche 18 de IC4 avant modification) et le signal \overline{CS} (disponible à la broche 10 de IC5). Cf. le petit schéma ci-dessous.



circuit de filtre universel 14



Les circuits de filtre proposés en figures 1 et 2 sont destinés aux applications Basse Fréquence (BF) et font appel à des amplificateurs opérationnels doubles bon marché et à faible bruit archi-connus, le TL072 pour ne pas le nommer.

L'électronique de la figure 1 est celle

d'un filtre passe-bande dont on retrouve la courbe de réponse en fréquence (mesurée) en figure 3. Les composants déterminant la fréquence sont les résistances R1 et R2 et le condensateur C1.

Les composants de même dénomination tels que R1 et C1 présents sur le

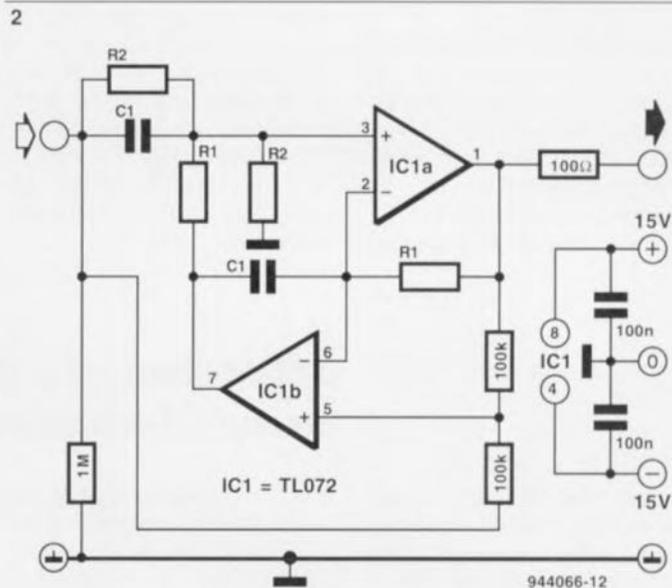


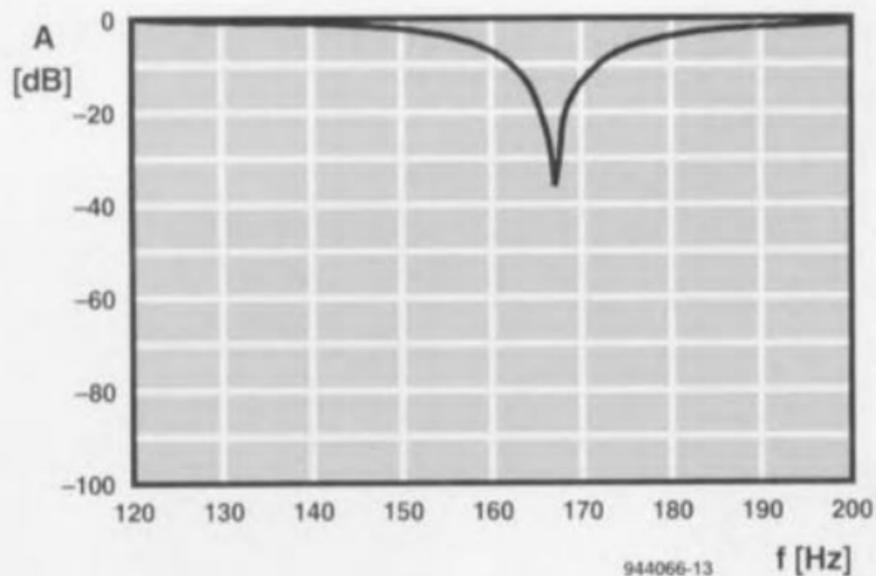
schéma ont la même valeur. Une intervention des composants R2 et C1 à l'entrée du filtre transforme celui-ci en filtre passe-haut.

Le schéma de la figure 2 est celui d'un filtre coupe-bande; on en retrouve la courbe de réponse en fréquence en figure 4. Il n'est pas difficile non plus dans ce cas-là, de donner une

autre fonction à ce filtre-ci.

Il suffit en effet de ne pas implanter, à l'entrée du filtre, la résistance R2 (prise à l'origine en parallèle sur C1) pour disposer d'un filtre passe-tout. Si l'on utilise les amplificateurs opérationnels indiqués dans le schéma, la consommation de courant du circuit

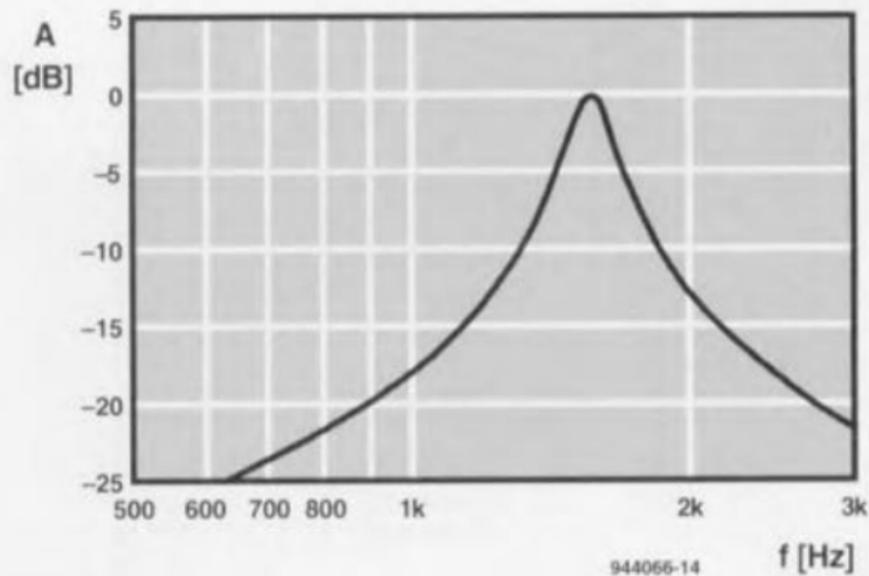
3



est de l'ordre de 4 mA. Il faudra s'assurer, si l'on envisage d'utiliser des

amplificateurs opérationnels d'un autre type, qu'ils sont bien dotés

4



d'une compensation interne en fréquence et ce même à gain unitaire

(*unity gain*) ce qui n'est pas le cas du NE5534 par exemple.

projet: K. Kraus

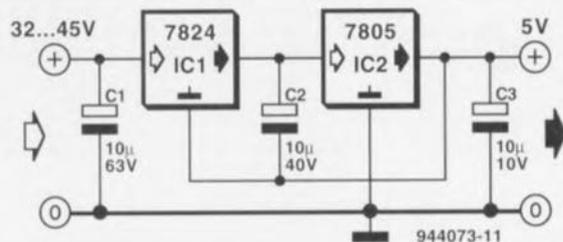
15 un 7805 alimenté sous 45 V

La tension d'entrée maximale admissible par un régulateur tripode du type 7805 est, d'après les données constructeur, limitée à 35 V. Si l'on ne dispose malheureusement que d'une tension d'entrée sensiblement supérieure à cette valeur maximale, on pourra faire appel à un second régulateur de tension tripode plutôt qu'à une diode zener. Vu les prix actuels des régulateurs de tension, cette approche revient à peine plus cher que la solution standard faisant appel à une diode zener.

La prise en série de deux régulateurs de tension a cependant l'avantage d'établir une pré-régulation de la tension d'entrée pour le 7805. Ceci se traduit par une amélioration sensible et de la stabilité de la tension de sortie et de la suppression du bruit. Dans notre montage, nous avons pris

un 7824 en amont du 7805. Pour pouvoir utiliser une tension d'entrée la plus élevée possible, la broche centrale (la broche de réglage donc) du 7824 n'est pas reliée (comme d'habitude) à la masse, mais à la sortie du 7805 (et donc à 5 V). La tension d'entrée maximale admissible pour le 7824 est donc de 45 V, valeur supérieure de 5 V aux 40 V mentionnés dans les fiches techniques du 7824.

Quant à la tension d'entrée minimale requise, il faudra se référer à la règle approximative qui dit que, dans le cas d'un régulateur de tension, il doit exister une différence en tension de 3 V au minimum entre la tension d'entrée et la tension de sortie. À la sortie du 7824 – et donc à l'entrée du 7805 – on a une tension **constante** de $24\text{ V} + 5\text{ V} = 29\text{ V}$, valeur large-



ment suffisante pour un 7805. Pour garantir une bonne régulation il faudra alimenter le 7824 à l'aide d'une tension supérieure de 3 V à 29 V, soit 32 V au minimum.

Du fait qu'il existe une différence relativement importante entre la tension d'entrée du circuit et sa tension de sortie, l'intensité maximale du courant de sortie est, bien évidemment, limitée. Sachant qu'il existe une différen-

ce en tension constante de 24 V entre l'entrée et la sortie du 7805, un courant de 80 mA entraînera déjà une dissipation de 2 W ! Cette valeur constitue en fait, pour un 7805 sans radiateur, le maximum. Si tant est que l'on ait besoin d'un courant d'intensité plus importante il faudra donc doter les deux régulateurs d'un radiateur de dimensions et de résistance thermique appropriées.

16 sélecteur de transistor NPN/PNP complémentaire

L'amplificateur de puissance décrit ailleurs dans ce numéro Hors-Gabarit donne le meilleur de lui-même lorsque l'on veille à ce que ses transistors de commande, les BD139/BD140, aient des caractéristiques aussi proches que possible. Cet amplificateur n'est pas le seul dans son cas, de nombreux amplificateurs ne peuvent que profiter du choix d'une paire de transistors push-pull parfaitement complémentaires. Le petit circuit de test que nous vous proposons ici permet d'apparier des paires PNP-NPN quant à leur tension base-émetteur. L'électronique du montage est

telle qu'une simple inversion de la polarité de la tension d'alimentation permet de passer d'un mode NPN vers un mode PNP (NPN : « + » au collecteur du transistor à tester et « - » au point nodal R2/R4).

Les explications nécessaires à la compréhension du fonctionnement de ce sélecteur ne nous amèneront pas trop loin. Supposons que nous prenions un transistor NPN comme cobaye. Dans ce cas il circule, via les diodes D2 et D3, un courant à travers la source de courant T1/R1 et la résistance R2. Le

courant à travers T1 étant fixé à 5 mA, on a, aux bornes de R2, une chute de tension de l'ordre de 1,1 V.

Cette chute de tension sert à commander, via la résistance R3, la mise en conduction du transistor à tester, par l'application d'une tension sur la base de ce dernier. Le dit transistor devenant passant, il naît aux bornes de R4 une chute de tension de quelque 0,4 V. Le courant de collecteur atteint de ce fait un petit 20 mA. Le galvanomètre M2 permet de lire la valeur exacte de la tension base-émet-

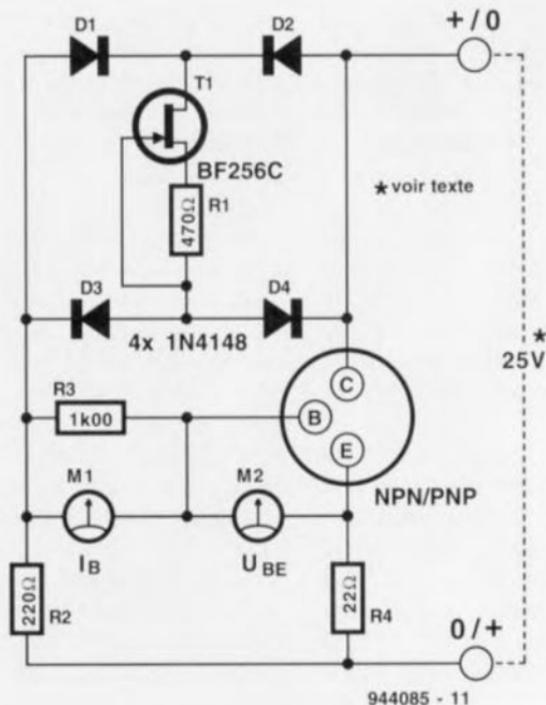
teur du transistor en cours de test. Lors du test d'un transistor PNP, le courant circule via R2 et les 2 autres diodes, D1/D4, par la même source de courant. On est assuré ainsi que la tension aux bornes de R2 possède bien la même valeur, qu'il s'agisse du test d'un transistor NPN ou PNP, si tant est que ces 2 transistors sont bien complémentaires. La seule raison de la présence de la résistance R3 est de permettre, par l'intermédiaire d'un second galvanomètre, M1, une mesure exacte du courant de base du transistor en cours de test. Cette option

supplémentaire permet une sélection des transistors quant à une h_{FE} (gain en courant) identique. Un gain différent entraîne une chute de tension différente aux bornes de R3. Si cette option ne présente pas d'intérêt, on pourra tout simplement supprimer R3 et M1.

Il faudra, pour obtenir, les meilleurs résultats, lire la valeur affichée par M2 immédiatement après l'application de la tension d'alimentation. Il ne faut pas en effet, laisser au transistor le temps de chauffer, vu que chaque degré de température additionnel de la jonction du transistor se traduit par une erreur de mesure de 2 mV. Lorsque l'on commence par tester une paire de transistors NPN et que l'on en relève la tension U_{BE} , et que l'on procède de la même façon pour un certain nombre de PNP, on aura vite fait de réaliser l'un ou l'autre mariage d'intérêt. Il nous semble évident que l'on commencera par se limiter à une seule et unique source de transistors. L'expérience nous a

appris qu'il existe de très grosses différences entre le même type de transistors de sources différentes :

quelques dizaines de millivolts de U_{BE} à courant identique sont loin d'être exceptionnels !



La tension d'alimentation optimale pour le sélecteur de transistors est de 30 V. Avec le dimensionnement du schéma la consommation de courant se situe aux alentours de 25 mA. Il est prudent, avant d'utiliser ce montage pour procéder à de vraies mesures, de mesurer la tension aux bornes de R1 : on devrait avoir de l'ordre de 2,35 V.

En raison des tolérances importantes existant entre les JFET, il peut s'avérer nécessaire de devoir adapter la valeur de R1 si le courant à travers T1 diffère trop de la valeur prévue à l'origine, à savoir 5 mA.

Ah oui, avant que nous ne l'oublions : attention à la technique de connexion des transistors à tester. On pourra utiliser, pour les transistors des types BD139/BD140 ou MJE15030/MJE15031, la moitié d'un support à 6 broches soit encore un morceau de barrette autosécable d'un nombre de broches identique. Cette approche permet un remplacement facile du transistor à tester.

adaptateur d'accu à Gold-Cap 17

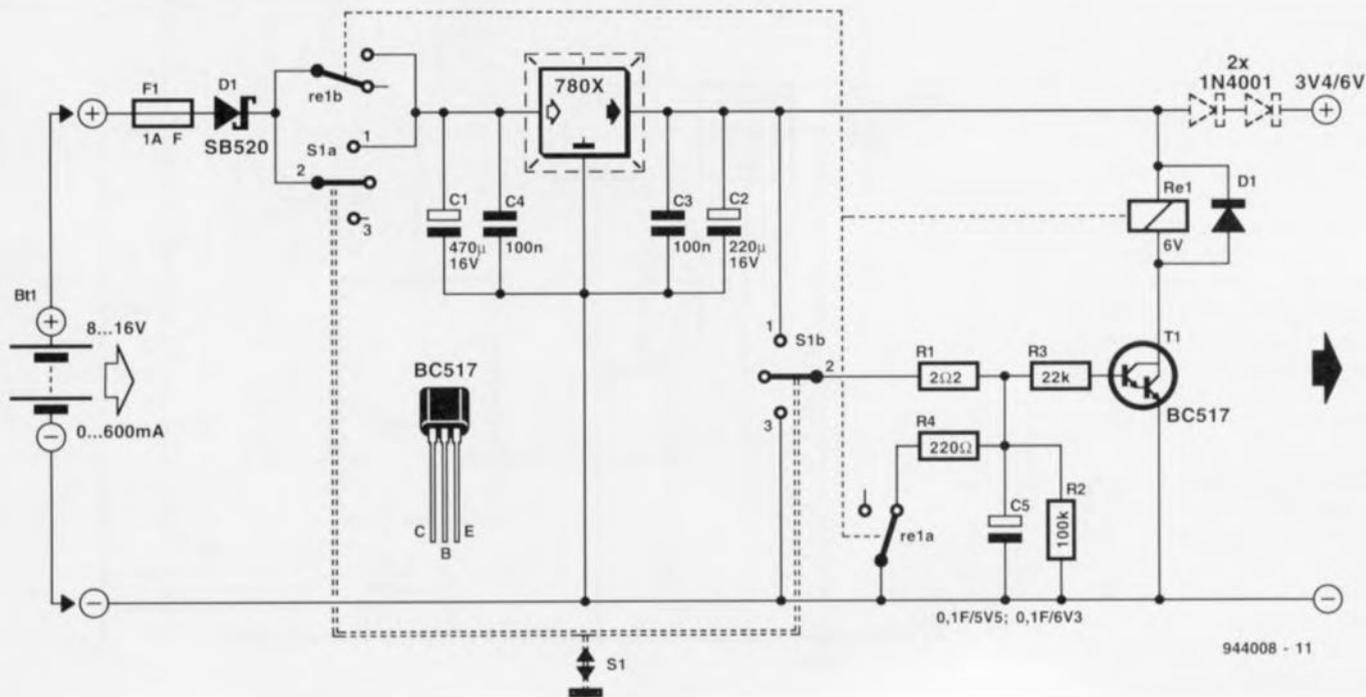
Le plus grand inconvénient de la plupart des lecteurs de D.A.N. (Disques Audio Numériques ou CD) portatifs est sans aucun doute leur consommation relativement importante qui, en deux heures au maximum, draine un set complet de piles Mignon puissantes ou d'accus CdNi. Outre le fait que cela soit, dans le

premier cas, une affaire relativement coûteuse, on se trouve forcé de toujours disposer d'un set de piles neuves ou d'accus rechargés d'avance.

D'après les mesures effectuées par l'auteur, un lecteur de D.A.N. nécessite un courant de démarrage de 600 mA au

minimum et connaît un courant de service de 400 à 500 mA. Au bout d'une durée de deux heures d'utilisation continue, la capacité résiduelle des piles ou des accus ne suffit plus pour fournir le courant de (re)démarrage. Si l'on veut avoir une durée de service plus longue et indépendante de la tension

secteur, on pourra faire appel à un accu de capacité sensiblement plus importante tel qu'un accu au plomb (de voiture ou d'une autre perceuse autonome à accus par exemple) fournissant une tension de 6 ou 12 V. L'adaptateur d'accu, objet de cet article, remplit deux fonctions : il trans-



forme, d'abord, la tension de l'accu en une tension au niveau acceptable par le lecteur de D.A.N. (3,4 ou 6 V). Sa seconde tâche consiste à introduire un automatisme de mise hors-fonction qui coupe la tension d'alimentation après une certaine durée réduisant ainsi la consommation du lecteur à zéro. L'adaptateur se caractérise de plus par une protection contre des erreurs de polarité, **et** à son entrée, **et** à sa sortie.

Pour la transformation vers 6 V (certains lecteurs de D.A.N. fonctionnant avec un set de quatre piles Mignon) de la tension de l'accu, comprise entre 8 et 16 V, nous faisons appel à un régulateur de tension du type 7806. Si votre lecteur fonctionne sous une tension de 3,4 V (deux piles Mignon), un régulateur 7805 fera parfaitement l'affaire. On notera que

l'utilisation d'un accu au plomb de 6 V pour alimenter l'adaptateur vous oblige à faire appel à un régulateur à faible chute de tension intrinsèque du type LM2940T-5.0 ou comparable. On pourra même, de manière à réduire à zéro, dans ces conditions, toute perte de tension en amont du régulateur, supprimer D1, la diode Schottky SB520. En aval de la sortie du régulateur deux diodes du type 1N4001, prises en série, réduisent la tension de 5 V aux 3,4 V requis (sous charge, bien entendu) par le lecteur de D.A.N..

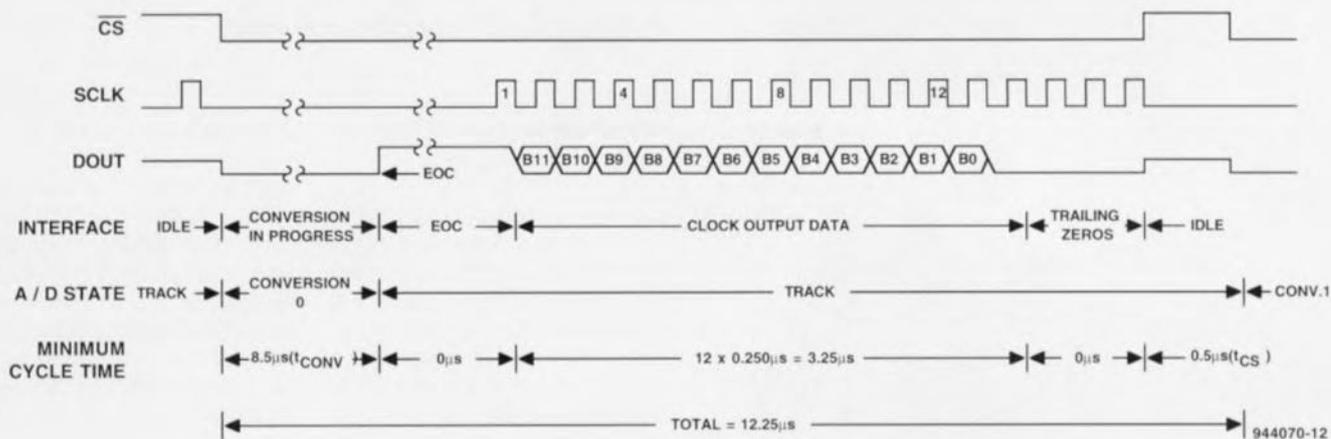
Il est indispensable, en tout cas, de doter le régulateur utilisé, d'un radiateur. La diode Schottky, avec sa faible chute de tension, protège le circuit contre une erreur de polarité lorsque du branchement de l'accu. Le fusible F1 (1 A, action rapide) limite l'intensité du courant à une valeur de 1 A.

Cette valeur devrait être suffisamment importante, même pour le démarrage du moteur du lecteur.

L'automatisme de mise hors-fonction, centré sur le transistor T1, est mis en ou hors-fonction à l'aide une touche de contact bipolaire S1a + S1b. Si les contacts « 2 » du milieu de cette touche se trouvent reliés aux contacts « 1 », on aura un flux de courant de l'accu, à travers le régulateur, vers le lecteur de D.A.N.. Comme les contacts « 1 » et « 2 » de S1b sont reliés, la sortie du régulateur est également connectée à la résistance R1. Le transistor T1 devient de ce fait conducteur et le relais Re1 est excité. Le contact travail Re1b du relais « ponté » maintenant le circuit S1a de la touche S1. Le contact repos (Re1a) du même relais coupe simultanément la connexion du réseau R4/C5 vers la masse. Ce fait se traduit par le char-

gement, en moins d'une seconde, du condensateur Gold-Cap, C5.

Si, maintenant, on relâche la touche S1, le relais reste excité et le chargement du condensateur cesse. Le condensateur C5 se décharge alors, d'une part à travers R2 et de l'autre via la résistance R3 et la jonction base-émetteur du transistor T1. Sachant que le condensateur Gold-Cap, C5, se caractérise par une capacité énorme (0,1 F !!) sa décharge jusqu'au niveau de 1,1 V prend, en fonction de la tension d'alimentation, une heure environ. Après cette durée de décharge les contacts du relais sont relâchés et le circuit est complètement désactivé. La charge résiduelle dérisoire de C5 disparaîtra via la résistance R2 et la consommation du circuit au repos sera réduite à ... zéro !



dant la durée du processus de conversion interne.

Une fois la conversion terminée cette broche passe au niveau haut. Il faudra écrire le logiciel de gestion de processus requis de manière à ce qu'il détecte le passage au niveau haut de la

broche 6 et qu'il se mette alors à lire les 12 bits de données, en commençant par le bit de poids fort (MSB = *Most Significant Bit*). Cette opération nécessite donc l'application de 13 impulsions d'horloge sur la broche 8. Les données changent sur

le flanc descendant du signal d'horloge. Le MAX187 est d'une rapidité très acceptable : $8,5 \mu\text{s}$ pour la conversion, 13 fois $0,25 \mu\text{s}$ pour la lecture des données, plus une pause de $0,5 \mu\text{s}$, soit une durée de conversion totale de $12,25 \mu\text{s}$.

Nous vous proposons un petit programme, écrit en QBASIC, pour la visualisation à l'écran des valeurs de température mesurées. Le langage QBASIC est une partie standard de toute version 5 ou 6 du DOS de Microsoft.

```
maxwrite = &H378
maxread = maxwrite+1
```

```
WHILE 1
  OUT maxwrite, 128: REM CS high
  OUT maxwrite, 0: REM start conversion

  WHILE INP(maxread) AND 128 = 0: REM wait for EOC (input
  inverted!)
  WEND
```

```
  OUT maxwrite, 1: REM clock high, extra clock to start
  OUT maxwrite, 0: REM clock low
```

```
total = 0
```

```
FOR clocks = 11 TO 0 STEP -1
```

```
  OUT maxwrite, 1
```

```
  value% = (NOT INP(maxread)) AND 128: REM inverted
```

```
input!
```

```
  IF value% < > 0 THEN total = (2 ^ clocks) + total
```

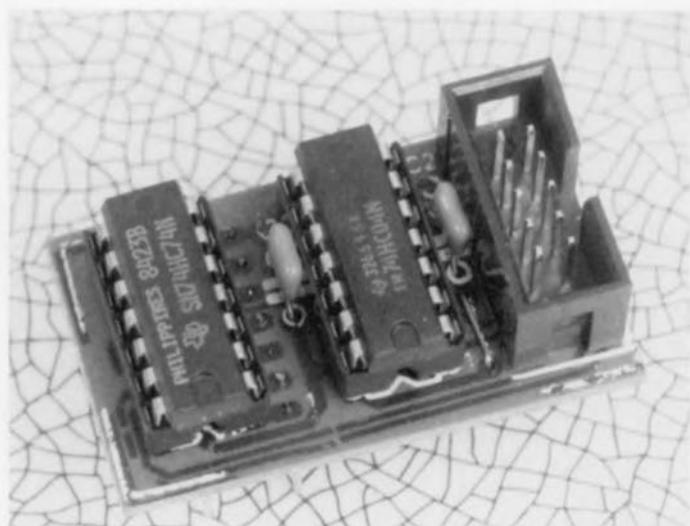
```
  OUT maxwrite, 0: REM next clock
```

```
NEXT
```

```
PRINT total
```

```
WEND
```

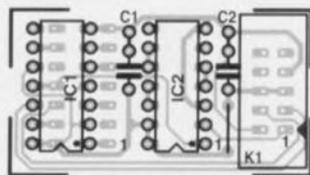

20 inhibiteur de copybit autonome



L'un des problèmes rencontrés lors de l'utilisation de l'inhibiteur de copybit décrit en référence [1] de la bibliographie est la nécessité de l'intégrer dans le lecteur/enregistreur DAT ou DCC, ce qui implique l'ouverture de l'appareil, et dans certains cas, sa modification. La petite platine d'extension décrite ici permet de transformer l'inhibiteur de copybit pour l'utiliser comme un dispositif externe que l'on intercale dans la liaison coaxiale ou optique reliant un lecteur de DAN et le lecteur/enregistreur de CAN (DAT ou DCC). Pour cela il nous faudra combiner les montages suivants :

1. le « jitter-killer », suppresseur d'instabilité de signal numérique (réf. [2])
2. l'inhibiteur de copybit (réf. [1])
3. la mini-platine d'extension décrite ici.

L'inhibiteur de copybit ainsi réalisé constitue un montage autonome capable de reconnaître les 3 fréquences d'échantillonnage en usage, à savoir 32, 44,1 et 48 kHz; il présente en outre l'avantage indiscutable de ne



Liste des composants

Condensateurs:
C1, C2 = 47 nF céramique

Semi-conducteurs:
IC1 = 74HC74 ou 74HCT74

IC2 = 74HC04

Divers:
K1 = embase encartable à 2 rangées de 5 contacts (HE-10)
K2' = 14 conducteurs

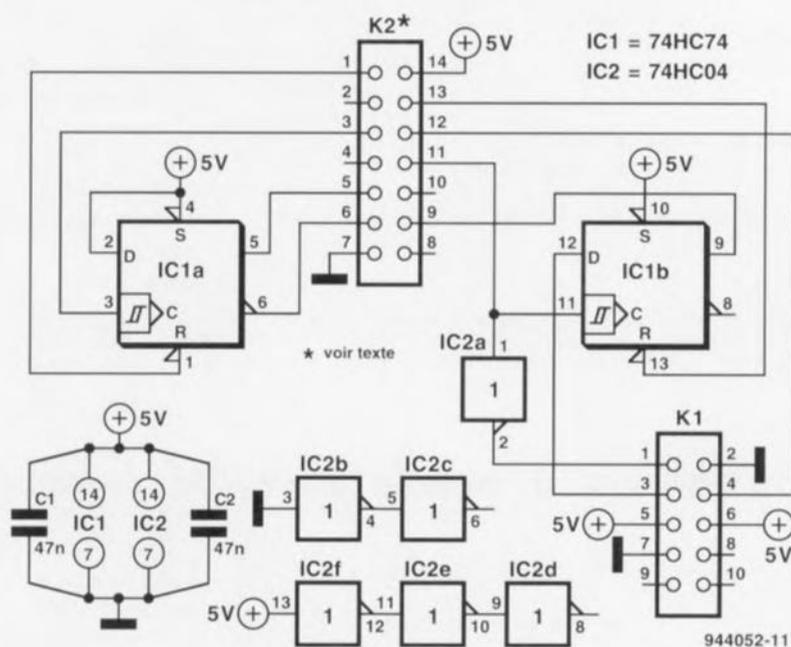
présent sur la platine d'extension décrite ici.

Comme il n'était pas possible d'utiliser l'embase mâle présente sur le « jitter-killer » pour la connexion de cette extension il nous a fallu trouver une autre solution. La platine d'extension vient s'implanter dans le support destiné à l'origine à IC3, après bien entendu que le dit circuit intégré ait été extrait du support. De cette façon, l'inhibiteur de copybit est inséré dans le trajet du signal en amont de IC3b, bascule D dont la fonction est reprise par IC1b présent sur la platine de l'extension. Cette approche présente l'avantage additionnel de permettre au « jitter-killer » d'éliminer tout signal

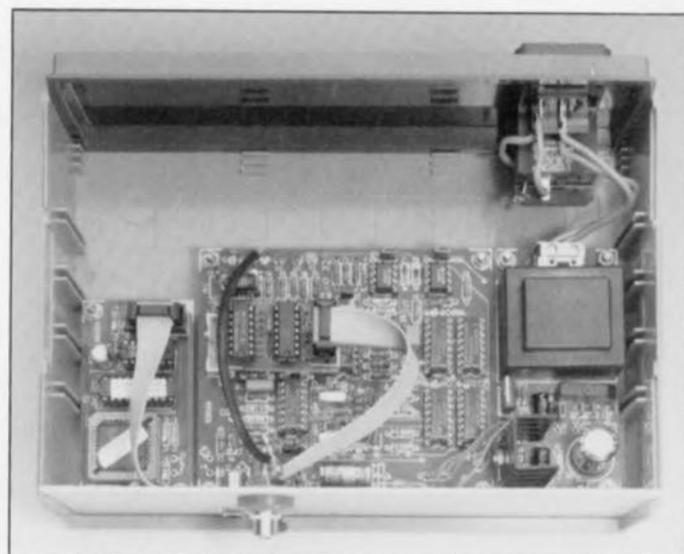
parasite introduit par l'inhibiteur de copybit.

Le support de IC3 du « jitter-killer » met à disposition tous les signaux nécessaires au fonctionnement de la platine d'extension : la tension d'alimentation, le signal d'horloge reconstitué et bien entendu le signal S/PDIF à niveau TTL. L'inhibiteur de copybit est connecté à une embase mâle à 10 contacts, K1, sur la platine d'extension par le biais d'un morceau de câble plat de faible longueur.

Bien que l'on puisse utiliser le 74HC74 extrait du « jitter-killer » pour l'implanter dans le support de IC1 de la platine d'extension, il est préférable de le remplacer par un exemplaire du type



pas nécessiter d'opération à « coeur ouvert » de l'appareil auquel il est relié. L'inhibiteur de copybit nécessite une fréquence d'horloge 128 fois supérieure à la fréquence d'échantillonnage. On dispose de cette fréquence sur la broche 11 du double bistable IC3 présent dans le « jitter-killer ». Il faut cependant procéder à une inversion de la phase de ce signal pour pouvoir l'utiliser avec l'inhibiteur de copybit, fonction remplie par l'inverseur IC2a



74HCT74. On extrait IC3 du support correspondant du « jitter-killer ». Le connecteur K2 présent sur la platine d'extension prend la forme d'une série de 14 conducteurs rigides coupés à une même longueur et soudés côté « pistes ». Une fois la réalisation

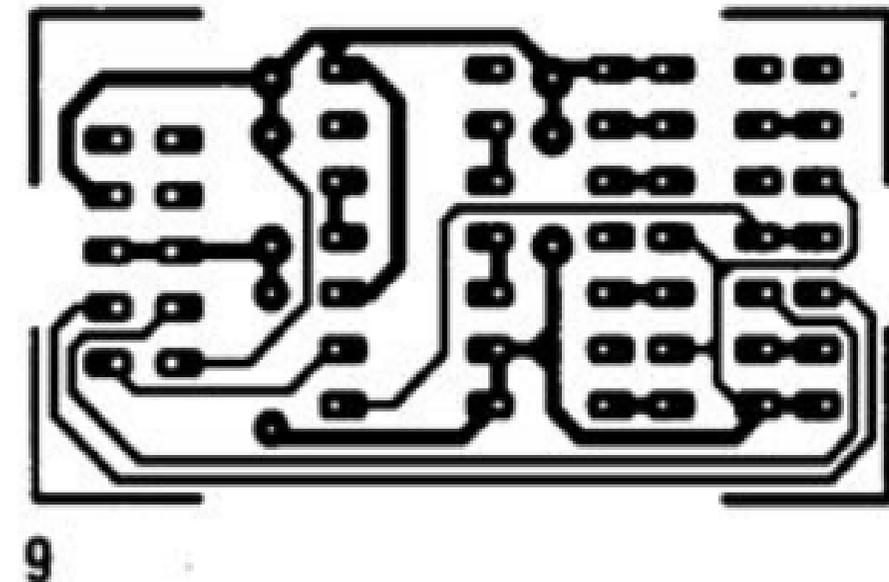
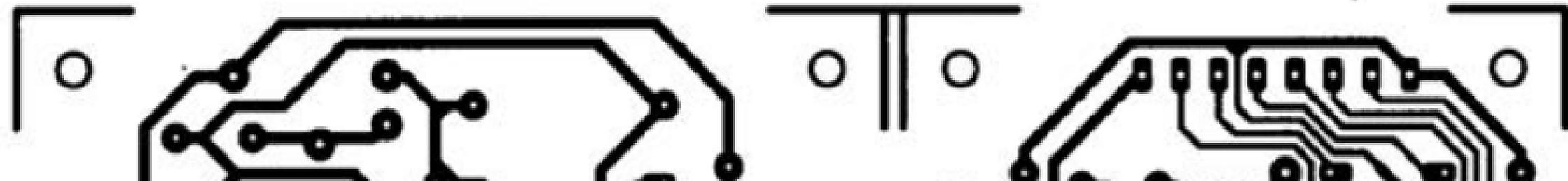
de la platine d'extension terminée on aligne soigneusement les dits conducteurs avant de les couper tous à la même longueur et de les enficher dans le support prévu à l'origine pour IC3. On peut également envisager, opération plus délicate, de supprimer

le support de IC3 sur le « jitter-killer » de débarrasser ses orifices des restes de soudure, d'enficher les conducteurs de notre « connecteur » et de les souder en place. Ceci répond à l'un des souhaits les plus fréquemment exprimés ces derniers mois.

Bibliographie

- [1] *Inhibiteur de copybit, Elektor n°188, février 1994, page 17 et suivantes*
- [2] *« jitter-killer », Suppresseur d'instabilité pour signal audio numérique, Elektor n°176, février 1993, page 55 et suivantes*

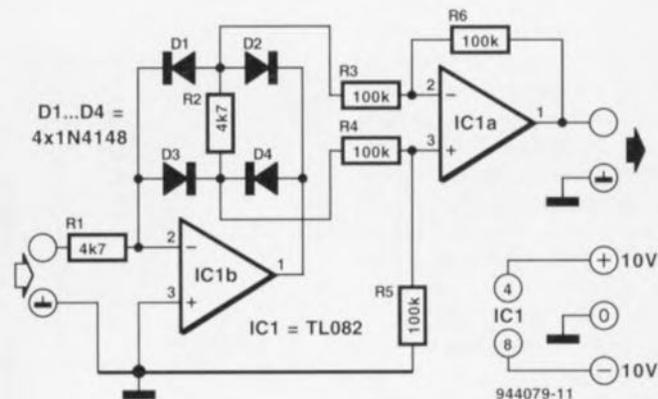
- 6 Alarme de température excessive pour PC
- 7 Adaptateur SIMM 1 vers 4 Moctets (côté pistes)
- 8 Adaptateur SIMM 1 vers 4 Moctets (côté composants)
- 9 Inhibiteur de copybit autonome
- 10 Platine d'expérimentation pour PIC
- 11 Répéteur optique pour sonnette de porte



redresseur idéal 21

Certains circuits électroniques sont plus exigeants que d'autres et peuvent, comme c'est le cas d'un compresseur dynamique par exemple, demander l'utilisation impérieuse d'un redresseur double alternance idéal. Il ne saurait être question, pour l'application envisagée, d'accepter des seuils de commutation ou autre comportement non-linéaire. Un examen critique du schéma ne manquera pas de mettre à la lumière l'existence de 2 sous-ensembles. Le premier amplificateur opérationnel, IC1b, assure le redressement actif. On dispose aux bornes de la résistance R2 du signal redressé. De par sa présence, l'amplificateur opérationnel a alors

assuré aux 4 diodes un comportement de composants idéaux sans seuils de commutation. Vu que la majorité des circuits électroniques requiert, par rapport au niveau de la masse, une tension continue, le second amplificateur opérationnel, IC1a, remplit une fonction d'amplificateur différentiel. À la sortie du dit amplificateur opérationnel on dispose de la version redressée du signal disponible aux bornes de la résistance R2. Dans le cas d'une tension d'alimentation de $\pm 10\text{V}$, le niveau de la tension alternative appliquée à l'entrée ne doit pas dépasser 16V_{cc} . Le circuit ne consomme que quelques milliampères.



décodeur stéréophonique 22

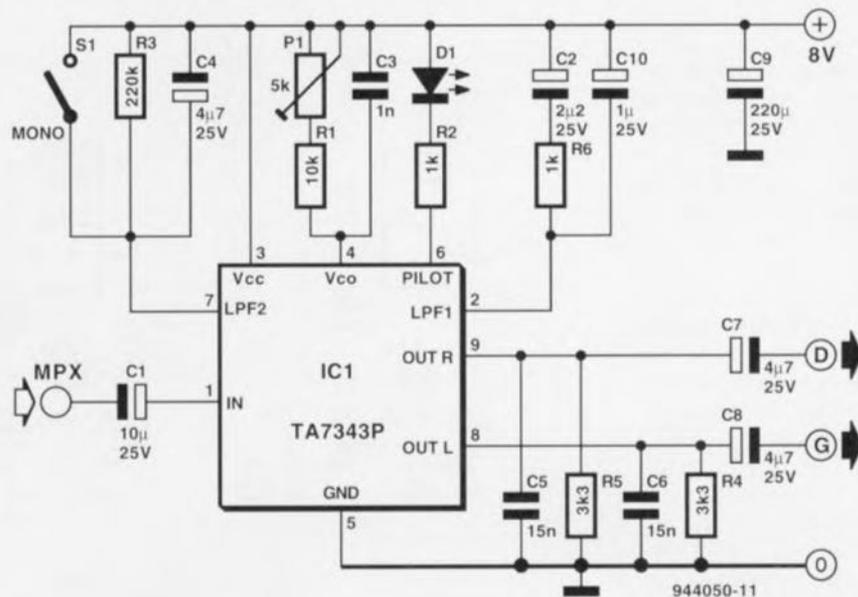
L'extraction différenciée des signaux G(auche) et D(roit) présents dans un signal stéréophonique multiplexé exige un traitement complexe. La première étape du processus consiste à l'extraction du signal G-D, opération qui nécessite une porteuse auxiliaire de 38 kHz possédant exactement les mêmes fréquence et phase que l'émetteur. Il ne suffit pas de faire appel à un simple VCO (**V**oltage **C**ontrolled **O**scillator = oscillateur commandé en tension) pour la génération de cette porteuse auxiliaire. Il faut, pour que la fréquence soit au pas de la fréquence originale, que l'on ait synchronisation du VCO avec la fréquence-pilote de 19 kHz présente dans le signal MPX. Il faut en outre, que l'on ait, aux ordres du signal-pilote, une commutation mono/stéréo, et de préférence avec visualisation optique.

Il est heureux que l'électronicien désirent réaliser un circuit de ce genre n'ait pas à se casser la tête sur tous ces détails, vu qu'il existe, depuis bien des lustres presque, des décodeurs stéréo tout faits prenant la forme de l'un ou l'autre circuit intégré. Il n'en restait pas moins vrai que la majorité des dits circuits intégrés exigeait

l'adjonction d'un nombre non négligeable de composants et que la procédure de réglage qu'ils impliquaient n'était pas une sinécure. Les nouvelles générations de décodeurs stéréos intégrés sont remarquables par leur étonnante simplicité. Comme le

montre le schéma, le décodeur de Toshiba, un TA7343P, ne demande (presque !!!) plus de composants. Le signal MPX entre par la broche 1, les signaux G et D étant eux, après passage par un filtre passe-bas simple, disponibles aux broches 8

et 9 de ce circuit intégré. Lorsque le détecteur de fréquence-pilote interne détecte la présence du signal de 19 kHz il commande l'illumination de la LED D1 et active le commutateur stéréo interne. En cas d'absence du signal pilote la LED D1 reste éteinte et



le circuit passe en mode mono.

L'inverseur S1 permet de passer manuellement en mode mono. Lorsque cet inverseur est fermé, la broche 7 du TA7343P se trouve alors à +8 V, les 2 sorties fournissent le signal de sommation « G+D ». Le réglage du VCO se fait à l'aide de P1

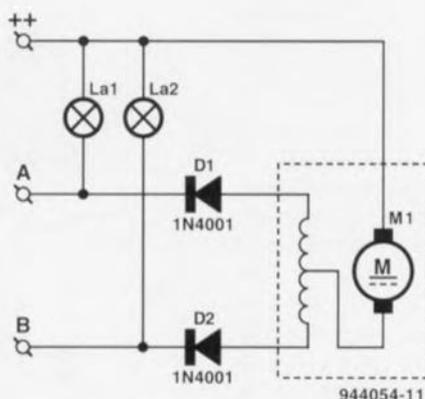
et n'implique ni de disposer d'un appareillage complexe ni de connaissances spéciales : après avoir syntonisé le récepteur sur un émetteur stéréo, on joue sur l'ajustable P1 jusqu'à avoir l'allumage de la LED D1; voilà c'est tout. En dépit du choix d'un concept minimum, le TA7343P possè-

de des caractéristiques techniques fort acceptables. La valeur de distorsion harmonique donnée par le fabricant est de 0,08% (typique); avec respectivement 70 et 74 dB, la réjection de la porteuse auxiliaire et le rapport signal/bruit n'ont aucune raison de se cacher. La plage des tensions d'ali-

mentation admissibles s'étend de 3,5 à 12 V, les spécifications mentionnées quelques lignes plus haut s'entendent pourtant à une tension d'alimentation de 8 V. La consommation de courant moyenne est, LED éteinte, de 11 mA, pour atteindre 18 mA au maximum.

application Toshiba

Dans le passé proche, nous avons, dans votre magazine d'électronique préféré, Elektor en l'occurrence, décrit plusieurs dispositifs électroniques d'inversion de sens de circulation pour les locomotives de chez Märklin. Le dernier exemplaire avait été l'**inverseur électronique de sens de circulation pour locomotive** (« telex ») (n°169/170, juillet/août 92, page 97). Nous avons indiqué, sans trop insister sur les tenants et les aboutissants, qu'il était également possible de commuter automatiquement l'éclairage lors d'un changement de sens de circulation du train. Nous réparons ce manque d'information qui, à l'époque, ne nous avait pas frappé. Le schéma représenté ici montre comment, par la simple



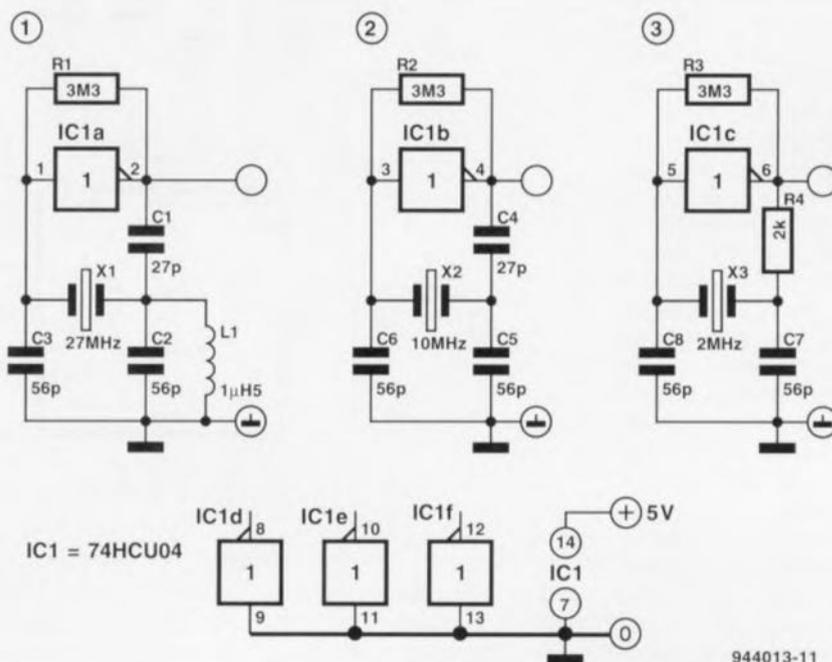
adjonction de 2 diodes, il devient possible de coupler le comportement des ampoules au sens de déplacement de la locomotive. Précisons, pour appeler

les choses par leur nom, que les ampoules La1 et La2 du schéma représentent les ampoules des feux avant de la locomotive.

Un petit truc à l'intention de ceux d'entre nos lecteurs qui envisageraient d'adapter le circuit mentionné plus haut à une locomotive sans couplage automatique. On pourra dans ce cas-là laisser tomber purement et simplement la partie du circuit centrée sur T5. Pour maintenant réduire le cycle de commutation à 2 modes (marche avant/marche arrière) on interrompt la piste de cuivre reliant la broche 10 de IC1 à sa broche 15 et l'on pose un pont de câblage entre la broche 7 et la broche 15 de ce circuit intégré.

Un unique inverseur de type HC, sans tampon, il n'en faut pas plus pour réaliser un oscillateur à quartz d'une stabilité, c'est le cas de le dire, de roc. Les quartz utilisables dans un tel montage se subdivisent en 2 catégories: les quartz oscillant à leur (fréquence) fondamentale et les quartz travaillant à une harmonique (*overtone*). On fait appel à ce dernier type de quartz lorsqu'il faut générer des fréquences élevées, les quartz travaillant à leur fréquence de base, fournissant en règle générale des fréquences relativement faibles.

Le schéma ① montre comment implanter le quartz pour le faire osciller à une harmonique, la troisième dans le cas présent. Il n'est pas rare, pour les fréquences extrêmement élevées, que l'on fasse osciller un quartz à sa 7^{ème}, voire sa 9^{ème} harmonique. Le circuit fait appel à un inverseur du type HCU04, dénomination dans laquelle le U indique qu'il s'agit d'une version non dotée de tampon, U = **Unbuffered**, cette famille de composants se prêtant mieux à la réalisation



944013-11

d'oscillateurs que les types HC. Le quartz utilisé possède une capacité C_1

de 30 pF. La valeur de cette capacité constitue un facteur important vu

qu'elle forme, associée à la self L1, un circuit résonant accordé sur une fré-

```

10 DIM I$(8):PI=3.141593:R1=3.3
20 CLS: PRINT "Calcul d'oscillateurs à quartz"
30 LOCATE 3,1:PRINT "Utilisant un inverseur 74HCU04 (non
tamponné)."
```

40 LOCATE 6,1:INPUT "Fréquence du quartz en MHz ",F:IF F=0
THEN 20

50 LOCATE 9,1:INPUT "Capacité C(1) du quartz (Retour = 30 pF)
",CL

60 LOCATE 12,1:PRINT "R1 = ",R1, " Mohm;"

70 IF CL=30 OR CL=0 THEN C1=27:C2=56:GOTO 150

90 IF CL=12 THEN C1=10:C2=22:GOTO 150

100 IF CL=15 THEN C1=12:C2=27:GOTO 150

110 IF CL=20 THEN C1=18:C2=33:GOTO 150

120 IF CL=50 THEN C1=39:C2=82:GOTO 150

130 IF CL=100 THEN C1=82:C2=180:GOTO 150

140 C1=.45*CL:C2=2*C1

150 PRINT "C1 = ",C1," pF;":PRINT "C2 = ",C2," pF;":PRINT
"C3 = ",C2," pF;"

160 IF F<17 THEN PRINT "Inductance inutile.":GOTO 180

170 T=1/111/F:K=T*T/(4*PI*PI):L=K/C1

175 PRINT "L1 = ",:PRINT USING "###.##^",L,:PRINT " µH."

180 LOCATE 20,1:PRINT "Autres calculs (O/N) ";:INPUT I\$

190 IF I\$="N" OR I\$="n" THEN END ELSE 20

quence qui se situe très légèrement en-deçà de la fréquence de travail requise du quartz. Ceci permet d'éviter

que le quartz ne se mette à osciller spontanément sur sa fréquence fondamentale. La valeur de la résistance

prise dans le circuit n'est pas critique et peut se situer entre 1 et 10 M Ω . Nous avons opté, plus pour des raisons tant pratiques que techniques, pour une résistance de 3M Ω .

Le schéma proposé est utilisable pour une tension d'alimentation de 5 V et à des fréquences allant jusqu'à 40 MHz. Au-delà de 40 MHz le l'inverseur HCU04 n'est plus utilisable, ce qui explique la valeur précise de cette limite. Un quartz qui oscille à sa fréquence fondamentale – ce qui est le cas jusqu'aux fréquences de l'ordre de 17 MHz – n'a pas besoin de boucle accordée.

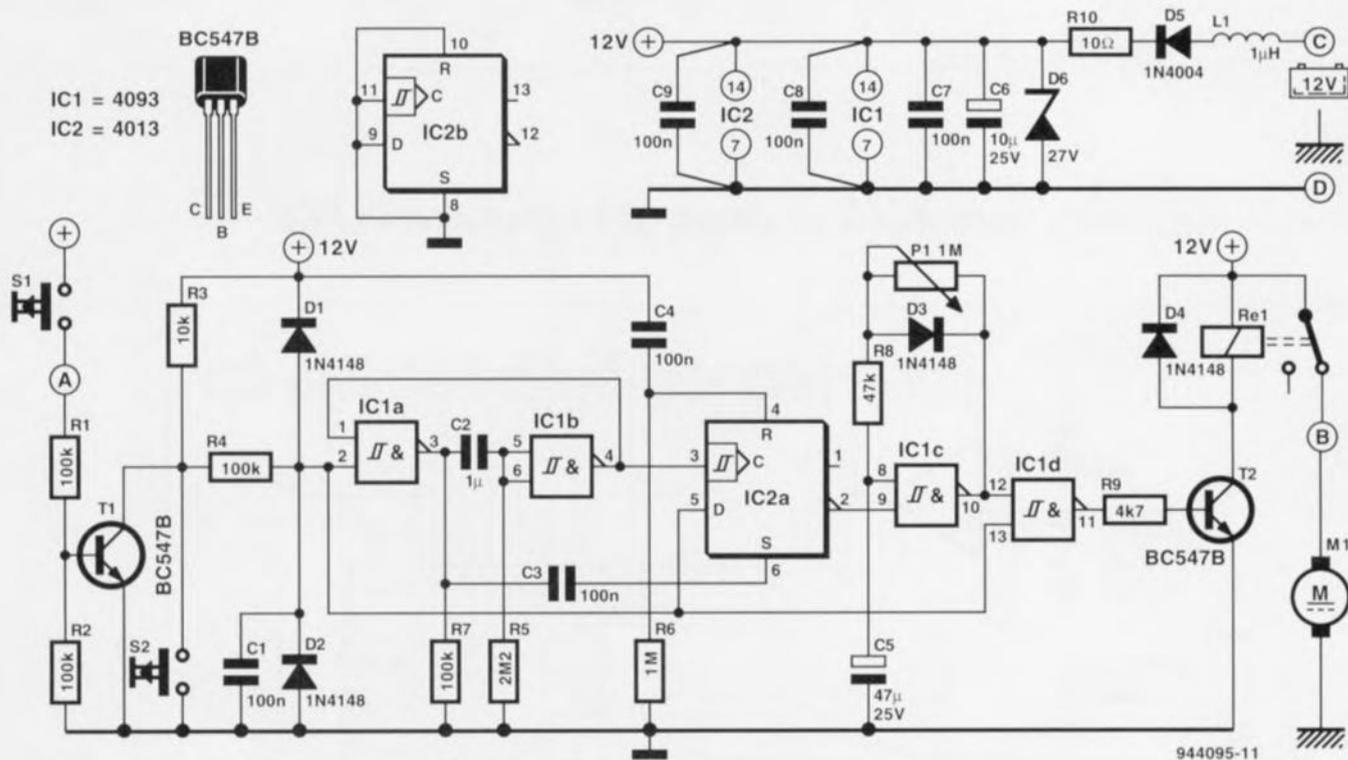
Dans ces cas-là on pourra faire appel aux circuits des figures ② et ③. La différence entre ces 2 schémas est l'utilisation soit d'un condensateur soit d'une résistance à la sortie du tampon. On donnera la préférence, pour les fréquences allant jusqu'à 2 MHz, au schéma numéro ③, le schéma numéro ②

convenant mieux pour les fréquences supérieures à 2 MHz.

Nous avons, pour faciliter le calcul des valeurs à donner aux composants du schéma, en raccourci son dimensionnement, écrit un programme sans prétention en BASIC donné en figure 4. Ce programme calcule, à partir des données de fréquence et de capacité de charge (C_j) du quartz, éléments entrés par l'utilisateur, les valeurs des condensateurs C1 à C3. En règle générale, C1 a une valeur égale à la moitié de celle de C2 et C3. Une remarque en guise de conclusion : les schémas d'oscillateurs proposés ne sont pas utilisables avec un quartz horloger oscillant à 32 kHz. Les caractéristiques de ce type de quartz diffèrent tellement de celles des quartz travaillant à des fréquences plus élevées qu'il faut opter pour une approche différente.

automatisation d'une commande d'essuie-glace AR manuelle 25

1



De très nombreux véhicules modernes, dont la Renault Espace pour ne citer qu'elle, disposent d'un essuie-glace arrière (AR) commandé (manuellement) par l'intermédiaire d'un bouton-poussoir placé sur le tableau de bord. À chaque fois que l'on a besoin d'un coup d'essuie-glace pour y voir plus clair, il faut rechercher à tâtons le dit

organe de commande pour l'actionner. Chaque action se traduit par un balayage de l'essuie-glace. Dès que l'on a besoin d'un nouveau balayage on reprend à son début le processus tout juste décrit. Le petit montage décrit ici se propose d'automatiser la mise en fonction de l'essuie-glace AR.

L'un des intérêts additionnels et non négligeables de l'approche adoptée est qu'elle ne nécessite pas de modification des boutons existants et partant de risque pour l'esthétique originale du tableau de bord, caractéristique originale que ne manqueront pas d'apprécier les épouses de ceux d'entre les lecteurs d'Elektor qui auront décidé de procéder

à cette automatisation. Vu en outre que le choix entre les modes *balayage AR unique* et *balayage intermittent* à temporisation définie par l'utilisateur, se fait au niveau du bouton-poussoir – une action brève dans le premier cas, une action prolongée (plus de 2 allers-retours) dans le second, la prise en compte de ce nouveau mode de fonc-

tionnement étant visualisée par un balayage supplémentaire (3ème coup) de l'essuie-glace – il n'est pas nécessaire de passer un « examen de type » (de véhicule), comme cela est le cas pour un pilote lorsqu'il change de type d'avion, ni de le faire passer par les « Mines » pour être « autorisé » à utiliser le véhicule modifié. La sortie du mode intermittent se fait elle aussi par une action brève. L'utilisateur ne perd pas ses habitudes, conservant intacte la fonctionnalité d'origine à laquelle il a simplement rajouté une option supplémentaire.

Voyons comment cela marche en nous aidant du schéma de la **figure 1**. Dès action sur le bouton-poussoir S1 on a déclenchement d'un monostable, IC2a, dont la pseudo-période est de 1,5 s, ce qui correspond à légèrement moins que la durée de 2 allers-retours de l'essuie-glace. À l'issue de cette temporisation, l'électronique s'intéresse à l'état de la touche de commande.

2 situations possibles :

[1] le bouton-poussoir est encore actionné; dans ce cas on a basculement de la bascule D en mode intermittent ($\bar{Q} = 1$) : l'oscillateur peut alors démarrer avec une impulsion automatique (fréquence de répétition ajustable par l'utilisateur entre 2 et 22 s par modification de la position du potentiomètre P1;

[2] le bouton-poussoir est relâché (mode mono-balayage AR ou RAZ) : la bascule D est remise à zéro elle aussi et l'oscillateur est inhibé.

Un circuit de remise à zéro à la mise sous tension (**Power On Reset**) constitué par le condensateur C4 et la résistance R6 force la bascule D en mode mono-coup lors de la mise sous tension du système.

Un dispositif anti-rebond, R4/C1/D1/D2, supprime toute velléité de génération d'impulsions additionnelles en cas de rebondissement des contacts de S1. On veillera, lors de la réalisation de ce montage, à ne pas oublier de forcer à la masse les broches non utilisées de IC2. Le bouton-poussoir S2 est à négliger (sa position restera ouverte) par les utilisateurs du circuit dans sa version d'origine. Il est uniquement destiné aux utilisateurs dont la commande de

l'essuie-glace arrière se fait via la masse. Il faudra dans ce cas-là faire abstraction de l'ensemble d'inversion constitué par les résistances R1/R2 et le transistor T1, relier le contact actif du relais à la masse et relier le second contact, celui identifié par la ligne pointillée, au point nodal du bouton-poussoir S2 et des résistances R3/R4.

Le schéma de l'alimentation représenté dans la partie inférieure de la figure 1 se caractérise par la présence d'une self, L1, destinée au blocage des crêtes parasites véhiculées par le réseau de bord, et d'une diode zener D6, chargée d'éviter que la tension appliquée au montage de l'automatisme ne dépasse jamais 27 V.

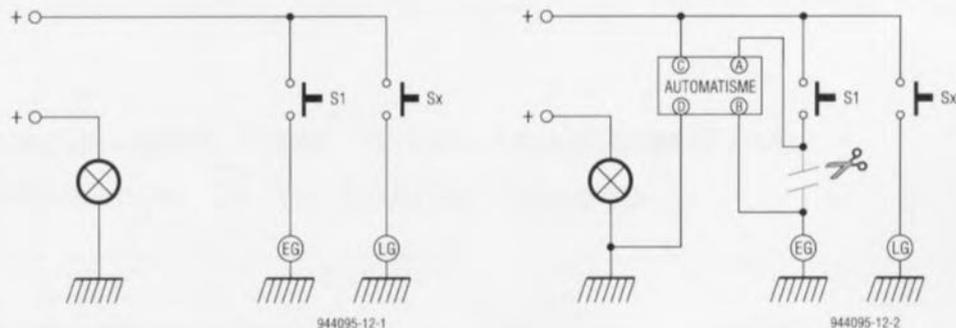
Les croquis de la **figure 2** permettent de voir comment intégrer le petit montage décrit ici dans le réseau électrique d'un

véhicule tel que la Renault Espace 2000 GTS (mod 90). Il va sans dire qu'il faudra, avant de tenter cette modification sur un autre véhicule, s'assurer que son réseau électrique correspond, en pratique, à celui représenté ici, ce qui devrait être le cas bien souvent. Comme l'illustrent bien les 2 schémas auto de la figure 2, il faudra interrompre la ligne reliant le second contact de la commande d'essuie-glace à la masse et prendre dans la dite ligne l'électronique de l'automatisme faisant l'objet de cet article.

On pourrait, pour finir, également envisager le positionnement du potentiomètre P1 sur le tableau de bord, ce qui est cependant en contradiction avec la règle n°1 du cahier des charges, à savoir ne pas modifier l'aspect extérieur du tableau de bord.

projet : J.Y. Seyler

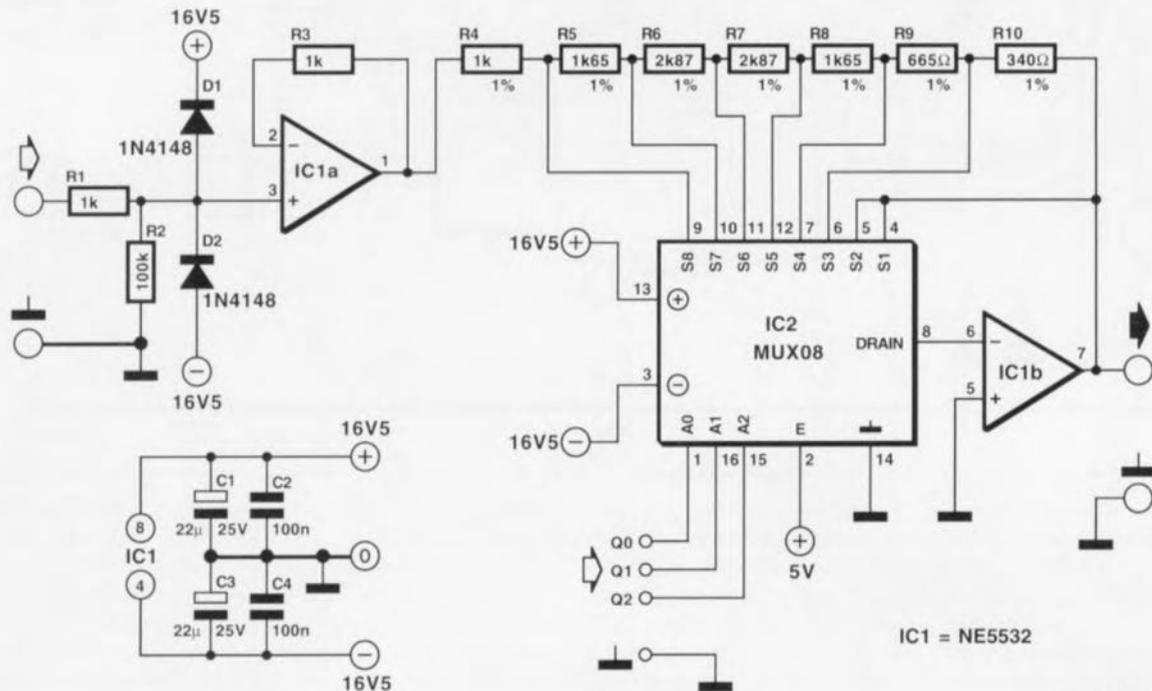
2



944095-12-1

944095-12-2

26 amplificateur programmable



944005 - 11

Le principe de ce montage est d'une simplicité biblique : on prend un amplificateur à amplificateur opérationnel tout ce qu'il y a de plus classique et l'on fait en sorte que son réseau de contre-réaction soit commutable à l'aide d'un multiplexeur. Il devient ensuite possible, par l'application au multiplexeur d'un mot binaire à 3 bits, de choisir entre 6 facteurs d'amplification (gain) différents. Voici, dans les grandes lignes, la fonction de ce montage. Dans le schéma, c'est en fait IC1b qui constitue l'étage d'amplification proprement dit. Son réseau de contre-réaction est scindé en un certain nombre de résistances distinctes, R4 à R10, prises dans le circuit par l'intermédiaire du multiplexeur IC2. On dispose, avec le dimensionnement proposé, d'un choix entre 6 positions : +20, +10, 0, -10, -20 et -30 dB. La combinai-

son amplificateur/multiplexeur est précédée par un second amplificateur opérationnel, IC1a, qui fait office de tampon. La résistance R1 associée aux diodes D1 et D2 protège l'entrée contre toute surcharge, alors qu'à l'opposé l'impédance d'entrée élevée de IC1a évite que la sortie de l'appareil connecté en amont ne soit surchargée par notre amplificateur programmable.

Bien que la résistance de canal du multiplexeur soit, avec ses 220 Ω , relativement élevée par rapport aux valeurs des résistances R4 à R10, cette situation est sans conséquence néfaste pour le circuit vu que la dite résistance est tout simplement prise en série avec l'impédance d'entrée élevée de IC1b. Les capacités des différents commutateurs analogiques intégrés dans le multiplexeur pris indépendam-

ment exercent bien une certaine influence sur le signal mais tout cela n'a rien de désastreux; le comportement du montage est très bon jusqu'à 100 kHz, ce n'est qu'au-delà de cette fréquence qu'un sinus commence progressivement à ressembler plus à un triangle. Rien de tel que quelques chiffres pour convaincre les plus sceptiques : la distorsion harmonique évolue, en fonction de la tension de sortie et du gain choisi, entre 0,001 (1 kHz) et 0,01% (20 kHz).

À un gain de +20 dB le rapport signal/bruit est supérieur à 95 dB (signal de 1 V et entrée en court-circuit). Le choix de la valeur quelque peu exotique de la tension d'alimentation, à savoir $\pm 16,5$ V, a une raison précise; il permet d'atteindre, dans les positions -20 et -30 dB une tension d'entrée maximale de 10 V_{eff}.

Q2	Q1	Q0	Gain	
1	1	1	+20dB	
1	1	0	+10dB	
1	0	1	0dB	
1	0	0	-10dB	
0	1	1	-20dB	
0	1	0	-30dB	
0	0	1	0dB	(inférieur à -90dB à 1kHz et 10V _{eff} en entrée)
0	0	0	0dB	

Si cela vous est indifférent, vous pouvez fort bien opter pour la tension d'alimentation standard de ± 15 V. La consommation de courant atteint +18 et -9 mA. Le tableau ci-dessus donne la relation entre la combinaison de bits et le gain obtenu.

chargeur pour batterie (accu) au plomb 27

Le chargeur de batterie que nous vous proposons dans cet article peut servir non seulement de chargeur « classique », c'est à dire pour la (re)charge d'une batterie, mais également comme chargeur « continu », maintenant en condition optimale une batterie (ou accu) 12 V au plomb. Il s'agit en fait d'une source de tension haute précision, dotée, par l'intermédiaire d'un capteur de température, d'un coefficient de température. Ceci veut dire que la tension de (re)charge diminue lorsque la température ambiante et/ou la température de l'accu augmente. Bosch, société de renom dans le monde des batteries et autres dispositifs électriques s'il en est, a déterminé que le coefficient de température idéal pour le rechargement d'un accu au plomb est de $-8 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Le simple fait de faire appel à un transistor comme capteur de tension nous permet de faire fonctionner le chargeur avec ce coefficient de température idéal.

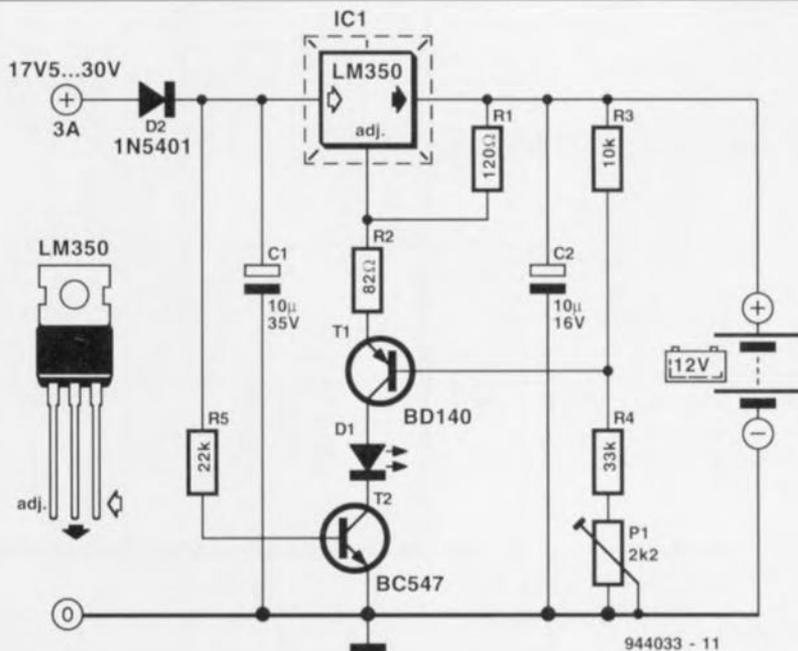
L'électronique du chargeur est centrée sur un régulateur de tension intégré 3 A du type LM350. Le fonctionnement d'un tel régulateur tripode se base sur le fait que ce circuit intégré fait de son mieux pour maintenir à une valeur stable de 1,25 V la tension présente entre sa sortie et l'entrée de régulation. Il circule donc un courant continu à travers la résistance R1. En règle générale on profite de cette régulation automatique pour définir la tension de sortie requise en connectant une résistance fixe de valeur adéquate entre l'entrée de régulation et la

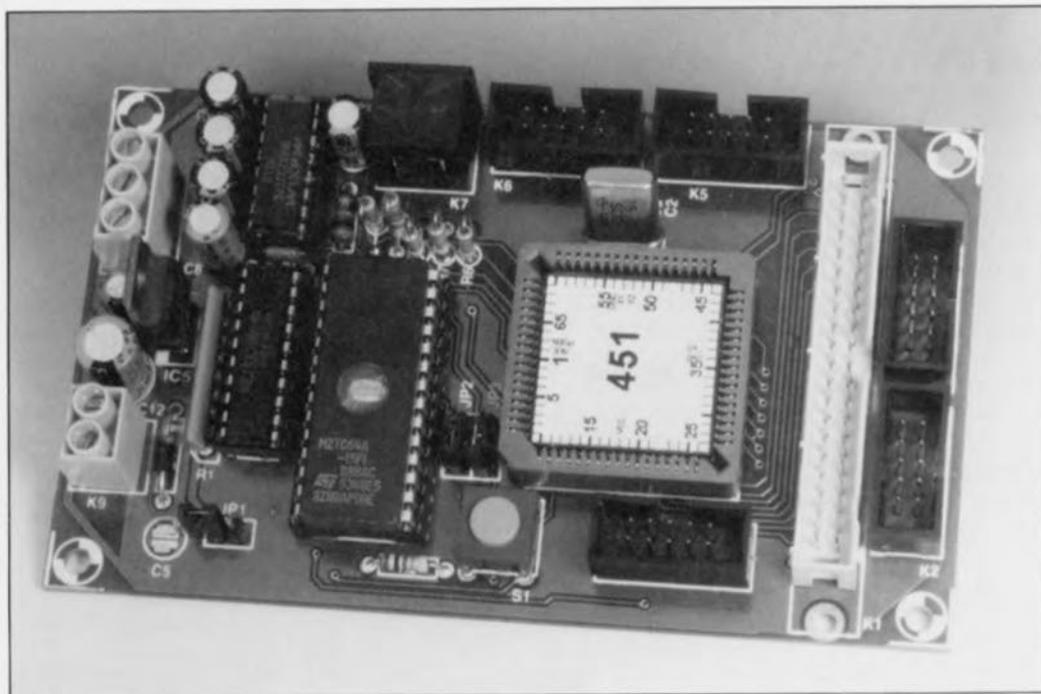
masse. Dans ce montage la prise en série, avec cette résistance, du capteur de température T1 a comme résultat une version variable de la résistance fixe classique. Pour des raisons de stabilité le diviseur de tension R3/R4/P1 est utilisé pour rendre le transistor T1 plus ou moins conducteur. Sachant que la jonction base/émetteur de T1 possède, comme n'importe quel autre semi-conducteur d'ailleurs, un coefficient de température de quelque $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, la tension de sortie se caractérisera également par un coefficient de température négatif. Étant donné que la variation base/émetteur

de T1 est multipliée par le facteur de division de R3/R4/P1, il faudra, pour obtenir la valeur requise de $-8 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, multiplier par quatre seulement le coefficient de $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Intéressons-nous, en guise de conclusion, à quelques détails de ce montage. La LED D1 indique par son illumination la présence de la tension d'alimentation. Le transistor T2, bloquant en absence d'une tension d'alimentation, évite que l'accu connecté ne puisse se décharger à travers la résistance R1. L'ajustable P1 permet de régler la tension de sortie à une valeur comprise entre 13,5 et 14,5 V. Il suffit d'adapter la valeur de

résistance R4 pour modifier cette plage de tensions. Pour éviter que le capteur de température T1 ne s'échauffe suite à son propre courant de régulation, il est recommandé de le monter sur une petite plaquette métallique. S'il s'agit de compenser uniquement la température ambiante il suffit de monter T1 de façon à ce qu'il soit exposé à l'air ambiant. Si par contre on envisage de compenser la température de l'accu il faudra monter le capteur de température à proximité immédiate de, voire purement et simplement contre, la batterie connectée au chargeur.

application - Linear Technology





ne en permettant l'interfaçage avec un bus I²C. Il est bon de se rappeler que les lignes I²C de la mono-carte proposée ici peuvent fournir un courant de 1,5 mA maximum, valeur inférieure à celle d'une ligne I²C standard (3 mA). Heureusement, vu la présence de résistances de forçage au

niveau haut de 3k Ω 3, cela ne devrait pas constituer de problème.

Dans le même ordre d'idées, les seuils de commutation des entrées du '451 ne répondent pas aux spécifications de la norme I²C, mais cela non plus ne devrait pas, en pratique, poser de problème. Il existe heureusement un certain nombre de routines logicielles élémentaires pour établir une communication I²C en utilisant un 80C451. Les dites routines, I2CBITS2.EXE, peuvent être téléchargées du serveur de Philips Semiconductors aux Pays-Bas dont le numéro de téléphone est le suivant : (+31).40.721.102. La sortie RS-232 est une application standard du MAX232, circuit intégré permettant la réalisation d'une interface RS-232. Bien que l'on ne dispose ici que des lignes RxD et TxD, l'interface

ainsi réalisée devrait être fonctionnelle, dès lors que tout ce que l'on cherche est d'établir une liaison avec un PC travaillant en mode émulation de terminal. Cette mono-carte accepte tous les types d'EPROM courants allant de la 2764 à la 27512, la sélection du type d'EPROM utilisé se faisant par la mise en place de 2 cavaliers de court-circuit,

JP2 et JP3 (cf. les informations du tableau 1). Il est à signaler que la broche 26 de l'EPROM (n.c. dans le cas de la 2764) est en permanence reliée à la ligne d'adresses A13.

Dernière remarque, la fréquence du quartz. On utilisera, en fonction du type de microcontrôleur utilisé, un quartz de 12 ou de 16 MHz. Le condensateur C3 sera monté côté « pistes » pour lui permettre d'assurer le découplage le plus efficace possible. La consommation de courant de la mono-carte est de l'ordre de 30 mA; elle varie cependant en fonction de la vitesse de travail du contrôleur et des extensions connectées au système. En pratique, une alimentation de 100 mA devrait être suffisante pour la quasi-totalité des applications envisageables.

Tableau 1.

Broche	27C64	27C128	27C256	27C512
1 (JP2)	V _{cc}	V _{cc}	V _{cc}	A15
26	xx	A13	A13	A13
27 (JP3)	V _{cc}	V _{cc}	A14	A14

Bibliographie:

- [1] Émulateur de 8751, Elektor n°164, février 1992, page 56 et suivantes

2



Liste des composants

Résistances:

- R1 = réseau SIL de 8 x 10 k Ω
 R2 = 100 Ω
 R3, R7 = 3k Ω 3
 R4 à R6 = 330 Ω

Condensateurs:

- C1, C2 = 33 pF
 C3 = 100 nF
 C4 = 100 nF
 C5 = 4 μ F/10 V radial
 C6 = 100 μ F/10 V radial
 C7 à C11 = 10 μ F/16 V radial
 C12 = 100 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs:

- D1 = 1N4001
 IC1 = SC80C451CCA68 (12 MHz) ou SC80C451CGA68 (16 MHz) (Signetics/Philips Semiconductors)
 IC2 = 74HCT573
 IC3 = 27C64 (cf. texte)

IC4 = MAX232

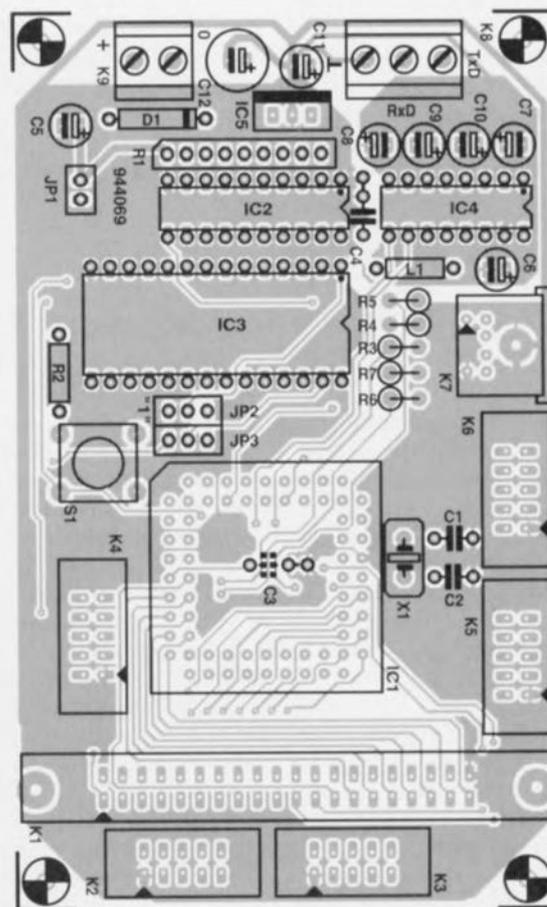
IC5 = 7805

Selfs:

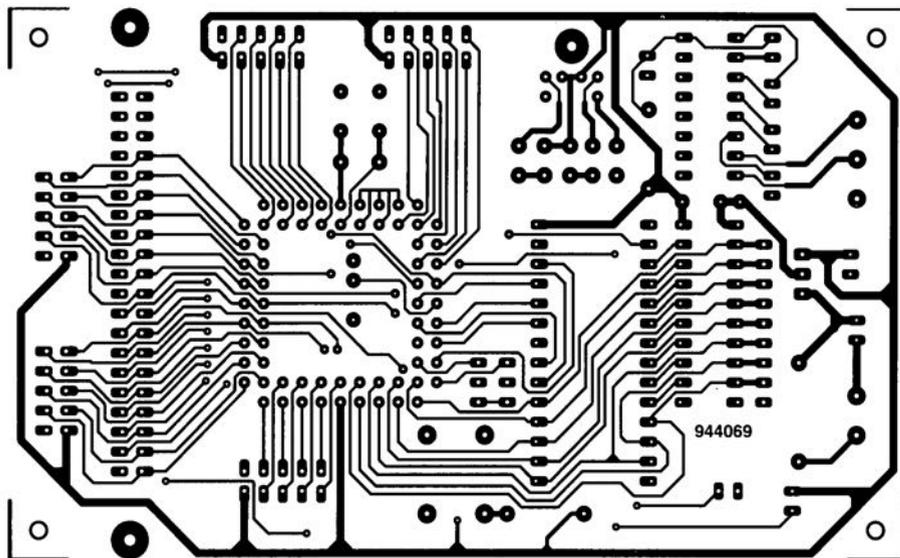
L1 = self 100 μ H

Divers:

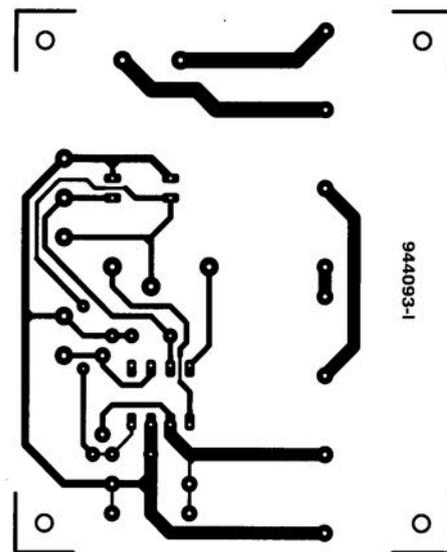
- JP1 = embase mâle à 2 contacts avec cavalier de court-circuit
 JP2, JP3 = embase mâle à 3 contacts avec cavalier de court-circuit
 K1 = embase mâle à 2 rangées de 20 contacts (HE-10)
 K2 à K6 = embase mâle à 2 rangées de 5 contacts (HE-10)
 K7 = embase mini-DIN encartable à 6 contacts
 K8 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm
 K9 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
 S1 = bouton-poussoir à contact travail type 3CTL3 (MEC)
 X1 = quartz 12 ou 16 MHz



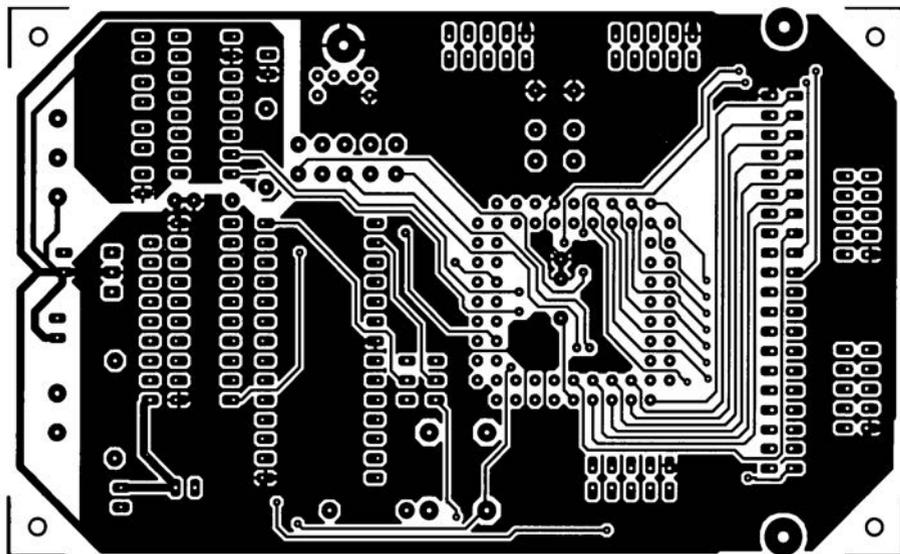
Circuits imprimés



1



3



2

- 1 Monocarte à 80C451 (côté pistes)
- 2 Monocarte à 80C451 (côté composants)
- 3 Sonde ampèremétrique
- 4 Interface d'E/S Centronics
- 5 Préamplificateur de classe A en technologie discrète

29 interrupteur crépusculaire rustique

L'interrupteur crépusculaire que nous vous proposons ici est remarquable par le nombre étonnamment faible de composants qu'il nécessite, ce qui ne l'empêche pas d'être caractérisé par une sensibilité élevée. Sa rusticité s'accompagne cependant par un certain nombre de limitations :

- le circuit ne convient que pour les ampoules à incandescence, donc pas de TL et autres PLD,
- le circuit ne possède pas de temporisation de mise en fonction de sorte que l'ampoule s'allumera aussi lorsque, en cours de journée, le capteur est, pour une raison ou une autre, obscurci et l'on aura,
- en raison de l'absence de seuil de mise en fonction, un allumage progressif de l'ampoule.

Après avoir posé le cadre de travail, intéressons-nous maintenant au fonctionnement de ce petit circuit. L'électronique est tout simplement prise en série sur l'ampoule à commander. Le pont de redressement B1 donne la possibilité de commander, par l'intermédiaire du thyristor Th1, les deux moitiés de la tension alternative du secteur. Le réseau RC, R1/C1, et le diac Di1 se chargent de la commande de la gâchette du thyristor. Au début de chaque demie-période le condensateur C1 est chargé rapidement via la résistance R1. Dès que la tension à ses bornes est montée à quelques dizaines de volts, le diac fait passer une impul-

sion de courant qui déclenche le thyristor. Ce dernier reste conducteur jusqu'au passage par zéro suivant, moment auquel il reçoit une nouvelle impulsion de gâchette, etc. Dès que le transistor T1, pris en parallèle sur le condensateur C1, devient passant la tension aux bornes de C1 reste pratiquement nulle et il n'y aura plus de déclenchement du thyristor. Entre la base et le collecteur du transistor T1 est prise une LDR (*Light Dependent Resistor*), R3, une résistance dont la valeur varie en fonction de la lumière qui la frappe, donc la lumière ambiante si tant est qu'elle ne soit pas positionnée d'une façon spéciale.

En présence de lumière la LDR se caractérise par une résistance faible et le transistor T1 est passant. Dans ces conditions le thyristor bloque et l'ampoule est éteinte. Dans l'obscurité, la résistance de la LDR étant élevée, le transistor T1 bloque et le thyristor est déclenché : l'ampoule est allumée. La valeur de la résistance R2 détermine le moment de commutation et implique donc de prendre le temps de faire quelques expériences. La sensibilité du circuit est tellement élevée qu'il en devient possible de monter la LDR derrière le bouton de l'interrupteur-secteur d'origine. La LDR « regarde » tout simplement à travers le capuchon de l'interrupteur, à condition bien évidemment que celui-ci soit translucide. Pour éviter qu'il ne se pro-

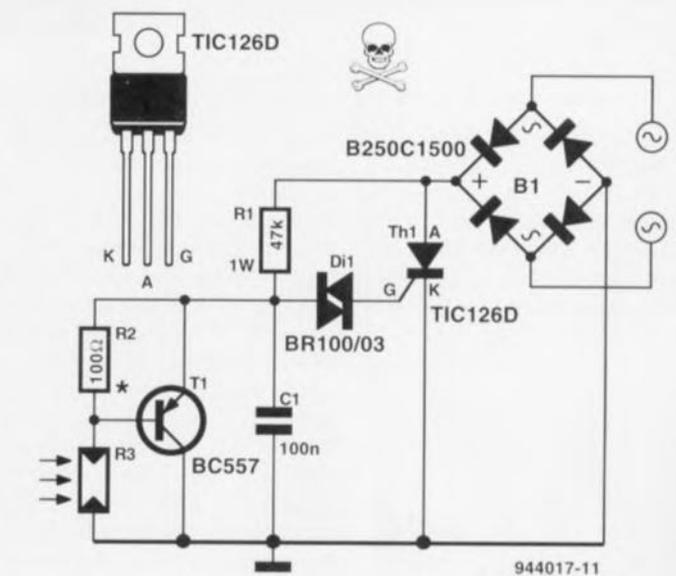
duise un effet d'oscillateur, il faudra veiller à ce que la LDR ne « voit » pas la lumière de l'ampoule commandée.

La LDR utilisée dans ce montage devra avoir une résistance de 60 Ω quand elle est éclairée et de 2 M Ω dans l'obscurité. On utilisera (impérativement), pour le thyristor, un TIC126D. L'utilisation d'un TIC106D, ce type de thyristor étant beaucoup plus sensible, se traduira par une illumination constante de l'ampoule. Si tant est que l'on n'arrive pas à se pro-

curer un TIC126D on pourra faire appel à un TIC106D à condition de prendre une résistance de 220 Ω entre la gâchette et la cathode.

On notera que l'ensemble du circuit est relié directement à la tension-sec-teur. Il est donc requis de le monter, en respectant toutes les mesures de sécurité, dans un boîtier en plastique ou un autre coffret non conducteur parfaitement fermé assurant l'isolation requise par ce type de montage.

projet : J. Vouïte



30 périodemètre programmable

Le périodemètre programmable objet de cet article permet de mesurer l'intervalle séparant un certain nombre d'impulsions successives.

L'« opérateur » peut, à l'aide d'un commutateur rotatif, définir le nombre d'impulsions à inclure dans le processus de mesure. Le nombre minimal d'impulsions concerné est de 2, le maximum de 9. La mesure se fait toujours sur le flanc descendant d'une impulsion. Si donc le périodemètre se trouve en position « 9 » le circuit mesure l'intervalle de temps séparant le flanc descendant de la première impulsion du flanc descendant de la neuvième.

La mesure de temps fait appel à une base de temps travaillant à une fréquence d'horloge de 1 MHz. Pendant

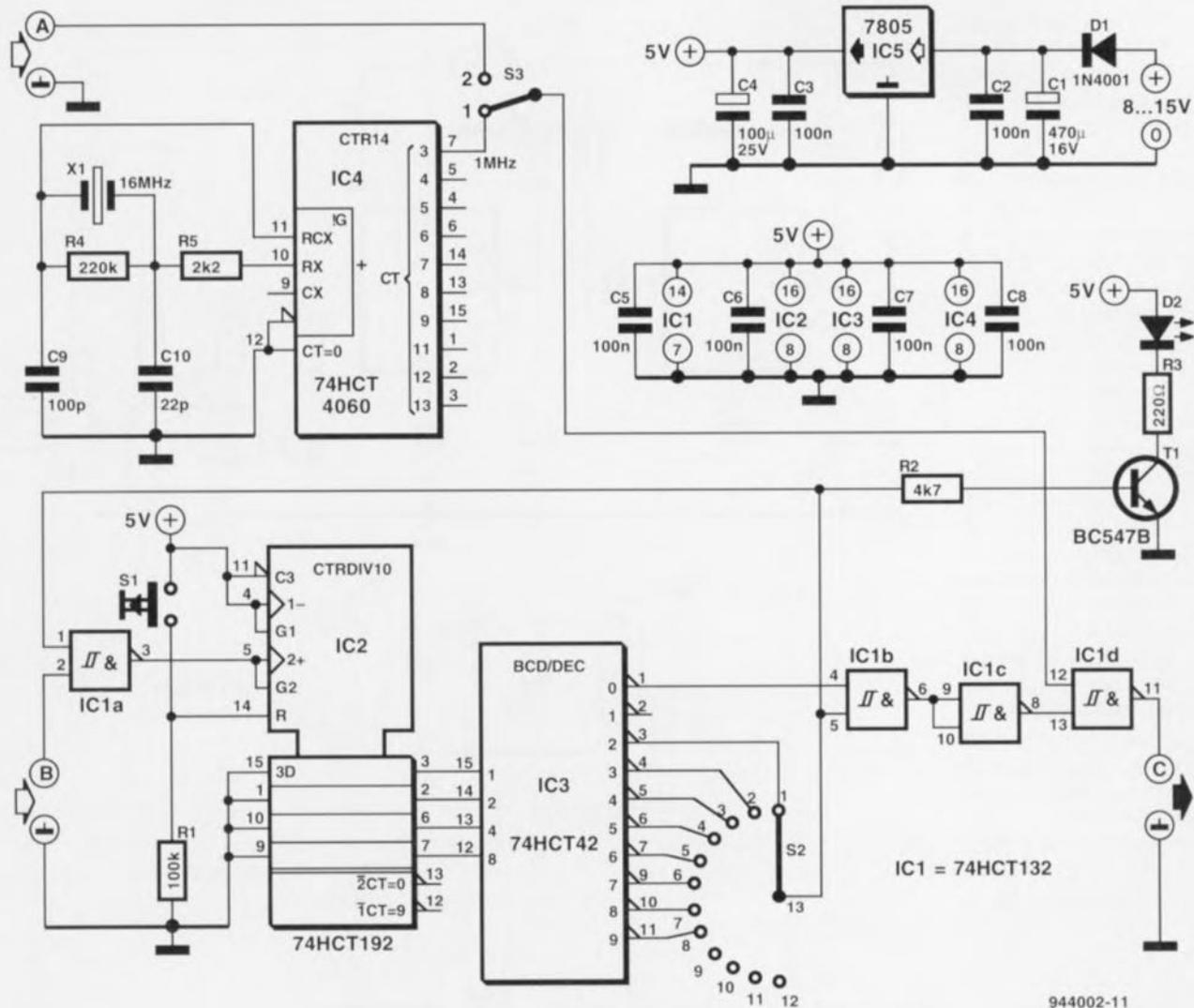
la durée de mesure on applique le signal de 2 MHz à la sortie du circuit de sorte qu'il soit également possible d'effectuer la mesure à l'aide d'un fréquencemètre autonome.

Le concept du circuit associe simplicité et efficacité. Le bouton-poussoir S1 permet une remise à zéro du diviseur par 10, IC2. Cette action se traduit par le passage au niveau bas de la broche 1 de IC3 (sortie 0), un convertisseur BCD-vers-décimal, alors que toutes les autres sorties du dit circuit intégré présentent un niveau haut. La conséquence de tout ceci est que la sortie de IC1d se trouve en permanence au niveau haut forçant l'illumination de la LED D2. Les impulsions d'horloge de 1 MHz en provenance de la base

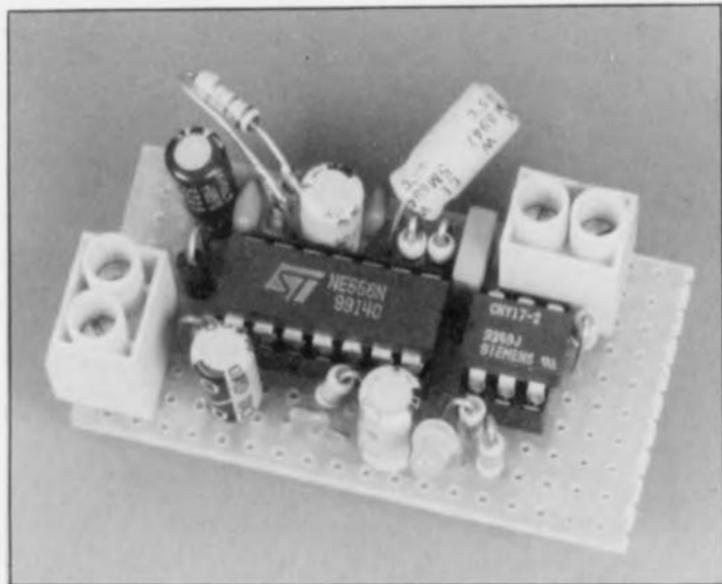
de temps construite autour de IC4, un 4060 monté ici en diviseur par 16 – soit encore, en fonction de la position de l'inverseur S3 – celles fournies par un oscillateur externe, sont bloquées par la porte NON-ET à trigger de Schmitt IC1d. Dès que la première impulsion suivant la remise à zéro arrive au circuit on a, sur le flanc descendant de la dite impulsion, passage à « 1 » de IC2. La broche 1 de IC3 passe au niveau haut, ce qui a pour conséquence de provoquer l'apparition du signal d'horloge à la sortie du circuit. À la seconde impulsion d'horloge c'est la broche 3 de IC3 qui passe au niveau bas et la transmission des impulsions d'horloge est à nouveau interrompue par IC1d – si tant est que le commutateur rotatif S2 se trouve dans la posi-

tion du schéma. La mise de ce rotacteur dans une position différente détermine à la suite de quelle impulsion d'horloge on a blocage de la transmission du signal de 1 MHz. Le blocage de l'entrée se fait alors via le contact central du rotacteur S2 et la porte IC1a. L'affichage du fréquencemètre pris à la sortie indique la durée de l'intervalle séparant la première impulsion de la seconde à prendre en compte (2...9). En cas d'utilisation de la fréquence de référence de 1 MHz on dispose de pas de 1 μ s, la taille de pas passant à 1 ms en cas d'utilisation d'une fréquence externe de 1 kHz. L'ensemble du montage consomme de l'ordre de 20 mA, de sorte que son alimentation par pile est parfaitement envisageable.

projet : K. Dietrich



chronotemporisateur pour lecteur de DA 31



De nombreux lecteurs de DA (Disque Audionumérique plutôt que CD, d'après le nouveau dictionnaire des termes officiels cuvée janvier 94) disposent d'une

commande de chronotemporisat[i]on (timer). Cet organe de commande permet un démarrage automatique du lecteur de DA dès l'application, par l'inter-

médiaire d'un chronoprogrammateur par exemple, de la tension d'alimentation, lire la tension du secteur, de l'appareil concerné. Vu cependant qu'il existe encore un certain nombre de lecteurs ne possédant pas un tel dispositif, il nous a semblé intéressant d'en imaginer une version dont on pourrait doter soi-même son lecteur. L'électronique nécessaire se résume à bien peu de choses. Un examen superficiel du schéma suffit pour se rendre compte que le cœur du montage est un double temporisateur du type NE556.

La tension d'alimentation nécessaire à l'électronique est dérivée directement du lecteur de DA. En cas de fermeture de l'interrupteur S1 et que l'interrupteur secteur du lecteur est en fonction, le circuit auxiliaire présenté ici se verra, à l'apparition de la tension du secteur, alimenté lui aussi. Très peu après la mise en fonction, le temporisateur

IC1b reçoit, via le réseau RC que constitue la résistance R1 et le condensateur C1, un signal de déclenchement. IC1b fournit une impulsion d'une longueur de quelque 1,2 s – durée fonction des valeurs de R2 et de C2. Au cours de cet intervalle le lecteur a le temps de s'« initialiser ». Cette temporisation écoulée, IC1b déclenche un second temporisateur, IC1a, qui à son tour fait entrer en conduction, pendant une durée de 0,2 s – définie par les valeurs de R4/C4 – le transistor intégré dans l'opto-coupleur IC2. Le dit transistor est monté en parallèle sur les contacts de la touche de « lecture » (PLAY) du lecteur, de sorte que celui-ci se met à lire, et que partant, si tant est que le reste de la chaîne est sous tension, on aura de la musique – fournie par le disque audionumérique présent dans le chariot de transport du lecteur. La présence de l'opto-coupleur est

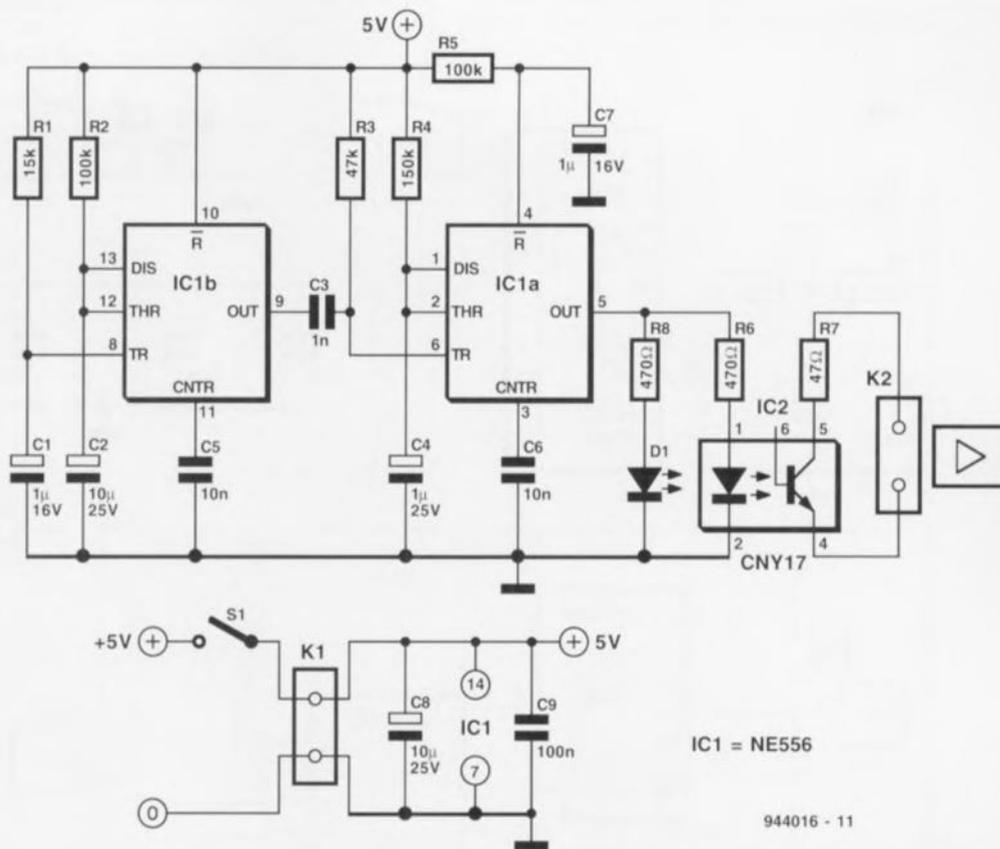
indispensable vu que, dans la plupart des cas, le circuit des touches d'un lecteur de DA est, d'une façon ou d'une autre, multiplexé. Cette approche évite toute influence sur les signaux voire leur mise en court-circuit à la masse. Il vous faudra, sachant que le transistor intégré dans l'opto-coupleur IC2 ne conduit que dans une direction, rechercher expérimentalement le câblage à effectuer sur les contacts de la touche PLAY. Si le circuit ne fonctionne pas il vous faudra intervertir les 2 fils de liaison. On peut également envisager de commencer, via IC2, par commuter un interrupteur à lame souple (ILS ou relais reed) qui à son tour ferme les contacts de la touche PLAY. La LED D1 sert de dispositif de visualisation des impulsions. Cette LED s'allume à l'instant de génération, par IC1a, d'une impulsion. La dite LED n'est pas indispensable au fonctionnement du montage, de sorte que l'on pourra (éventuellement) s'en passer, auquel cas on pourra également supprimer la résistance R8. IC1 devra impérativement être un NE555 et non pas un TLC555, vu que ce second type de temporisateur n'est pas capable de fournir le courant de sortie nécessaire à la commande de 2 LED.

L'ensemble du montage prendra place à l'intérieur du lecteur de DA. Son alimentation sera dérivée de l'alimentation 5V numérique du dit

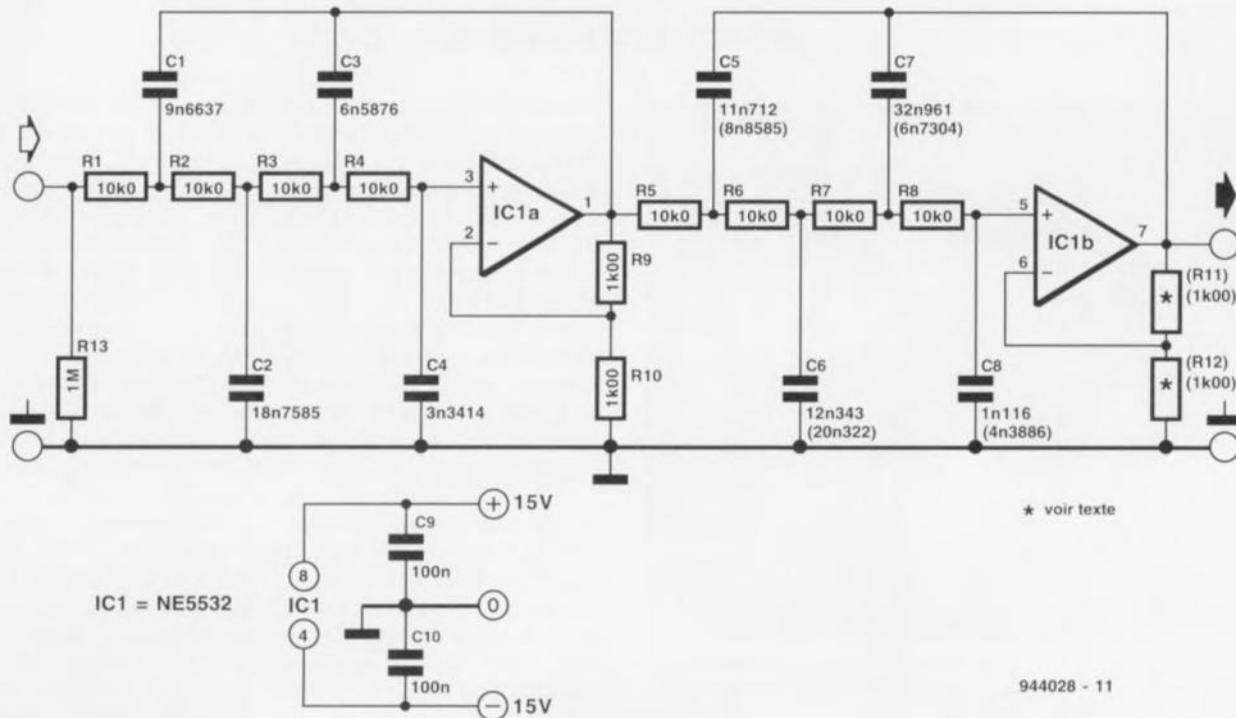
appareil. La consommation du circuit est inférieure à 40 mA, de sorte que

lecteur ne devrait pas être gêné par cette connexion « parasitaire ». On pourra monter l'interrupteur S1

soit sur la face avant soit sur la face arrière du lecteur de DA.



32 filtre Bessel du 8^e ordre à double amplificateur opérationnel



Il est relativement facile de « redresser », jusqu'à lui donner une pente de raideur double, un filtre du 4^e ordre à un seul amplificateur opérationnel : il suffit de prendre en série deux sections identiques. Vu cependant que la technique des filtres n'est pas aussi simpliste, il est évident qu'il faudra, dans ces conditions, redimensionner l'ensemble.

Le schéma illustrant cet article montre un tel filtre, dit du 8^e ordre, avec une fréquence de coupure de 1 kHz. Pour la seconde section de ce filtre nous vous proposons même deux possibilités de dimensionnement.

Dans le premier des cas, l'amplificateur opérationnel IC1b est monté en

suiveur de tension; il faudra remplacer la résistance R11 par un pont de câblage et supprimer tout simplement la résistance R12.

La seconde possibilité (valeurs entre parenthèses) peut être utile si l'on envisage d'utiliser IC1b comme amplificateur introduisant un gain de 2. Dans ces conditions les résistances R11 et R12 auront une valeur identique.

Si la seconde section fonctionne comme suiveur de tension, le rapport entre les capacités des condensateurs C7 et C8 est d'un facteur 30 environ et donc relativement grand. Dans le cas d'une fréquence de coupure éle-

vée C8 deviendra si petit qu'il peut être impossible de trouver un condensateur de type MKT : il sera nécessaire alors de faire appel à un condensateur céramique ou polystyrène. Cet impératif peut être quelque peu ennuyeux, vu qu'il n'est pas recommandé de faire appel, pour des applications audio, à des condensateurs céramique et que d'autre part les exemplaires au polystyrène sont relativement coûteux. Si l'on utilise IC1b comme amplificateur à gain double, ce problème n'en est plus un. Le rapport entre les capacités des condensateurs C6 et C8 n'est plus qu'un facteur 4,6 environ.

On pourra faire appel, pour la réalisa-

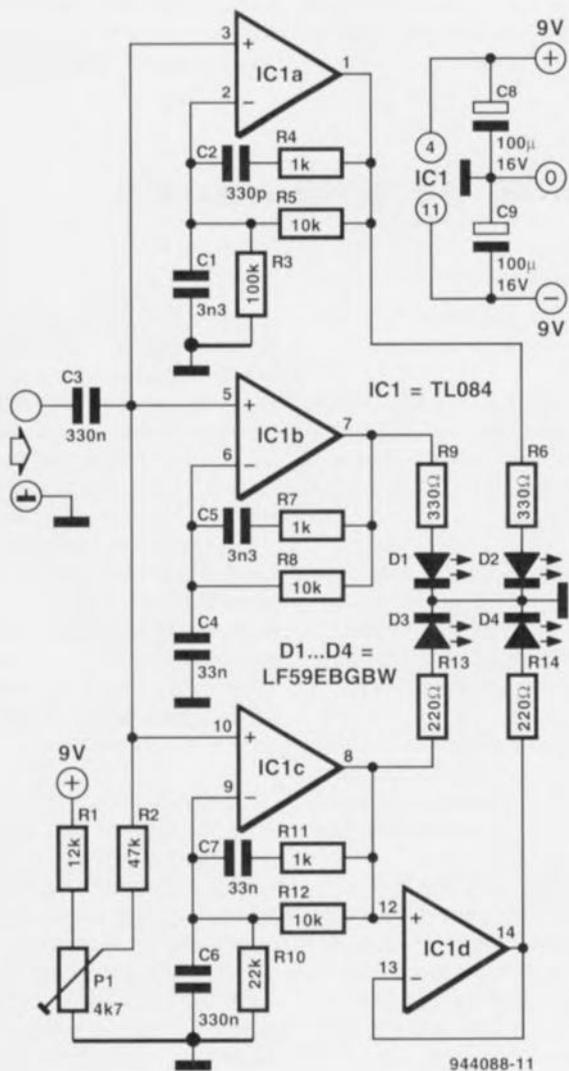
tion du circuit, à un NE5532. Un TL072 convient également et ce type d'amplificateur opérationnel double a de plus l'avantage de se contenter d'un courant d'alimentation sensiblement plus faible (4 mA environ, soit la moitié de ce qu'exige le NE5532). On notera que, comparé à un filtre du 4^e ordre, le bruit augmente sensiblement dans un filtre du 8^e ordre. Si l'on réalise un tel filtre à l'aide d'un unique amplificateur opérationnel le bruit doit, théoriquement, être plus faible. Dans ces conditions, le dimensionnement des résistances sera tel que le bruit aura tendance à croître à nouveau. En pratique, la solution proposée ici fait parfaitement l'affaire

En chimie, on utilise souvent le papier de tournesol pour déterminer le degré d'acidité d'un liquide quelconque. Le cir-

cuit proposé ici remplit une fonction similaire; la couleur d'une LED spéciale rend la fréquence du signal appliqué au

circuit. Le coeur de notre montage est une LED tricolore spéciale, la LF59EBGBW de Kingbright, disponible entre autres chez Velleman.

verte. Ceci explique la présence, comme nous l'indiquions plus haut, de 2 LED de couleur bleue dans cette LED « tricolore ».



Aux fréquences de signal à partir de 50 Hz on verra les LED, oui il s'agit bien dans ce cas-là d'une double LED, bleues s'illuminer; à partir de 500 Hz, c'est au tour de la LED de couleur rouge de s'allumer; au-delà de 5 kHz c'est pour terminer la LED verte qui entre en fonction.

Le mélange de couleur ainsi obtenu est représentatif de la fréquence du signal appliqué à l'entrée du montage. La tension ajustable par l'intermédiaire de la résistance ajustable P1 correspond à la tension de seuil de la diode de couleur rouge. Les LED verte et bleues nécessitent une tension de seuil plus élevée, obtenue par augmentation de la tension de décalage de la LED rouge du gain en tension de l'amplificateur opérationnel. On trouve en outre, dans les lignes de contre-réaction des amplificateurs opérationnels, des mini-réseaux de filtrage définissant des points de coupure, à 50 Hz (IC1c), 500 Hz (IC1b) et 5 kHz (IC1a) respectivement.

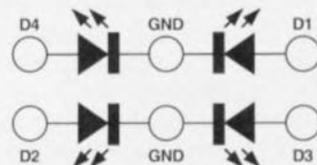
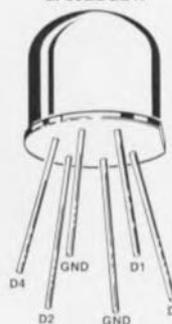
Ce sont ces réseaux de filtrage qui définissent la relation entre la luminosité des LED et la fréquence du signal. Les petits réseaux additionnels présents dans le montage, à savoir R4/C2, R7/C5 et R11/C7, servent à éliminer toute instabilité des amplificateurs opérationnels.

La luminosité d'une LED bleue est notamment moindre que celle de ses homologues de couleur rouge ou

La seconde LED bleue s'est vue dotée de son propre amplificateur opérationnel-tampon, IC1d. En dépit de l'existence de 2 LED bleues, chacune de ces LED a besoin d'un courant une fois et demie supérieur à celui requis par les LED des autres couleurs pour atteindre une luminosité comparable. Ceci explique que les résistances R13 et R14 aient une valeur moindre que R6 et R9.

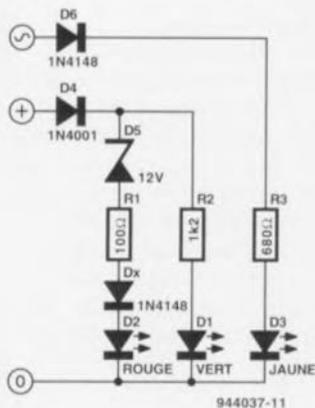
Le signal d'entrée doit avoir un niveau de $1V_{cc}$. Lorsque toutes les LED sont actives le circuit consomme de l'ordre de 100 mA.

LF59EBGBW



944088-12

34

dispositif de visualisation
pour chargeur de batterie

Aujourd'hui, les chargeurs pour batterie au Pb au prix ridiculement bas, ont envahi le marché. Si le sujet vous intéresse, vous n'aurez pas manqué de remarquer qu'il en existe de toutes sortes, des modèles les plus sophistiqués aux exemplaires les plus spartiates : ces derniers ne disposent bien souvent pas même d'un interrupteur secteur, sans vouloir parler d'une éventuelle indication de charge. Le dispositif de visualisation pour char-

geur de batterie que nous vous proposons ici est en fait un circuit auxiliaire dont on pourra doter ce type de chargeurs « rustiques ».

Bien que relativement simple, ce montage, une fois connecté au chargeur, fournit des informations extrêmement utiles dont on s'étonne qu'elles ne soient pas prévues d'origine sur tous les chargeurs de batterie :

- La LED verte, D1, indique que la polarité de la batterie connectée au chargeur est correcte. La diode D4 présente ici évite qu'en cas d'une erreur de polarité lors de la connexion de la batterie, la LED D1 se voit confrontée à une tension de polarité inverse.
- La LED rouge, D2, s'allume lorsque la tension aux bornes de la batterie a atteint la valeur nominale prévue. Ceci sera le cas lorsque la batterie aura retrouvé son niveau de pleine (re)charge.
- La LED jaune, D3, fait office, pour finir, de témoin de la présence de la tension d'alimentation.

Les tâches à remplir par les LED D1 et D3 sont des plus simples et ne demandent pas d'explications additionnelles.

Dans le cas de la LED D2 les choses sont un peu plus complexes : une indication de niveau de tension réalisée à l'aide d'une électronique si rustique ne peut bien évidemment avoir qu'un caractère général. Sur l'un de nos prototypes la LED D2 s'allumait faiblement en présence, aux bornes de la batterie, d'une tension de 13,5 V. Lorsque cette tension avait atteint un niveau de 14,4 V environ la LED « brillait » nettement. Il pourra être nécessaire, en raison des tolérances présentées par la tension de zener et la tension de la LED, pour obtenir une indication de tension correcte, de prendre une seconde diode 1N4148 en série sur D2 et Dx, voire encore de supprimer la diode Dx. Un chargeur standard pour batterie de 12 V fait monter la tension de (re)charge de celle-ci jusqu'à une valeur maximale de 13,8 V. Dans le cas d'un chargeur rapide cette valeur maximale est, en général, de 14,4 V.

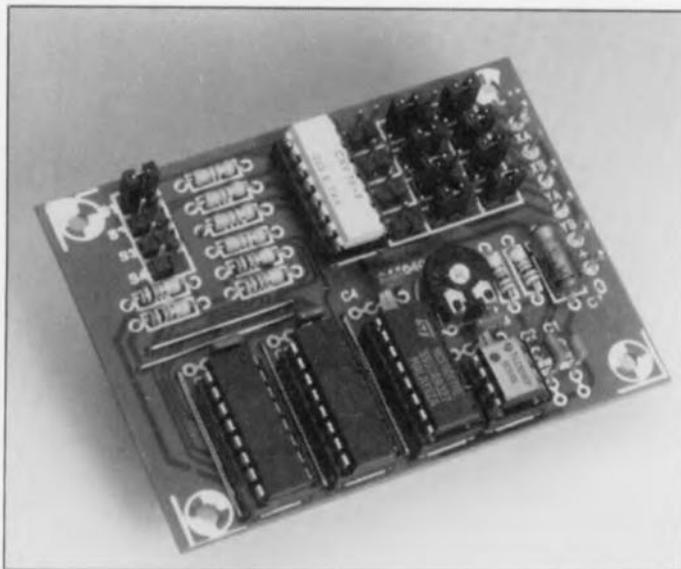
Il faudra faire appel, pour la réalisation du montage, à des LED de type standard (pas d'exemplaires à faible consommation donc).

Les points de connexion + et - seront reliés tout simplement aux bornes de connexion correspondantes du chargeur auxquelles viennent, normalement se brancher la batterie. Il faudra relier le point doté du symbole de tension alternative à l'une des extrémités de l'enroulement secondaire du transformateur-secteur du chargeur.

Il faudra donc, pour ce faire, ouvrir le boîtier du chargeur. Il est recommandé de faire appel à du fil de câblage, bien isolé et de section adéquate, tel celui que l'on utilise en général pour les lignes véhiculant la tension-secteur.

Avant de connecter l'ensemble au secteur il faudra vérifier et revérifier que l'on a bien connecté le point ~ à l'enroulement secondaire du transformateur. Toute erreur à ce niveau se traduira inévitablement par une situation extrêmement dangereuse !

35

adaptateur manche de commande
vers souris

Bien que la plupart des logiciels ludiques (jeux) pour PC et de nombreux programmes plus sérieux soient parfaitement adaptés à l'utilisation d'une souris, un certain nombre d'applications, dont les simulateurs de vols en particulier, seraient bien plus réalistes si l'on disposait d'un manche de commande. Mal-

heureusement, tous les programmes impliquant logiquement l'utilisation d'un manche de commande ne disposent pas en fait du logiciel de commande (device driver) adéquat. Le seul dispositif de contrôle utilisable dans ce cas-là est et reste la souris. Les amateurs de simulateurs de vols connaissent sans

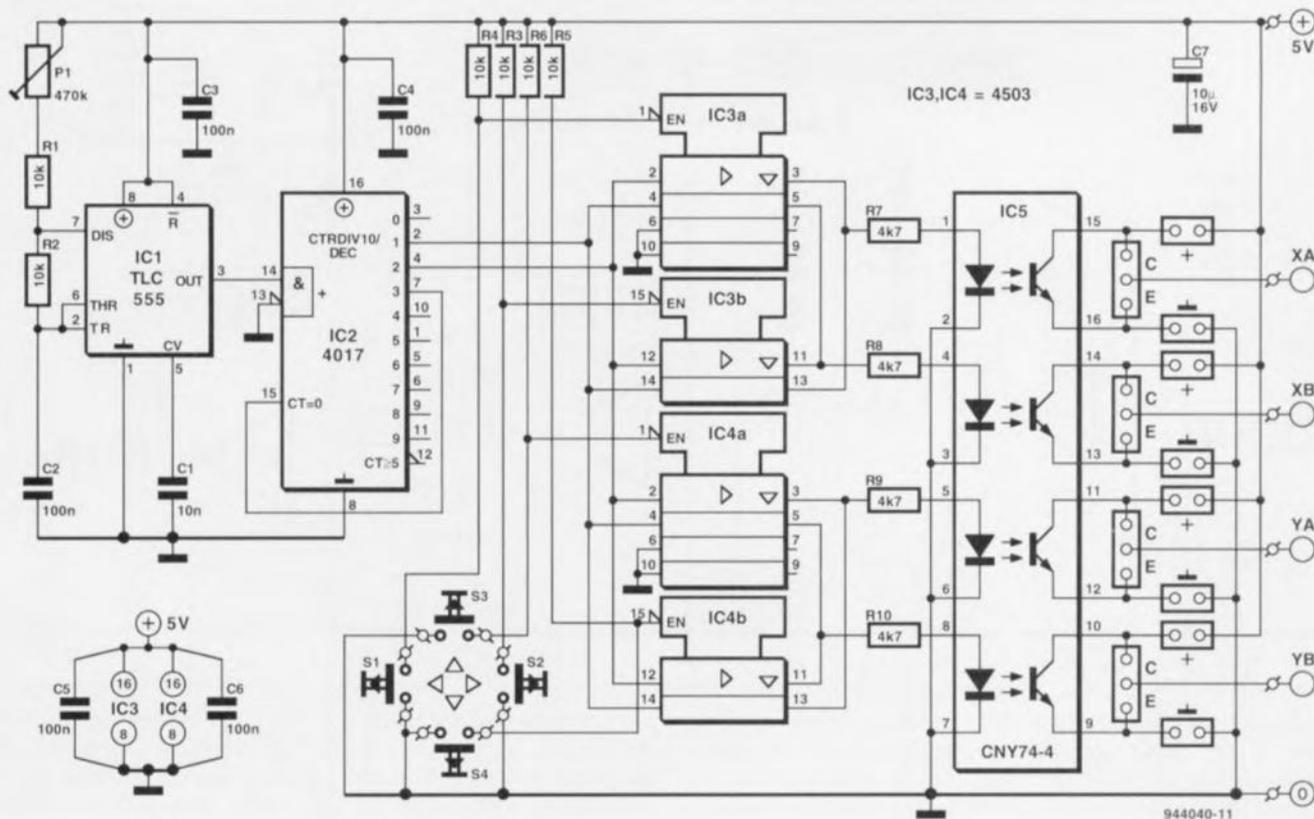
doute un ou plusieurs des problèmes évoqués ci-après :

1. Bien que la résolution de la souris soit suffisante pour un contrôle adéquat de l'appareil concerné, il manque la simulation de la sensation de vol;
2. Le manche de commande analogique n'est de loin pas suffisamment précis et le traitement des informations qu'il fournit se fait de toutes façons numériquement;
3. Le manche de commande numérique à convertisseur N/A simule en principe le débattement complet du manche de commande analogique.

L'électronique présentée ici vous permet d'utiliser un manche de commande numérique (ex-Commodore 64 = C64) pour jouer des jeux ne connaissant rien d'autre qu'une commande par souris. L'interface repose sur l'électronique récupérée sur une souris opto-mécanique bon marché, d'une cinquantaine de francs.

La platine principale, les LED (ou leurs résistances-série) et les phototransistors sont extraits des entrailles de la souris. Les phototransistors sont remplacés (d'un point de vue électrique s'entend) par 4 opto-isolateurs intégrés dans IC5. Pour ce faire on connecte les points XA, XB, YA et YB à l'émetteur ou au collecteur de chacun des phototransistors extraits. La platine d'adaptation décrite ici comporte un certain nombre de cavaliers de court-circuit permettant de mettre le collecteur et l'émetteur de chacun des phototransistors intégrés dans le CNY74-4 soit au +5 V soit à la masse.

Les cavaliers E/C déterminent ainsi si le signal de commande arrive de l'émetteur ou du collecteur. Les connexions exactes à effectuer dépendent de l'électronique disponible sur la souris. Le montage fait appel à un multivibrateur astable basé sur un temporisateur du type TLC555 et un diviseur du type 4017 pour la génération d'un train d'impulsions qui simule le disque à fentes rotatif de la souris opto-mécanique. Le dit signal est transmis



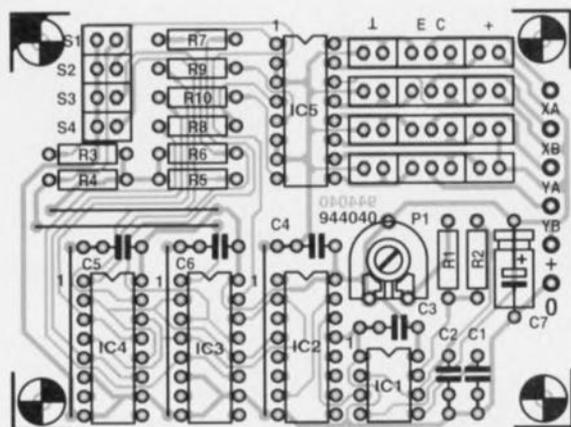
aux opto-isolateurs via une paire de tampons du type 4503.

Le choix de la direction requise (haut/bas, gauche/droite) se fait par

utilisation du manche de commande numérique via les entrées de validation (*enable*) des tampons. La vitesse du curseur sur l'écran est définie à l'aide de l'ajustable P1, vu qu'il s'agit là du composant qui détermine la fréquence d'horloge du TLC555. La tension d'alimentation de l'interface est dérivée de la souris; on peut la

trouver à l'endroit où étaient, à l'origine, connectées les LED et leurs résistances-série. Les touches de la souris et de feu (*fire*) sont câblées directement, la seconde touche de feu (absente sur le manche de commande numérique) peut être intégrée dans le boîtier dans lequel doit trouver place l'adaptateur.

projet : C. Wolff



Liste des composants

Résistances :

R1 à R6 = 10 kΩ
R7 à R10 = 4kΩ27
P1 = 470 kΩ

Condensateurs :

C1 = 10 nF
C2 à C6 = 100 nF
C7 = 10 μF/16 V

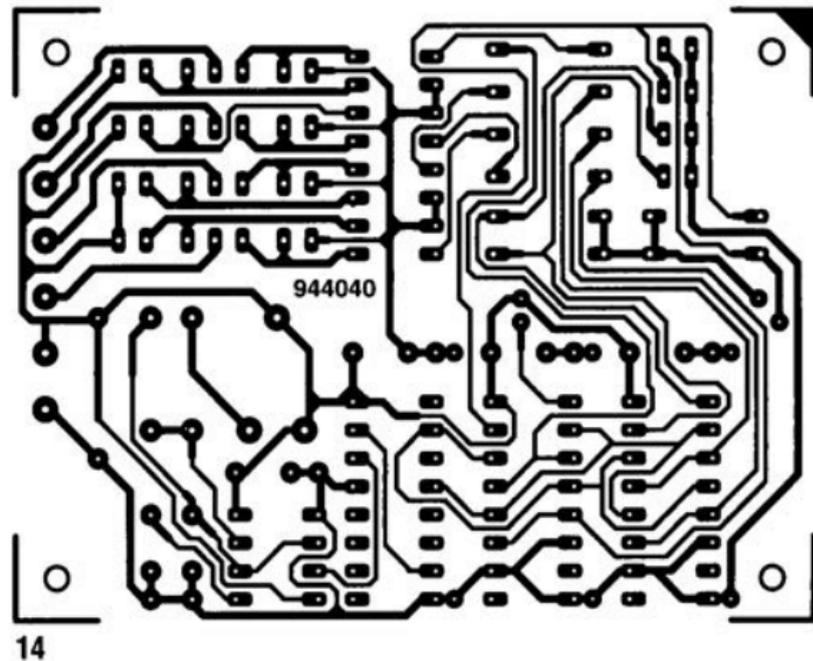
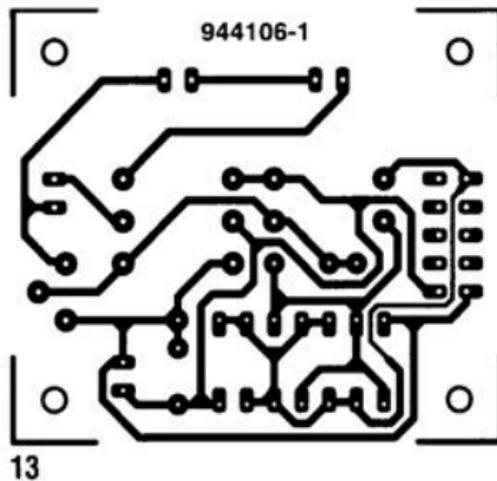
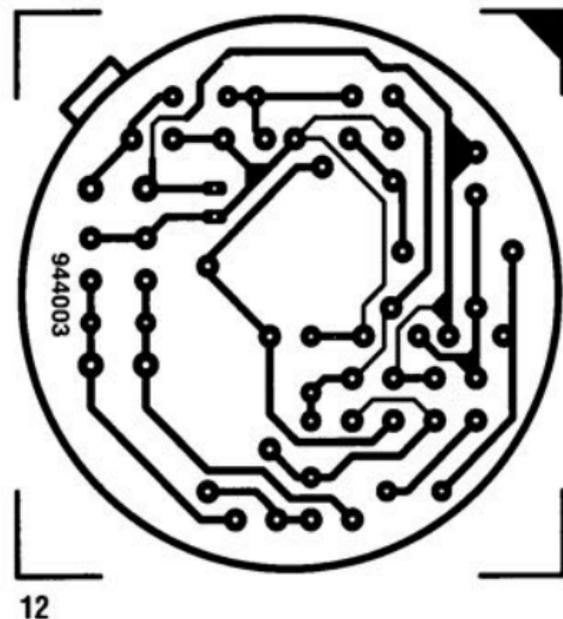
Semi-conducteurs :

IC1 = TLC555
IC2 = 4017
IC3, IC4 = 4503
IC5 = CNY74-4

Divers :

S1 à S4 = interrupteurs d'origine du manche de commande du C64

Circuits imprimés en libre service (suite)



compresseur pour guitare 36

Dans le monde des amplificateurs pour guitares électriques, les lampes (tube) sont loin d'être « out » (hors de mode ???). Les guitaristes qui s'attachent à la musicalité du son qu'ils produisent – même en cette époque où l'on ne jure plus que par les ordinateurs et autres microcontrôleurs – continuent d'être d'avis qu'un amplificateur à tubes produit un son plus

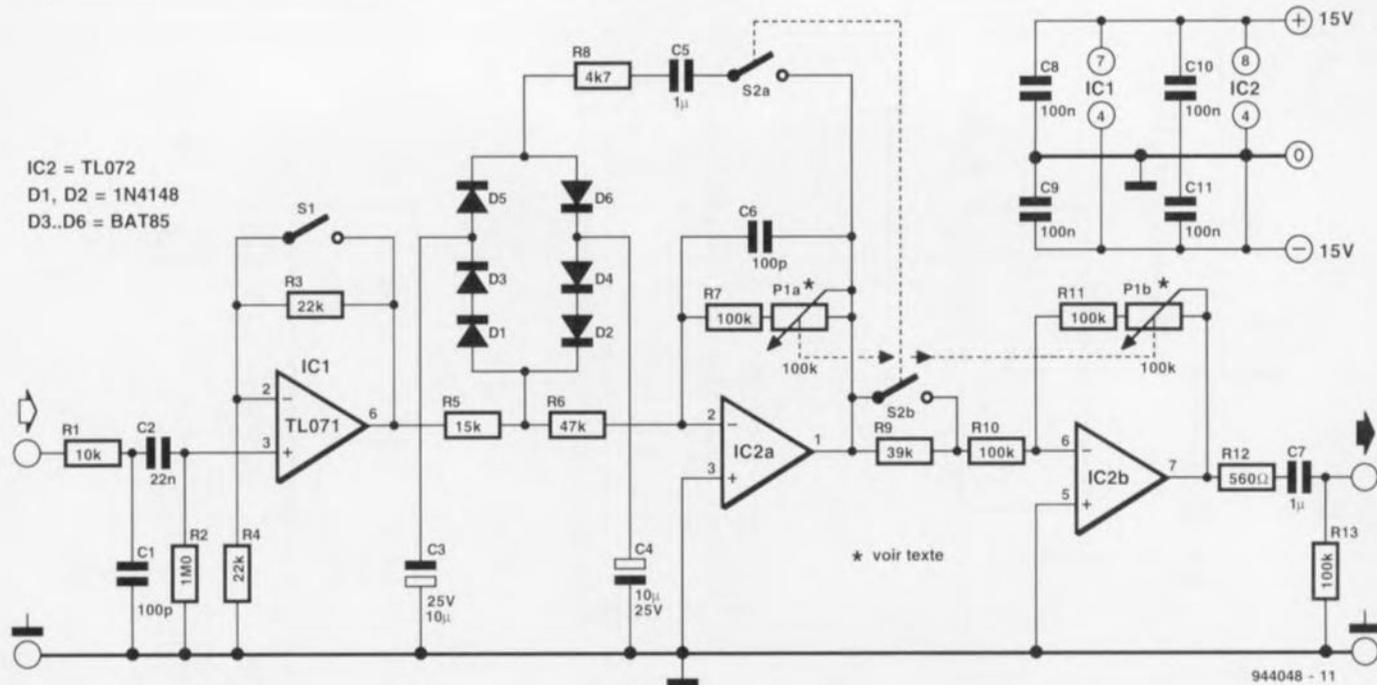
agréable que n'importe quel amplificateur à transistors, pour ne pas parler des amplificateurs à circuits intégrés, et s'il leur faut, pour une raison ou une autre, utiliser un amplificateur transistorisé, ils feront des pieds et des mains pour lui faire produire un son « à la rondeur des tubes ».

Les puristes de la Hi-Fi ne manqueront

naturellement pas de hausser les épaules et d'affirmer sans ambages que les semi-conducteurs permettent de fabriquer des amplificateurs aux caractéristiques techniques dépassant nettement celles des amplificateurs à tubes. Il n'en reste pas moins vrai que, sans insister sur l'aspect qualité, un amplificateur à tube « sonne », fondamentalement, différemment

qu'un amplificateur à transistors. Cela tient au fait qu'avec les tubes la transition entre les domaines linéaire et non-linéaire se fait pour ainsi dire fluidement et qu'il reste possible d'obtenir une certaine dynamique même dans la partie distordue de la plage de modulation.

On pourrait presque considérer la distorsion croissant avec l'augmentation



de modulation comme une sorte de compression de dynamique. Il manque inévitablement ce trait de caractère aux amplificateurs à transistors. Ces derniers continuent en effet de se comporter très linéairement jusqu'au point où ils sont confrontés à une surmodulation : à partir de cet instant on a écrêtage du signal (qui se voit donc raboté) et on a apparition de la distorsion si pénible à supporter par nos oreilles gâtées. Avant l'apparition d'amplificateurs modernes à commande en tension intégrés dans leurs circuits, les compresseurs de dynamique comportaient souvent, comme organe de réglage, des diodes. On acceptait sans trop rechigner la distorsion produite par ces composants. Vu qu'ici on recherche

un certain niveau de distorsion, les diodes tombent à point pour la réalisation d'un compresseur pour guitare à son ayant une texture « tubes ». Le schéma montre qu'un tel compresseur peut être réalisé à l'aide d'un petit nombre de composants dont les caractéristiques sont tout ce qu'il y a de plus courantes.

L'amplificateur d'entrée, IC1, attaque, via la résistance R5, 2 paires de diodes : les diodes D1/D3 pour la demi-période positive, et D2/D4 pour la demi-période négative. Les condensateurs électrochimiques C3 et C4 constituent, pour la tension alternative, un court-circuit; ils conservent la tension de régulation et déterminent ainsi l'inertie de la régulation. Les

paires de diodes reçoivent, via les diodes D5 et D6, une tension de polarisation (variant en fonction de la modulation) en provenance de IC2a. Si l'inverseur S2 est ouvert, la compression est désactivée. La partie du circuit basée sur IC2b sert uniquement à la compensation du niveau de sortie en cas de choix de positions différentes pour le potentiomètre et l'interrupteur – les 2 moitiés du potentiomètre agissent à contresens. On peut éventuellement « piquer » le signal directement à la sortie de IC2a. Le potentiomètre P1 permet de déterminer le point d'entrée en fonction du compresseur; on donnera à cet organe de commande une position telle que l'on ait une légère déformation des pics d'attaque du signal à l'entrée. L'inver-

seur S1 permet une commutation du gain de IC1 et offre donc le choix entre des éléments à une ou deux bobines. Avec le dimensionnement adopté ici, le montage fonctionne, en pratique, de façon très satisfaisante. On peut bien entendu toujours envisager ses propres modifications; il ne saurait cependant être question de remplacer les BAT85 par des diodes ordinaires telles que des 1N4148.

Une telle substitution entraîne une réduction très sensible de la texture « tube » de l'effet sachant que la distorsion n'entre en jeu qu'à un niveau plus important et qu'il présente en outre une nature sensiblement plus abrupte.

Un examen de la tension secteur disponible un peu partout dans nos habitations montre que l'on ne se trouve pas, contrairement à ce à quoi l'on pouvait s'attendre, en présence d'une belle onde sinusoïdale. Les responsables de cette situation, dans certains cas peu enviable, sont principalement les appareils domestiques en tout genre connectés au secteur – sans oublier, dans une certaine mesure, le fournisseur d'électricité lui-même, l'EDF pour ne pas la citer. Ceci peut avoir comme conséquence la naissance de pics de tension sur les lignes du réseau secteur, crêtes qui peuvent avoir une influence néfaste sur le fonctionnement d'autres appareils reliés au dit réseau.

Ces pointes de tension, baptisées *spikes* en anglais, sont de courte durée, leur longueur variant de 0,1 à 10 μ s, leur amplitude étant étonnamment variable, allant de quelques volts à jusqu'à plus de 1 000 V dans certains cas.

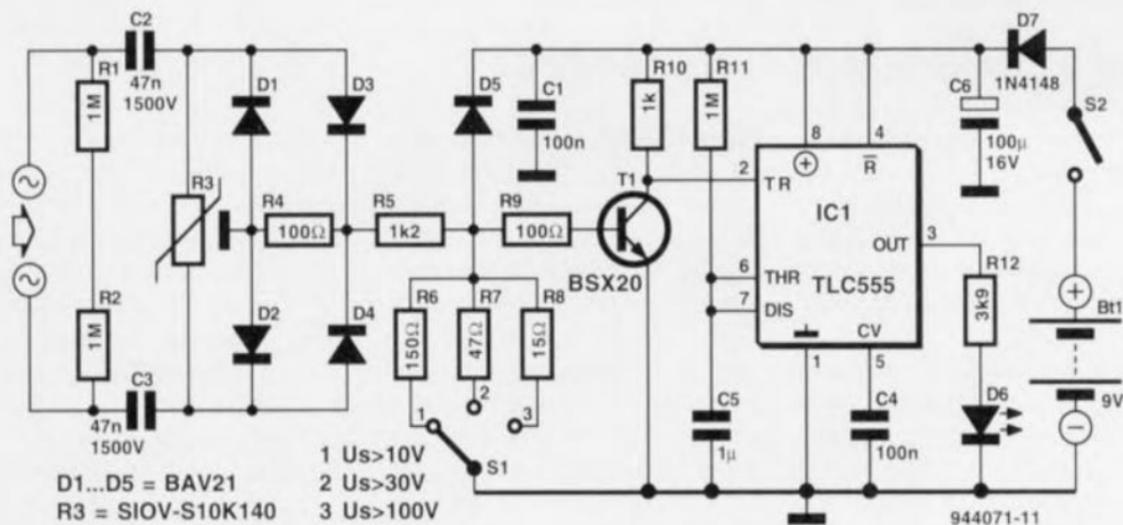
L'électronicien pratique est toujours curieux de savoir s'il existe des crêtes de tension transitoires sur son secteur et, si tel est le cas, quelle est la raison de la naissance de ces pics de tension dans certaines situations, ceci en vue, le cas échéant, de mieux protéger ses appareils. Le montage proposé ici détecte les pics de tension sur le réseau du secteur et signale leur pré-

sence par l'illumination d'une LED.

L'utilisateur a à sa disposition un commutateur rotatif lui permettant de choisir entre 3 niveaux de tension. Si la tension du secteur chute de, (ou dépasse de plus de) selon la position du sélecteur S1, 10, 30 ou 100 V, par rapport à sa valeur nominale, on a illumination de la LED. Un pont redresseur de tension constitué par les diodes D1 à D4 est relié au secteur par l'intermédiaire des condensateurs C2 et C3. La charge prise en aval du pont de redressement prend la forme d'une résistance de 100 Ω , R4. L'ensemble condensateurs + résistance

constitue une sorte de filtre passe-haut entraînant une atténuation importante de la tension alternative de 50 Hz de sorte que l'on dispose aux bornes de R4 d'une tension de 230 mV_{cc} seulement. En cas d'arrivée d'un pic de tension celui-ci, en raison de la forme raide de son impulsion, passera pratiquement sans encombre les condensateurs C2 et C3.

Cette crête de tension arrive à un diviseur de tension constitué par la résistance R5 d'une part et l'une des résistances R6, R7 ou R8, mise en circuit en fonction de la position du commutateur S1. Attaqué par ce diviseur de tension de l'autre le transistor T1 entre en



conduction lorsque la tension au point nodal du diviseur dépasse de l'ordre de 0,6 V. On a, alors, déclenchement du circuit intégré temporisateur IC1 monté en multivibrateur monostable, proces-

sus qui produira l'illumination, pendant une seconde, de la LED de signalisation. Notons qu'il s'agit d'une LED à haut rendement vu que la sortie du 555 ne peut pas fournir un courant

important. La diode D5 écrête le pic de tension au niveau du point nodal à une valeur égale à celle de la tension d'alimentation + 0,6 V, de manière à éviter l'endommagement, voire la des-

truction, du transistor.

En aval des condensateurs C2 et C3 on trouve une varistance, R3, composant chargé de la protection des diodes à l'encontre de tensions trop importantes. En effet, les crêtes de tension s'appliquent à plein sur celles des diodes du pont qui se trouvent à ce moment-là en sens inverse. Les résistances R1 et R2 permettent la décharge des condensateurs lorsque l'on débranche le « crête-mètre » du secteur.

L'utilisation, à l'entrée du montage, de condensateurs de 1 500 V de tension de service permet de le considérer comme étant isolé galvaniquement du réseau-secteur. Il n'en reste pas moins recommandé de placer le montage dans un boîtier en plastique. Le montage pourra être alimenté à l'aide d'une pile de 9 V, la consommation de courant au repos ne dépasse pas 0,16 mA, atteignant 2 mA lors de l'allumage de la LED.

39 alimentation réalisée en technologie discrète

En cette ère de régulateurs de tension intégrés à tout va, le sujet de cet article constituera, pour un nombre important de nos lecteurs les plus fidèles, une véritable bouffée d'air frais : enfin un schéma d'alimentation réalisée entièrement en technologie discrète, c'est-à-dire à base de transistors et autres composants simples et non pas à l'aide de circuits intégrés quelque courants qu'ils soient.

Ce modèle d'alimentation, doté d'une protection contre les courts-circuits, fournit une tension de sortie – réglable avec excellente précision – de 13,8 V et ce à un courant de sortie de 10 A au maximum. L'électronique ne comporte, outre le transformateur de 2 x 18 V/8 A, que tous ces composants « standard » que l'on trouvera sans aucun doute dans la boîte de « bric-à-brac » de tout électronicien-amateur digne de ce nom.

Si l'on fait abstraction de la partie centrée sur le transistor T1, on aura vite fait de remarquer que le concept à la base de ce montage est on ne peut plus classique. Une source de tension, constituée de la diode zener D7, du diviseur de tension R6/P1/R7 et du transistor T2, est suivie de trois émet-

teur-suiveurs, pris en série. Le dernier de ces émetteur-suiveurs prend la forme d'une paire de 2N3055, T5, T6, transistors de puissance archi-connus, pris en parallèle et fournissant, de concert parfait, le courant de sortie.

Rien de bien extraordinaire jusqu'à présent direz-vous. En effet ! Une des spécificités de ce montage est cependant l'adjonction, à l'électronique de base, du transistor T1 servant à réaliser la limitation de courant. L'examen du schéma nous apprend que ce transistor dérive sa tension de base, par le biais de la résistance R4, de la tension de sortie. Si cette tension devient, suite à une surcharge par exemple, inférieure à 5 V environ, T1 bloque. Via la diode D6 le transistor T2 devient alors complètement passif ce qui entraînera un blocage des transistors T3 à T6. La tension de sortie descendra de ce fait à une valeur négligeable à laquelle le courant circulant vaut à peine d'être évoqué.

On applique, de manière à pouvoir sortir, à l'occasion, de cet état de limitation du courant, un signal de 50 Hz à la base du transistor T1, via la diode D3. Les diodes D4 et D5 limitent

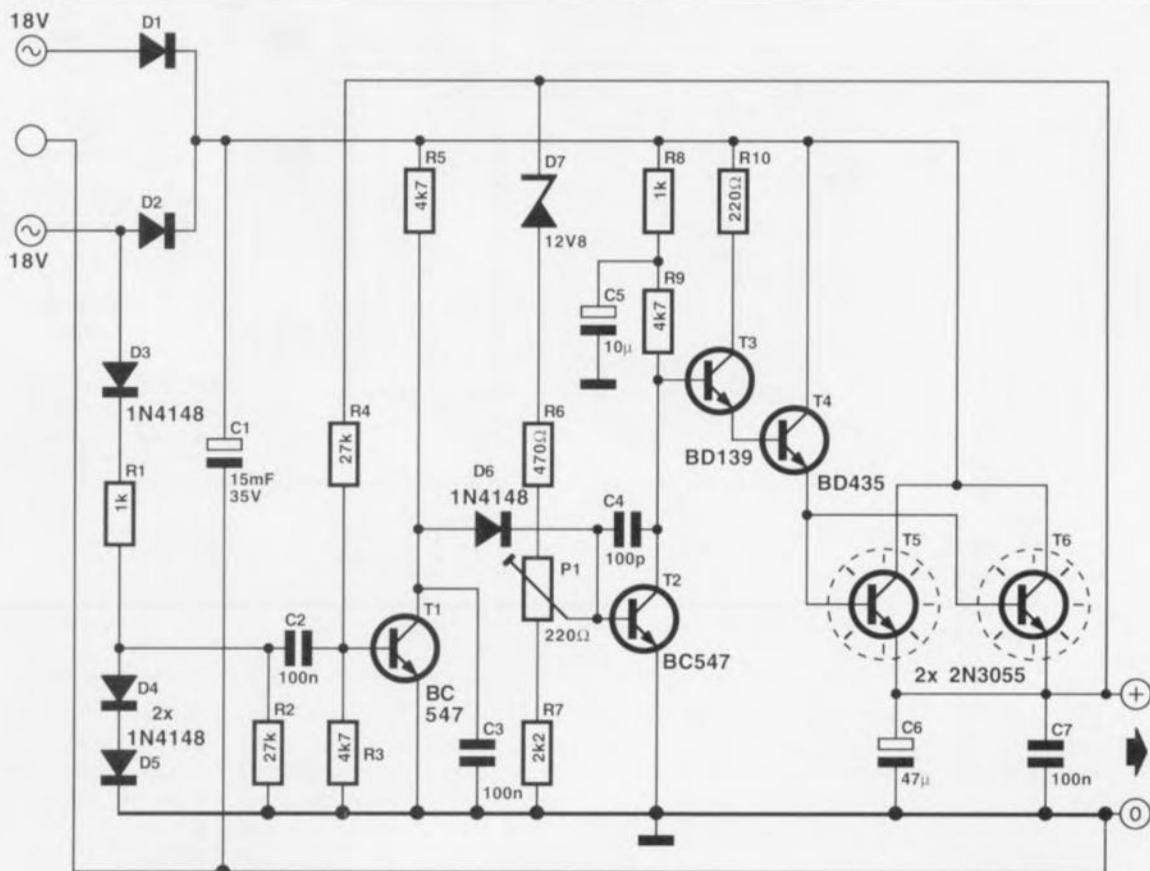
l'amplitude de ce signal à une valeur de 1,3 V. Suite à la présence de ce signal T1 deviendra, périodiquement et ce pendant une courte durée, passant, essayant ainsi de redémarrer l'alimentation. Ces tentatives de réactivation de l'alimentation n'auront bien évidemment de succès que lorsque la raison de l'entrée en fonction de la limitation de courant (qu'il s'agisse d'une surcharge ou d'un court-circuit de la sortie) aura disparu. Cette approche se traduit par la circulation à travers le circuit d'impulsions de courant d'intensité considérable. Cependant, vu l'extrême brièveté de ces impulsions (2 ms environ), il n'existe pas le moindre risque d'endommagement.

On notera que les transistors T5 et T6 ne sont pas dotés des résistances d'émetteur servant, en général, lors d'une mise en parallèle, à la répartition du courant. Ici ce sont les lignes de connexion des émetteurs qui font office de résistances de répartition : il est requis de ce fait, pour disposer de la résistance suffisante, que les fils de connexion des émetteurs de ces transistors aient une longueur de 10 cm environ et une section de 0,7 mm. De par l'utilisation d'une limitation de cou-

rant du type « fold-back » (repliement), les transistors T5 et T6 peuvent se contenter d'un radiateur de dimensions modestes. Un exemplaire de 2,5 °C/W (tel qu'un SK01 de 10 cm de Fischer) convient parfaitement. Il est recommandé de faire appel, pour T5 et T6, à des 2N3055 en boîtier TO-3 et de les monter sur le radiateur à l'aide de deux plaquettes d'isolation. On utilisera, pour le dispositif de réglage fin, c'est-à-dire l'ajustable P1, un exemplaire multitour, solution la moins chère, soit un ajustable à un seul tour de très bonne qualité.

Le condensateur-tampon C1 prend la forme de trois condensateurs électrolytiques de 4 700 µF, pris en parallèle. Cette approche a le double avantage d'être de qualité suffisante et ... bon marché ! Les diodes D1 et D2 sont des exemplaires de 10 A au minimum. Il est moins coûteux, quelquefois, de faire appel ici à deux des diodes intégrées dans un pont de redressement de 10 A. Il faudra veiller impérativement, lors de la réalisation de ce montage, à ce que l'électronique de commande ne puisse pas être traversée par des courants d'intensité élevée que l'alimentation aura à fournir à la charge.

d'après une application de Altai



944034 - 11

moniteur de radiateur 40

Le circuit décrit ici a été conçu spécialement à l'intention des résistances de puissance montées sur un radiateur et dotées d'un dispositif assurant un refroidissement forcé. Les concepteurs d'amplificateurs de puissance utilisent ce type de résistance électronique. Sachant que la résistance de puissance est en fait un composant passif il n'est pas exclu qu'il puisse arriver, lors de l'utilisation d'une telle batterie de résistances, que l'on oublie d'enficher la fiche du câble d'alimentation de la ventilation forcée dans la prise secteur. Il est loin d'être illusoire dans ces conditions de se voir confronté à une surchauffe du système et partant de voir l'un ou l'autre des composants de la résistance électronique partir en fumée.

On pourrait imaginer, pour se mettre à l'abri d'une telle mésaventure, de prendre un relais en série avec la (les) résistance(s) de puissance. On n'aura activation du relais qu'une fois la tension d'alimentation du ventilateur présente. Cette approche n'est cependant pas utilisable dans le cas de combinaisons de résistances de faible valeur (1 Ω par exemple), vu que la résistance de transfert du relais dans ce cas-là va jouer un rôle trop important.

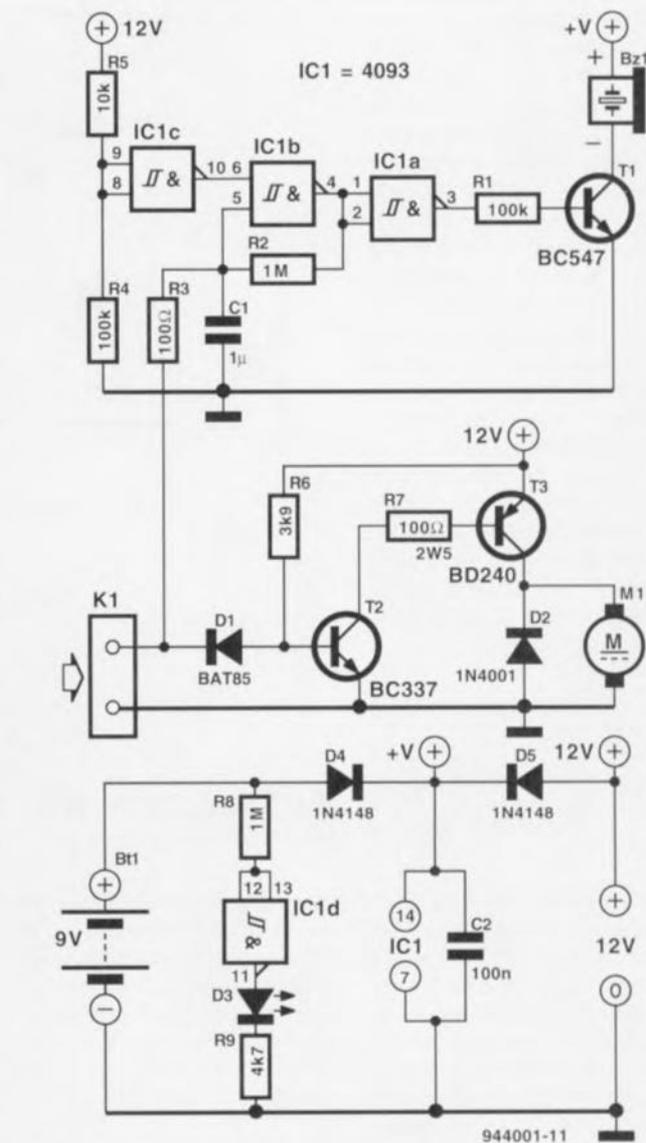
L'installation d'une alarme alimentée par pile constitue une autre approche envisageable. La dite alarme met un résonateur piézo-électrique en fonction dès que la température dépasse 80°C. En cas de présence de la tension du secteur l'alarme est mise hors-fonction et c'est l'alimentation secteur qui prend le relèvement de l'alimentation en énergie du système. Le montage fait en sorte que le ventilateur soit mis en fonction lorsque la température dépasse 80°C. Cette solution a l'avantage irremplaçable de ne pas produire de bruit de ventilateur aux dissipations faibles. En l'absence de la tension du secteur l'électronique est alimentée

par la pile compacte Bt1 via la diode D4. La partie du circuit centrée sur le transistor T3 se trouve hors-tension et l'on dispose, aux entrées de la porte NON-ET (NAND) à trigger de Schmitt IC1c, d'un niveau bas (« 0 »). Dans ces conditions l'oscillateur basé sur la porte IC1b est libéré. Cette porte ne peut cependant pas encore entrer en oscillation vu que le condensateur C1 est court-circuité par un contact thermique connecté à l'embase K1. De ce fait, la sortie de IC1a présente un niveau bas de sorte que le transistor T1 bloque et que le résonateur (à tension continue) Bz1 reste muet. Si la température dépasse 80°C le contact thermique s'ouvre et l'oscillateur entre en fonction. Le résonateur émet alors un signal intermittent.

Si alors, on branche la tension du secteur on a application d'une tension de 12V sur l'émetteur de T3 et application aux entrées de la porte IC1c d'un niveau logique haut. Cette situation se traduit par la mise hors-fonction de l'oscillateur et, partant, par le mutisme du résonateur. Lorsque la température retombe en-deçà de 80°C le contact thermique est fermé, entraînant de ce fait le blocage des transistors T2 et T3. Au-delà de cette température les contacts du capteur thermique s'ouvrent et le transistor T2 assure, via T3, la mise en rotation du ventilateur. Une fois le système suffisamment refroidi, le capteur thermique se referme entraînant l'arrêt du ventilateur.

Le montage comporte en outre un dispositif de signalisation d'une tension de pile faible, circuit basé sur la porte IC1d, qui indique, à l'application de la tension du secteur, qu'il est temps de procéder à l'échange de la pile.

Est-il bien nécessaire de préciser que l'interrupteur thermique doit être monté directement sur le radiateur à



proximité des résistances de puissance qui y sont montées. Nous avons utilisé un contact thermique de type Therm 80 de Microtherm - qui, comme l'indique son nom, change d'état à 80°C, mais n'importe quel dispositif thermique dont les contacts

s'ouvrent à 80°C à température croissante convient pour cette application. Le courant drainé de la pile est extrêmement faible, atteignant 10 μ A à peine. Lors de l'entrée en fonction du résonateur, la consommation de courant passe à quelque 10 mA.

gyrateur (self électronique) 41

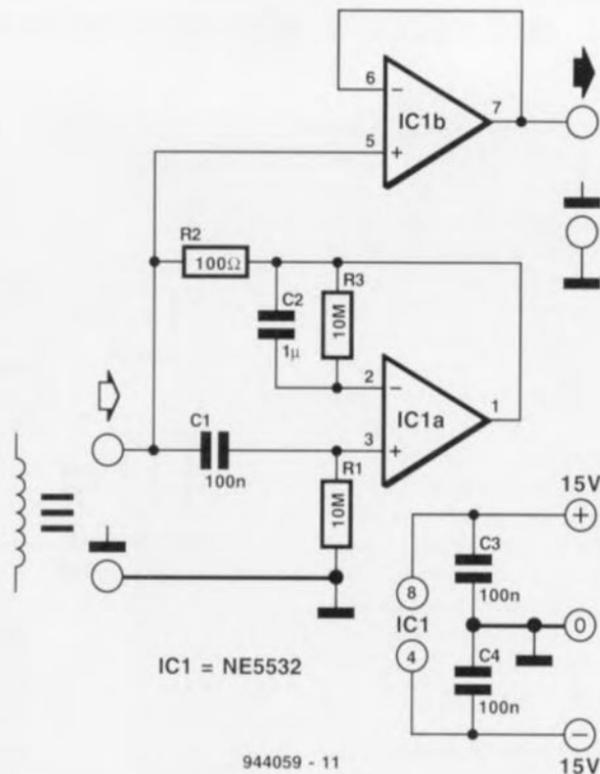
Un gyrateur est l'équivalent électronique d'une bobine (ou self). La version de gyrateur basée sur un amplificateur opérationnel du type NE5532 décrite ici pourra trouver une utilisation dans des filtres et autres applications apparentées pour des fréquences inférieures à 1 kHz. À l'image de la plupart des autres

gyrateurs celui-ci prouvera son utilité tout particulièrement lorsqu'il s'agira de simuler des self-inductions de valeur importante à très importante. Tant que l'on a besoin d'une self de quelques millihenrys (mH) il n'y a que très peu de raison de penser à un gyrateur. Réaliser soi-même, c'est-à-

dire bobiner, une self de, disons, 100 mH constitue une autre paire de manches. Lorsque l'on sait que dans le cas de notre gyrateur, peu importe qu'il faille le dimensionner pour représenter une self-induction de 1 mH, 100 mH, voire 100 H (!), on aura vite fait d'en comprendre l'intérêt.

Un coup d'oeil au schéma nous apprend que le gyrateur proprement dit est constitué par l'électronique centrée sur l'amplificateur opérationnel IC1a. IC1b est un tampon auquel on pourra faire appel en vue de tests et qui pourra s'avérer pratique pour

d'autres applications. La résistance-série du gyrateur prend la forme de $R2$, sa résistance-parallèle celle d'une seconde résistance, $R1$. La self-induction se laisse calculer à l'aide de la formule suivante : $L = R1 \cdot R2 \cdot C1$. On obtient la bobine de caractéristiques les plus proches de l'idéal en donnant à $R1$ la valeur la plus grande possible et à $R2$ la valeur la plus faible possible. On bute bien évidemment comme bien souvent, à des limites physiques. Avec la majorité des amplificateurs opérationnels $R2$ ne doit pas tomber en-dessous de 100Ω et pour les valeurs de résistance supérieures à $10 \text{ M}\Omega$ le niveau de bruit basse fréquence prend des formes extrêmes. Le choix, pour $R1$, de valeurs élevées de résistance a l'inconvénient de provoquer une croissance de la tension de décalage (*offset*) de la sortie, encore que cet effet puisse être compensé partiellement en donnant à la résistance $R3$ une valeur identique à celle de $R1$. Remarquons que la raison de la présence du condensateur de découplage $C2$ est tout justement de limiter le bruit dû à $R3$.



Différents essais nous ont appris que l'amplificateur opérationnel utilisé ici, le NE5532 pour ne pas le nommer, donnait de meilleurs résultats que n'importe quel autre type d'amplificateur opérationnel que nous avons pu essayer, mais nous ne les avons pas tous testés. Nous avons, pour la mise à l'épreuve, – on peut se demander si le terme test est encore, vu les nouvelles directives de la défense de la langue française, utilisable dans ce contexte, fermons la parenthèse – pris une résistance de valeur comprise entre 10 et $100 \text{ k}\Omega$ à l'entrée et avons mesuré la courbe de réponse en fréquence à la sortie du tampon IC1b. Nous avons donné au condensateur $C1$ des valeurs comprises entre 1 et 100 nF . Le comportement de notre self électronique s'est avéré exemplaire des fréquences très graves aux fréquences allant jusqu'à de l'ordre de 1 kHz .

La tension d'alimentation symétrique de $\pm 15 \text{ V}$ pourra rester compacte, vu que la consommation de courant du circuit ne dépasse guère plus de 8 mA .

42

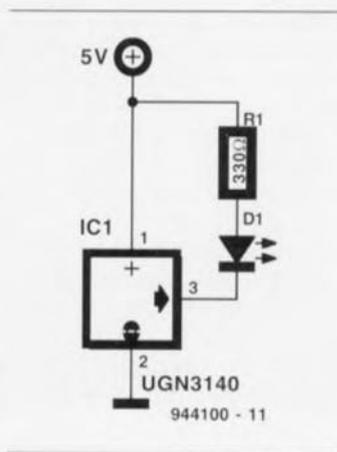
détecteur de champ magnétique

Le capteur à effet Hall UGN3140 de Sprague permet la réalisation du détecteur de champ magnétique le plus simple qu'il soit possible d'imaginer. En effet, toute l'électronique nécessaire, outre le capteur proprement dit, se résume à une LED de visualisation dotée de sa résistance de limitation de courant. La puce du UGN3140 intègre, outre le capteur Hall à proprement parler, un amplificateur différentiel et un comparateur à hystérésis intégrée.

La sortie du capteur, dotée d'un tampon, se présente sous la forme d'un dispositif à collecteur ouvert, ce qui lui per-

met, sans le moindre problème, d'attacher une LED. L'activation du UGN3140 se fait à une densité de flux magnétique comprise entre 4,5 et 27 mT, l'hystérésis étant de l'ordre de 2 mT (le symbole T étant, pour ceux d'entre nos lecteurs qui ne le sauraient pas ou ne s'en rappelleraient plus, celui du tesla).

La tension d'alimentation du capteur ne doit en aucun cas dépasser 24 V; il faudra bien évidemment adapter la valeur de la résistance de protection de la LED à la valeur de la dite tension d'alimentation.

**Pour info :****Tesla :**

Induction magnétique uniforme qui répartition normalement sur une surface de 1 m^2 produit à travers cette surface un flux d'induction magnétique total de 1 weber.

Weber :

Flux d'induction magnétique qui traversant un circuit d'une seule spire y produit une force électromotrice de 1 volt, si on l'annule en 1 seconde par décroissance uniforme.

(source: Mémoformulaire, Educalivre)

43

chargeur CdNi à élévation de tension

Il est possible, en principe, à condition de disposer d'une tension de sortie suffisamment élevée, de recharger des accus CdNi du type « Mignon » à l'aide d'une cellule solaire de petite taille. Un panneau solaire fournissant une tension de 6 V et un courant de 50 mA permet, par exemple, de recharger quatre accus CdNi « Mignon ». On notera cependant

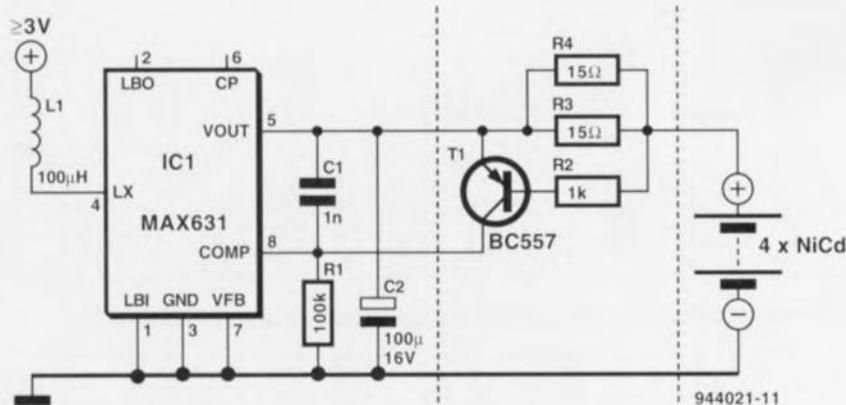
que si les petites cellules solaires de prix intéressants (lire : suffisamment bas pour être abordables) fournissent bien un courant d'intensité suffisante; leur tension de sortie reste, en général, malheureusement sensiblement inférieure aux 6 V nécessaires.

Le fabricant de semi-conducteurs Maxim propose, dans sa gamme de

circuits intégrés, toute une série de convertisseurs de tension intéressants tel que, par exemple, le convertisseur à élévation de tension MAX631. Dans le montage, objet de cet article, nous utilisons le MAX631 pour recharger quatre accus CdNi d'une capacité de 500 mAh à l'aide d'un panneau solaire fournissant 3 V seulement. L'inconvénient de la présence de cette électro-

nique est pourtant une diminution du rendement effectif de quelque 20%.

Le MAX631 est un convertisseur à élévation de tension qui, dans son application standard, transforme une tension d'entrée comprise entre 1,5 et 5,6 V en une tension de sortie constante de 5 V. Puisqu'il nous faut, pour recharger quatre accus CdNi,



une tension légèrement plus élevée, la résistance R1 modifie le rapport du diviseur de tension interne du MAX631 de façon à ce que la tension de sortie (hors charge) monte à une valeur de 7,5 V. Le condensateur C1 garantit une bonne stabilité. Dans ces conditions le circuit intégré peut fournir un courant de 30 mA si la tension d'entrée est de 3 V et un courant de 50 mA ou plus si la tension d'entrée est égale ou supérieure à 4 V.

Les accus CdNi n'ont pas le moindre problème avec un courant de recharge

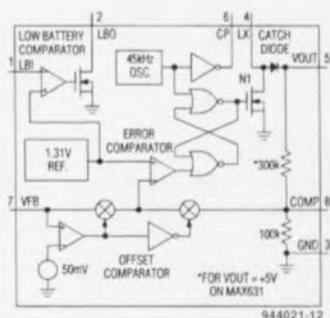
légèrement supérieur à 50 mA, à condition cependant que, dans ces conditions (courant de recharge étant supérieur aux spécifications nominales), la durée de recharge ne soit pas trop longue. Si l'on s'attend cependant, vu l'éclairage diurne auquel on a affaire, à des tensions de cellule(s) solaire(s) en permanence supérieures à 4 V, il faudra ajouter le transistor T1 et les résistances R2 à R4 à l'électronique de base de notre petit montage. Ce 3 fois rien d'électronique supplémentaire ne sert pas uniquement à ménager les accus, il évite

également que le circuit intégré n'ait de problèmes avec une puissance à dissiper trop importante. Si l'intensité du courant de sortie grimpe à une valeur supérieure à 50 mA, on aura, aux bornes des résistances R3/R4, une chute de tension si élevée que le transistor T1 devient passant. Ce transistor, pris en parallèle sur le diviseur de tension interne du MAX631, réduit alors la tension de sortie à une valeur telle que le courant de sortie est limité à 50 mA. On notera qu'il ne s'agit pas d'une électronique de précision; et pourtant...

elle est efficace aurait presque pu dire Galilée (Galileo Galilei de son vrai nom) ! Du fait qu'il se produit, aux bornes des résistances R3/R4, une chute de tension de 0,5 V environ, le sous-ensemble de limitation de courant diminue encore un peu plus le rendement du montage.

Bien qu'il soit possible d'utiliser, pour L1, une self miniature de 100 µH, il est préférable de faire appel à une petite self torique d'inductance identique.

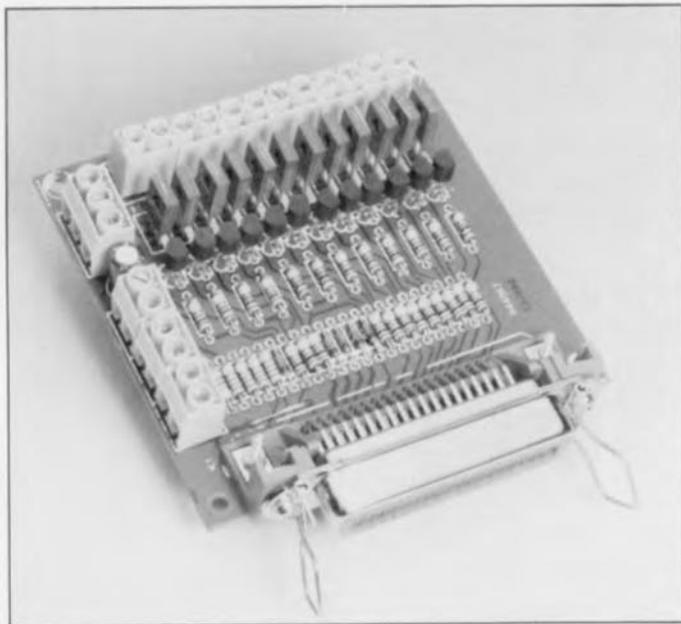
Le circuit intégré peut être remplacé par le MAX632 (12 V) ou le MAX633 (15 V) qui sont compatibles broche-à-broche. Il faudra, dans ces conditions, supprimer la résistance R1.



interface d'E/S Centronics 44

L'interface Centronics présente sur la quasi-totalité des ordinateurs (IBM-)PC & Compatibles se prête à des fonctions d'Entrée/Sortie (E/S, I/O = **Input/Output** en anglais) simples pour peu que l'on augmente sensiblement la capacité de commande des lignes de sortie. Il est possible, en principe, d'utiliser directement les 5 entrées de l'interface Centronics vu qu'elles sont compatibles TTL. Il n'est pas « inconvenant », pour augmenter la sécurité, d'ajouter, comme le propose le schéma de cette réalisation, une résistance et une diode zener de limitation de tension sur les différentes lignes concernées.

Il faudra noter cependant que cette approche n'est valable que pour les ordinateurs récents, c'est-à-dire ceux dotés d'entrées CMOS. Si vous disposez d'un PC plus ancien il est probable qu'il soit doté d'entrées TTL. Si tel devait être le cas, vous pourriez envisager 2 solutions : en faire don au musée scientifique le plus proche soit abaisser la valeur des résistances de protection à quelques centaines d'ohms (voire les supprimer purement et simplement).

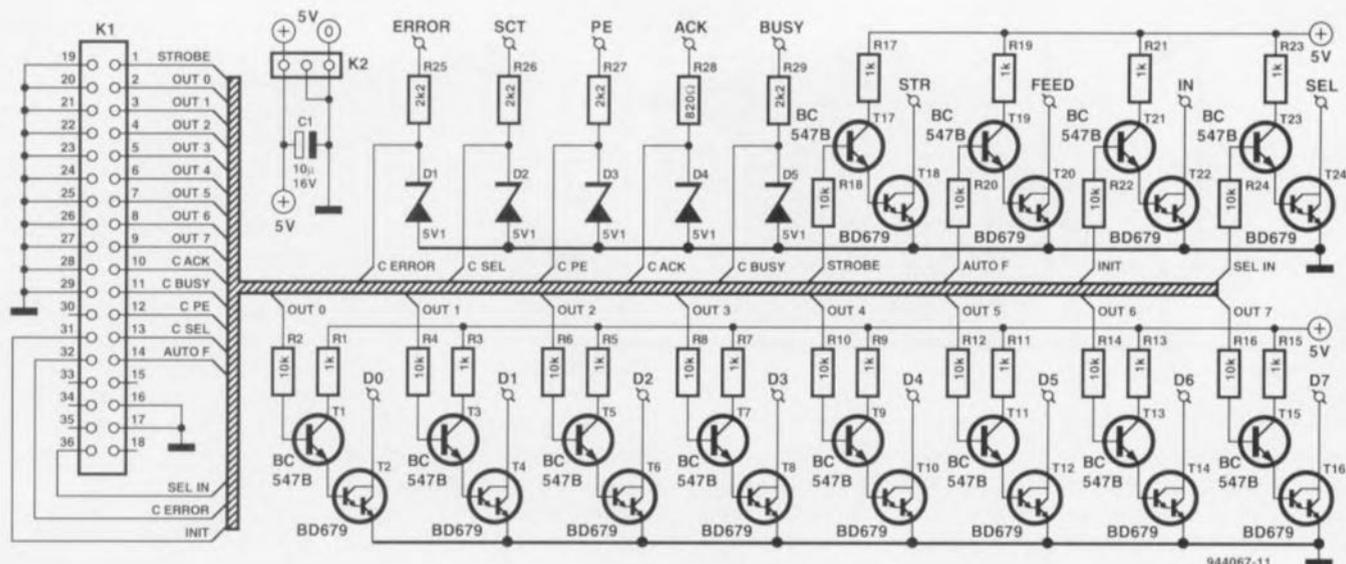


Le test le plus simple pour s'assurer de la nécessité ou non de cette adjonction est de mesurer la chute de tension aux bornes des résistances de $2k\Omega$ lors de la mise à « 0 » de la ligne concernée. Si la chute de tension dépasse 0,8 V c'est que vous dis-

posez d'un ordinateur « ancien » et qu'il faudra donc opter pour les résistances de faible valeur et attaquer les entrées par l'intermédiaire de sources à faible impédance. Les entrées sont les broches 11 (BUSY; BIT7), 10 (ACK; BIT 6), 12

(PAPER EMPTY; BIT 5), 13 (SELECT; BIT 4), et 15 (non connecté; BIT 3). La dénomination des broches est celle du connecteur sub D à 25 broches présent sur l'arrière du PC. Le schéma donne la numérotation correspondante des dites broches dans le cas du connecteur Centronics à 36 broches.

On peut procéder à une interrogation de l'état logique des bits mentionnés tout juste par lecture de l'adresse LPT de base + 1. Dans le mot présent à la dite adresse les bits 0, 1 et 2 sont indifférents (*don't care*), ce qui signifie qu'ils ne comportent pas d'information importante. Les 8 sorties (de données) du connecteur à 25 broches, à savoir les broches 2 à 9, sont normalement en mesure de fournir (*source*) 2,6 mA ou de drainer (*sink*) 24 mA. La commande des sorties peut se faire par l'écriture des 8 bits de données correspondants à l'adresse de base du port LPT. Il est possible d'adresser, outre les 8 bits de données mentionnés tout juste, 4 sorties additionnelles via l'adresse de base + 2 : il s'agit des broches 1



```
REM read Centronics inputs, display in hex
LPTladdress=&H378
WHILE 1
cent=INP(LPTladdress+1)
PRINT hex$(cent)
WEND
```

Ou, tout aussi simplement, commander les sorties :

```
REM square waves on D0-D7, D0 has the highest frequency
LPTladdress=&H378
count=0
WHILE=1
OUT LPTladdress, count
count=count+1
IF count>255 then count=0
WEND
```

(STROBE; BIT0), 14 (AUTOFEED; BIT1), 16 (INIT; BIT2) et 17 (SELECTION; BIT3). À l'origine il s'agit de sorties de ligne de commande avec une résistance de forçage au niveau haut (*pull up*) interne de $4k\Omega$ et ayant une capacité de drain de courant de 7 mA. On notera qu'il est impératif de maintenir à « 0 » les 4 bits de poids fort (4 à 7) si l'on veut éviter la génération d'une interruption (*interrupt*) aux résultats imprévisibles.

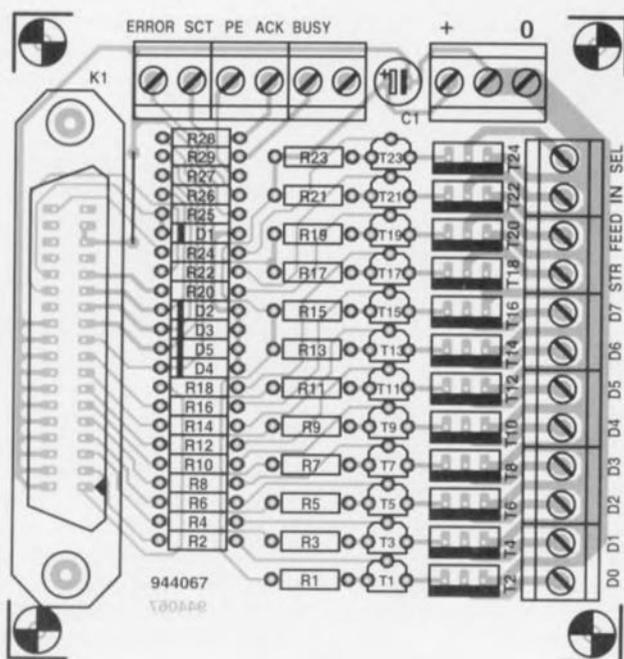
On fait appel à des transistors Darlington du type BD679 pour accroître la capacité de fourniture et de drain de courant des 12 sorties programmables. Le BD679 est capable de commuter jusqu'à 4 A à une tension de collecteur de 80V.

Il est recommandé en pratique de rester en-deçà de l'ordre de 2 A et de doter ces transistors d'un radiateur si l'on prévoit des niveaux de dissipation importants. Il faudra se rappeler que le collecteur d'un Darlington ne peut pas forcer une charge à une tension inférieure à 0,6 V, voire 0,8 V lorsque le courant se situe entre 1 et 2 A.

La tension auxiliaire utilisée par les transistors de commande BC547 n'est pas critique et pourra se situer entre 5 et 15 V. À une tension de 5 V la consommation de courant totale est de l'ordre de 50 mA.

Les charges que l'on envisage de commander via le port Centronics seront prises entre les collecteurs des BD679 et la ligne positive de l'alimentation externe (80 V au maximum). Si l'on choisit de commander des charges à caractéristique inductive – telles que des bobines de relais – il ne faudra pas oublier de shunter celles-ci avec des diodes de protection montées en sens inverse (*free-wheeling diode*). Cette précaution est indispensable pour protéger les Darlington contre des crêtes de tension de fem (*force électromotrice*) inverse.

On pourra, en ce qui concerne la programmation, commencer au niveau de complexité le plus faible, en BASIC par exemple, en utilisant le programme ci-contre pour la lecture des 4 entrées et l'affichage à l'écran de la valeur hexadécimale correspondante.



Liste des composants

Résistances :

R1, R3, R5, R7, R9, R11, R13, R15, R17, R19, R21, R23 = 1 k Ω
 R2, R4, R6, R8, R9, R10, R12, R14, R16, R18, R20, R21, R22, R24 = 10 k Ω
 R25 à R27, R29 = 2 k Ω
 R28 = 820 Ω

Semi-conducteurs :

D1 à D5 = diode zener 5V1/400 mW
 T1, T3, T5, T7, T9, T11, T13, T15, T17, T19, T21, T23 = BC547B

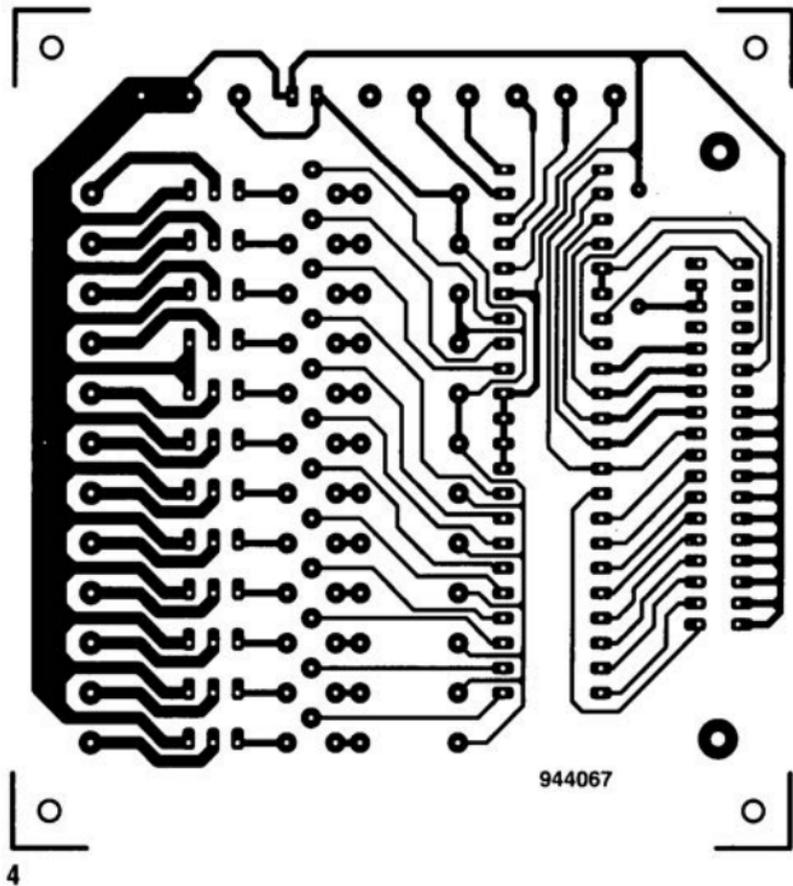
T2, T4, T6, T8, T9, T10, T12, T14, T16, T18, T20, T22, T24 = BD679

Condensateurs :

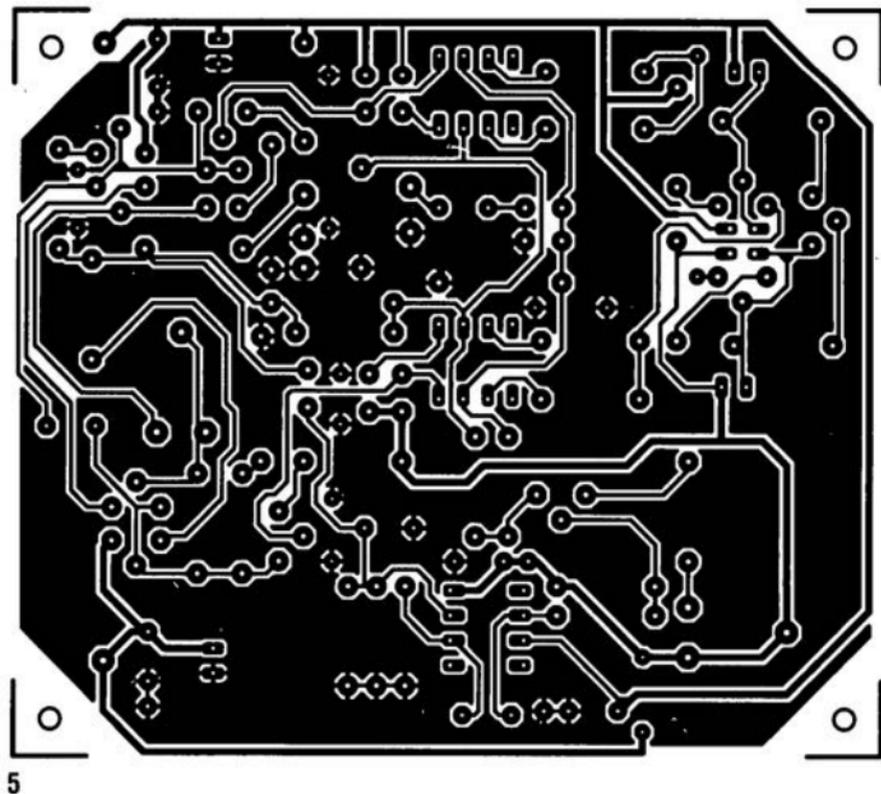
C1 = 10 μ F/16 V radial

Divers :

K1 = embase Centronics encartable en équerre
 K2 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm
 9 borniers encartables à 2 contacts au pas de 5 mm ou 18 picots



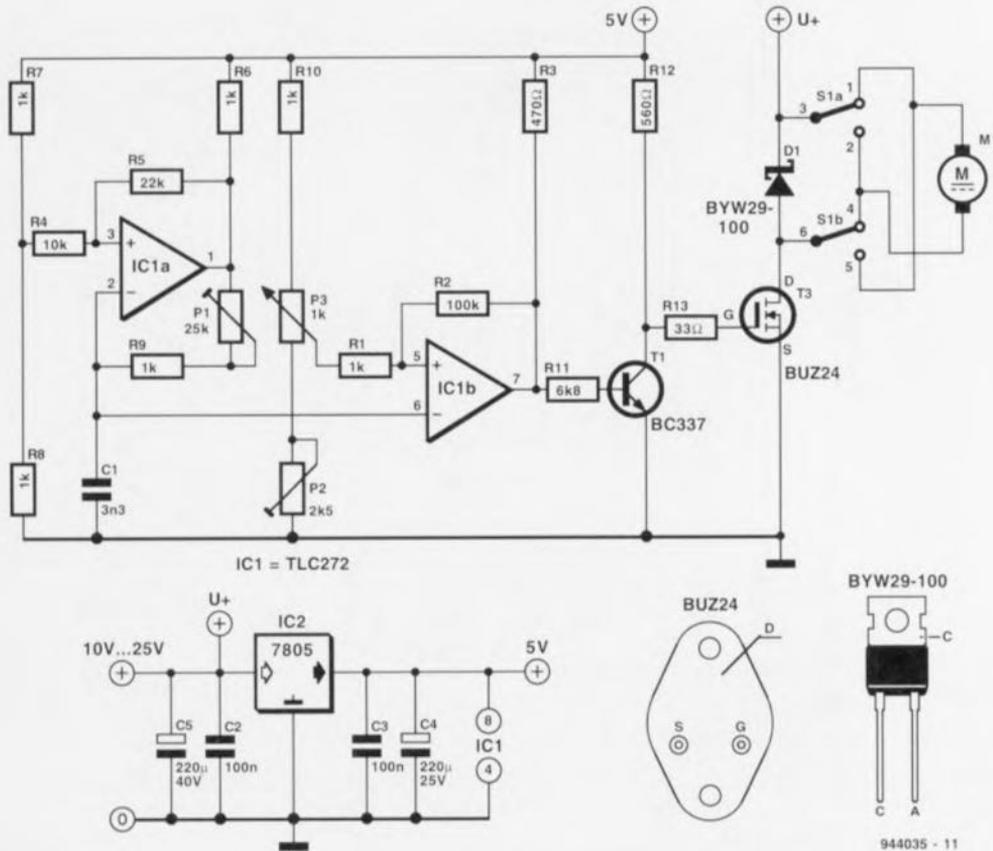
4



5

variateur de vitesse pour moteurs à courant continu

45



dans les lignes de drain et de source, voire la présence (pour certains types de transistors seulement) d'une diode de protection à l'encontre de tensions inverses ne garantit pas une protection à 100% d'un FET relativement cher. Il ne faut pas oublier qu'un moteur à courant continu en rotation se comporte, lors des pauses d'impulsions, comme un générateur. La tension, souvent élevée, qui naît dans ces conditions est court-circuitée par la diode D1. La diode à rétablissement rapide de type BYW29-100 indiquée dans le schéma est capable, dans des conditions de service normales (pas de variations de régime brusques ou d'inversion de sens de rotation brutale), de transformer la totalité du courant en chaleur. La consommation du circuit au repos (en l'absence de courant de moteur) est faible et se limite à quelque 25 mA.

projet : W. Zeiller

Le circuit proposé ici convient à la commande de moteurs à courant continu ou d'ampoules basse tension à consommation de courant importante (10 A typique, voire plus en fonction du transistor de sortie utilisé) fonctionnant sous une tension de 5 à 24 V. Le circuit se compose d'un oscillateur, d'un comparateur et d'un étage de sortie de puissance.

L'oscillateur prend la forme physique de IC1a. L'ajustable P1 permet de faire varier la fréquence de cet oscillateur sur une plage allant de 6 à 110 kHz. L'oscillateur génère, à l'entrée inverseuse du comparateur IC1b, un signal ressemblant à des dents de scie et présentant une amplitude de quelque 1,5 V. La seconde entrée du comparateur est reliée à une tension de référence. L'ajustable P2 définit le domaine de régulation, le potentiomètre P3 le régime. Pour étalonner le circuit il faudra commencer par la mise en position de résistance minimale (curseur vers la masse) du potentiomètre P3. On joue ensuite sur P2 jusqu'à ce que la tension présente sur le curseur de P3 corresponde à la tension de seuil inférieure du signal en dents de scie. Dans ces conditions P3 devrait

couvrir la totalité de la plage de tensions du signal en dents de scie.

Le comparateur génère un signal rectangulaire dont le rapport cyclique (impulsion/pause) dépend de la position du curseur de P3 et va, à condition d'avoir réglé correctement P2 en tenant également compte de l'hystérésis du comparateur, de 0 à 1. Le transistor T1, un BC337, amplifie le signal de sortie du comparateur. Le transistor de sortie, T3, joue un rôle très important dans ce montage. On pourra faire appel ici tant à des Darlington bipolaires qu'à des transistor à effet de champ, c'est-à-dire des FET. Nous avons choisi, parmi le nombre important de transistor SIPMOS utilisables, le BUZ24 pour la réalisation de notre prototype. Ce transistor supporte, en présence d'une résistance à l'état actif ($R_{DS(on)}$) de 60 m Ω , une tension drain/source de 100 V.

Le tableau ci-contre énumère un nombre important de transistors FET à canal-N utilisables pour cette application et récapitule leurs caractéristiques techniques les plus importantes.

La stabilité en tension drain/source est une caractéristique relativement vitale du FET utilisé : en effet, en présence de

courants d'intensité élevée la tension drain/source du FET est susceptible, en raison d'effets d'induction, de monter ce qui pourrait entraîner la destruction du transistor. L'adjonction d'un varistor

FET de puissance	U_{DS}	I_D	$R_{DS(on)}$	Boîtier
BUZ10	50	20	0,08	TO220
BUZ11	50	30	0,04	TO220
BUZ11A	50	25	0,06	TO220
BUZ14	50	39	0,04	TO220
BUZ15	50	45	0,03	TO3
BUZ18	50	37	0,03	TO220
BUZ21	100	19	0,1	TO220
BUZ23	100	10	0,2	TO3
BUZ24	100	32	0,06	TO3
BUZ25	100	19	0,1	TO3
BUZ27	100	26	0,06	TO220
BUZ71A	50	13	0,12	TO220
BUZ72	100	10	0,2	TO220
BUZ72A	100	9	0,25	TO220
BUK416-100AE	100	55	0,013	SOT227B

Le mois prochain

Elektor vous propose

non pas une pomme pour votre soif, mais un numéro de septembre plein à craquer de nouvelles réalisations choisies telles que, entre autres,

- ◇ un effaceur d'EPROM intelligent,
- ◇ un fréquencemètre 4 digits $\frac{1}{2}$,
- ◇ une télécommande DTMF,
- ◇ et bien d'autres choses... Patience

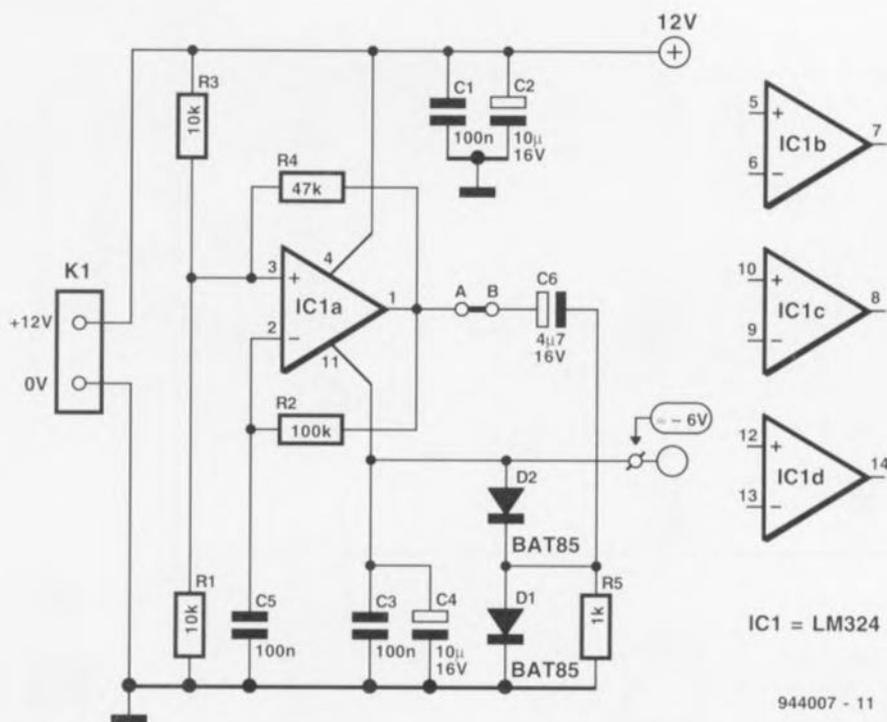
46 auto-générateur de tension d'alimentation négative

Très rares sont les vrais amateurs d'électronique, à ne pas s'être, un jour ou l'autre, retrouvés confrontés au problème de devoir alimenter un circuit à amplificateurs opérationnels à l'aide d'une tension unique (asymétrique).

Plutôt que de réaliser un circuit auxiliaire complexe en faisant appel soit à un certain nombre de diviseurs de tension et de condensateurs de couplage, soit à un circuit intégré aussi exotique que coûteux, on pourra, pour la génération de la tension d'alimentation requise, utiliser l'un des amplificateurs opérationnels présents dans un circuit intégré si tant est qu'il en comporte deux, voire même quatre.

Comme le montre schéma, on se trouve ici en fait en présence d'une pompe de charge. Nous avons, autour de l'amplificateur opérationnel IC1a, réalisé un oscillateur. Au moment de la mise en fonction du circuit la connexion de la tension d'alimentation négative de l'amplificateur opérationnel présente, via les diodes D1 et D2 et ce par rapport à la masse, un niveau de tension supérieur de deux fois la tension de seuil de

1



944007 - 11

diode. Les condensateurs C4 et C6 ne sont pas encore chargés. Si alors, la sor-

tie de l'amplificateur opérationnel, et partant automatiquement la broche négative de C6, passe à une tension inférieure à 0V, la diode D2 devient passante et le condensateur C4 peut se charger au niveau de la tension d'alimentation négative. Si l'amplificateur opérationnel bascule, D2 bloque et le condensateur C6 se décharge via la diode D1.

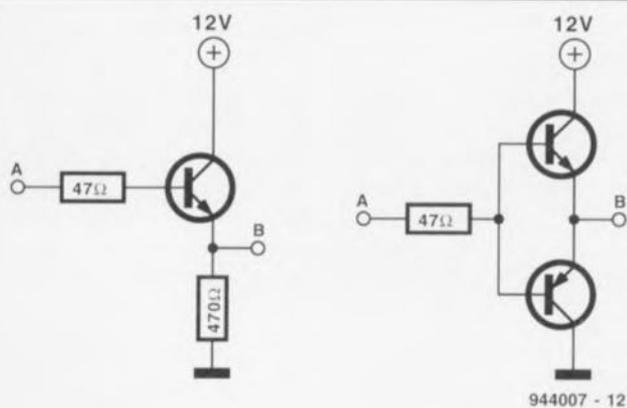
De cette façon le condensateur C4 peut se stabiliser à un niveau de tension d'alimentation négative qui dépend du type d'amplificateur opérationnel utilisé. Dans le cas de notre prototype nous avons utilisé un LM324 qui nous permettait de générer une tension négative de -6V. Des essais effectués avec un TLC274 n'ont

pas donné de résultats satisfaisants. Il faudra, en tout cas, veiller à ce que cette tension négative ne soit pas trop chargée (intensité drainée inférieure à 5 mA). La consommation de la pompe de charge est de 5 mA environ, intensité à laquelle il faudra ajouter le double de l'intensité du courant de sortie. Si l'on a besoin d'un courant de sortie plus important, il faudra prendre, entre les points A et B, un étage à tampon (cf. figure 2)

On notera qu'il est nécessaire de choisir pour l'oscillateur une fréquence telle qu'elle ne se situe pas à l'intérieur de la bande de fonctionnement du circuit alimenté.

projet : E. Berberich

2



944007 - 12

47 potentiomètre à relais commutés

Les potentiomètres classiques présentent un certain nombre d'inconvénients, tels que production de craquements de plus en plus fréquents au fur et à mesure de leur vieillissement et une évolution symétrique délicate dans le cas de potentiomètres stéréophoniques. L'une des solutions, pour le moins technique si elle n'est pas pratique ou esthétique, pourrait être l'utilisation du diviseur de ten-

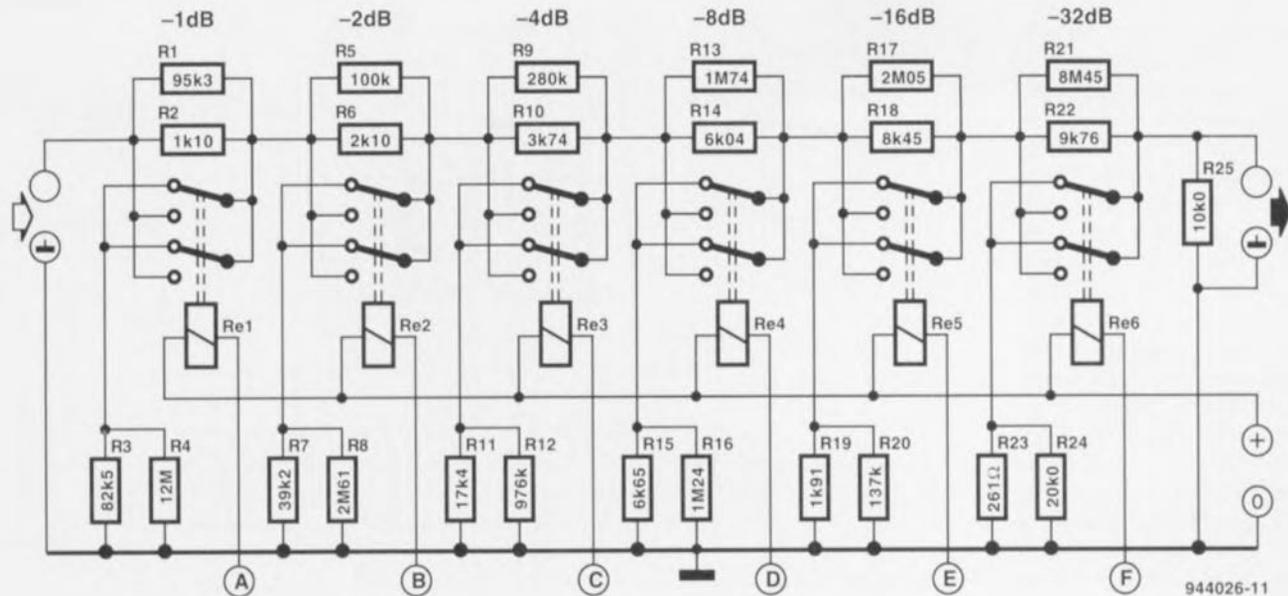
sion à commutation par relais décrit ici. La configuration proposée par le schéma est capable de mettre en oeuvre 64 niveaux d'atténuation distincts.

Le respect des valeurs données dans le schéma donne une taille de pas de 1 dB, de sorte que la plage de réglage totale s'étend de 0 à 63 dB. Le principe de l'électronique est simple.

6 sections d'atténuation sont montées l'une à la suite de l'autre. Chaque section présente, en cas de prise d'une charge de 10 kΩ à sa sortie, une impédance d'entrée de 10 kΩ. Une dernière résistance de cette valeur est montée à la fin de la série, constituant la résistance terminale. L'omission d'une section de la série est de ce fait sans conséquence sur les résis-

tances d'entrée et de sortie des sections restantes.

Au repos, tous les relais sont alors inactifs, le circuit se trouve à sa valeur d'atténuation maximale. L'ordre donné aux différentes sections d'atténuation est tel que l'atténuateur le plus important se trouve à l'arrière. Plus on se rapproche de l'entrée, plus l'atténuation par section diminue,



944026-11

cette approche garantissant le meilleur rapport signal/bruit. Le point A constitue le bit de poids faible, le point F celui de poids fort. Il nous faut, pour la commande de ce circuit, un compteur/décompteur à 6 bits, que l'on dotera, le cas échéant, d'un circuit tampon pour la commande des bobines des relais (tel que le circuit du numéro Hors-Gabarit de '91, intitulé **compteur/décompteur optique à 6 bits**).

On peut également voir les choses en plus grand et laisser à un microprocesseur le plaisir de commander ce circuit. Sachant que toutes les erreurs naissant dans les différents étages d'atténuation se cumulent, il est important de respecter du mieux possible les valeurs théoriques, en prenant à chaque fois 2 résistances à tolérance de 1% en parallèle (les spécialistes de la coupure de cheveux en quatre pourront utiliser des résistances

de 0,1%). Il faudra, si l'on envisage de monter ce circuit en amont d'un préamplificateur, veiller à ce que l'impédance de sortie du point auquel sera connecté le potentiomètre à commutation de relais ait une impédance très faible (si tel n'était pas le cas, il faudra modifier en conséquence la valeur des résistances R1 et R2). Associée à R25, la charge à la sortie doit avoir une valeur de 10 kΩ très précisément (la valeur indiquée pour

R25 n'est de ce fait possible qu'en cas de charge idéale et d'une entrée à impédance très élevée).

Le choix du relais dépend des exigences posées par l'utilisateur au circuit – on peut, par exemple, penser à des contacts dorés. La consommation de courant de l'ensemble du montage est déterminé par les caractéristiques des relais et du circuit de commande du potentiomètre à commutation de relais.

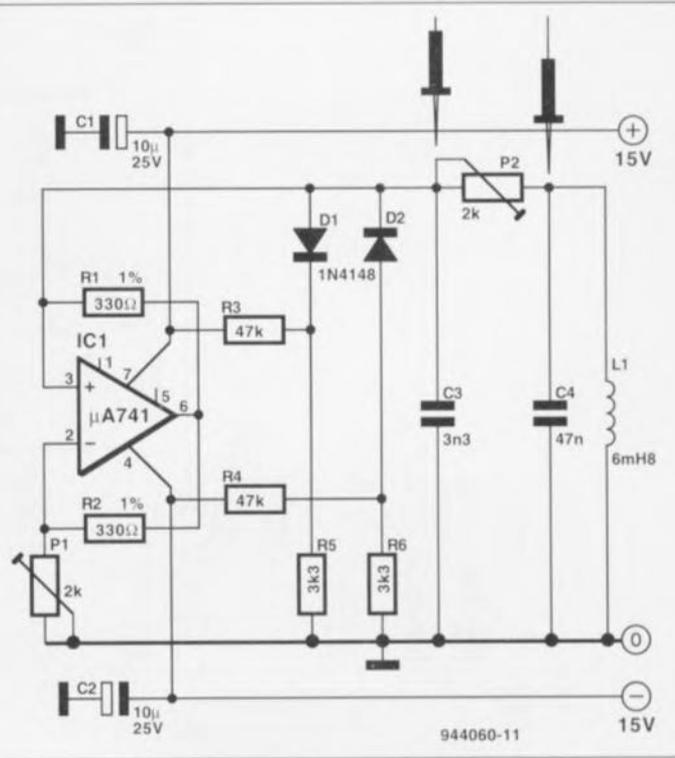
chaos «électronique» 48

La recopie d'écran d'oscilloscope reproduite ci dessous soulève un pan du voile quant à la destination de ce montage : il s'agit d'une tentative de visualisation de la théorie du chaos. Résumée brièvement et sans la moindre discrimination, cette théorie prétend que tous les éléments qui nous entourent sont, de par leur nature, parfaitement inordonnés et qu'ils feront de leur mieux pour se soustraire à un ordre imposé de l'extérieur et pour se comporter de la façon la plus imprévisible possible. La météo est un exemple de ce monde chaotique auquel nous avons affaire quotidiennement. Bien que les mécanismes régissant la météorologie soient connus et que les spécialistes disposent d'une masse monumentale de résultats de mesure, il est difficile de faire, à moyen terme, une prévision météorologique fiable. Il suffit qu'il se produise la variation la plus faible par rapport aux modèles de prévision pour que la météo change du tout au tout.

Ce circuit présente en fait une caractéristique

quelque peu similaire. Ce morceau d'« électronique chaotique » imaginé par un certain Monsieur Chua connaît différents états qui, pris indépendamment, sont chacun stables et prévisibles, mais rien ne permet hélas de deviner au préalable lequel de ces états le système va adopter. Cette situation se traduit par l'apparition sur l'écran d'un oscilloscope en mode X-Y des images les plus étonnantes. Le schéma est d'une simplicité biblique. On crée, à l'aide d'un 741, amplificateur opérationnel de type presque antédiluvien, une impédance négative que l'on fait, via l'ajustable P1, agir interactivement sur une impédance positive constituée d'un réseau LC, L1/C4. L'oscillation intrinsèquement stable naissant de cette interaction devient, en raison de l'influence de la caractéristique de non-linéarité des diodes D1 et D2, totalement chaotique.

En dépit de sa simplicité remarquable on se trouve ici en présence d'un circuit étonnamment attrayant, facile à



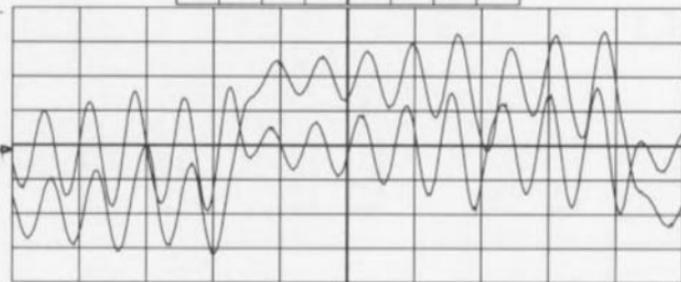
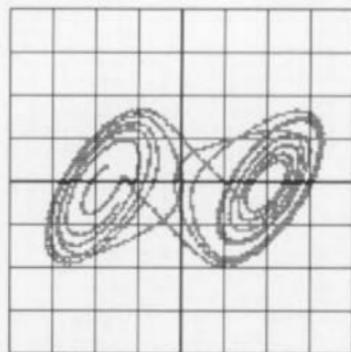
réaliser et donnant envie d'expérimenter. On commencera par mettre les 2 ajustables en position médiane. Un léger début de rotation de P1, il ne devrait pas en falloir plus pour démarrer une entrée en oscillation, dont il est essentiellement possible de régler l'amplitude. L'ajustable P2 permet ensuite de choisir entre différentes formes d'ondes. Les 2 ajustables s'influencent de sorte qu'il n'est pas exclu qu'à un moment donné, l'oscillateur s'arrête. Il suffit dans ce cas-là de revenir quelque peu en arrière avec P1 et P2 pour obtenir un redémarrage de l'oscillation. L'alimentation symétrique de ± 15 V doit fournir un courant de quelques milliampères seulement. Rien ne vous interdit, au contraire, de faire des essais en donnant à la self L1 d'autres valeurs que celle du schéma; on aura bien entendu alors une fréquence d'oscillation différente.

projet : L. O. Chua, Université de Californie à Berkeley, c 1993 IEEE, Spectrum nov. 1993

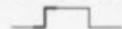
9-Mar-94
10:12:19

Main Menu

X-Y OFF



CH1 -0.01 V DC

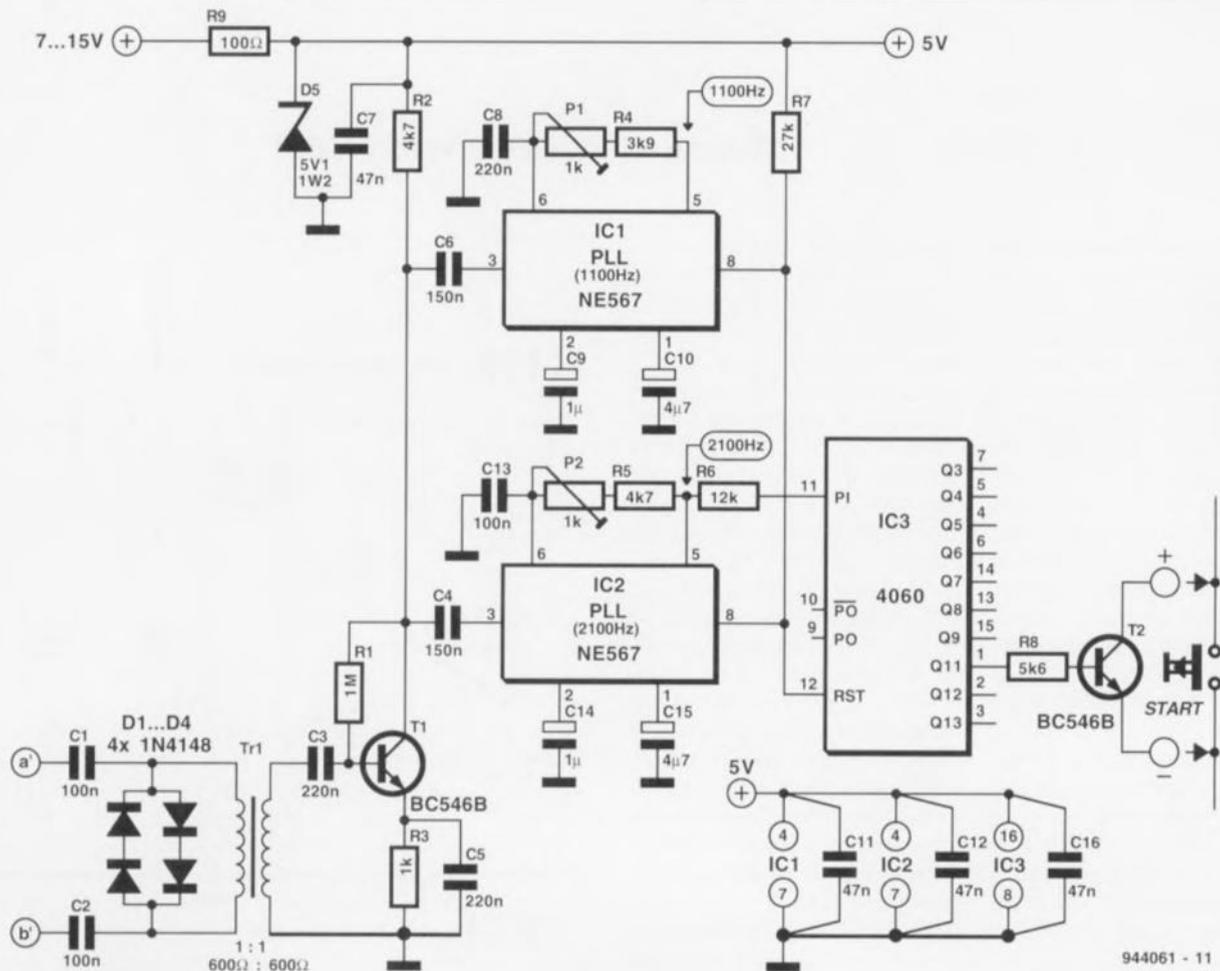


Chan 1	Y
.2 ms	.5 V
Chan 2	X
.2 ms	2 V

CH1	50 mV	$\times \frac{10}{10}$	=
CH2	.2 V	$\times \frac{10}{10}$	=

T/div .2 ms

49 auto-démarrage pour télécopieur



944061 - 11

De nombreux possesseurs d'un télécopieur ne disposant pas de sa ligne téléphonique propre et se trouvant donc branché sur la même ligne qu'un téléphone ordinaire, mais ne se trouvant cependant pas physiquement au même endroit que ce dernier, reconnaitrons sans aucun doute le problème suivant : lorsque retentit la sonnerie du téléphone on saute sur le combiné et on le décroche pour savoir s'il s'agit d'une conversation vocale ou de l'arrivée d'une télécopie. S'il s'agit d'un fax, seul un sprint jusqu'au télécopieur, une plongée sur la touche Start permettent de sauver la situation si tant est que l'appareil impersonnel impatient à l'autre bout de la ligne n'a pas déjà, purement et simplement interrompu la communication.

Le petit circuit décrit ici résout élégamment ce problème. L'ensemble

du processus prenant place sur la ligne téléphonique commence par subir une amplification introduite par un étage à transistor avant d'être envoyé, à une paire de PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à verrouillage de phase) montées en parallèle. Ces PLL se verrouillent chacune sur l'une des 2 fréquences d'identification d'émission de télécopie, à savoir 1 100 et 2 100 Hz. Si donc le télécopieur-émetteur envoie le signal d'appel, la sortie de l'une des PLL passe au niveau bas. Comme il s'agit de sorties à collecteur ouvert une combinaison pure et simple des sorties ne pose pas de problème particulier. Une inactivité simultanée des 2 sorties produit une remise à zéro du 4060, un compteur décimal.

Ce compteur reçoit son signal d'horloge de IC2, la PLL verrouillant sur

2 100 Hz. Au bout d'une temporisation d'une demi-seconde il apparaît une impulsion en sortie, la broche 1 de IC3. Il faut prévoir cette temporisation pour éviter que des parasites ou des signaux vocaux ne puissent démarrer le télécopieur. Le transistor T2 commande la touche Start de l'appareil – en lui fournissant une impulsion d'une durée de l'ordre de 0,5 s, lançant le processus de réception de la télécopie.

Le circuit est découplé galvaniquement du réseau téléphonique par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolation au rapport 1:1 de 600 Ω , (modèle 516686-55 de Conrad par exemple). Les condensateurs C1 et C2 associés aux diodes D1 à D4 limitent l'amplitude de la tension alternative appliquée à l'entrée. L'alimentation de cet auto-démarrateur pour fax pourra se faire à

n'importe quelle tension continue comprise entre 7 et 15 V. On pourra donc faire appel soit à un module adaptateur-secteur fournissant une tension redressée, soit drainer l'alimentation directement du télécopieur, si tant est que l'on prévoit d'implanter ce montage à l'intérieur du dit appareil. Vu le faible courant nécessaire au montage, on peut, pour assurer la régulation de la tension, se contenter d'une combinaison résistance + diode zener de 5V1. Il faudra étalonner les 2 PLL à l'aide d'un générateur de signal + un fréquencemètre précis. Les fréquences des PLL sont disponibles aux points identifiés par une flèche sur le schéma. La plage de capture est de 180 Hz dans le cas de la PLL n°1 et de 270 Hz pour la PLL n°2. Le câblage à réaliser en aval du transistor T2 dépend des caractéristiques techniques du télécopieur concerné.

51 émetteur CW QRP en bande 30 mètres



travail par la prise en série avec C2 d'un condensateur ajustable de 150 pF, garantit une fréquence de transmission stable.

Le signal HF est couplé inductivement entre le collecteur de T2 et un filtre passe-bas en « π » Tchèbycheff à 7 pôles construit à l'aide d'inductances et de condensateurs standard de la série E12. La commande de l'oscillateur se fait par l'intermédiaire du transistor T1 qui force la base de T2 à la masse lorsque la touche du générateur de signal Morse est ouverte.

Le courant de repos de l'émetteur est négligeable, ne dépassant guère 2 mA, le courant passant à quelque

recto-verso, dans les pages « Service ». La self L4 prend la forme, au primaire c'est-à-dire sur la ligne de collecteur de T2, de 6 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de section (24 SWG) et au secondaire, c'est-à-dire du côté de la self L1. Le noyau toroidal utilisé est un T-94-2 d'Amidon ayant un diamètre extérieur de 24 mm et un diamètre intérieur de 14 mm. La valeur d'inductance A_L de ce noyau est de quelque 84 μ H par 100 spires, la perméabilité relative étant de 10.

Le transistor T2 devra être monté sur un radiateur. Une fois la réalisation du montage terminée la platine prendra place dans un boîtier métallique. Les

Le plus grand plaisir que puisse avoir le véritable amateur de QRP (transmission à faible puissance) est d'être capable de couvrir de très longues distances à l'aide d'un lacet, c'est-à-dire en utilisant un émetteur de puissance extrêmement faible (QRP = puissance inférieure à 10 watts) alimenté par pile et travaillant sur l'une des bandes HF dont l'accès est autorisé aux amateurs. Un émetteur QRP a l'avantage additionnel d'être facile à construire soi-même, ce qui augmente sensiblement le plaisir du radio-amateur en herbe ou en devenir.

L'émetteur décrit ici a été conçu pour la CW (*Continuous Wave* = Onde Entretienue, ici le Morse) dans la bande des 30 m (10 MHz) et constitue un complément idéal pour votre récepteur à couverture générale portable que vous n'avez pas manqué de coincer dans vos bagages. Il suffit de le doter d'un morceau de conducteur d'une trentaine de mètres faisant office d'antenne pour être paré.

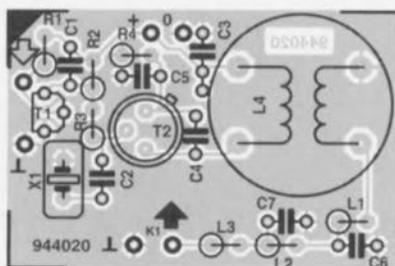
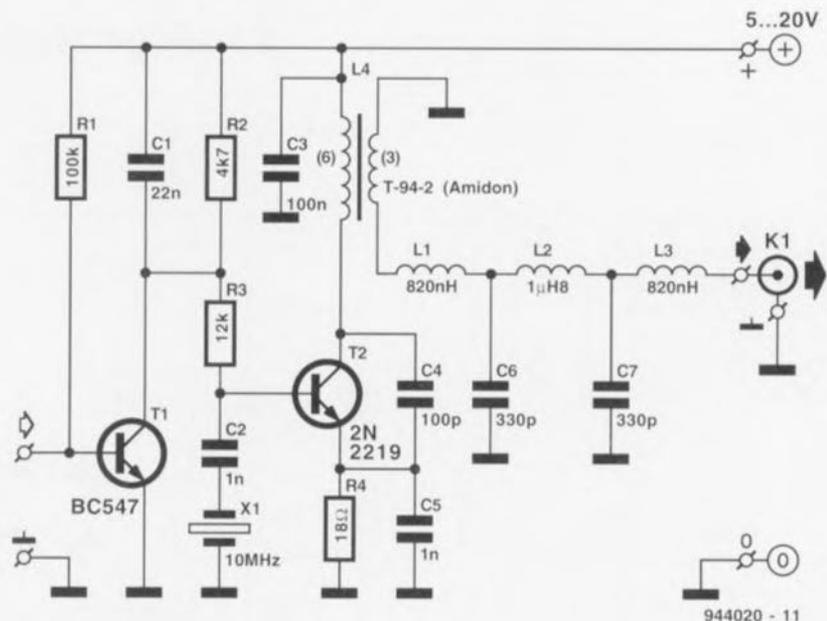
L'émetteur est un oscillateur Colpitts de puissance basé sur un transistor courant et peu coûteux, le 2N2219

ou 2N2219A. On aura, en fonction de la tension d'alimentation, une puissance HF de sortie comprise entre 100 et 500 mW. Un quartz, dont on pourra ajuster légèrement la fréquence de

55 mA – à une tension d'alimentation de 10 V – lorsque la touche est activée. La solution de réalisation de cet émetteur la plus efficace consiste à utiliser le dessin de circuit imprimé, fourni,

mesures effectuées sur le prototype ont permis de relever des valeurs de suppression des harmoniques de 40 dB à 20 MHz et de 50 dB à 30 MHz.

projet : P. Wyns, ON7WP



Liste des composants

Résistances:

R1 = 100 k Ω
R2 = 4k Ω 7
R3 = 12 k Ω
R4 = 18 Ω

Condensateurs:

C1 = 22 nF
C2, C5 = 1 nF
C3 = 100 nF
C4 = 100 pF
C6, C7 = 330 pF

Sells:

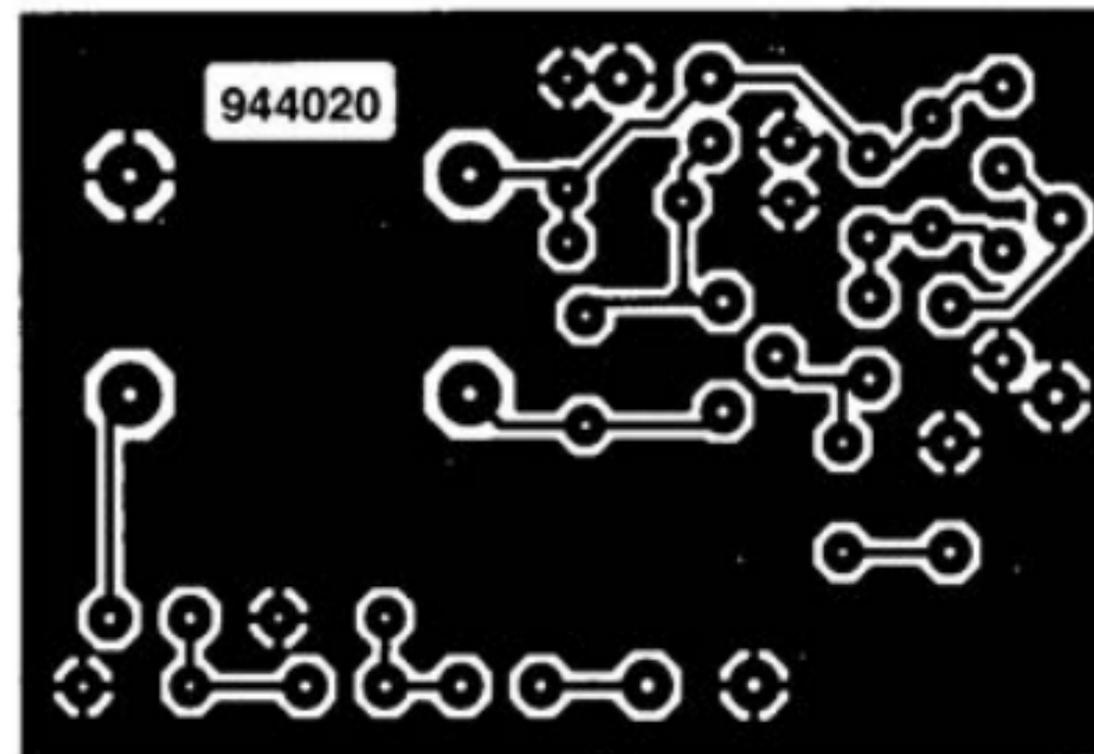
L1, L3 = 820 nH
L2 = 1 μ H8
L4 = noyau toroidal T-94-2 (Amidon)*
* voir texte pour le bobinage

Semi-conducteurs:

T1 = BC547
T2 = 2N2219

Divers:

K1 = embase BNC
X1 = quartz 10 MHz
radiateur pour transistor TO5



- 12 Micro électret pour téléphone à micro au carbone
- 13 Émetteur de code RC5 pour la monocarte à 80C535
- 14 Adaptateur manche de commande vers souris
- 15 Émetteur CW QRP en bande 30 mètres
- 16 Étage de sortie audio robuste
- 17 Détartreur
- 18 Garde-chiourme thermique pour charges de forte puissance

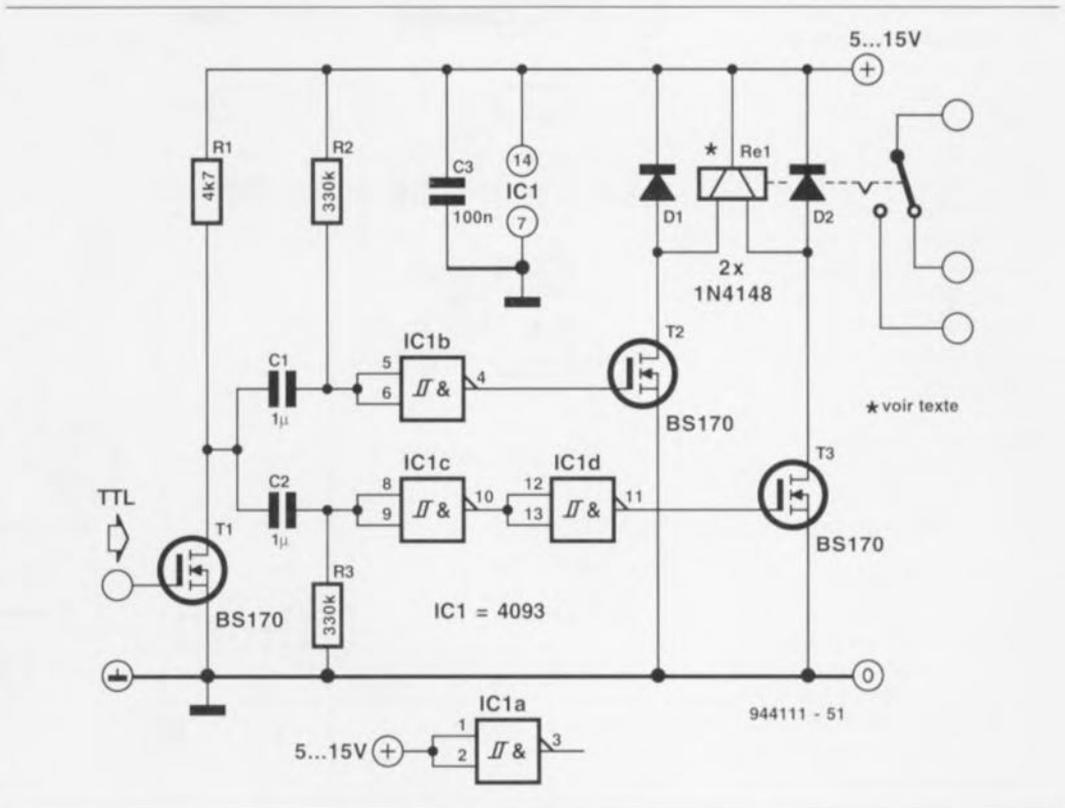
circuit de commande pour relais bistable 52

Les relais bistables ont l'énorme avantage de ne plus, une fois qu'ils se trouvent dans la « position » requise, drainer de courant pour rester dans la situation dans laquelle ils ont été mis. De ce fait, la consommation de courant d'un circuit utilisant un tel composant peut rester très faible. Un autre avantage non négligeable de ce type de relais est qu'il conserve sa position en cas de disparition de la tension d'alimentation. On peut donc utiliser ce relais comme une sorte de mémoire semi-permanente.

L'électronique décrite ici se charge de la commande d'un relais bistable, type de relais reconnaissable aux 2 enroulements qu'il comporte. Vu qu'il suffit d'une brève impulsion pour mettre le relais dans la position prévue, nous utilisons ici une paire de multivibrateurs monostables.

Le premier de ces multivibrateurs monostables est constitué de la porte NON-ET à trigger de Schmitt IC1b associée au condensateur C1 et à la résistance R2, le second prenant la forme des portes IC1c et IC1d accompagnées de C2 et R3. Nous avons dotés chacune des sorties des multivibrateurs monostables d'un tampon, prenant la forme d'un transistor, T2 et T3 respectivement, de façon à permettre aux multivibrateurs de fournir un courant suffisant.

Le fonctionnement du circuit ne demande guère d'explications. Le transistor FET pris à l'entrée, T1, rem-



plit une double fonction : il tamponne et inverse le signal numérique d'entrée. Un flanc montant présenté par le signal d'entrée apparaît sous la forme d'un flanc descendant sur le drain de T1.

Ce flanc descendant (ou négatif) déclenche le multivibrateur monostable constitué, nous le disions plus

haut, de IC1b, C1 et R2. Ce processus produit un passage bref au niveau haut de la sortie de IC1b. Pendant le court instant ainsi défini, le transistor T2 est passant, activant l'enroulement correspondant du relais : le relais colle. En cas d'application d'un flanc descendant à l'entrée on a activation du l'autre multivibrateur mono-

stable et partant commande, par le biais de T3, du second enroulement du relais : le relais passe dans son autre état.

Les diodes D1 et D2 protègent les transistors de sortie à l'encontre de crêtes de tension nées de la commutation du relais.

d'après une idée de G. Kleine

indicateur de sens de triphasé 53

Il est toujours très utile, lorsqu'il s'agit de connecter un moteur triphasé au secteur, de disposer d'un auxiliaire quelconque permettant de déterminer l'ordre des phases R, S et T, car, en cas de branchement erroné des lignes du moteur, les conséquences – pour ce dernier entre autres – peuvent être désastreuses. Le circuit relativement simple présenté ici fournit, grâce aux trois ampoules néon disposées circulairement qu'il comporte, une indication très claire de la connexion des trois phases. Si notre « chenillard » miniature tourne dans le sens horaire, l'ordre des phases est correct; s'il tourne dans le sens anti-horaire c'est que l'on a fait une erreur de phase.

Comment fonctionne-t-il alors, ce circuit ? Comme le montre le schéma,

chacune des phases est connectée, via une résistance-série (R1, R2 et R3) à une ampoule néon. En aval des trois diodes (de redressement), D1 à D3, les phases sont interconnectées. Ce point nodal est relié, via « l'interrupteur » T3, au neutre. L'astuce du montage consiste à fermer et à ouvrir le transistor T3 à un rythme tel que ce transistor relie successivement, et dans le bon ordre, les ampoules néon à la masse (au neutre quoi).

Nous avons réalisé, à l'aide des transistors T1 et T2, une sorte de multivibrateur monostable qui commande le transistor T3. Le multivibrateur fournit un signal de commutation d'une fréquence de 48 MHz environ. Après le redressement des trois phases via les

résistances R4 à R6 et les diodes D1 à D4, le condensateur C2 se charge par l'intermédiaire de la résistance R9. Dès que la tension aux bornes de C2 (et donc sur l'émetteur de T2) devient supérieure à la valeur définie à l'aide de l'ensemble R8/R15/P1, le transistor T2 passe à l'état conducteur.

Dans ces conditions, le condensateur C2 se déchargera via T2, R11 et la jonction base/émetteur de T3. Le transistor T3 deviendra brièvement passant, reliant l'une des ampoules La1 à La3 à la masse, en fonction de la présence de l'une des phases. Du fait que le collecteur de T2 maintient T3 également à l'état conducteur et que ce dernier relie le point nodal R8/R15 au neutre, l'illumination de l'ampoule en question persistera

jusqu'à ce que le condensateur C2 soit pratiquement complètement déchargé. Après la décharge du condensateur C2 l'ampoule s'éteint et les transistors T1 et T2 bloquent jusqu'à ce que, sur l'une des phases R, S ou T, se présente la crête de tension suivante.

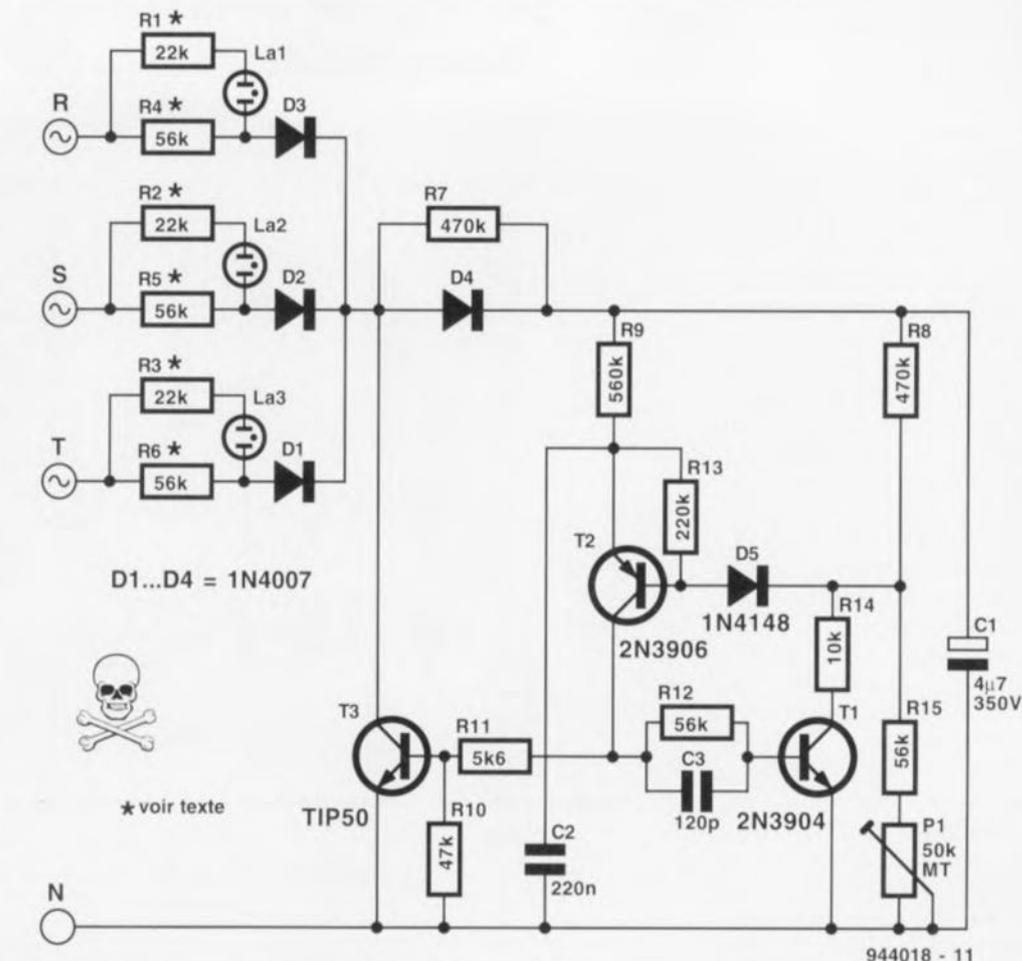
À condition d'utiliser, pour les résistances R8, R9 et R15, l'ajustable P1 et le condensateur C2, des composants de bonne qualité et de bonne stabilité en température, le sous-ensemble centré sur les transistors T1 et T2 sera suffisamment précis pour obtenir une indication fiable. Il est impératif cependant que la tension secteur ait une fréquence comprise entre 49 et 50,5 Hz (exigence remplie sans pro-

blème en règle générale dans notre pays et les pays environnants).

Le réglage du circuit est relativement simple. Après la connexion du montage au secteur triphasé (attention : il faudra **toujours commencer** par la connexion du **neutre** au circuit !) on tournera l'ajustable P1 complètement dans le sens anti-horaire.

On poursuivra le réglage en tournant, très doucement, le curseur de P1 dans le sens horaire et ce jusqu'à ce que le « chenillard » constitué par les trois ampoules néon cesse de tourner. Il faudra maintenant tourner le curseur de l'ajustable très légèrement plus dans le sens horaire jusqu'à ce que le « chenillard » se mette à tourner à une vitesse de l'ordre de 2 rotations par seconde. Il est recommandé, après cette opération, de verrouiller l'ajustable à l'aide d'une petite goutte de laque.

Intéressons-nous brièvement à la réalisation pratique de ce montage. Il est requis, pour obtenir une précision suffisante, de faire appel, pour R8, R9 et R15 à des résistances à film métallique, pour le condensateur C2 à un exemplaire styroflex et pour l'ajustable P1 à un type multitour. La1 à La3 sont des ampoules néon à résistance-série intégrée et C1 un condensateur électrolytique à haute tension. Pour les résistances R1 à R6 il faudra faire appel à des résistances spéciales 500 V (de la série *Power-Metalfilm PR37* de Philips par exemple) ou bien composer chacune des valeurs à l'aide



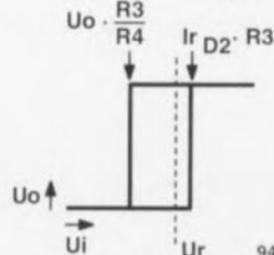
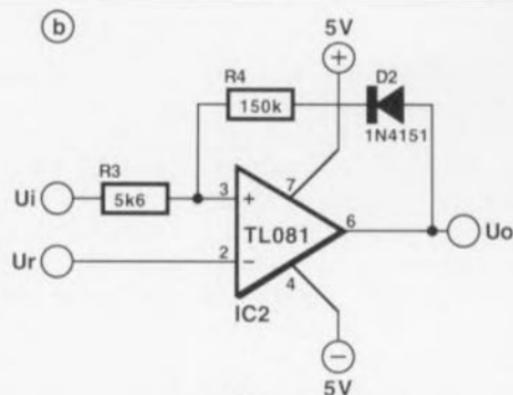
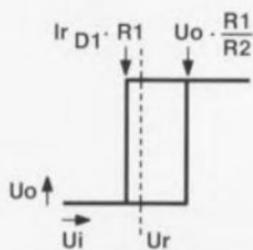
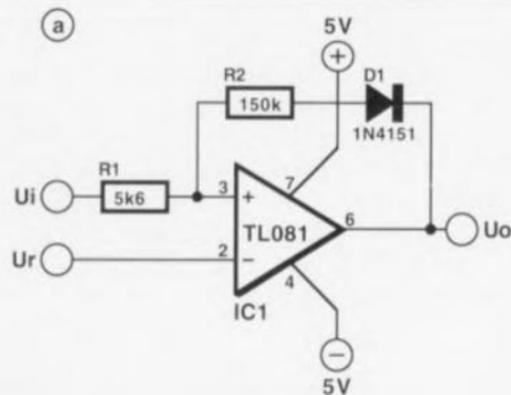
de deux résistances « standard » mises en série (tout en respectant un espacement suffisamment grand entre les bornes extérieures de ces résistances « de composition »).

Comme l'ensemble du circuit est relié directement au secteur il est requis de prendre, lors de sa réalisation, de son réglage et de sa mise en coffret (dans un boîtier plastique bien entendu),

toutes les mesures de sécurité adéquates. Ce n'est pas pour rien que nous avons placé une tête de mort dans le schéma !

Un circuit de comparateur possède, normalement, une hystérésis intégrée, choisie à dessin. Ceci signifie que l'on n'a pas basculement de la sortie au dépassement dans un sens ou dans l'autre de la tension d'entrée par rapport à la tension de référence, mais que le dit processus prend place un peu plus tard.

En cas d'augmentation de la tension d'entrée le comparateur ne réagira que lorsque l'on aura eu dépassement de la tension de référence d'une valeur donnée, alors qu'au contraire, il faudra que la tension d'entrée chute d'une certaine valeur en-dessous de la tension de référence avant que n'ait lieu le basculement du comparateur. Cette hystérésis est nécessaire dans la majorité des applications pour éviter qu'un système ne se mette à « battre » sans arrêt de part et d'autre de son point de réglage.



944057-11

Dans le concept standard, un circuit de comparateur possède toujours une « fenêtre » d'hystérésis symétrique. Il peut cependant être nécessaire, dans certains cas, que l'un des « seuils » de la dite fenêtre soit égal à la tension de référence. Cela est relativement simple à obtenir, si l'on utilise la technique illustrée par les schémas, à savoir l'adjonction d'une diode. La figure 1(a)

donne le schéma d'un circuit où la fenêtre d'hystérésis inférieure est égale à la tension de référence, alors que dans le cas de la figure 1(b) c'est le cas de la fenêtre d'hystérésis supérieure. Normalement, dans la configuration représentée ici, les résistances R_1 et R_2 déterminent la taille de la fenêtre d'hystérésis. Par la prise d'une diode en série avec la résistance de contre-réac-

tion la résistance R_2 ne remplit plus sa fonction que dans un sens, de sorte que la fenêtre d'hystérésis se décale dans un sens jusqu'à (pratiquement) la tension de référence.

On peut constater une certaine dérive due au courant de fuite inverse de la diode, vu que le dit courant produit une chute de tension aux bornes de la

résistance d'entrée. Le courant de polarisation d'entrée de l'amplificateur opérationnel utilisé joue lui aussi un certain rôle dans cette dérive.

Si l'on tient à réduire du mieux possible les tolérances on pourra utiliser une diode ayant un courant de fuite moindre et un amplificateur opérationnel de caractéristiques encore meilleures.

alimentation bi-directionnelle 55

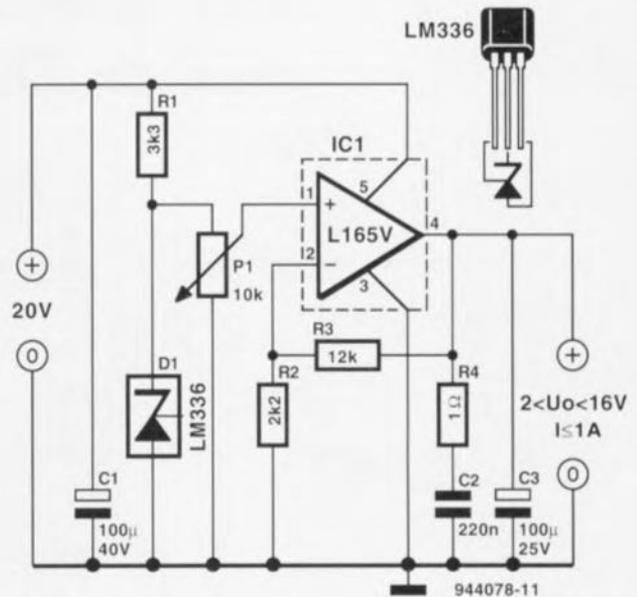
La source de tension idéale est capable de garder stable la tension présente à ses bornes de sortie, qu'il lui faille fournir du courant ou en drainer (*sink*).

L'alimentation bi-directionnelle objet de cet article approche de très près le comportement d'une telle alimentation idéale. La tension de sortie se laisse ajuster entre 2 et 16 V, le courant de sortie pouvant varier entre -1 A (drain) et $+1$ A (génération de courant).

Le coeur du montage est un L165V de SGS-Thomson Microelectronics. Cet amplificateur opérationnel de puissance permet, avec un nombre exceptionnellement réduit de composants additionnels, la réalisation d'une alimentation réglable. La diode zener D1 sert à la génération d'une tension de référence extrêmement stable de 2,5 V. Le potentiomètre P1 permet de jouer sur la dite tension de référence

pour l'abaisser jusqu'à zéro volt. L'amplificateur opérationnel est monté en amplificateur de tension; il multiplie la tension appliquée à son entrée avec un facteur d'amplification de 6,45. En théorie il devrait donc être possible de faire varier la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel entre 0 et 16,1 V.

Il est apparu, dans la pratique que cela n'est pas tout à fait le cas et que la plage de tensions effective s'étend de 2 à 16 V. Le montage série de la résistance R4 et du condensateur C2 évite l'entrée en oscillation spontanée de l'amplificateur opérationnel. IC1 comporte les circuits de protection internes qui le mettent à l'abri, à condition que l'on ait pris la précaution de le mettre sur un radiateur de caractéristiques adéquates (un SK56 de 4,5 K/W de Fischer par exemple), de tout risque de destruction.



amplificateur opérationnel à trous 56

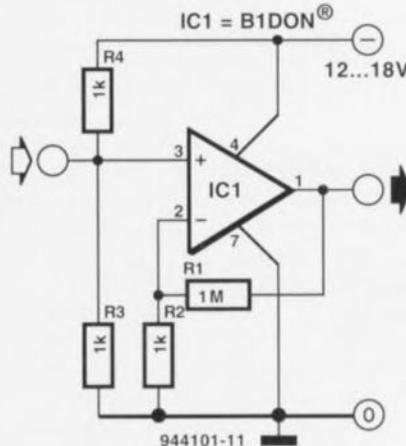
La physique nous a appris que les électrons sont loin d'avoir une masse nulle. En dépit de son extrême petitesse, $-9,1 \times 10^{-31}$ kg – la masse d'un électron peut constituer un facteur limitatif. Cela est sans le moindre doute le cas en électronique vu que dans le domaine concerné tout tourne autour des électrons (porteurs de charge négatifs). L'inertie de la masse et la mobilité limitée (résistance) que rencontrent les électrons en cours de transport (= courant électrique) constituent des facteurs qui contrent le besoin d'une augmentation incessante de la vitesse de traitement des signaux.

De longues recherches et autres études scientifiques (coûteuses) ont été faites pour minimiser l'impact des facteurs limitatifs évoqués plus haut. L'une des

solutions partielles envisageables née de ce « remue-ménages » (il faudra se

faire à ce nouveau *brainstorming*) universel consiste à réduire au minimum

pratique indispensable le courant de signal. Diminuer la résistance du matériau est une autre approche devant permettre l'augmentation de la vitesse des signaux. Pour peu que l'on y réfléchisse un peu, envisager l'utilisation des porteurs de charge positifs, c'est-à-dire les trous, sans masse par définition et partant sans inertie, pour le transfert semble éclairer d'un jour nouveau le champ de bataille où se fait la lutte contre les limitations de vitesse. Pour mieux comprendre le fin mot de cette approche il faut « voir » les trous comme les emplacements que laissent les électrons laissent, au cours de leur déplacement, derrière eux : si un électron se déplace vers la gauche, un porteur de charge positif (le trou) se déplace lui vers la droite. L'avantage majeur des trous par rapport aux électrons est



l'absence de paramètres physiques qui les caractérise : partant pas de masse (inertie), pas de résistance et pas de contribution au bruit ! Les semi-conducteurs modernes tirent profit déjà du transport de charge via les trous. Avec ce type de semi-conducteurs les trous constituent les porteurs de charge majoritaires. Il n'en reste pas moins vrai que l'on a encore, même si c'est dans une mesure moindre, déplacement d'électrons (les porteurs de charge minoritaires).

Le géant de l'électronique sud-coréen, G.H.N. Odib, a annoncé, en avril 1993, une grande découverte dans la

traitement des signaux par l'intermédiaire de porteurs de charge positifs (les trous répétons-le). La partie commerciale du dit groupe a traduit cette découverte sous la forme d'un circuit intégré grand public, le B1DON®. Il s'agit d'un amplificateur opérationnel destiné à travailler dans le domaine du terahertz ($1 \text{ THz} = 10^{12} \text{ Hz}$). Grâce à la technologie des trous sur laquelle il repose, l'amplificateur opérationnel lui-même ne connaît pas de limite de plage de fréquences. Cette plage de fréquences de même que le bruit intrinsèque de ce composant sont en fait limités par les caractéristiques phy-

siques des conducteurs de liaison extrêmement fins qui relient la puce aux différentes broches du dit circuit intégré, sans parler bien évidemment de celles des composants connexes.

Pour ses schémas d'application le fabricant indique une plage de fréquences de 2,3 THz à un gain en tension de 60 dB et une composante de bruit intrinsèque de $0,1 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ seulement (!). La technologie des trous présente un tout petit inconvénient : elle rend impossible l'alimentation à partir d'une alimentation positive. Il faut impérativement que l'amplificateur

opérationnel soit alimenté par une source de tension négative : le potentiel de tension négatif sert alors de collecteur de trous (attirant de ce fait les trous chargés positivement).

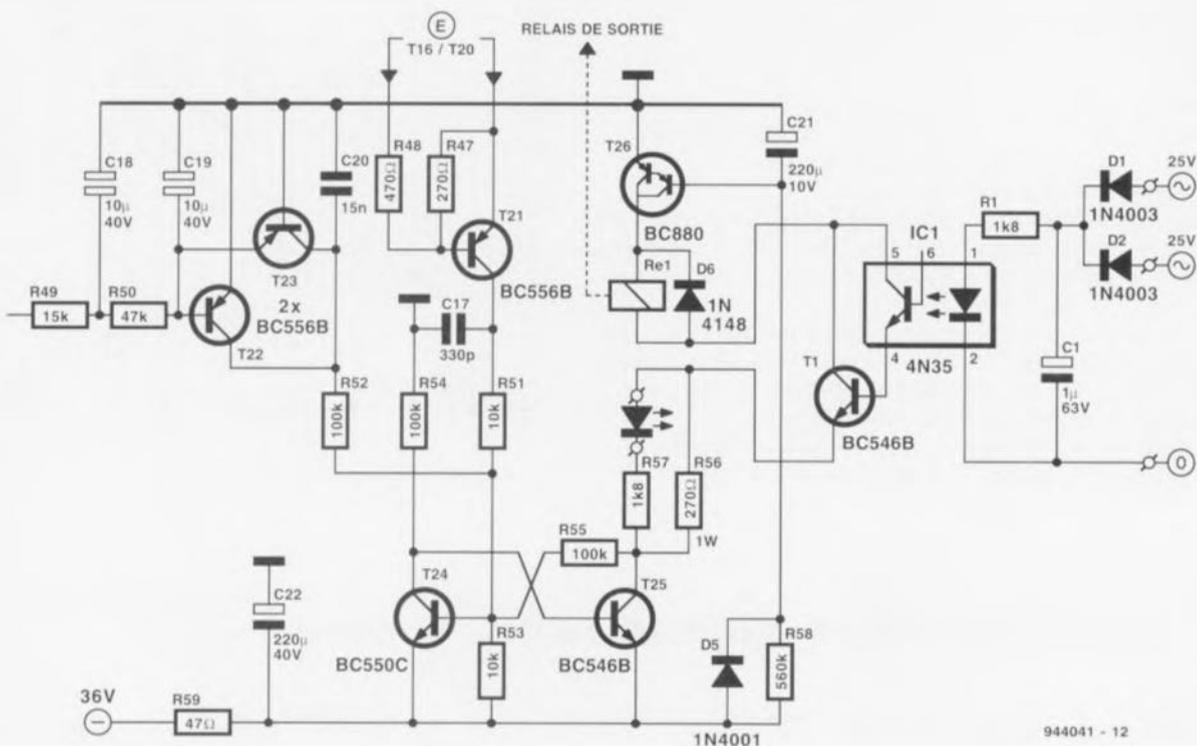
Il nous faut ajouter, en toute honnêteté, que nous n'avons pas été en mesure de vérifier les spécifications du fabricant pour la simple et bonne raison qu'elles sortent largement de celles des appareils de mesure dont nous disposons pour le moment.

Qui sait ce qu'il en sera l'année prochaine...

application : G.H.N. Odib

57 mise hors-fonction rapide pour Le Discret

A



944041 - 12

L'amplificateur de puissance, Le Discret, réalisé à plusieurs centaines d'exemplaires à travers le monde, possède, dans sa version originale, une temporisation de mise en fonction (lire de connexion des haut-parleurs) éliminant tout bruit de mise en fonction. Après une mise hors-fonction de l'amplificateur le relais reste excité pendant un certain temps, ce qui pourra se traduire par la production de bruits de mise hors-fonction. Bien que ces cracs et autres plocs ne risquent d'endommager ni l'amplificateur, ni les haut-parleurs, ils sont, à moyen et long terme, relativement gênants et peuvent être considérés comme troublant

le fonctionnement, pour le reste parfait, de cet étage de sortie.

Les deux circuits, objets de cet article, permettent de remédier, au prix d'un investissement modeste, à cette situation que certains d'entre les réalisateurs de Le Discret peuvent considérer comme peu satisfaisante.

Il faudra, dans le cas de la solution représentée en schéma A, interrompre la piste cuivrée reliant l'ensemble du relais Re1 et de la diode D6 à la résistance R56 et l'anode de la diode D7 et connecter les extrémités de la piste interrompue à un transistor (T1). Un

opto-coupleur (IC1), alimenté par la tension de l'enroulement secondaire du transformateur (2 x 25 V) redressée à l'aide des diodes D1 et D2 et quelque peu tamponnée par le condensateur C1, commande le transistor. Lors du fonctionnement normal de l'amplificateur, l'opto-coupleur est passant et le transistor T1 rétablit donc la liaison interrompue. Une disparition de la tension d'alimentation (mise hors-fonction de l'amplificateur) se traduit maintenant par un blocage quasi-immédiat de l'opto-coupleur et donc du transistor T1. Les contacts du relais Re1 sont donc relâchés immédiatement.

La seconde solution, représentée par le schéma B, n'exige pas de « chirurgie plastique » au niveau de la platine de l'amplificateur. Il suffit de désolder la résistance R59 et de souder, à sa place, une paire de picots. Il faudra ensuite connecter à cet endroit le sous-ensemble représenté dans la partie inférieure du schéma. Le fonctionnement de ce sous-circuit est identique à celui de la solution A. Ici le relais coupe froidement la tension d'alimentation de l'ensemble du circuit de protection de l'amplificateur. Résultat : dès que l'on coupe la tension d'alimentation de l'amplificateur les contacts du relais de sortie seront

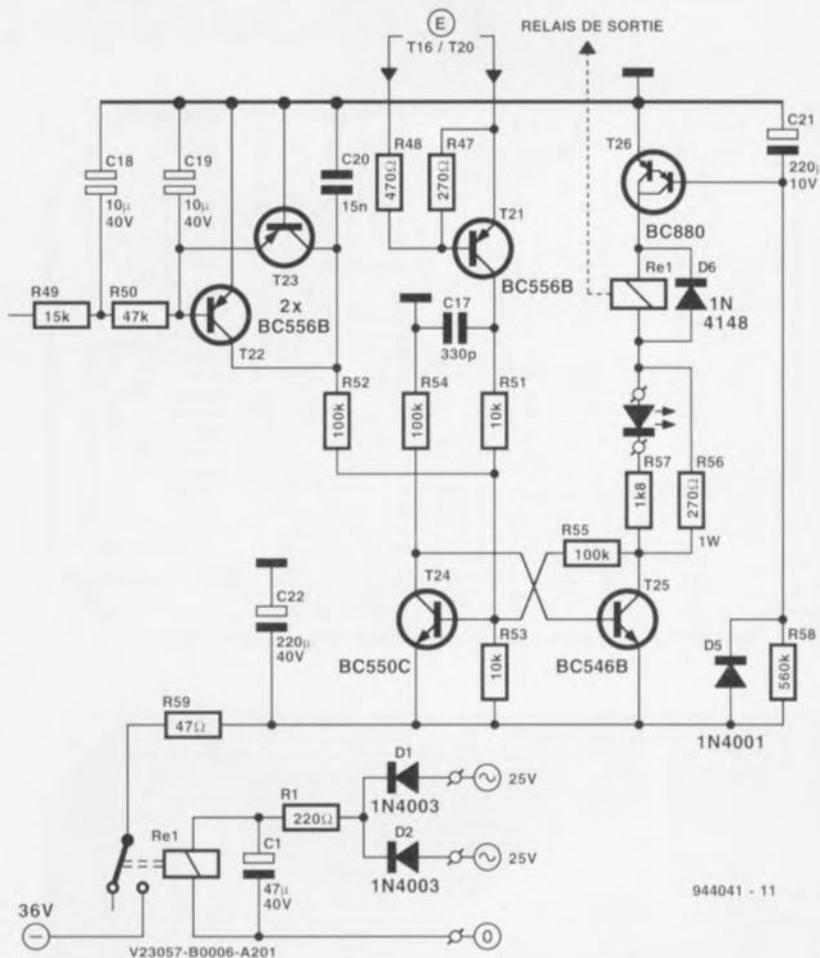
relâchés. Il peut être nécessaire, dans certaines conditions, de diminuer la capacité du condensateur C22 de quelques pas de la série-E12.

Une troisième solution consiste à ponter le condensateur C20 par l'intermédiaire du contact repos d'un relais. Pour établir la connexion entre les bornes de ce condensateur et les contacts du relais il faudra faire appel à un morceau de câble blindé de la longueur la plus courte possible. La fermeture du contact du dit relais – connecté de la même façon que sur le schéma B – simule, pour le circuit de protection, une erreur de tension continue et les haut-parleurs sont ainsi déconnectés immédiatement. Il est recommandé, pour éviter que le courant de décharge du condensateur C20 ne produise une impulsion de courant trop forte dépassant les capacités des contacts du relais auxiliaire, de prendre une résistance de limitation de courant en série sur ce relais.

On pourra sans doute imaginer bien d'autres solutions pour la réalisation d'un « accélérateur » de mise hors-fonction. On notera cependant qu'un opto-coupleur avec une tension collecteur/émetteur de 30 V constitue la limite absolue !

projet R. Beck

B



réglage du régime d'un moteur 58

Ce circuit a pour fonction de stabiliser, dans une certaine plage, le régime d'un moteur courant continu de faible puissance. Son principe de fonctionnement est basé sur le maintien à valeur constante de la force CEM (Contre-ElectroMotrice, c'est-à-dire la tension produite par le moteur en raison de sa rotation dans un champ magnétique), ce qui se traduit par le maintien à une valeur constante du régime lui aussi.

On utilise ici un circuit spécialisé de SGS-Thomson Microelectronics que cette société a baptisé « *motor speed regulator* », soit régulateur de régime de moteur, ce composant intégrant la fonction de régulation. Un coup d'oeil au schéma suffit pour constater qu'il nous faut, outre le circuit intégré proprement dit, 4 composants (auxquels s'ajoute bien entendu le petit moteur) pour compléter le montage. Le circuit intégré ne possède que 3 broches : la masse (3), une broche pour le courant réglé destiné au moteur (2) et une broche de référence. Le moteur est

pris entre la tension d'alimentation et la broche 2 du TDA1151. La valeur de la résistance R1 est choisie de manière à ce qu'elle soit 20 fois celle de la résistance en courant continu du moteur utilisé. De ce fait, cette résistance se voit donc traversée par un courant égal au 1/20ème du courant circulant par le moteur. C'est de cette façon qu'est effectuée la compensation de la perte de tension aux bornes de la résistance ohmique du moteur.

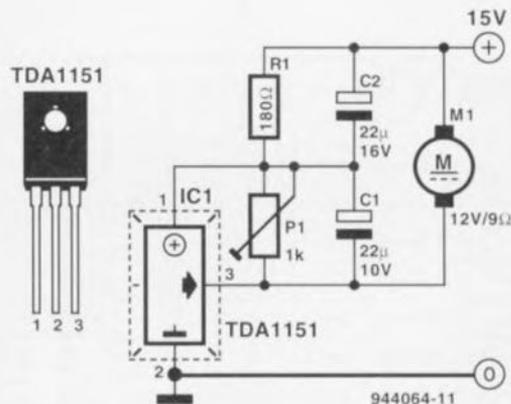
On aura ajustement, par le circuit intégré, de la tension de sortie (broche 2) de manière à ce que le courant circulant par la broche 1 soit égal au vingtième du courant véhiculé par la broche 2. La tension aux bornes du moteur dépend de la position de l'ajustable P1, ce qui sous-entend qu'il est possible, par son intermédiaire, de régler le régime du moteur. Les condensateurs C1 et C2 éliminent les effets, sur la régulation, de variations de tension brèves.

Si, en cours de rotation du moteur, le

régime change – et avec lui la FCEM du moteur – cela aura inévitablement des conséquences sur le rapport des courants circulant par les broches 1 et 2 qui s'en trouvera déséquilibré. La tension de sortie sera alors adaptée de façon à compenser cet effet. Le

courant de moteur maximal ne devra pas dépasser 300 mA.

Il est recommandé de positionner le circuit intégré sur un radiateur de 10 K/W (tel que le SK145 de Fischer par exemple).



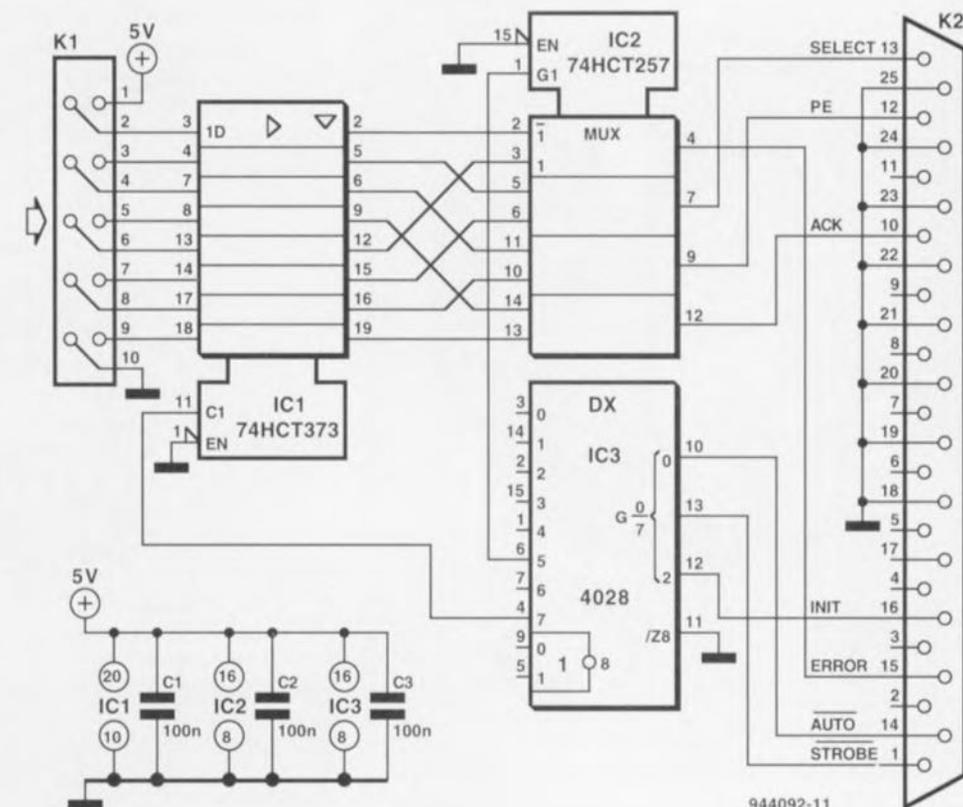
entrée Centronics 59

La grande majorité des utilisateurs de PC savent que leur ordinateur comporte un port imprimante parallèle également connu sous la dénomination de port Centronics. Plus rares seront ceux qui savent que le dit port pour imprimante permet de faire autre chose qu'uniquement commander une imprimante.

Ce court article montre comment il est possible, à l'aide d'un petit montage auxiliaire associé à un court programme écrit en Pascal, de procéder à la lecture, par l'intermédiaire de ce port, de données de 8 bits de large.

Le montage met à profit le fait que chaque port imprimante possède, outre les 8 sorties de données, également un certain nombre de lignes de commande, utilisées pour la coordination de l'échange de données avec l'imprimante. Nous utilisons ici les sorties *Strobe*, *Auto* et *Init*. Les entrées utilisées sont : *Ack* (*Acknowledge*), *PE* (*Paper Empty*), *Select* et *Error*. Ces 7 lignes permettent de créer une entrée à 8 bits.

La lecture de la donnée de 8 bits de large se fait en 2 étapes de 4 bits chacune. La commutation entre les 2 blocs de 4 bits est réglée par IC2, un multiplexeur du type 74HCT257. IC1 remplit ici le rôle de tampon de bus. Le dernier circuit intégré, IC3, règle la circulation, validant le tampon de bus



qui, au repos, est, via son entrée de commande G, forcé en mode haute impédance.

IC3 se charge également, par le biais de l'entrée A/B de IC2, de la commu-

tation entre les quartets de poids fort et de poids faible de la donnée.

Le programme dont nous vous proposons le listing en ci-dessous, se charge de la commande correcte des 3 circuits intégrés évoqués quelques

lignes plus haut. Ce programme, écrit en Pascal standard, pourra être utilisé en combinaison avec n'importe quel compilateur Pascal sans que l'on n'ait à craindre de problème.

projet : R. v. Steenis

```

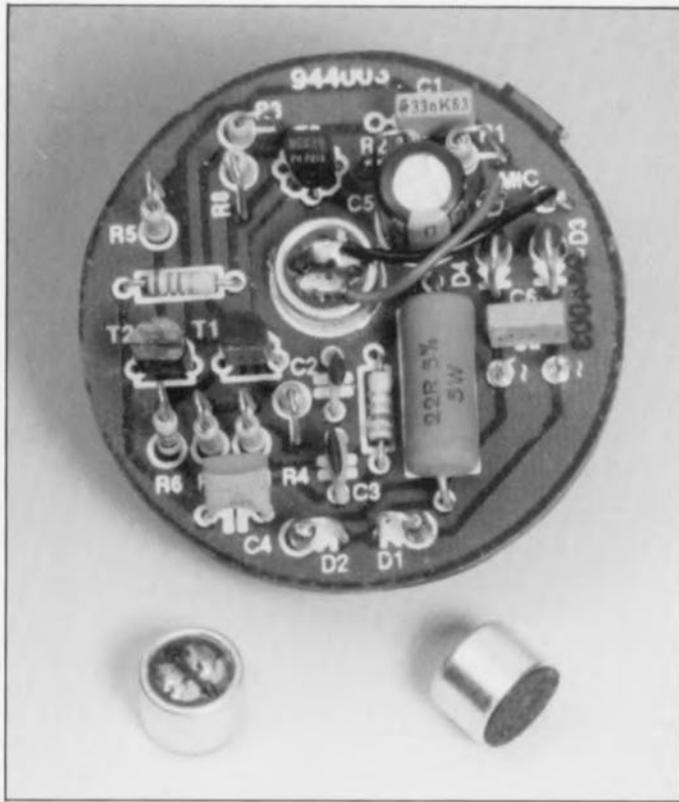
program readlpt;
uses crt;
var LSB, MSB, Total_New, Total_Old : integer;
    Ctrl, Readbyte : integer;
const Base_Address = $378;
{
    b7 b6 b5 b4 b3 b2 b1 b0
    readbyte X I4 I3 I2 I1 X X X }
begin
  (initialisation)
  clrscr;
  Ctrl := Base_Address+2; (Base address can be $3BC, $278
  or $378)
  Readbyte := Base_Address+1; (depending on printer port number
  used)
  Total_Old := Total_New +1;
  gotoxy(30,10); writeln('Value LSB =');
  gotoxy(30,11); writeln('Value MSB =');
  gotoxy(30,13); writeln('Total value =');
  gotoxy(30,14); writeln('Inputs =');

  (repeat until key pressed)
  repeat
    port[Ctrl]:=0;
    port[Ctrl]:=4; (latch Total_New value in buffer)
    port[Ctrl]:=0;
    LSB := port[readbyte]; (read 4 LSBs into memory)
    LSB := (LSB and $78) div 8; (shift right three positions)
    port[Ctrl]:=5; (select 4 MSBs)
    delay(1); (wait 1 ms)
    MSB := port[readbyte]; (read 4 MSBs into memory)
    MSB := (MSB and $78) div 8; (shift right three positions)

    Total_New := LSB+MSB*16;
    if Total_New Total_Old then (input changed?)
    begin
      gotoxy(45,10);
      write(LSB,' '); (write 4 LSBs to screen)
      gotoxy(45,11); write(MSB,' '); (write 4 MSBs to screen)
      gotoxy(45,13); write(Total_New,' ');(write decimal value
      to screen)
      gotoxy(45,14); (and binary value)
      write((Total_New and 128)div 128); (write bit7 to screen)
      write((Total_New and 64)div 64); (write bit6 to screen)
      write((Total_New and 32)div 32); (write bit5 to screen)
      write((Total_New and 16)div 16); (write bit4 to screen)
      write((Total_New and 8)div 8); (write bit3 to screen)
      write((Total_New and 4)div 4); (write bit2 to screen)
      write((Total_New and 2)div 2); (write bit1 to screen)
      write(Total_New and 1); (write bit0 to screen)
    end;
    Total_Old := Total_New; (save new value as old)
  until keypressed;
end.

```

60 micro électret pour téléphone à micro au carbone



Bien que de très nombreux téléphones d'un certain âge constituent encore des unités électriques et mécaniques parfaites, leur qualité de reproduction de la parole laisse, lorsqu'on la compare à celle des téléphones modernes entièrement électroniques (exception faite cependant des modèles les plus bon marché « made in Hong-Kong » que l'on n'hésite pas à utiliser dans certaines centrales domestiques) à dési-

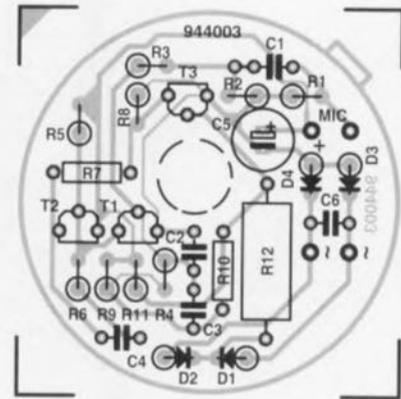
rer. La raison pour cette mauvaise qualité tient tout simplement à la présence, dans le combiné, d'un microphone au carbone. Nous vous proposons, dans cet article, de remplacer le vieux microphone au carbone par sa version moderne, un microphone électret avec un amplificateur à caractéristique de bande passante spéciale.

Le schéma montre que l'on se trouve

en présence d'un amplificateur à trois étages transistorisés à couplage direct dont on superpose le signal de sortie sur la tension d'alimentation. De cette façon l'amplificateur est parfaitement compatible (d'un point de vue élec-

trique !) avec un microphone au carbone bien que la qualité de son du rendu des paroles soit sensiblement améliorée.

Vu qu'un microphone électret se caractérise par une réponse en fré-



Liste des composants

Résistances:

R1 = 1k Ω 28
R2, R9 = 68k Ω
R3 = 4k Ω 27
R4 = 470k Ω
R5 = 15k Ω
R6 = 1k Ω
R7, R8 = 1k Ω 25
R10 = 82k Ω
R11 = 470 Ω
R12 = 22 Ω /5W

Condensateurs:

C1 = 33nF

C2 = 39pF

C3 = 120pF

C4 = 330pF

C5 = 47 μ F/63V radial

C6 = 68nF au pas de 5mm

Semi-conducteurs:

D1, D2 = diode zener 10V/1W

D3, D4 = 1N4001

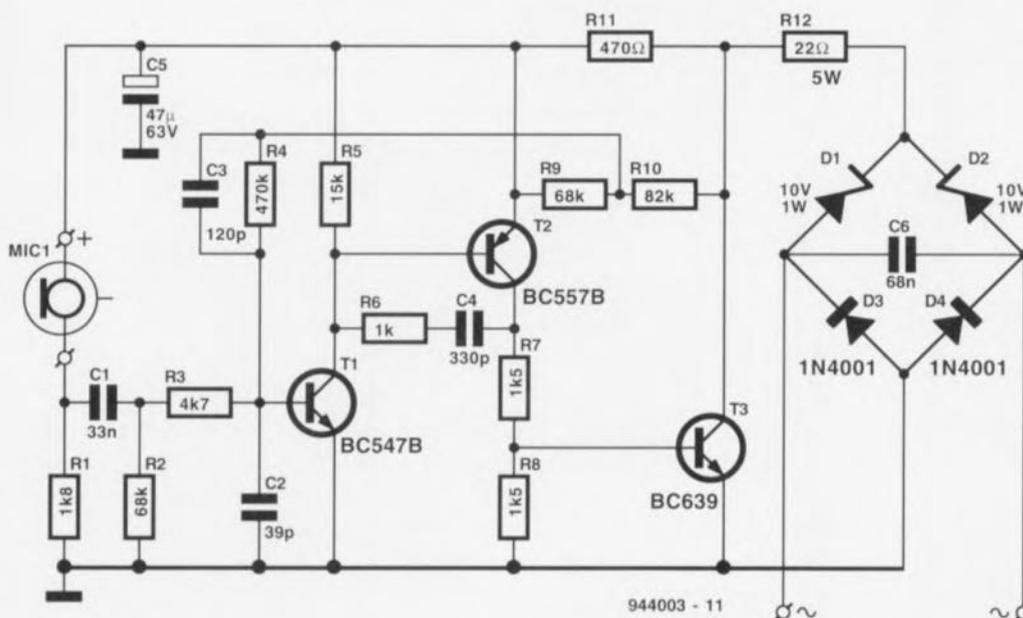
T1 = BC547B

T2 = BC557B

T3 = BC639

Divers:

Mic1 = microphone électret CM105-8 (diamètre 10mm, $Z_0 = 2k\Omega$)



quence quasi-rectiligne, c'est à l'amplificateur que l'on demandera de définir la forme de la bande passante. Notre circuit est dimensionné pour obtenir une réponse en fréquence acceptable convenant aux communications par téléphone : 500 Hz à 4,2 kHz.

Le signal du microphone commence par traverser un filtre passe-haut réalisé à l'aide du condensateur C1 et de la résistance R2. La fréquence de coupure supérieure est définie par le condensateur C3 et la résistance R4, composants pris dans le circuit de réaction entre les transistors T2 et T1. Les condensateurs C2 et C5 éliminent les signaux HF captés (le cas échéant) par la ligne téléphonique, le câble du combiné ou le microphone électret. L'ensemble de la résistance R6 et du condensateur C4 améliore la stabilité de l'amplificateur.

Le comportement de l'amplificateur

en courant continu est tel qu'il est celui d'un microphone au carbone, c'est-à-dire celui d'une résistance non-linéaire. Les diodes D1 à D4, présentes à la sortie de l'amplificateur, constituent un redresseur double alternance qui fournit une tension d'alimentation présentant une indépendance suffisante par rapport au courant véhiculé par la ligne téléphonique qui peut varier entre 15 à 150 mA selon le système téléphonique utilisé, la longueur de la ligne et d'autres facteurs. Le redresseur garantit également – et dans n'importe quelles conditions – une polarité correcte de la tension d'alimentation. Pour ce qui concerne le signal audio,

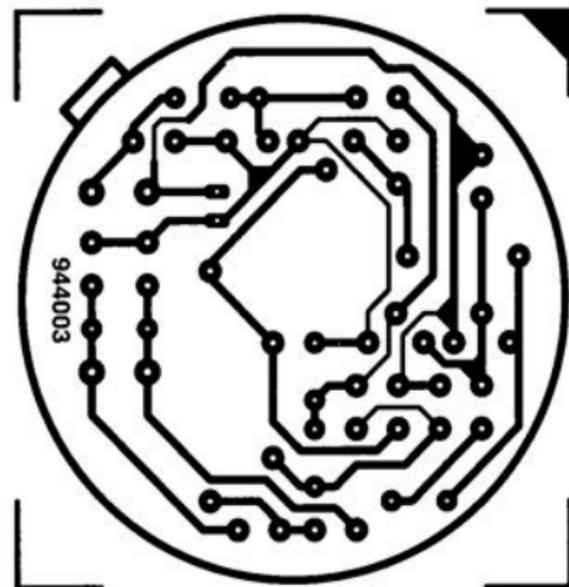
le redresseur semble ne pas exister : les diodes entrent en conduction en raison du courant qui circule dès que le combiné est décroché. Les deux diodes-zeiner, D1 et D2, font office de dispositif de protection – elles se comportent comme des diodes standard tant que la tension sur les bornes de la ligne reste inférieure à la tension zeiner. En présence d'une tension plus importante les diodes-zeiner deviennent passantes et limitent, par l'intermédiaire de la résistance R12, la tension d'alimentation de l'amplificateur à une valeur sûre.

L'amplificateur peut être réalisé sur un circuit imprimé, dessiné de façon à ce

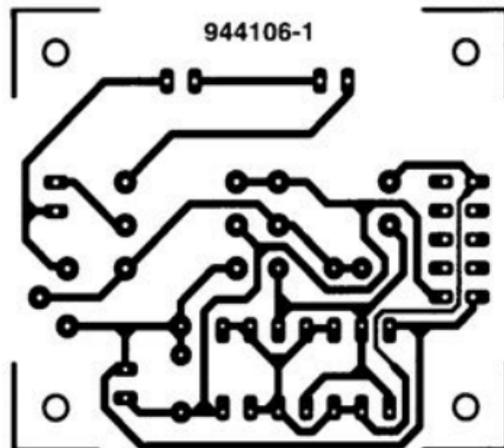
qu'il puisse se substituer facilement au microphone au carbone présent à l'origine dans le combiné. Puisqu'il existe une multitude de modèles de téléphones il faudra examiner, cas par cas, comment procéder à l'intégration de notre microphone électret. Il sera nécessaire de souder les câbles de connexion aux deux ressorts de contact, présents dans le combiné. Le microphone électret est fixé du côté des pistes de cuivre de la platine. Ses câbles de connexion seront soudés aux pistes constituant l'entrée de l'amplificateur. Après avoir limé la platine à la bonne taille, elle sera montée (à l'envers donc) dans le combiné du téléphone et fixée à l'aide de

quelques gouttes de colle. Pour protéger l'ensemble des influences fortement corrosives de la respiration humaine, il est recommandé de doter le côté des pistes du circuit d'une couche protectrice sous forme de vernis ou autre résine. Sachant que la moindre tolérance mécanique lors de la fixation de l'ensemble dans le combiné se traduira, en cas de mouvement du combiné, par l'apparition d'un certain niveau de bruit – ce qui aurait pour conséquence de ramener le microphone électret au niveau de son prédécesseur au carbone – il est impératif de monter la petite platine avec le maximum de soin.

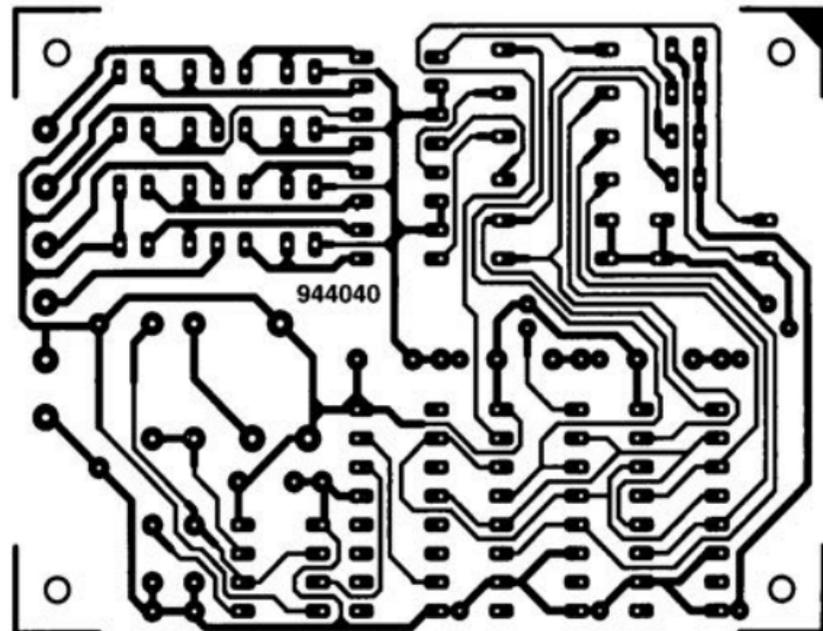
Circuits imprimés en libre service (suite)



12



13

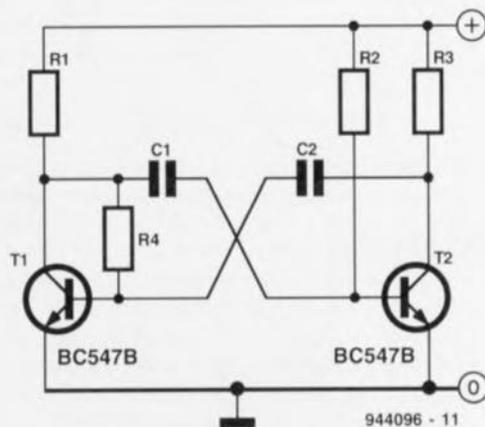


14

multivibrateur auto-démarrant 61

L'un des premiers exemples de montage électronique « actif » repris dans tous les ouvrages consacrés à cette matière est celui du multivibrateur, circuit mythique réalisé à l'aide de 2 transistors, 2 condensateurs et 4 résistances. Ce que l'on sait moins, est qu'il peut arriver que notre fameux multivibrateur ait quelques problèmes de démarrage, en particulier lorsque les caractéristiques de ces 2 transistors sont très proches.

Le schéma proposé ici montre comment, à l'aide d'une petite modification du schéma de base, il est possible de mettre fin, une fois pour toutes, à ces problèmes de démarrage. L'inconvénient de cette approche est qu'elle entraîne une légère modification du rapport cyclique. Dans la pratique, cela n'a normalement pas de conséquence gênante. Comme la résistance de polarisation R4 établit maintenant



une liaison entre le collecteur et la base, le transistor T1 n'est plus poussé à saturation mais se met à travailler comme un amplificateur auto-régulant. Le résultat de ce mode de fon-

ctionnement est l'apparition sur le collecteur de T1 du signal de bruit disponible sur le collecteur de T2 mais amplifié. De par cette réinjection, le transistor T2 se voit appliquer à nou-

veau, via le condensateur C1, le signal de bruit amplifié. Le niveau de bruit ne va pas tarder à augmenter rapidement et l'oscillateur à démarrer. Le dimensionnement du circuit, c'est-à-dire les valeurs à attribuer aux différents composants, est simple. Le courant de collecteur doit se situer entre 1 et 10 mA. Si nous optons pour un courant de 1 mA, la valeur de la résistance de collecteur, R1 et R3, sera égale, exprimée en ohms, à la tension d'alimentation multipliée par 1 000.

On prendra pour R2 et R4 une valeur de résistance égale au quart du facteur d'amplification (gain) des transistors multiplié par la valeur de R1. Les condensateurs C1 et C2 auront une valeur identique que l'on pourra calculer à l'aide de la formule suivante : $C1 = C2 = f / (1,4 \times R3)$.

projet : C. Clarkson

étage d'entrée idéal 62

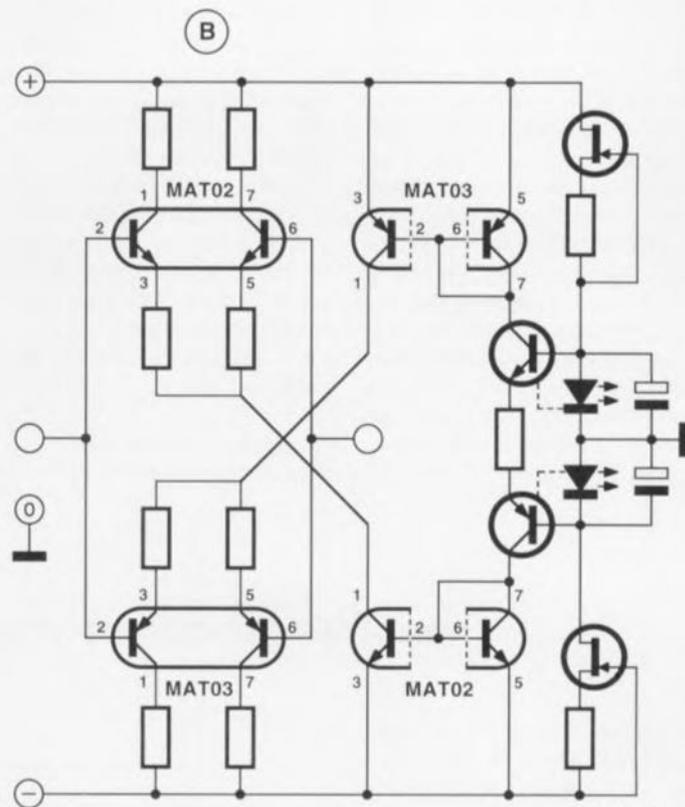
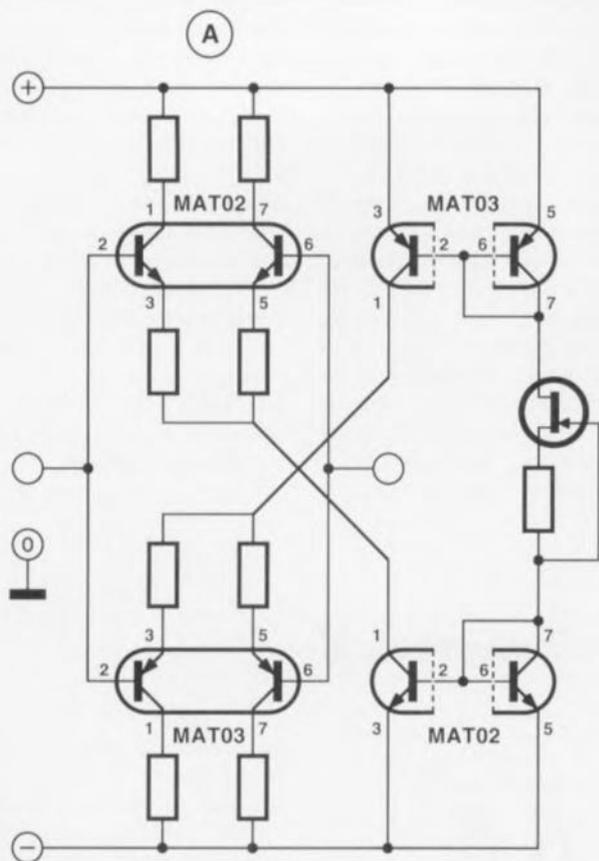
C'est sans doute, notre expérience nous le donne à penser, chez de audiophiles que règne, parmi tous les amateurs de réalisations personnelles le désir le plus inextinguible de la perfection. Les configurations d'étage d'entrée présentées ici ne manqueront pas d'exciter leur imagination. Tout concepteur d'amplificateur se respectant cherche à créer une électronique aussi symétrique que possible, vu que c'est tout simplement l'approche garantissant le niveau de qualité le plus élevé. De ce fait, il est fréquent que l'on se retrouve sur le papier ou son écran

d'ordinateur face à face avec un étage d'entrée composé de 2 amplificateurs différentiels complémentaires l'un de l'autre, ou du moins aussi semblables que possible. Le réglage en tension continue de chaque étage différentiel se fait souvent par l'intermédiaire d'une source de courant à un transistor utilisant une diode zener ou une LED comme source de tension de référence. Tout ceci n'appelle pas de critique, en particulier lorsque l'on utilise une LED comme référence, sachant que ce composant possède

un coefficient de température pratiquement identique à celui d'un transistor. Il est vrai que ces valeurs ne seront (presque) jamais totalement les mêmes. Ajoutons à cela le couplage thermique imparfait et il est évident que l'on se trouvera confronté, en pratique, à des variations dans la définition du courant. Du fait que chaque étage différentiel comporte sa propre source de courant, on aura doublement du dit effet. Le résultat de tout ceci est un décalage du réglage en tension continue des amplificateurs

différentiels et un déséquilibre de la symétrie.

Le circuit décrit ici a l'avantage de présenter un réglage à courants continus identiques pour les 2 étages différentiels. D'éventuelles variations au niveau du réglage de la source de courant se traduisent par des effets symétriques de sorte que l'on peut parler en fait d'une compensation automatique. Le réglage en tension continue est de ce fait sensiblement plus stable et la compensation de la



944065 - 11

dérive due aux variations de température notablement moindre que dans le cas évoqué plus haut. Le seul facteur qui puisse encore poser des problèmes est le fait qu'il n'est pas possible de trouver des transistors double réellement complémentaires. Même les MAT02 et MAT03 possèdent des caractéristiques trop divergentes, au niveau de la h_{FE} en particulier; il n'existe malheureusement pas de meilleure alternative aujourd'hui.

Le schéma de la **figure (A)** est celui de l'étage d'entrée idéal dans sa forme la plus simple : une source de courant basée sur un transistor à effet de champ (JFET) intercalée entre 2 miroirs de courant. Le miroir de courant du haut fait office de source de courant pour l'étage différentiel inférieur et inversement. Vu que la stabilité de cette source de courant à JFET peut encore être améliorée, nous avons fait un pas de plus en direction

de la perfection et nous vous en proposons le résultat en **figure (B)**. L'examen de ce second schéma montre que le JFET a dû faire place à une source de courant basée sur une paire de transistors ayant une résistance d'émetteur commune. Le réglage de base est défini à l'aide de 2 LED et le courant à travers ces dernières est, à son tour, maintenu constant à l'aide de 2 sources de courant à JFET ! Pour les miroirs de courant à nouveau seuls

des doubles transistors monolithiques entrent en ligne de compte. Rappelez-vous, lors du dimensionnement, que la tension collecteur-émetteur maximale admissible par le MAT03 est de 36 V. La consommation de courant de la variante A est égale au triple du réglage de la source de courant adopté. Dans le cas du circuit B il faut ajouter à ce courant, pour en avoir la valeur totale, le courant traversant les LED.

63 crête-mètre

L'instrument objet de cette description est capable de mesurer des tensions de crête allant de quelques millivolts à plusieurs volts. La plage de mesure couvre l'ensemble du domaine audio jusqu'à un maximum de 200 kHz. Le détecteur de crête prend ici, cf. le schéma de la **figure 1**, la forme d'un comparateur intégré à sortie en collecteur ouvert.

Le principe de fonctionnement est simple. On procède à la charge du condensateur C jusqu'à un certain niveau de tension. Lorsque le signal d'entrée tombe en-deçà de ce niveau le transistor de sortie entre en conduction et la tension aux bornes du condensateur C va croître rapidement en direction du niveau de la tension

d'alimentation négative. Dès que la tension aux bornes du condensateur, U_C , est égale à la tension d'entrée, la charge cesse. De cette manière, U_C correspond en permanence au potentiel le plus négatif que présente la tension d'entrée instantanée. Comme le dit condensateur se décharge lentement mais continûment via la résistance R, la tension U_C suivra les variations de la tension d'entrée.

Il est vrai que le circuit de la figure 1 ne mesure que la moitié de la tension crête à crête. Il est facile de remédier à cette situation en prévoyant un circuit identique mais pour les tensions positives cette fois. C'est ainsi que nous nous retrouvons confrontés au

1

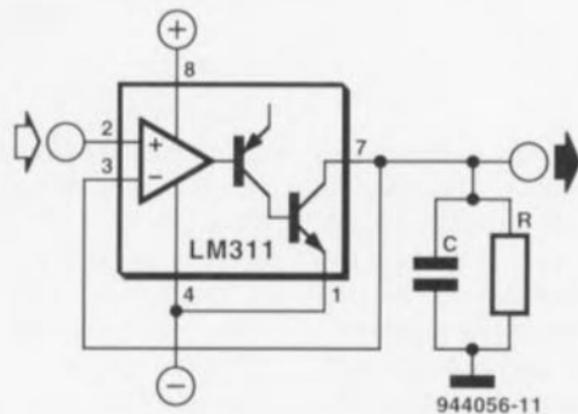


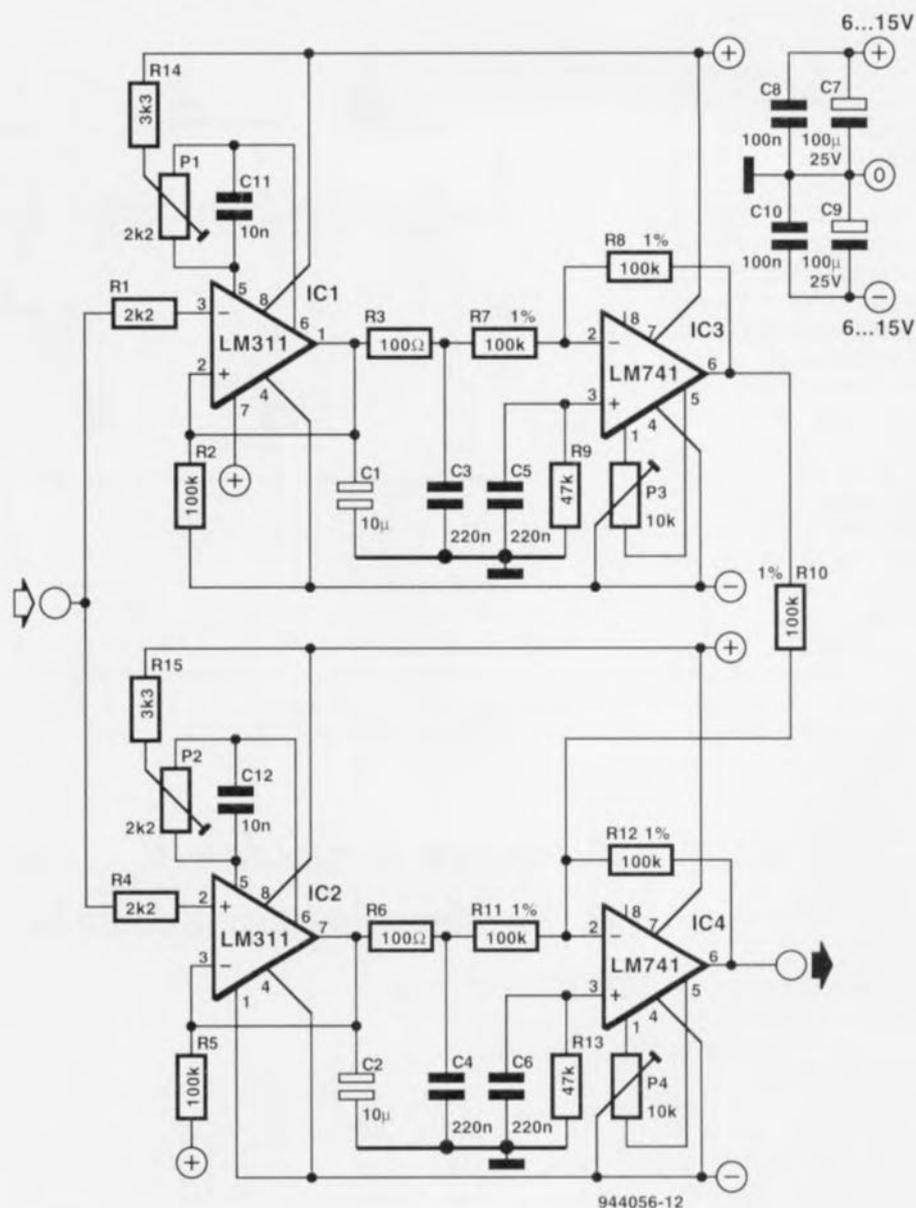
schéma de la **figure 2** dans lequel IC1 détecte les tensions de crête positives, IC2 se chargeant de celle des tensions de crête négatives. Les

condensateurs C1 et C2 constituent les « mémoires ». Les filtres passe-bas R3/C3 et R6/C4 éliminent les pointes de tension gênantes. IC3 introduit une

inversion de la valeur positive, avant que celle-ci ne soit additionnée à la moitié négative par le circuit intégré sommateur IC4, ce circuit introduisant une nouvelle inversion du signal.

La limite supérieure de la plage de fréquences pouvant être traitées dépend uniquement de la vitesse de travail des circuits intégrés utilisés pour IC1 et IC2 : il s'est avéré qu'en pratique la limite de 200 kHz était parfaitement réaliste, même dans le cas de signaux rectangulaires ou triangulaires. La limite inférieure du domaine dépend des valeurs des condensateurs C1 et C2. Le choix, comme c'est le cas ici, d'une valeur de 10 μ F pour C1 et C2, fixe cette limite à 500 Hz. Si l'on veut pouvoir mesurer « hors-ronflement » jusqu'à 20 Hz il faudra faire passer à 220 μ F la valeur des dits condensateurs, cette modification se traduisant bien évidemment par un allongement du temps de réaction. Le suivi d'un saut de tension de 1 V prendra entre 2 et 3 s. Comme le montre leur symbole dans le schéma, C1 et C2 sont des condensateurs bipolaires. On ne pourra envisager de les remplacer par des condensateurs ordinaires, c'est-à-dire polarisés, que si l'on est certain que le signal d'entrée ne présentera jamais de composante de tension continue.

Le choix de la tension d'alimentation du circuit n'est pas critique. Dans bien des cas une tension symétrique de ± 6 V convient parfaitement. Cependant, s'il s'agit de mesurer des signaux d'entrée supérieurs à $4 V_{cc}$ ou que le signal comporte une composante de tension continue importante, il est préférable d'opter pour une tension d'alimentation plus élevée. Il faudra, dans la mesure du possible, procéder à une régulation suffisante de la tension d'alimentation. Sachant que la consommation de courant ne dépasse pas 20 mA, on pourra envisager, dans le cas d'une utilisation « mobile », l'emploi une paire de piles



compactes de 9 V. La calibration du montage est simple, vu qu'elle se réduit au réglage de la tension de compensation de la dérive (*offset*). Après avoir court-circuité l'entrée à la masse on branche un voltmètre aux bornes de C1 et l'on joue sur l'ajusta-

ble P1 jusqu'à lire 0 V sur l'instrument. On procède de même sur C2 ensuite et par action sur P2 on ajuste à 0 V la tension aux bornes du dit condensateur. Cette opération est à faire avec soin, vu que l'on travaille à des millivolts. On ajuste ensuite la tension de

sortie de IC3 et de IC4, leur broche 6, à 0 V, en jouant sur P3 et P4 respectivement. Il ne reste plus ensuite qu'à enlever le court-circuit à l'entrée pour être paré. Un circuit bien réglé doit permettre la mesure d'amplitudes de 10 mV et plus.

filtre Butterworth du 4^e ordre à 1 seul ampli op

64

La conception de filtres pour enceintes reste l'un des domaines encore ouverts à l'imagination de l'électronicien amateur. Les plus assidus d'entre vous se rappelleront peut-être que dans le numéro Hors-Gabarit de l'an passé nous avons également décrit un filtre du quatrième ordre basé sur un unique amplificateur opérationnel. Il s'agissait à l'époque d'une version utilisant, comme élément actif, un tampon de tension, ce

qui impliquait que le rapport C3/C4 devenait inévitablement très important. Il n'était pas question, dans la dite configuration, d'obtenir une caractéristique Butterworth, ce qui explique que nous en ayons fait un filtre Bessel. Il devient possible, si nous acceptons un gain légèrement supérieur à 1, d'obtenir un filtre Butterworth. Le concept proposé ici repose sur un gain de 2, approche présentant l'avantage addi-

tionnel de permettre l'utilisation, dans la contre-réaction, de 2 résistances de valeur identique, R5 et R6. On ne se trouve plus alors confronté à l'épineux problème de rapports définis – difficiles à concrétiser – entre 2 résistances de la série E-12 ou E-96, vu que l'on peut maintenant, en principe, utiliser librement 2 résistances à condition qu'elles soient très exactement de la même valeur.

Sur le schéma, les valeurs attribuées aux condensateurs C1 à C4 sont les valeurs théoriques pour une fréquence de coupure de 1 kHz. On peut fort bien envisager d'autres fréquences de coupure à condition de modifier en conséquence les résistances et/ou condensateurs concernés. Il ne faudra pas oublier alors que le réseau de filtrage constitue une charge pour l'amplificateur opérationnel – aux fré-

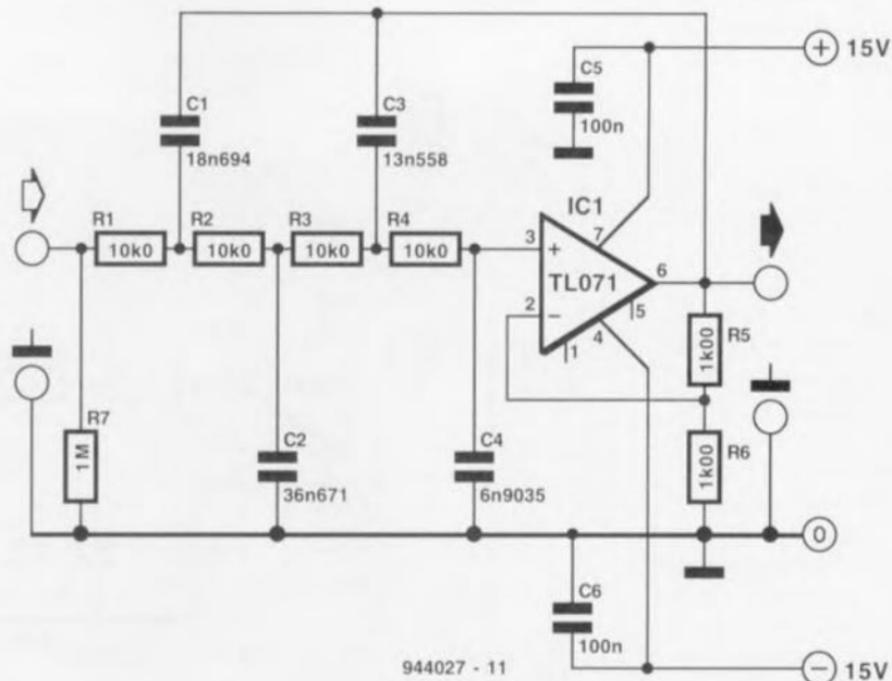
quences élevées en particulier-. Si l'on utilise 4 fois $10\text{ k}\Omega$ comme c'est le cas ici, la charge terminale est de $2\text{ k}\Omega$, charge sur laquelle on a prise en parallèle la somme des résistances R_5 et R_6 . Si l'on remplace les valeurs théoriques de C_1 à C_4 par la valeur la plus proche de la série E-12, c'est-à-dire 18, 33, 12 et $6,8\text{ nF}$ dans le cas présent, on se rend compte que la dérive de la courbe de réponse en fréquence que cette substitution entraîne est bien moins catastrophique que ce à quoi l'on pouvait s'attendre. On observe aux alentours de 435 Hz une petite crête de l'ordre de $0,4\text{ Hz}$, la fréquence de coupure se décalant légèrement vers le bas pour se retrouver à 900 Hz environ. La caractéristique du filtre évolue elle aussi, le rapprochant légèrement d'un filtre de Tchebyscheff, ce qui se traduit par une chute un peu plus raide à proximité de la fréquence de coupure.

Il n'est pas nécessaire d'utiliser le type d'amplificateur opérationnel du schéma, vu que ce choix n'a rien de critique. Le niveau de bruit dépend en

effet moins de l'amplificateur opérationnel que des résistances R_1 à R_4 , ce niveau étant de l'ordre de $26\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

La résistance R_7 maintient la circulation d'un courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel même

lorsque l'entrée se trouve en l'air. La consommation du TL071 est de l'ordre de 2 mA .



Pourquoi toujours devoir se battre sur le ICS1700 ! Il est parfaitement possible, à l'aide d'un nombre de composants tout à fait acceptable, de concevoir un principe de charge « reflex » en se limitant à ce qu'offre la technologie conventionnelle. Le montage proposé ici est une extension pour un chargeur existant qu'il suffit, lors des préparatifs précédant la mise en charge, de monter en parallèle sur l'accu à (re)charger.

Cette extension peut être utilisée avec tous les chargeurs pour accu CdNi classiques travaillant en courant de charge constant (voire en tension de charge constante avec résistance-talon).

Le transistor T1, un unijonction, est le seul composant quelque peu « exotique » à faire partie de cette réalisation. Ce composant a la caractéristique de présenter un blocage de la jonction E-B2 lorsque la tension appliquée à la broche E est faible. À une valeur donnée de la tension les jonctions E-B2 et B1-B2 présentent, très brutalement, une impédance faible.

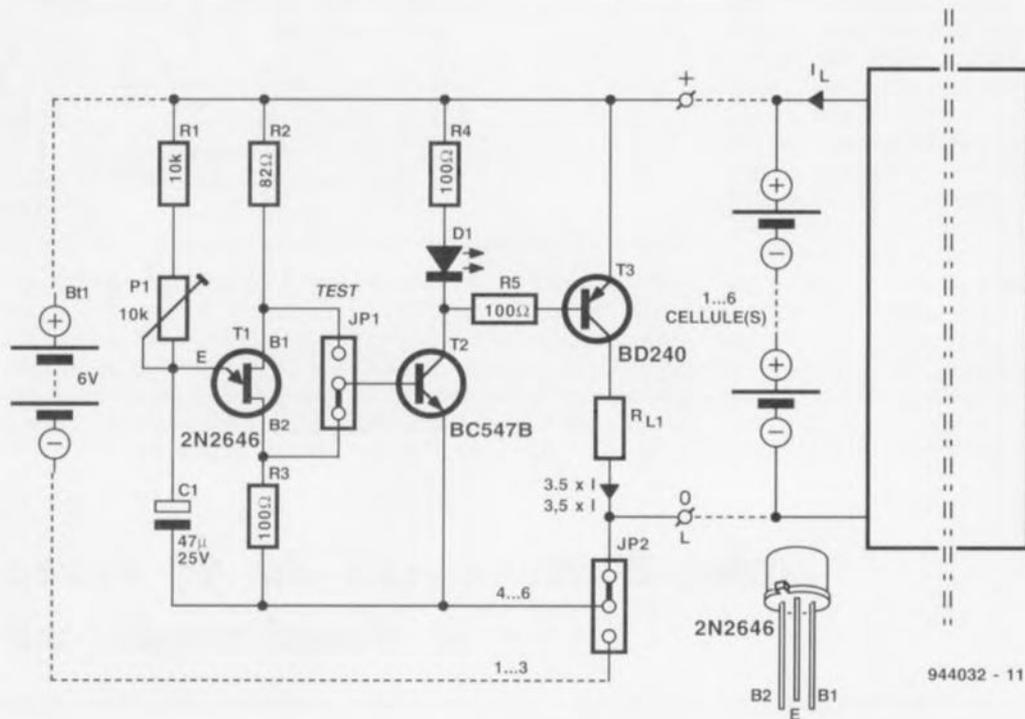
Un tel transistor permet une réalisation facile d'oscillateurs simples. Lorsque le transistor unijonction bloque, la base de T2 se retrouve à la masse. Le condensateur C1 se charge au travers de la paire de résistances R1/P1 jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne la valeur de seuil. À cet instant le dit condensateur peut se

décharger via R3 et simultanément la tension de base de T2 atteint une valeur telle que ce transistor entre à nouveau en conduction. Le transistor unijonction génère des impulsions d'une longueur de quelque 40 ms et d'une période de 1 s. Le réseau RC constitué par R1/P1 et C1 détermine

la fréquence des impulsions, le condensateur C1, la résistance R2 ainsi que la résistance de la jonction base-émetteur de T2 sa longueur.

Le transistor T2 amplifie les impulsions et attaque le transistor de puissance T3 par lequel circule le courant impul-

sionnel de décharge. Dans ces conditions on a charge périodique de l'accu avec un courant de décharge important et ce pendant des durées extrêmement courtes, caractéristique spécifique des chargeurs travaillant selon le principe « reflex ». La LED D1 sert d'organe de contrôle du dit processus.



Le montage est prévu pour la charge de 1 à 6 cellules. Cependant, si l'on procède à la (re)charge de 1 à 3 cellules seulement la tension de charge appliquée aux bornes de l'accu ne présente pas une valeur suffisante pour servir de tension d'alimentation pour le générateur d'impulsions que

constituent, nous l'avons dit plus haut, les transistors T1 et T2. Il faudra dans ce cas prévoir une alimentation externe du générateur d'impulsions à l'aide d'une tension de 6 V (obtenue, par exemple, par la mise en série de 4 piles de type mignon), sachant qu'il faudra alors changer la position du

cavalier de court-circuit JP2.

On donnera à la résistance de charge RL, une valeur telle que l'on ait circulation à travers T3 d'un courant égal au triple du courant de charge requis. On pourra, pour déterminer cette valeur, placer le cavalier JP1 en position TEST. Ce test doit se faire accu

en place et être de courte durée. En effet, le courant important mis en jeu lors de ce processus n'étant pas impulsionnel le transistor non doté de radiateur de refroidissement voit sa température atteindre rapidement une valeur trop élevée.

projet : H.J. Junge

redresseur double alternance à une seule diode 66

On pourra faire appel, lorsque l'on aura besoin de redresser un signal de mesure pour l'appliquer, soit à un instrument de mesure analogique soit à un convertisseur A/N, au circuit à amplificateur opérationnel au concept extrêmement simple et au prix étonnamment abordable décrit dans cet article. L'amplificateur opérationnel traite les tensions d'entrée positive et négative de façon bien distincte. Dans le cas d'une tension d'entrée positive, la diode, prise dans la ligne de contre-réaction, se trouve à l'état conducteur et la résistance R5 est, de ce fait, « pontée ». Si $U_{\text{entrée}}$ est positive :

$$U_{\text{sortie}} = U_{\text{entrée}} \cdot \frac{R_f}{R_2 + R_f}$$

Dans cette formule, $R_f = R_3 // R_4$ et U_D représente la chute de tension de quelque 0,4 V qui se produit aux bornes de la diode.

Si, par contre, la tension d'entrée est négative, le fonctionnement du circuit est très différent. Dans ces conditions la diode D1 bloque et la contre-réaction prend la forme physique de la

résistance R5. Maintenant

$$U_{\text{sortie}} = U_{\text{entrée}} \cdot \frac{R_f}{R_2 + R_f} \cdot \left(1 - \frac{R_2 \cdot R_5}{R_1 \cdot R_p}\right)$$

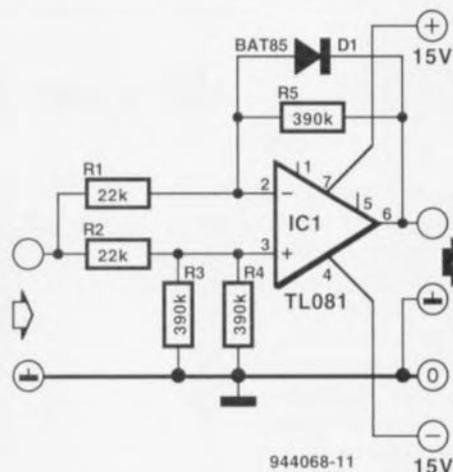
Il faudra, pour que le circuit fonctionne bien comme redresseur, que les tensions d'entrée positive et négative aient bien le même résultat (positif). Pour obtenir un rapport correct des différentes résistances, il suffit donc de « simplifier » et d'accorder les formules mentionnées plus haut. Après cette opération on arrivera au rapport :

$$\frac{R_2 \cdot R_5}{R_1 \cdot R_p} = 2$$

Si l'on prend pour R1 et R2 des valeurs identiques (22 kΩ dans le cas de notre montage), il faudra que R5 ait une valeur double de R_p . Dans le schéma on voit que nous avons opté pour une valeur de 390 kΩ pour R3, R4 et R5. Cette valeur nous garantit un fonctionnement correct du redresseur. Si l'on connaît la forme du signal d'entrée on pourra déterminer, en

prenant en compte le facteur de redressement correspondant, la valeur efficace du signal de sortie. Pour réduire au maximum l'erreur introduite par la diode D1 dans le cas d'une tension d'entrée positive, il est recommandé de faire appel à une diode Schottky. Dans le cas d'une tension d'entrée négative la tension de seuil de la diode ne joue aucun rôle. En

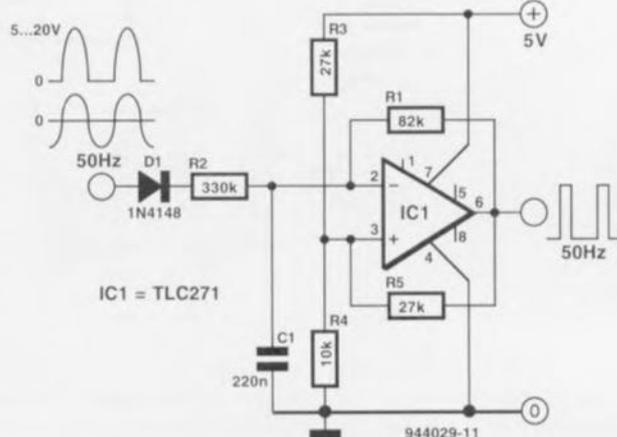
respectant le dimensionnement des différents composants tel qu'il est donné dans le schéma, le gain du redresseur sera de 0,9 et la largeur de sa bande passante (fonction de la vitesse de la diode et de l'amplificateur opérationnel) de 10 kHz. L'impédance d'entrée du redresseur est de 20 kΩ environ et son impédance de sortie est inférieure à 100 Ω.



synchronisation secteur 67

Lorsque l'on veut utiliser la fréquence de 50 Hz du secteur comme signal d'horloge, un oscillateur synchronisé par le secteur, tel celui que nous vous proposons ici, présente un certain nombre d'avantages par rapport à un détecteur de passage par zéro classique. Une disparition momentanée des impulsions d'entrée n'a pas de conséquences désastreuses à court terme et les impulsions parasites véhiculées par le secteur n'ont pratiquement aucun effet sur son fonctionnement. Le concept de l'oscillateur est, comme le montre le schéma, extrêmement simple.

La réinjection, via la résistance R5, du signal de sortie de l'amplificateur opé-



rationnel vers son entrée non-inverseuse (+) donne à ce dernier une certaine hystérésis. Dans ces conditions la sortie bascule dès que la tension aux bornes du condensateur C1 dépasse le seuil supérieur de l'hystérésis, pour rebasculer dès que l'on atteint le seuil de commutation inférieur. Vu que le condensateur C1 ne cesse, via la résistance R1, d'être rechargé par la sortie, ce processus de bascule est entretenu de sorte que l'on se trouve en présence d'un oscillateur générant un signal rectangulaire.

Le rapport cyclique dépend de la tension de seuil et, avec les valeurs attribuées ici aux résistances R3 et R4, est

en tous cas inférieur à 50%. La fréquence de l'oscillateur est principalement fonction de la valeur de R1 et de C1 et devra être légèrement supérieure à la fréquence du secteur (55 à 60 Hz).

La synchronisation de l'oscillateur sur la fréquence du réseau-secteur s'obtient par la connexion de l'anode de la diode d1 avec le **secondaire** du transformateur de l'alimentation (en **amont** du pont de redressement donc). Le sinus positif de 50 Hz (ou la tension continue impulsionnelle) a, pour entre autre conséquence, d'allonger la durée de

décharge de C1, de sorte que la fréquence de l'oscillateur diminue et que celui-ci prend automatiquement le rythme de la fréquence du réseau-secteur.

Cette synchronisation se traduit malheureusement par un déphasage dont l'importance est fonction de la force du signal d'entrée et de la différence entre les fréquences de la tension du secteur et de l'oscillateur.

Venons-en au côté pratique des choses. Il vous faudra, au cas où votre signal d'entrée à 50 Hz sort d'un côté ou de l'autre de la plage indiquée, à savoir de

5 à 20 V, adapter la valeur de R2. On prendra la précaution, avant la mise en service, de vérifier la fréquence de l'oscillateur; l'entrée étant mise à la masse, l'oscillateur doit impérativement travailler, nous le disions plus haut, à une fréquence quelque peu supérieure à 50 Hz. La fréquence dépend dans une certaine mesure du type d'amplificateur opérationnel utilisé. Le choix du type de circuit intégré est très ouvert, à condition de ne pas utiliser de 741, vu que ce type d'amplificateur opérationnel a quelques problèmes avec une alimentation de 5 V et des petits signaux

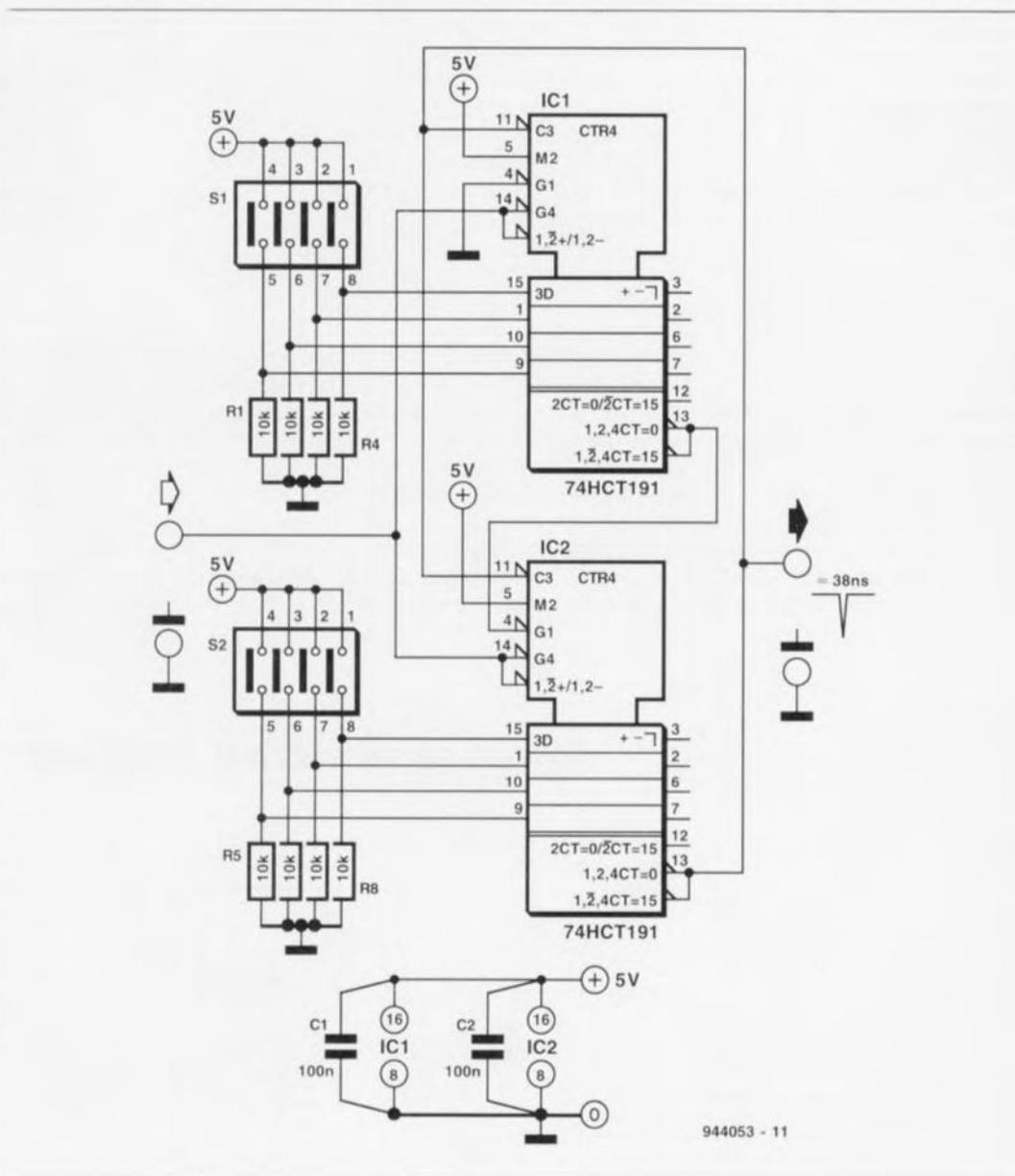
en mode commun faibles. Les LM358, TLC272, TLC271 ou TLC2201, liste non exhaustive, constituent un choix plus sage. Si l'on attache une certaine importance à disposer de flancs raides en sortie on pourra opter pour le LM339. Ce type de circuit comporte souvent une sortie en collecteur ouvert de sorte qu'il faudra doter la sortie d'une résistance de quelques kilohms forçant la sortie à la ligne positive de l'alimentation (c'est-à-dire prise entre la sortie et le + de l'alimentation). La consommation de courant du circuit ne dépasse pas quelques milliampères.

68 diviseur programmable

Il existe sur le marché différents types de circuits intégrés dessinés spécifiquement pour des applications de temporisateur ou de diviseur programmable. Nous pensons aux 4059, 40102 et autres 40103. Le petit circuit proposé ici montre qu'il est également possible de remplir ce type de fonction, telle plus particulièrement celle de diviseur programmable comme c'est le cas ici, à l'aide d'autres composants plus courants.

Nous avons utilisé ici 2 compteurs/décompteurs préprogrammables à 4 bits du type 74HCT191. Il nous faut, par l'utilisation de l'horloge de cascade (*ripple clock*) pour le prépositionnement des compteurs, lors du décompte, très exactement autant d'impulsions d'horloge que la valeur binaire appliquée aux entrées de données. On définit ainsi un facteur de division égal au diviseur programmé aux entrées. Le schéma montre comment mettre 2 compteurs en cascade pour disposer d'une version de diviseur programmable à 8 bits. On peut bien évidemment penser à mettre 3 compteurs, voire plus encore, en cascade.

Les broches de charge et d'horloge de chacun des circuits intégrés utilisés sont interconnectées, la sortie d'horloge de cascade (broche 13) du premier circuit attaquant l'entrée de validation (*enable*, broche 4) du circuit intégré situé en aval. L'horloge de cascade du compteur de poids fort produit l'impulsion de charge et sert en même temps de sortie pour le compteur. À l'activation de cette horloge de cascade on a préprogrammation immédiate des compteurs, ce qui a pour conséquence que l'horloge de cascade ne devient pas active. La largeur d'impulsion du signal de sortie est déterminée par la somme des temps de propagation des différents compteurs. D'après les données fabri-

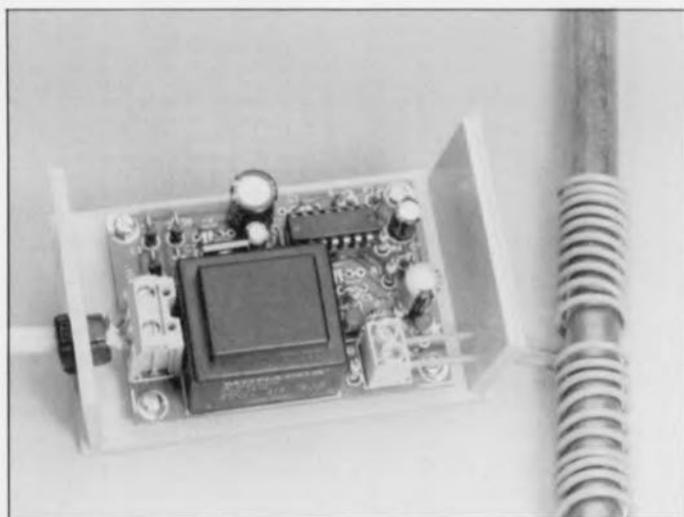


cant cette durée est de l'ordre de 17 ns par compteur, valeur confirmée par les mesures que nous avons effectuées sur une paire de compteurs où nous avons

mesuré 38 ns environ. La consommation de courant du diviseur programmable est déterminée, aux fréquences faibles, par les résistances de forçage

au niveau bas prises aux entrées de données. En cas de mise au niveau haut de toutes ces entrées, la consommation atteint de l'ordre de 4 mA.

détartreur électronique 69



Les spécialistes de l'eau potable ont beau faire, l'eau qui circule dans nos canalisations devient de plus en plus calcaire. L'exposition d'une eau calcaire à un champ électrique provoque l'association des cristaux de carbonate de calcium et des autres minéraux pour constituer ainsi des conglomérats plus importants, c'est du moins ce qu'affirment certains scientifiques qui ont obtenu des résultats tangibles dans leur combat contre les conséquences néfastes de l'utilisation d'eau « dure » (à forte teneur de calcaire). Le côté intéressant de cette affirmation est

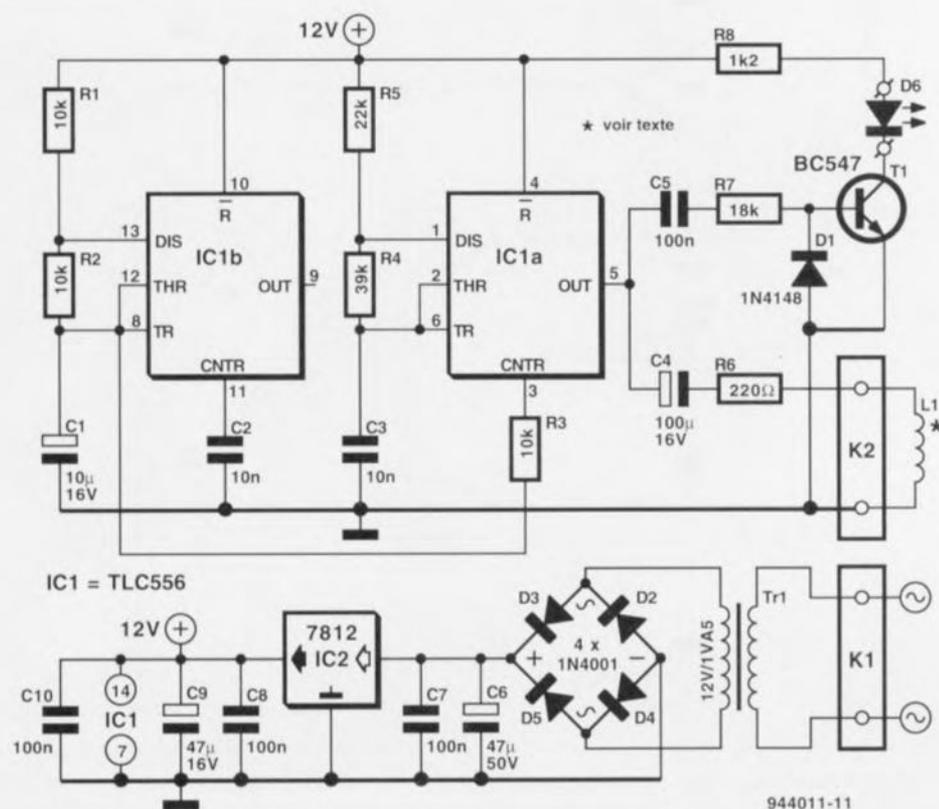
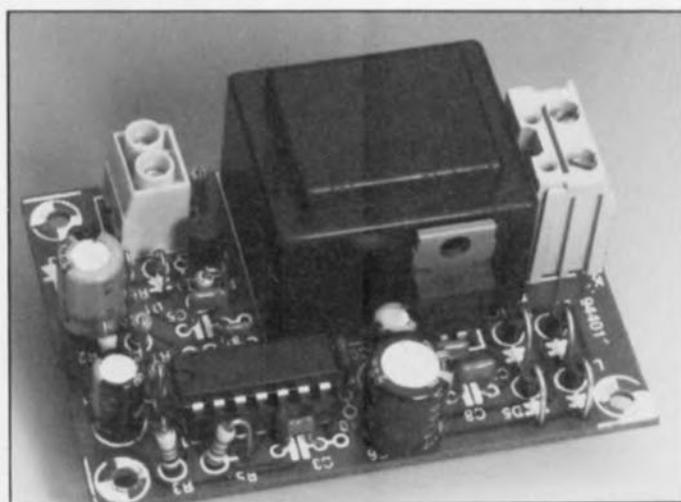
que le risque de déposition des dits minéraux est inversement proportionnel à la taille de ceux-ci. Si vous êtes reliés à une station de pompage fournissant une eau « dure », ce qui dépend bien évidemment de l'endroit où vous habitez, vous êtes sans aucun doute conscient des effets désastreux qu'ont les conglomérats calcaires sur tout ce qu'ils touchent; vous aurez sûrement constaté des dépôts d'une blancheur verdâtre sur tous les appareils et organes ayant affaire à de l'eau chaude, tels qu'éléments chauffants de machine à laver (dont le rem-

placement coûte un prix exorbitant), robinets, poires de douche et autres bouilloires. Il existe dans le commerce des adoucisseurs d'eau, voire des détartreurs, mais leur prix élevé en repousse bien souvent l'achat aux calendes grecques.

Un temporisateur double de type TLC556, monté en double multivibrateur astable (MVA) génère un signal rectangulaire à balayage de fréquence appliqué à la self L1, bobinée sur une certaine longueur de la conduite en plastique par laquelle arrive l'eau dans l'habitation concernée. On peut

également envisager la mise en place de la dite self sur la conduite d'arrivée ou d'approvisionnement en eau d'un appareil donné, la machine à laver par exemple, que vous voudriez protéger contre l'eau à forte teneur de calcaire.

La diode D1 redresse les impulsions de sortie de l'oscillateur et entraîne l'illumination de la LED D6 (de couleur verte) pour visualiser la transmission d'impulsions à la bobine. La fréquence de l'oscillateur varie entre 800 Hz et 2,5 kHz. La bobine L1 est constituée de 14 spires de fil de cuivre semi-



rigide isolé réparties sur une longueur approximativement égale au diamètre de la conduite. Nous ne pouvons que vous encourager à essayer différents types de champs électriques efficaces contre les dépôts calcaires dont les caractéristiques varient en fonction de l'aspect physique de la self.

La **figure A** montre une bobine double à extrémités ouvertes reliée au bornier K2. Il s'agit ici de la disposition traditionnelle, produisant un champ électromagnétique, c'est-à-dire un champ disposant **et** d'une composante électrique **et** d'une composante magnétique.

La **figure B** représente une bobine triple connectée elle aussi au bornier K2. Cette disposition produit 2 champs magnétiques à interaction mutuelle. La dernière disposition, représentée en **figure C**, produit uniquement un champ magnétique. On pourra essayer ces différentes approches pour voir laquelle fournit les meilleurs résultats sur des conduites d'eau en plastique ou en cuivre. Toutes les dites selfs comportent 14 spires espacées sur la longueur indiquée plus haut.

Liste des composants

Résistances:

R1 à R3 = 10 k Ω R4 = 39 k Ω R5 = 22 k Ω R6 = 220 Ω R7 = 18 k Ω R8 = 1 k Ω

Condensateurs :

C1 = 10 μ F/16 V radial

C2, C3 = 10 nF

C4 = 100 μ F/16 V radial

C5, C7, C8, C10 = 100 nF

C6 = 47 μ F/50 V radialC9 = 47 μ F/16 V radial

Selfs:

L1 = 14 spires (cf. texte)

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148

D2 à D5 = 1N4001

D6 = LED verte

T1 = BC547

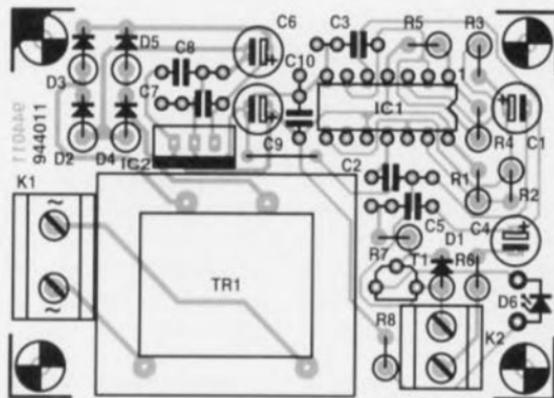
IC1 = TLC555 (Texas Instruments)

IC2 = 7812

Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts
au pas de 7,5 mmK2 = bornier encartable à 2 contacts
au pas de 5 mmTr1 = transformateur 12 V/1VA5
(tel que, par exemple, VTR1112
de Monacor)

boîtier de 37 x 57 x 90 mm



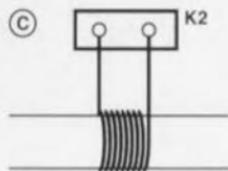
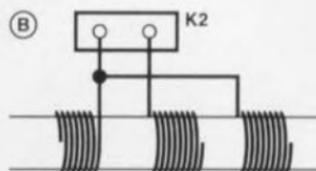
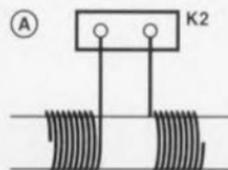
Cette électronique est alimentée par une alimentation secteur conventionnelle constituée d'un transformateur, d'un pont de redressement et d'un

régulateur 12 V intégré tripode du type 7812. Vu la présence de la tension du secteur sur la platine du détecteur (bornier K1) il est impératif de

mettre celle-ci dans un boîtier en plastique robuste. On veillera à garder aux liaisons de la bobine la longueur la plus courte possible suffisant à per-

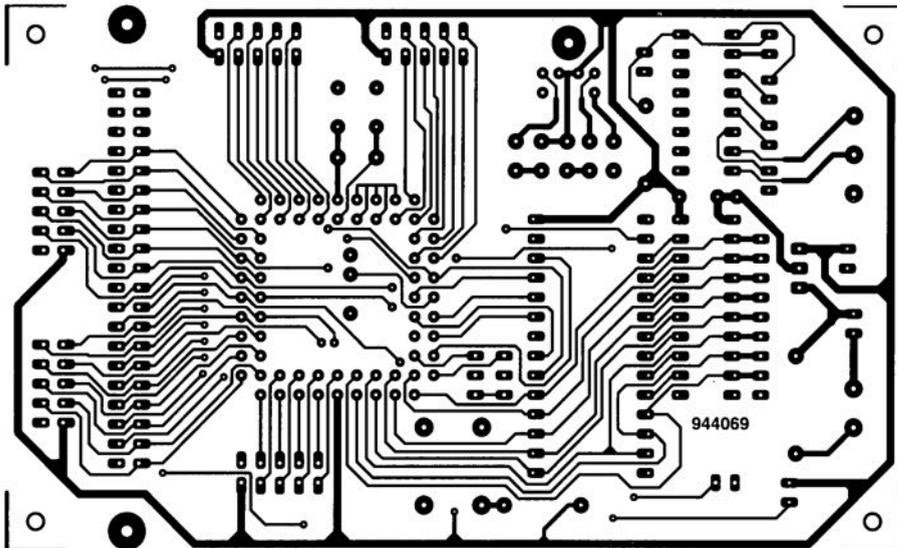
mettre la connexion au bornier K2. On peut supposer, en cas d'illumination de la LED verte D6, que le circuit est en fonction.

projet : L. Pijpers

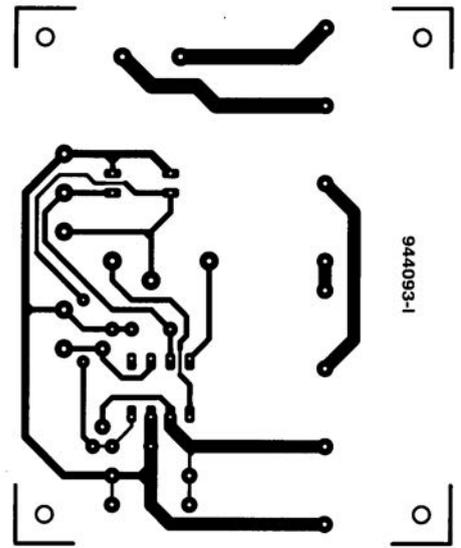


944011-12

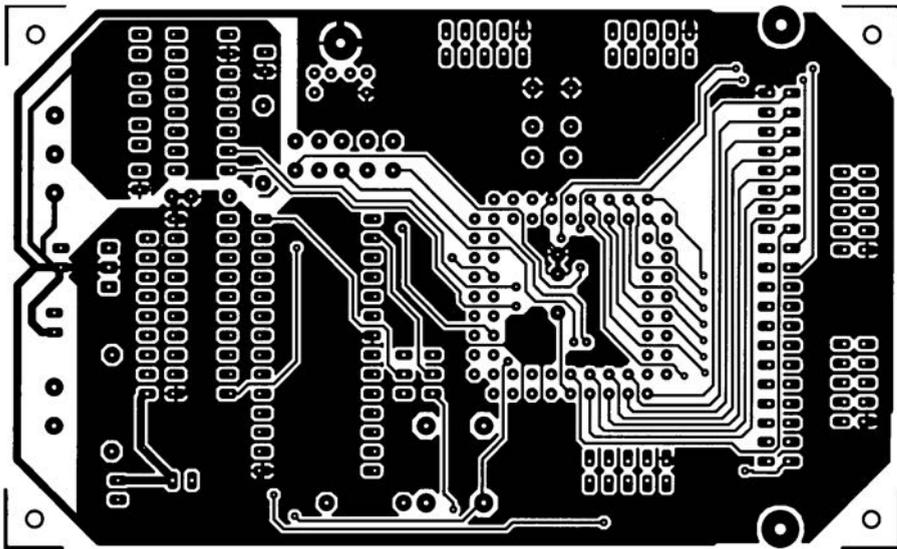
Circuits imprimés



1

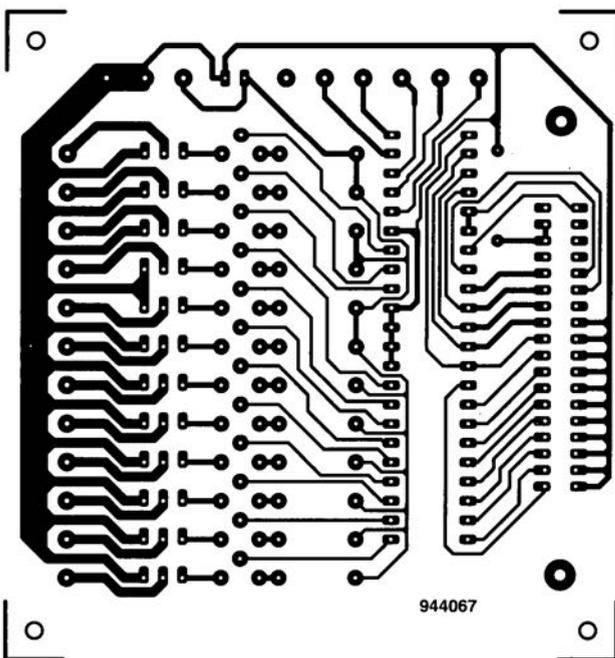


3

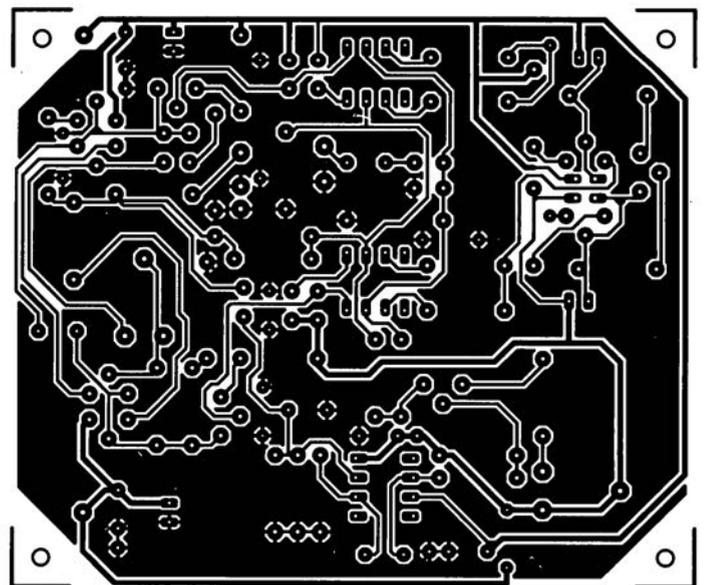


2

- 1 Monocarte à 80C451 (côté pistes)
- 2 Monocarte à 80C451 (côté composants)
- 3 Sonde ampèremétrique
- 4 Interface d'E/S Centronics
- 5 Préamplificateur de classe A en technologie discrète

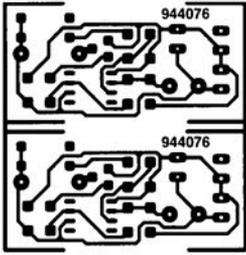


4

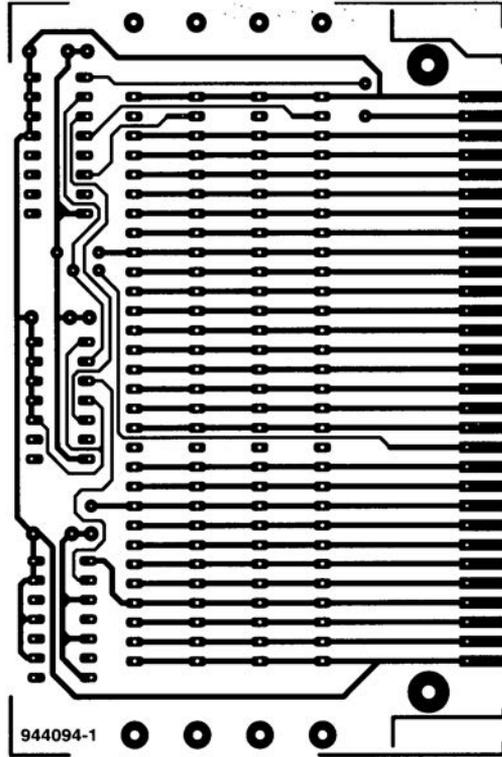


5

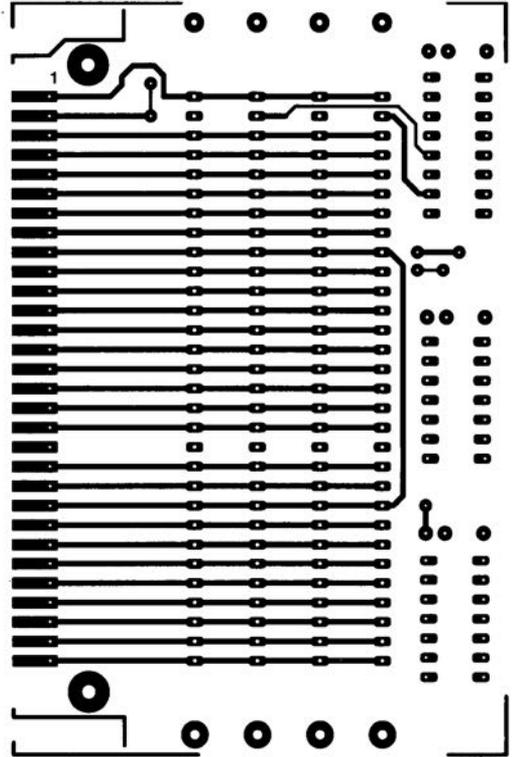
en libre service



6

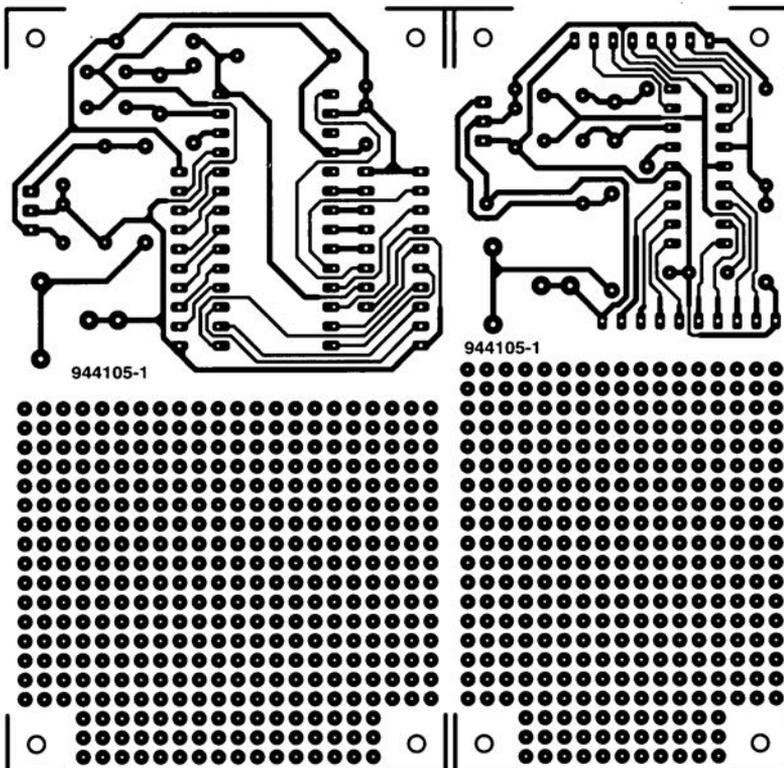


7

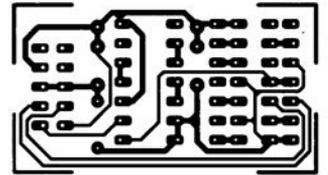


8

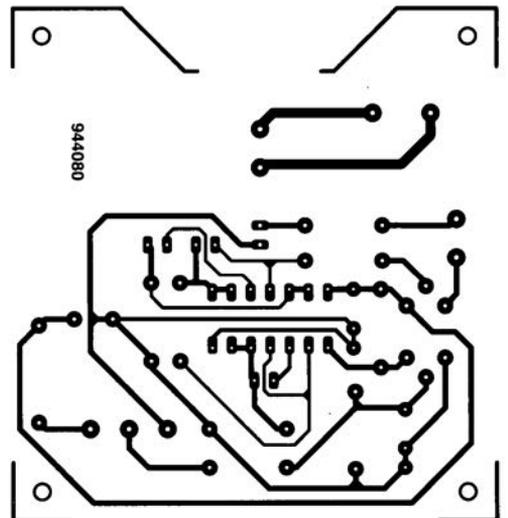
- 6 Alarme de température excessive pour PC
- 7 Adaptateur SIMM 1 vers 4 Moctets (côté pistes)
- 8 Adaptateur SIMM 1 vers 4 Moctets (côté composants)
- 9 Inhibiteur de copybit autonome
- 10 Platine d'expérimentation pour PIC
- 11 Répétiteur optique pour sonnette de porte



10

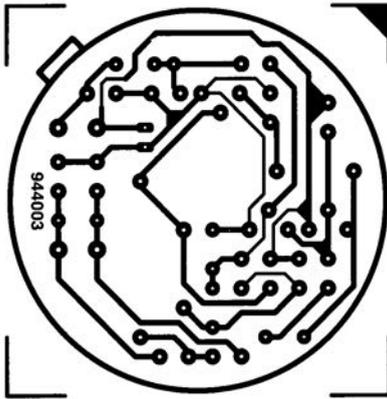


9

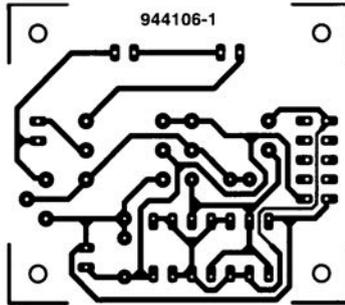


11

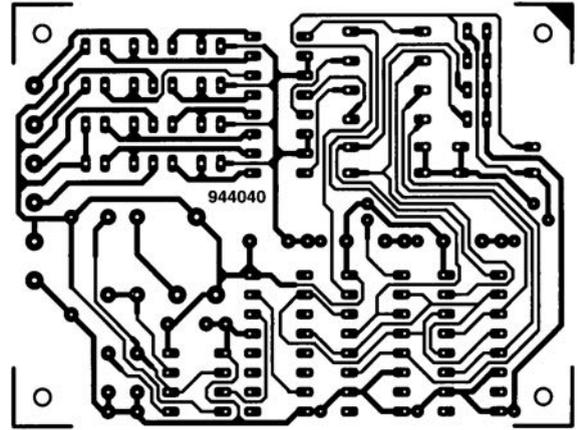
Circuits imprimés en libre service (suite)



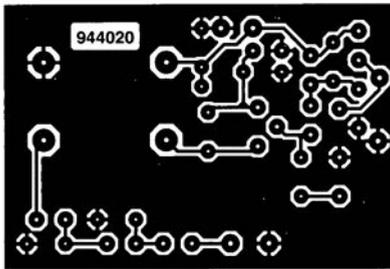
12



13

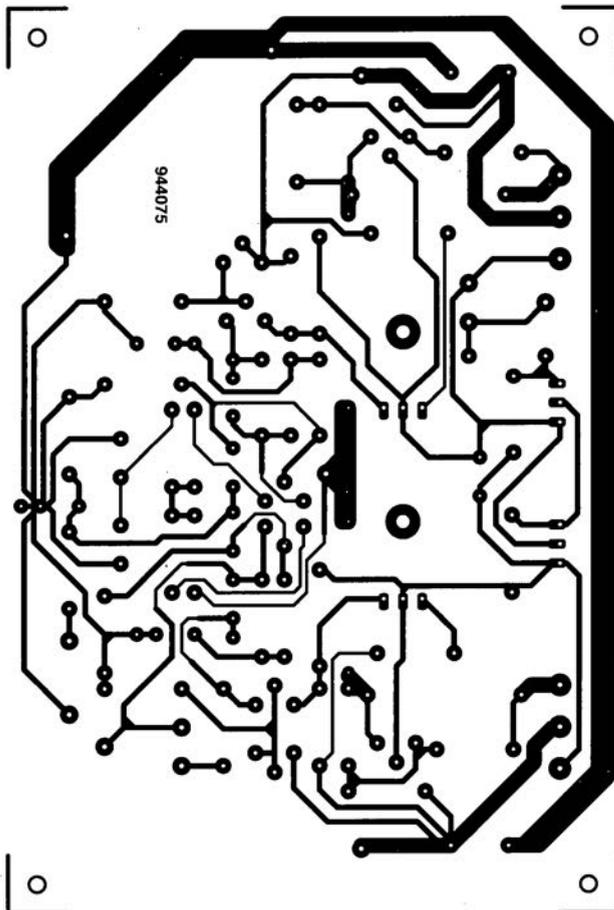


14

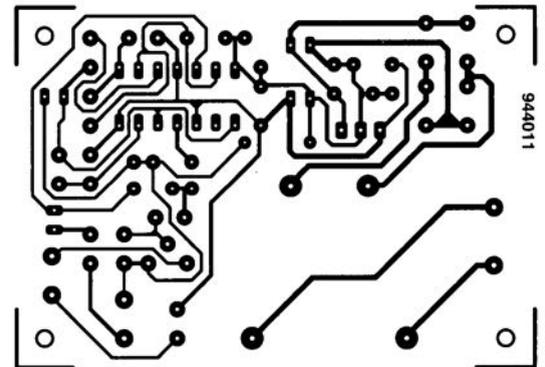


15

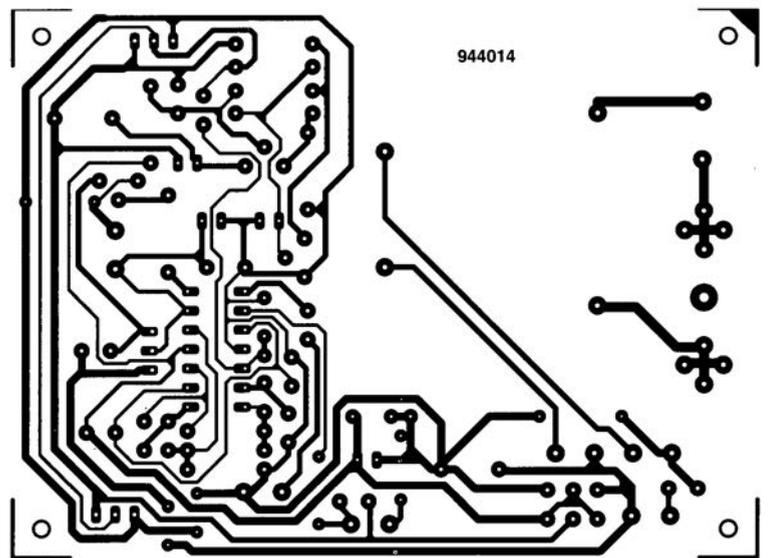
- 12 Micro électret pour téléphone à micro au carbone
 13 Émetteur de code RC5 pour la monocarte à 80C535
 14 Adaptateur manche de commande vers souris
 15 Émetteur CW QRP en bande 30 mètres
 16 Étage de sortie audio robuste
 17 Détartreur
 18 Garde-chourme thermique pour charges de forte puissance



16



17



18

70 réglage d'aigus par rotacteur

La quasi-totalité d'entre nos lecteurs connaît sans doute les tenants et aboutissants d'un réglage de tonalité tel qu'on les trouve sur la majorité des (pré)amplificateurs audio. Le dispositif de commande d'un tel réglage prend, en général, la forme d'un potentiomètre. Le réglage d'aigus par commutateur rotatif, en raccourci rotacteur, décrit ci-après constitue une approche radicalement différente. Le montage fait appel à un commutateur rotatif standard. Nous avons opté pour une conception en version stéréo à six positions, complétée par un commutateur permettant de choisir entre gain ou atténuation. La version stéréo implique l'utilisation d'un commutateur rotatif à deux circuits et six positions et de deux commutateurs bipolaires (que l'on pourra, éventuellement, remplacer par un petit relais). Pour simplifier les choses le schéma ne montre que l'un des deux canaux, identiques, de la version stéréo du montage.

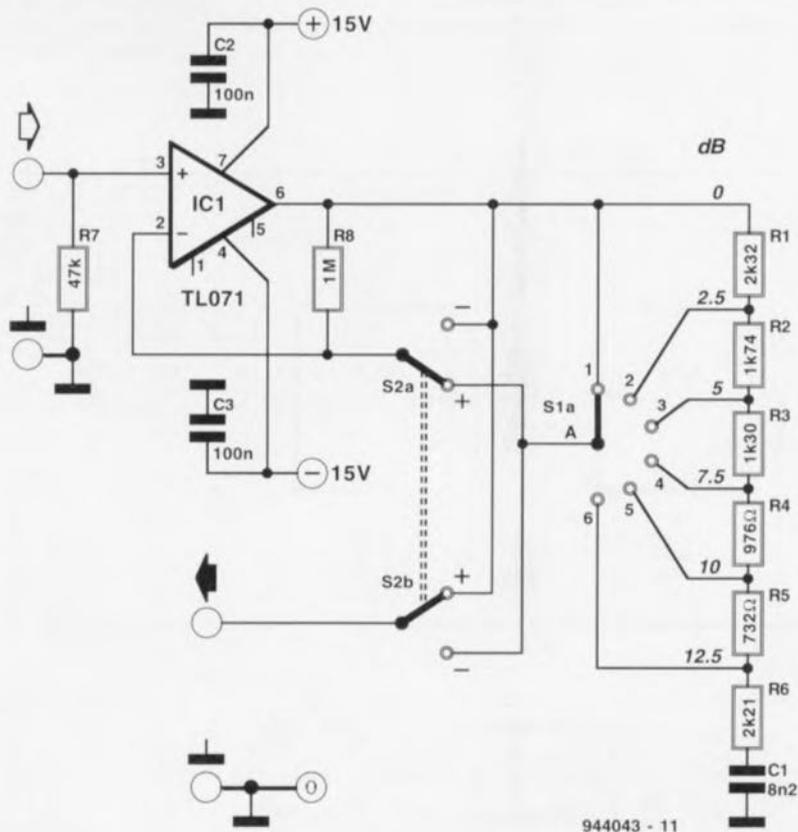
La mise en position « + » (GAIN) du commutateur S2a se traduit par la mise en oeuvre d'un réglage de tonalité actif. La configuration du diviseur de tension – qui dépend de la fréquence – (R1 à R6/C1) détermine, en fonction de la position de S1, le gain donné aux aigus.

Si S2 se trouve en position « - »

(atténuation), le diviseur de tension fait office d'atténuateur passif. L'amplificateur opérationnel fonction-

ne maintenant, pour le signal d'entrée, tout à la fois comme suiveur de tension et comme tampon. Cette

approche se caractérise par un petit inconvénient : l'impédance de sortie n'est plus constante ! Il peut être



nécessaire, en présence d'une charge d'impédance faible, de prendre un étage de tampon supplémentaire en aval du circuit.

Le dimensionnement du rotacteur est tel que le gain ou l'atténuation varie très exactement de 2,5 dB par pas. L'utilisateur dispose donc de 11 pas : -12,5 dB, -10 dB, -7,5 dB, -5 dB,

-2,5 dB, 0 dB, +2,5 dB, +5 dB, +7,5 dB, +10 dB et +12,5 dB. Ces pas sont, dans le domaine logarithmique, parfaitement linéaires, donnant ainsi une précision que l'on n'atteindra pratiquement jamais à l'aide d'un potentiomètre.

La fréquence de coupure du montage se situe à 2 kHz environ et peut être,

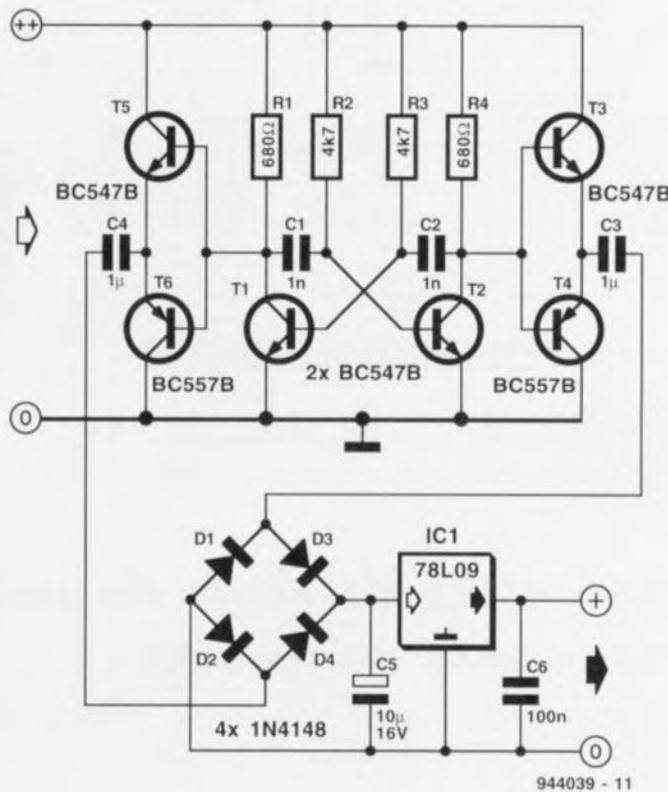
si nécessaire, adaptée. La résistance R8 garantit que l'amplificateur opérationnel reçoit toujours, même lors un changement de la position de S2, un courant de polarisation. Si l'on utilise un amplificateur opérationnel à entrées JFET ou MOSFET, il y aura absence totale de bruit de commutation. On pourra remplacer l'amplificateur opérationnel utilisé dans notre

prototype, un TL071, sans le moindre problème par un exemplaire de meilleure qualité tel qu'un OPA627. Le prix sensiblement plus important d'un tel composant sera (en partie) compensé par des spécifications de qualité sensiblement meilleures. La consommation en courant du circuit est, si l'on respecte le dimensionnement du schéma, de 2 mA par canal.

alimentation pour module LCD 71

Il n'est pas exceptionnel, lorsqu'il faut intégrer un module d'affichage à cristaux liquides, en raccourci module LCD (*Liquid Crystal Display*) dans un appareil existant, un voltmètre dans une alimentation par exemple, que l'on se trouve confronté à l'impossibilité d'interconnecter l'alimentation du module LCD avec l'alimentation du dit appareil, lorsqu'il s'agit, par exemple, de procéder à la mesure de tensions flottantes. L'électronique proposée ici apporte une solution à ce problème, par extraction, de la tension continue disponible, d'une nouvelle tension continue totalement isolée galvaniquement de la première en raison de la présence des condensateurs. Cette approche permet au module LCD d'effectuer des mesures de tension flottantes sur l'appareil par l'intermédiaire duquel il est alimenté.

Le concept utilisé associe simplicité et efficacité. Le cœur du montage est un multivibrateur astable basé sur les transistors T1 et T2, mode d'implantation archi-connu, faisant partie des classiques de l'électronique. Les transistors T1 et T2 deviennent alternativement conducteurs au rythme des charges et décharges des condensateurs C1 et C2, de sorte que l'on dispose aux collecteurs de ces 2 transis-



tors de signaux rectangulaires en opposition de phase. Le collecteur de chacun de ces 2 transistors attaque un mini-étage de « puissance » constitué, dans l'un des cas par la paire de transistors T3/T4 et dans le second par T5/T6. Les signaux disponibles aux sorties de ces 2 étages-tampon arrivent, via les condensateurs C3 et C4, au pont de redressement formé par les diodes D1 à D4, composant qui reconvertit ces signaux en une tension continue.

Cette tension est ensuite réglée à 9 V à l'aide du régulateur intégré IC1. Le condensateur C5 filtre la tension alternative redressée. On ne sera guère surpris d'apprendre que le montage ne peut fournir que quelques milliampères, courant dont se contenteront la plupart des modules LCD. La tension d'entrée appliquée à ce circuit de conversion devra être comprise entre 12 et 15 V. Si l'on ne dispose malheureusement que d'une tension plus faible, (8 à 12 V) il faudra remplacer IC1 par un modèle de régulateur fournissant 6 V en sortie, un 78L06, si tant est cependant que le module LCD concerné puisse se contenter d'une tension d'alimentation de 6 V.

projet : R. Baltissen

tampon universel pour signal IR 72

L'électronique de ce montage permet la télétransmission d'un signal infrarouge (IR) produit par une télécommande quelconque. L'une des applications parmi toutes celles auxquelles on peut penser est, par exemple, la commande, depuis une chambre à coucher, d'un magnétope se trouvant dans le salon, à l'étage du dessous. À l'aide d'un récepteur/décodageur IR intégré, composant qui ne devrait

plus vous être inconnu, si vous lisez régulièrement ce magazine, le signal modulé à une fréquence élevée est converti en un signal sériel débarrassé de la dite haute fréquence (point (1) du schéma).

On procède, volontairement, à l'aide du réseau RC constitué par la résistance R1 et le condensateur C1, à un léger retardement du flanc descen-

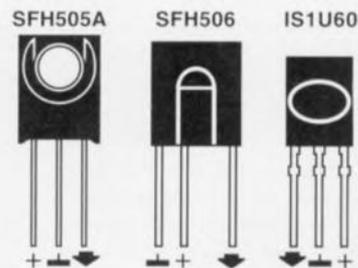
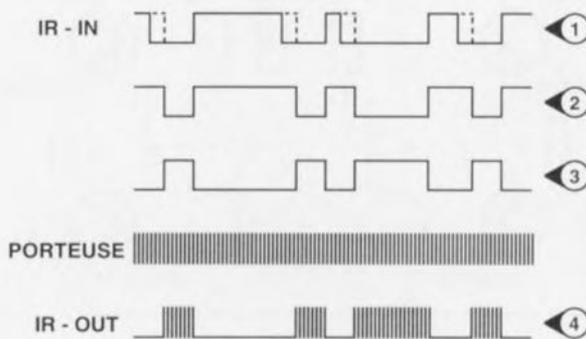
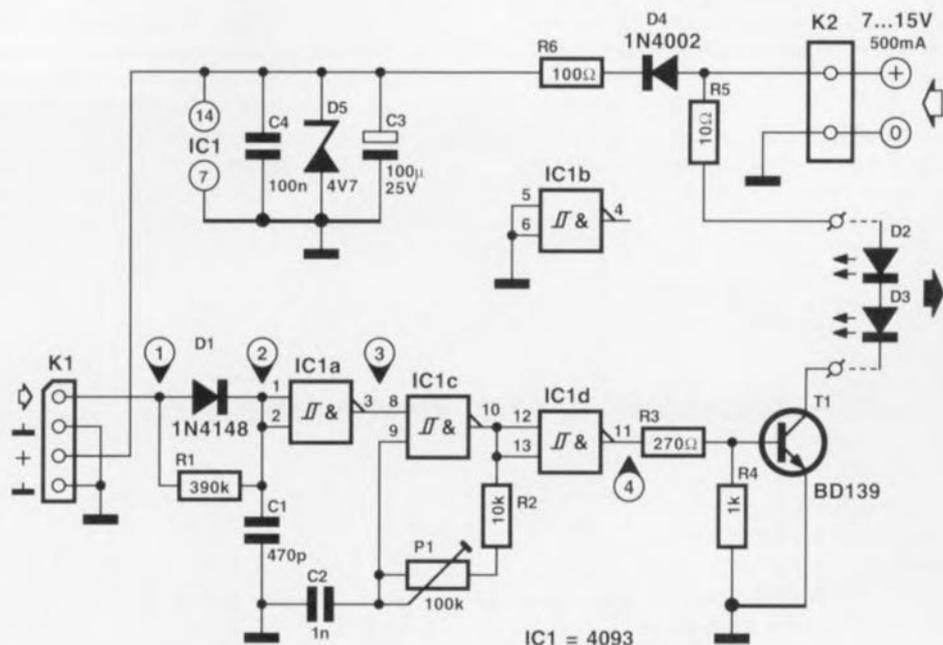
dant du signal capté, vu que le récepteur IR produit lui-même un certain retardement du flanc montant. Si l'on ne procédait pas à cette correction, les bits prendraient une largeur légèrement plus grande que celle qu'ils ont à l'origine, avec comme corollaire un risque de problème du côté du récepteur ayant à décoder les dits signaux. Cela pourrait entraîner des erreurs voire rédui-

re la portée de la télétransmission. De par la présence de la diode D1 le réseau RC n'a aucune influence sur le flanc montant (point (2)).

Pour réémettre les données codées sous la forme d'un signal infrarouge il faut redoter les périodes basses que présente le signal de la fréquence de base que comporte, à l'origine, le signal détecté. Dans le cas du

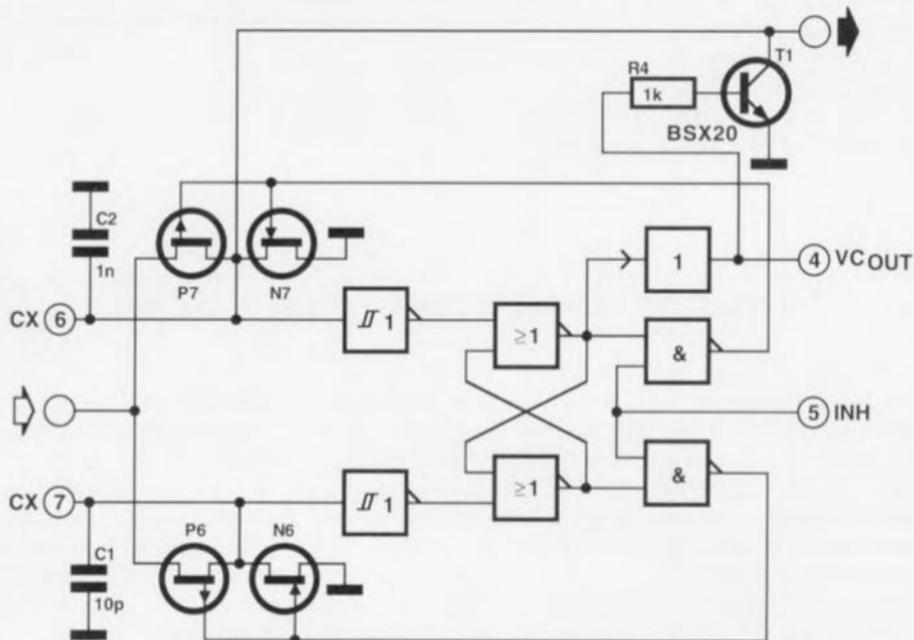
code RCS cette fréquence est de 36 kHz. Nous utilisons pour cette fonction les portes NON-ET à trigger de Schmitt IC1a, IC1c et IC1d. Si la broche 8 de IC1c se trouve au niveau haut, cette porte génèrera, à l'aide de R2, P1 et de C2, la fréquence de la porteuse. Ce signal est utilisé pour commander, via la porte IC1d, la commutation du transistor de sortie T1. Cette fréquence élevée est transmise lorsque le signal en réception est bas, vu que la sortie de IC1a se trouve alors au niveau haut. La porte IC1d sert à mettre le transistor hors-fonction lorsque l'oscillateur centré sur IC1c est à l'arrêt. Les LED D2 et D3 seront à monter à proximité immédiate de l'appareil dont il faut capter les signaux IR. Pour la liaison entre les LED et l'électronique du circuit on pourra utiliser un simple morceau de câble de liaison pour enceintes.

L'alimentation du circuit se fera à l'aide d'un adaptateur-secteur pouvant fournir un courant de 500 mA. Le positionnement de l'ajustable P1 n'est pas critique et pourra se faire à « vue de nez ». Il suffit en effet de jouer sur cet ajustable jusqu'à obtenir la portée la plus grande possible. Si vous disposez d'un oscilloscope les choses vont bien plus vite. Il faudra comparer la fréquence du signal d'origine avec celle du signal produit par l'oscillateur et jouer sur P1 jusqu'à ce qu'ils soient identiques.



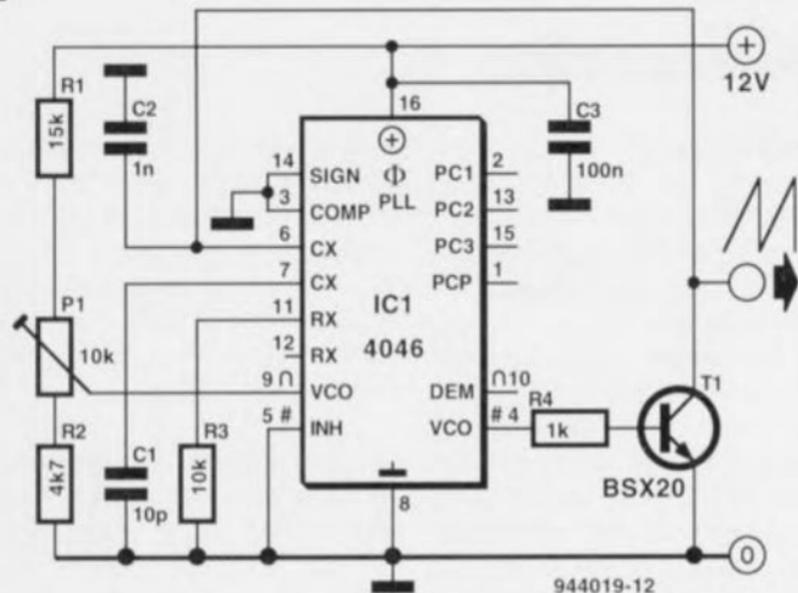
Nous avons le plaisir de vous présenter ici une application relativement spécifique d'un circuit intégré extrêmement connu. Comme vous n'êtes sans doute pas sans le savoir, le CD4046 est une boucle à verrouillage de phase (PLL ou *Phase Locked Loop*) associée à un oscillateur commandé en tension (plus connu « anciennement » sous son abréviation anglo-américaine de *VCO* ou *Voltage Controlled Oscillator*) fréquemment utilisé dans des montages numériques. Dans l'application présente, l'oscillateur à commande en tension est mis en oeuvre pour la génération, commandée en tension, d'un signal en dents de scie. Normalement, l'oscillateur à commande en tension du 4046 produit un signal triangulaire, qui est comparé, à l'aide d'un comparateur de phase, à un signal numérique de source externe. En présence de signaux numériques l'oscillateur à commande en tension de la version CMOS du 4046 peut traiter des fré-

1



944019-11

2



quences jusqu'à 1 MHz, les versions HC et HCT sont utilisables avec des fréquences allant jusqu'à 38 MHz.

Lorsqu'il s'agit de générer un signal en dents de scie, l'oscillateur à commande en tension du 4046 doit être confi-

guré différemment de ce qui est le cas normalement. Il nous faut, maintenant, générer un signal dont la durée de décharge soit du 1/100 de la durée de charge. La dent de scie est en fait un triangle déformé. La première des figures illustrant cet article montre une partie de la structure interne du 4046, la seconde l'électronique complète du montage. Le condensateur, normalement pris entre les broches 6 et 7 du 4046 est remplacé par deux autres condensateurs dont la capacité diffère d'un facteur 100.

Dans la pratique cela signifie que la broche 7 du 4046 est reliée à la masse via un condensateur de 10 pF (C1), la broche 6 étant également reliée à la masse, mais par l'intermédiaire d'un condensateur de 1 nF (C2) cette fois. Le transistor T1, pris en parallèle sur C2 garantit une décharge rapide de ce condensateur, commandée par le signal

rectangulaire généré par l'oscillateur à commande en tension (VCO donc). Un transistor FET à canal P à l'intérieur du 4046, monté en source de courant, assure la charge du condensateur C2. La fréquence à laquelle T1 (un BSX20) commute est identique à la fréquence du signal en dents de scie à la sortie. Le potentiomètre P1 peut servir au réglage de ce signal. En respectant le dimensionnement du schéma, la fréquence du signal de sortie peut être réglé sur une plage allant de 20 à 200 kHz.

Il est nécessaire, vu que la sortie est reliée directement au sous-ensemble de temporisation du circuit, de faire appel à un tampon. On pourra, pour ce faire, utiliser un étage à FET ou à amplificateur opérationnel simple. La consommation du circuit est de 3 mA environ.

projet : M.S. Nagaraj

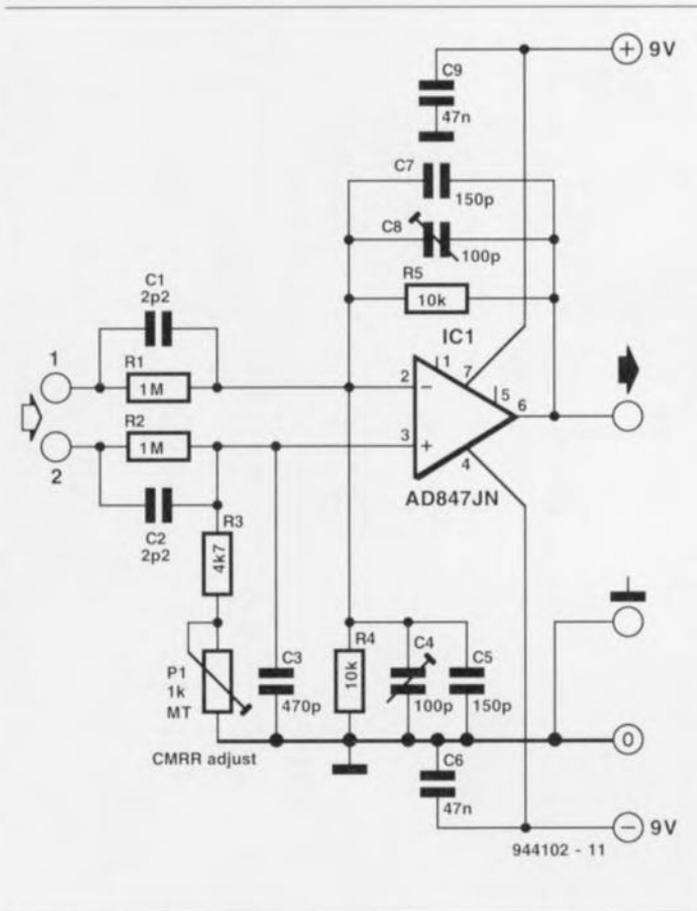
sonde différentielle 74

Si l'on utilise une sonde pour oscilloscope standard, la seule possibilité de référence dont on dispose, pour une mesure, est la masse. Il va sans dire, que pour certaines mesures, cela constitue une limitation on ne peut plus gênante. La seule façon de contourner cette limitation est de faire appel à une sonde différentielle dont les 2 pointes de touche « flottent » par rapport à la masse. Un amplificateur différentiel précis se charge de faire en sorte que seule la différence de potentiel entre les 2 sondes soit enregistrée. Cette approche permet également la mesure de tensions élevées sans risque de se voir confronté à des situations potentiellement dangereuses.

La sonde active 1:100 décrite ici repose sur cette technique de différentiabilité. Elle est en mesure de travailler avec des tensions allant jusqu'à $700 V_{cc}$ (à condition que l'on utilise, pour R1, R2, C1 et C2 des composants prévus pour de tels niveaux de tension), possède une bande passante de 1 MHz et une réjection en mode commun qui varie de 80 dB à un signal de tension continue et 20 dB à 1 MHz.

Il faut veiller, si l'on veut être assuré d'un fonctionnement correct de ce montage, à une réalisation propre et soignée et à mettre le circuit à l'abri dans un coffret métallique parfaitement clos.

Sachant qu'avec le type d'amplificateur opérationnel utilisé ici le gain ne doit en aucun cas – pour des raisons

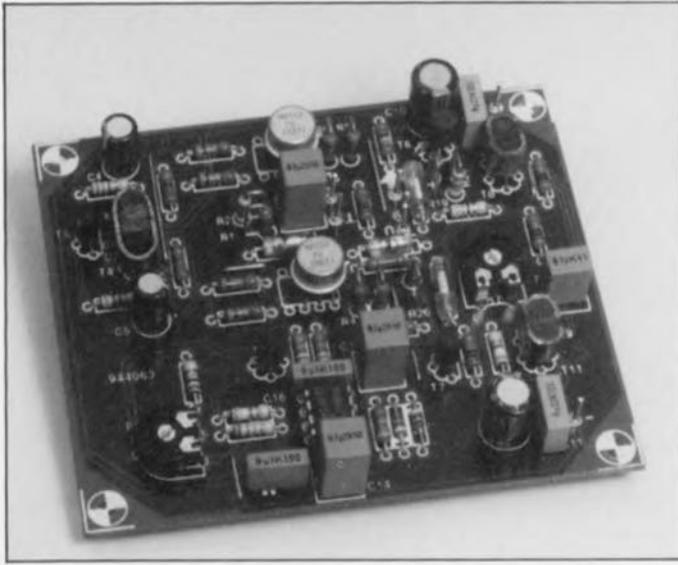


de stabilité – être inférieur à 1, nous commençons par procéder, par le réseau R1/R4, à une atténuation passive d'un facteur 100 du signal d'entrée avant de lui donner, via IC1, un gain de 1 ($R5/R4$). Le condensateur C8 pris dans la ligne de contre-

réaction de IC1 permet de jouer sur la compensation de notre atténuateur. Le condensateur ajustable C4 n'a pas d'influence dans ce contexte vu que pour ce signal l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel constitue un point de masse virtuel. Le signal

appliqué à l'entrée 2 commence par subir une atténuation passive d'un facteur 200 ($R2/R3+P1$) avant d'être amplifié 2 fois par ce même amplificateur opérationnel ($1+R5/R4$). La compensation en fréquence de ce nouvel atténuateur est faite par le condensateur C3; des calculs ont prouvé que l'on pouvait se contenter ici d'un condensateur de valeur fixe. En ce qui concerne l'amplificateur de gain de 2, cette compensation est l'affaire des condensateurs C4 et C5, de sorte que l'on puisse avoir un contrepois parfaitement équilibré pour R5/C7/C8. On branche, pour le réglage du circuit, un oscilloscope ou un millivoltmètre (numérique) à la sortie du montage et l'on mesure la tension de dérive (*offset*). Ensuite on court-circuite les entrées (en les interconnectant) avant de brancher une source de tension continue ou un signal BF entre les entrées et la masse. On joue ensuite sur P1 de manière à approcher du mieux possible la valeur d'offset mesurée au cours de l'étape précédente. On supprime alors le court-circuit et l'on applique à l'entrée et la masse un signal rectangulaire d'une fréquence de 1 kHz. On joue ensuite sur l'ajustable C8 jusqu'à ce que l'on ait un signal d'une rectangularité impeccable. On applique le même signal entre l'entrée 2 et la masse et l'on ajuste la position de C4 de la façon décrite tout juste. Le processus de réglage est terminé. La consommation de courant de l'ensemble de l'électronique est de l'ordre de 5 mA.

75 préamplificateur de classe A en technologie discrète



La « diode-zener à transistor » chargée du maintien à un niveau constant du courant de repos des transistors de sortie prend ici la forme de 2 transistors. À nouveau il faut, pour obtenir la stabilité optimale de cette partie du montage, établir un couplage thermique entre les transistors T8 et T10 et T9 et T11 respectivement. On les monte deux à deux l'un contre l'autre, côté plat contre côté plat après avoir mis à cet endroit un rien de pâte thermoconductrice. Le blocage se fera à l'aide d'un morceau de conducteur de cuivre, d'un radiateur à ailettes légèrement écrasé ou encore d'un anneau de cuivre.

On commencera, avant d'appliquer la tension d'alimentation, par mettre l'ajustable P1 à sa résistance maxima-

le; après mise sous tension on jouera sur le dit ajustable jusqu'à obtenir la circulation d'un courant de repos de 15 mA à travers les transistors T10 et T11, courant qui correspond à une chute de tension de 150 mV aux bornes, respectivement, des résistances R23 et R24.

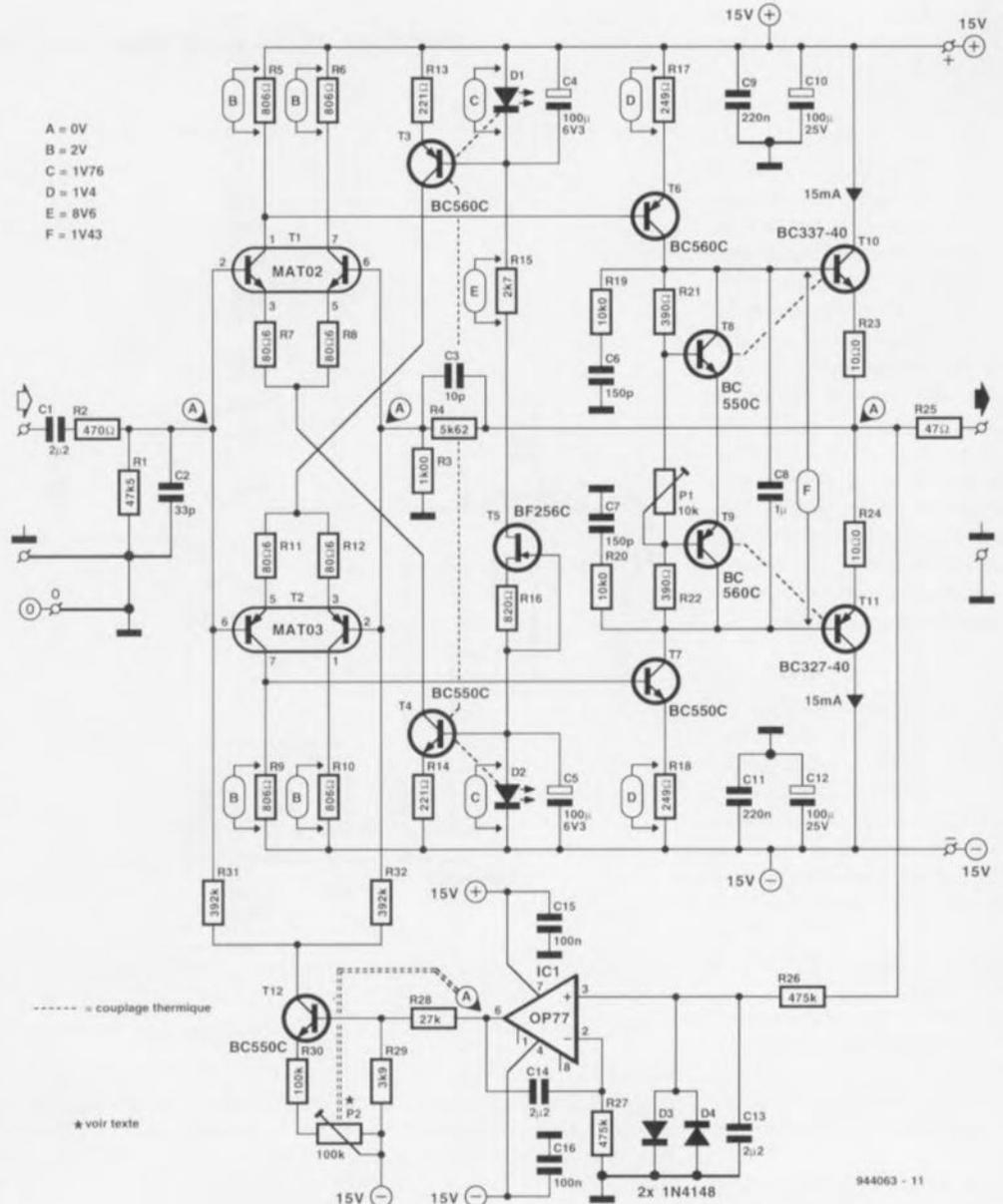
De par la présence du couplage en courant continu de l'amplificateur il n'est pas imaginaire de trouver, si l'on ne prend pas de précaution particulière, un niveau de tension continue important en sortie. Le risque est d'autant plus grand du fait que les transistors doubles NPN et PNP à l'entrée diffèrent sensiblement l'un de l'autre et ne peuvent être considérés comme étant des versions complé-

Très nombreux sont encore les audiophiles à ne jurer, pour toutes leurs réalisations personnelles dans ce domaine, que par la seule technologie discrète. Et à raison nous semble-t-il, car bien qu'il existe aujourd'hui des amplificateurs opérationnels d'excellente qualité, un amplificateur réalisé à l'aide de composants discrets permet toujours d'arriver à des résultats encore légèrement meilleurs, à condition bien évidemment d'opter pour un concept bien élaboré, est-il bien nécessaire de le préciser ?

Le préamplificateur faisant l'objet de cet article travaille en permanence en classe A et suit la recette de la parfaite symétrie, option devenue une caractéristique typique des réalisations décrites dans *Elektron*.

Nous utilisons à l'entrée le double amplificateur différentiel classique, constitué de 2 transistors doubles des types MAT02 et MAT03. Le réglage en tension continue stable de ces 2 transistors est pris en compte par les sources de courant basées sur les transistors T3 et T4, sources de courant dont la source de référence est une LED, D1 et D2 respectivement.

Une troisième source de courant, T5, sert à maintenir à une intensité constante le courant traversant les LED. Il est important, pour garantir une bonne stabilité thermique de ces composants, que les LED soient montées tout contre les transistors, D1 contre T3, D2 contre T4. En aval de cette électronique nous trouvons un circuit de commande en push-pull constitué des transistors T6 et T7 suivi d'un étage de sortie du type émetteur-suiveur classique, T10 et T11.



Quelques caractéristiques de mesure

(à 1 V_{eff} sur charge de 47 kΩ)

- THD: (distorsion harmonique totale)
- THD+N (B = 22 Hz...80 kHz):
- Rapport signal/bruit : (B = 22 Hz...22 kHz):
- Bande passante :
- Taux de montée (slew-rate) :
- Temps de montée :
- Impédance d'entrée :
- Sensibilité :
- Tension de sortie maximale :

< 0,00005% (à 1 kHz)
 < 0,0004% (à 20 kHz)
 < 0,0012% (20 Hz...20 kHz)
 > 104 dB
 1,5 Hz...3,7 MHz
 200 V/μs environ
 0,1 μs environ
 47 kΩ
 150 mV
 9 V_{eff} environ

mentaires. Ceci explique la présence d'un dispositif actif de correction de tension continue, dispositif qui veille à maintenir la tension de sortie à zéro volt quelles que soient les circonstances. Pour ce faire on commence par faire passer le signal de sortie par un filtre passe-bas (R26/C13) avant de l'appliquer à l'amplificateur opérationnel IC1 monté en intégrateur; des variations rapides du signal (tension alternative !) restent donc sans conséquence. Cependant, si le signal de sortie présente un décalage en continu, on aura mise en conduction plus ou moins importante du transistor T12, de sorte que les bases des transistors T1/T2 sont forcées vers une tension négative. Pourquoi en sens négatif uniquement peut-on se demander ? Tout simplement en raison du fait que le transistor NPN T1 possède à l'origine un gain en tension 3 fois supérieur environ à celui du transistor PNP T2, de sorte qu'il suffit, pour la compensation, de piloter quelque peu, par le biais du transistor T12, le courant de base plus important de T2a et T2b.

On donnera à l'ajustable P2 la position qui, à la mise sous tension, permet l'obtention, à la sortie, de la tension continue la plus faible possible. À partir de là, IC1 se chargera de la correction de toute dérive due à une variation de la température. On pourra, en diminuant quelque peu la valeur des résistances R26 et R27, accélérer le processus de compensation.

Dans le cas d'une réalisation de haut niveau telle que celle-là, tous les détails ont leur importance. Il faut ainsi, pour disposer d'une symétrie aussi bonne que possible, faire en sorte que les courants traversant les transistors T1 et T2 – soit encore, ce qui revient au même, les tensions aux bornes des résistances R9 et R10 – soient aussi proches l'un de l'autre que possible.

Ceci ne peut être le cas que si les tensions aux bornes des LED D1 et D2 sont parfaitement identiques, raison pour laquelle il peut être judicieux de sélectionner 2 LED de caractéristiques de chute de tension, à un courant de test de 3 mA, identiques. Si l'appariement a été fait correctement les tensions aux bornes de R13 et R14 ne doivent pas différer de plus de quelques millivolts. T6 et T7 aussi méritent, au titre d'une symétrie optimale, d'être triés – et ce quant à une tension base-émetteur identique. Cette sélection se fera à un courant de l'ordre de 5 mA; nous vous proposons, ailleurs dans ce numéro Hors-Gabarit, un petit testeur parfaitement capable de remplir cette fonction. Il est très difficile, une fois que les transistors T6 et T7 sont montés, d'identifier une éventuelle disparité entre les dits transistors. En effet, quoiqu'il arrive, les tensions aux bornes des résistances R17 et R18 seront identiques vu que sinon la sortie ne pourrait se maintenir à un niveau de tension nul. L'ennuyeux de cette situation est qu'une disparité entre T6 et T7 et – plus grave encore entre D1 et D2 – force l'amplificateur à travailler en « déséquilibre » pour introduire la compensation nécessaire, ce qui se traduit bien évidemment par des performances moins impressionnantes.

Le filtre passe-bas R2/C2 placé à l'entrée, dimensionné pour la vitesse de montée (slew rate) la plus rapide possible, possède une fréquence de coupure située entre 9 et 19 MHz. S'il devait apparaître, de par la bande passante extrêmement étendue que connaît l'amplificateur, que la sensibilité aux parasites pose un problème, on pourra se résoudre à abaisser quelque peu cette fréquence de coupure en changeant la valeur de C2. Si l'on donne à ce condensateur une valeur de 680 pF, le point de coupure est abaissé à 400 kHz et la vitesse de montée passe à 20 V/μs.

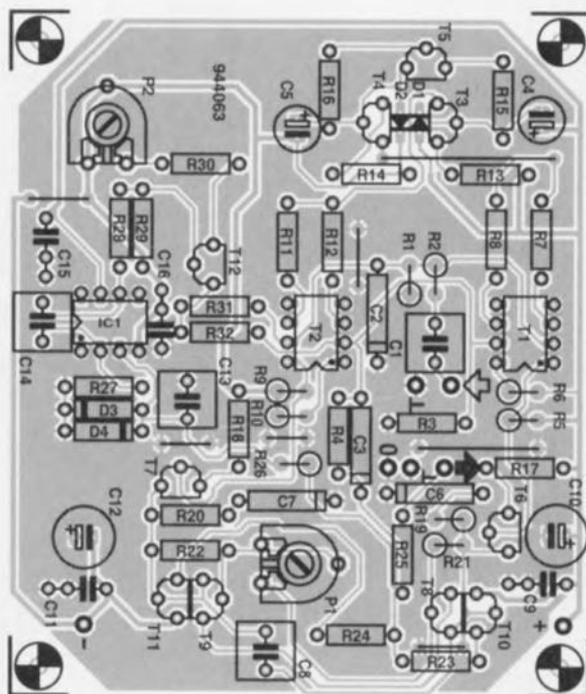
La réalisation de cet amplificateur se fera de préférence à l'aide d'une pla-

tine prévue à cette intention, circuit imprimé dont nous vous proposons ici la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants.

L'une des caractéristiques les plus évidentes de cette platine est l'importance de la surface du plan de masse. Cette précaution n'est pas inutile pour la garantie d'un fonctionnement sans problème de ce montage; en effet, la bande passante de ce préamplificateur discret se situe plus dans les domaines de hautes fréquences (HF) que dans celui des fréquences audio (BF).

Une description complète de la réalisation sort du cadre des articles publiés dans un numéro Hors-Gabarit; nous vous suggérons de lire, à titre d'information, la description de l'un ou l'autre préamplificateur décrit précédemment dans *Elektor*.

La réalisation d'une alimentation symétrique de ±15 V nécessaire à ce montage ne demande pas d'explication particulière: on utilisera une paire de régulateurs intégrés tripodes de + et - 15 V associés aux composants de redressement et de filtrage classique et l'affaire est réglée.



Liste des composants

Résistances:

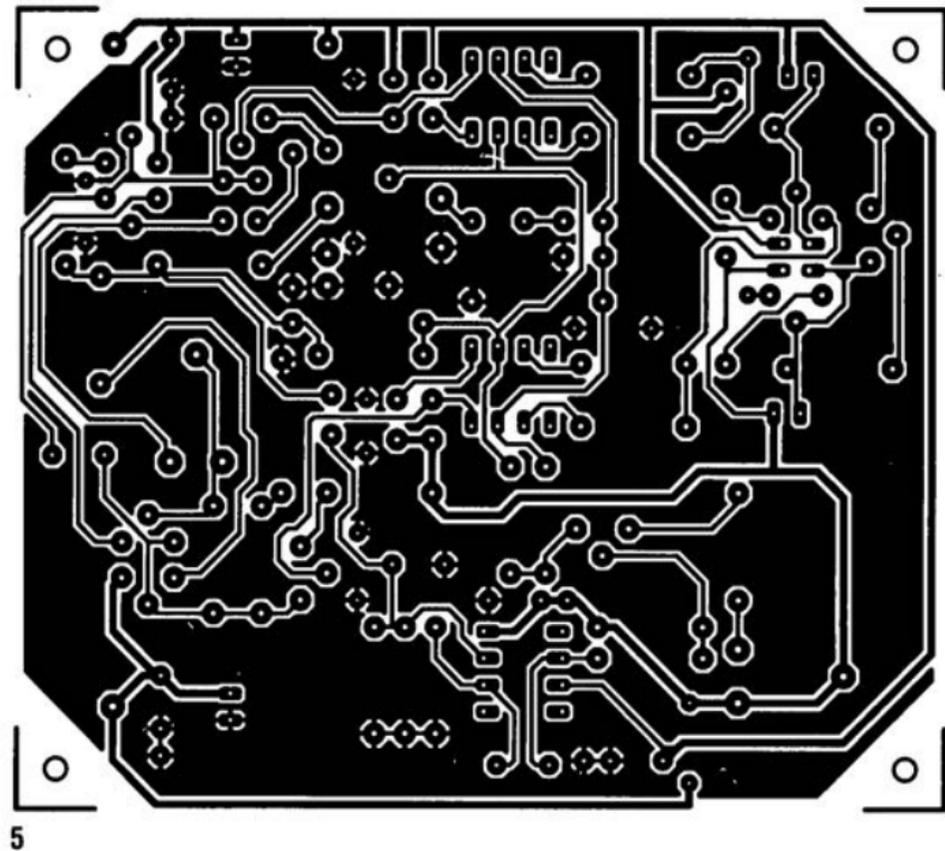
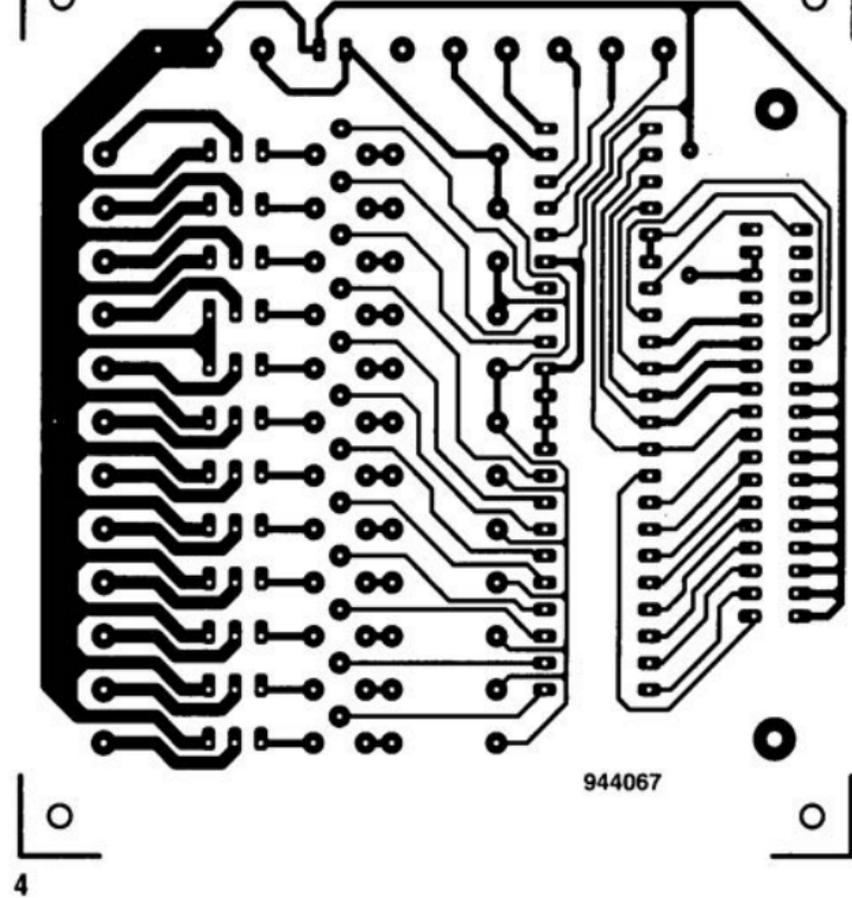
R1 = 47kΩ5/1%
 R2 = 470 Ω
 R3 = 1kΩ200/1%
 R4 = 5kΩ262/1%
 R5, R6, R9, R10 = 806 Ω/1%
 R7, R8, R11, R12 = 80Ω26/1%
 R13, R14 = 221 Ω/1%
 R15 = 2kΩ27
 R16 = 820 Ω
 R17, R18 = 249 Ω/1%
 R19, R20 = 10kΩ20/1%
 R21, R22 = 390 Ω
 R23, R24 = 10Ω20/1%
 R25 = 47 Ω
 R26, R27 = 475kΩ2/1%
 R28 = 27 kΩ
 R29 = 3kΩ29
 R30 = 100 kΩ
 R31, R32 = 392 kΩ/1%
 P1 = ajustable 10 kΩ
 P2 = ajustable 100 kΩ

Condensateurs:

C1, C13, C14 = 2μF/50 V au pas de 5 mm
 C2 = 33 pF/160 V styroflex
 C3 = 10 pF/160 V styroflex
 C4, C5 = 100 μF/6V3 radial
 C6, C7 = 150 pF/160 V styroflex
 C8 = 1 μF au pas de 5 mm
 C9, C11 = 220 nF
 C10, C12 = 100 μF/25 V radial
 C15, C16 = 100 nF

Semi-conducteurs:

D1, D2 = LED rouge (plate)
 D3, D4 = 1N4148
 T1 = MAT02
 T2 = MAT03
 T3, T6, T9 = BC560C
 T4, T7, T8, T12 = BC550C
 T5 = BF256C
 T10 = BC337-40
 T11 = BC327-40
 IC1 = OP77



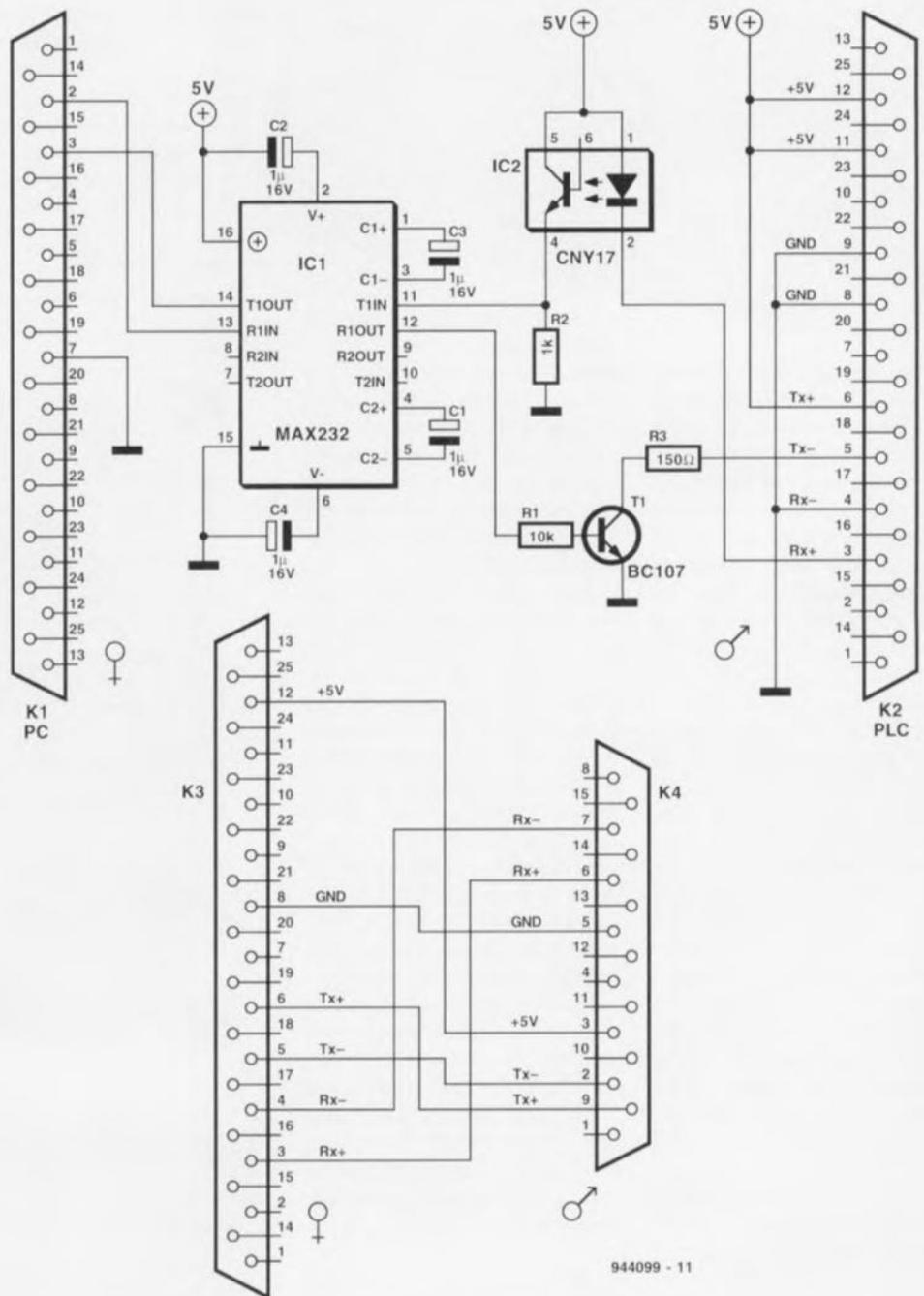
76 interface PC vers SPS (AMP de Siemens)

Les SPS (**S**peicher **P**rogrammierbare **S**teuerung = Automate à mémoire programmable) de Siemens, dont les plus connus sont les Simatic, sont des systèmes fort utilisés dans l'industrie. Il faut, pour établir le contact entre ces SPS et un PC tout ce qu'il y a de plus plébien, une interface spéciale. Le schéma proposé ici montre que les choses peuvent être beaucoup plus simples et bon marché qu'il n'y paraît au premier abord. Les dimensions du montage sont telles qu'il est même possible de l'intégrer directement à l'intérieur du capuchon d'un connecteur sub D à 25 contacts.

Comme le montre le schéma, on suppose, au départ, que le PC concerné dispose d'une interface série standard, c'est-à-dire répondant aux normes RS232. Seules les lignes Tx, Rx et GND (masse) de la dite interface sont mises à contribution. Il faudra, vu le fait que nos SPS font appel à des boucles de courant, procéder à l'adaptation des signaux électriques. C'est là la raison de la présence de IC1, un MAX232 de Maxim. Ce circuit intégré convertit les signaux RS232 en niveaux de tension de 5 V. Il ne reste plus ensuite qu'à convertir ces tensions en courants. Il est fait appel, pour cette conversion, dans le cas des signaux sortants, du transistor T1. La conversion des signaux émis par le SPS se fait par l'intermédiaire de l'opto-coupleur IC2, un CNY17. Les 4 condensateurs entourant IC1, C1 à C4, sont nécessaires au convertisseur de tension intégré dans ce circuit intégré. La tension d'alimentation de 5 V nécessaire au fonctionnement de cette électronique est dérivée du SPS via le connecteur K2.

Nous avons ajouté, pour éviter tout risque d'erreur, le câblage du câble reliant le circuit d'adaptation proposé ici au connecteur du SPS.

projet : E. Mich



77 chargeur d'accu CdNi à cellule solaire

Lorsque l'on envisage de recharger un accu CdNi à l'aide d'une cellule solaire il est possible d'obtenir un rendement de l'ordre de 80%. L'une des conditions pour ce faire est que la tension aux bornes de la cellule solaire soit supérieure de 0,6 V environ à la tension nominale du dit accu. Dans ces conditions

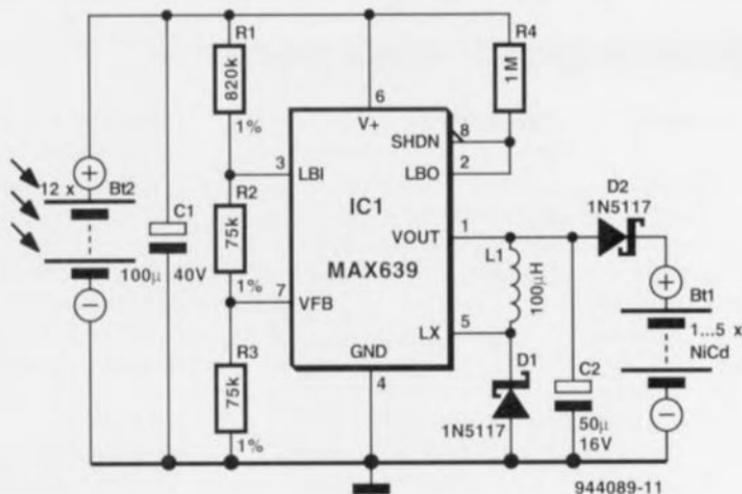
il suffit d'une unique diode pour interconnecter la cellule solaire à l'accu.

Bien que l'on ne puisse pas parler d'une électronique flexible elle remplit avec brio la tâche pour laquelle elle a été conçue, à savoir recharger un accu CdNi et ce à un rendement élevé.

Ce que fait la force de cette approche en constitue également le point faible. Si, pour une raison ou une autre, la tension aux bornes de la cellule solaire devait augmenter, cela se traduit immédiatement par une croissance importante du courant traversant l'accu. Les conséquences d'une telle

situation se laissent aisément imaginer, sans parler d'une chute sensible du rendement.

Il existe une solution astucieuse : l'adjonction d'un convertisseur-abaisseur (*step down converter*). On pourra faire appel à un MAX639 pour réaliser une alimentation au rendement



fort acceptable permettant en outre, à l'aide d'une série de cellules solaires, de recharger des accu CdNi ayant des tensions nominales différentes. Ce circuit fait appel, pour la régulation du courant de charge de façon à ce que la tension de cellule solaire reste à une valeur garantissant le rendement maximal, à une technique de

fonctionnement peu orthodoxe. Ceci explique que le circuit ne régule pas la tension de sortie mais la tension d'entrée. Un abaisseur de tension, constitué par les résistances R2 et R3, met la régulation interne hors-service par mise de l'entrée V_{FB} au niveau bas. L'atténuateur R1/(R2+R2) permet à l'entrée LBI (**L**ow **B**attery **I**nter =

entrée batterie faible) de mesurer la diminution de tension aux bornes de la cellule solaire. Une telle chute de tension a pour conséquence une diminution du rendement. Une chute de la tension de la cellule solaire produit un passage, via la sortie LBO (**L**ow **B**attery **O**utput = sortie batterie faible), de l'entrée SHDN au niveau

bas. Ceci se traduit par la mise en inactivité du circuit intégré. L'entrée LBI détecte ensuite une croissance de la tension aux bornes de la cellule solaire; ceci a pour conséquence un passage au niveau haut de la sortie LBO de sorte que IC1 reprend vie. Cette régulation par impulsions permet une recharge de l'accu au meilleur rendement possible. De par la présence d'une limitation de courant intégrée, le circuit est capable de fournir un courant de sortie de 200 mA au maximum. Lorsque le convertisseur est actif, la résistance entre les broches 5 et 6 est inférieure à 1 Ω. En association avec les 10 µA consommés par le circuit intégré cela donne un rendement de l'ordre de 85%, une prestation sensiblement supérieure à ce que permet d'espérer un circuit basé sur une diode.

Note finale : vu le courant concerné, ce circuit n'est utilisable qu'avec des accu CdNi pouvant être rechargés à un courant permanent de 200 mA, ce qui implique une capacité supérieure à 1 700 mAh.

adaptateur imprimante/scanner pour télécopieur 78

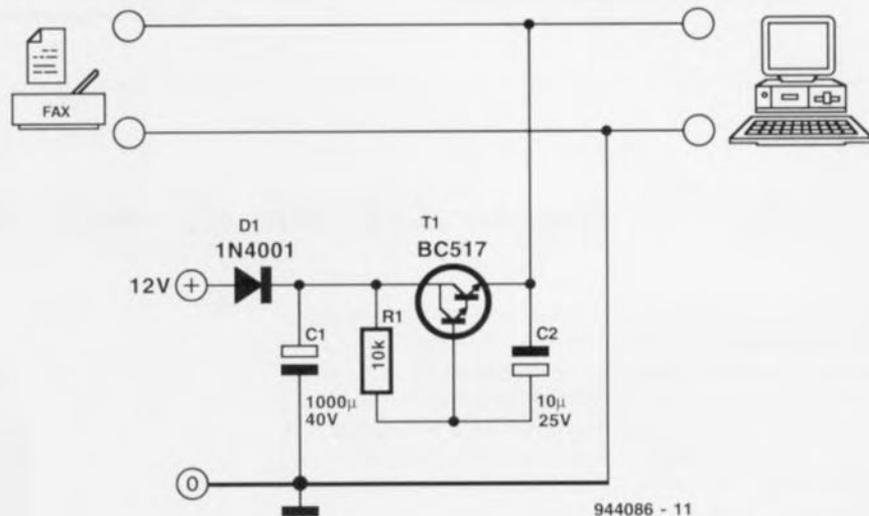
Si l'on est l'heureux possesseur d'un télécopieur et que l'on a dans son PC une carte de télécopie – sans oublier bien évidemment le logiciel correspondant – on pourra utiliser ces 2 périphériques comme imprimante et scanner. La résolution est, avec ses 200 × 100 dpi fort acceptable, et pour peu que le télécopieur comporte une position haute résolution (FINE) il est même possible d'envisager du 200 × 200 dpi. En fait, pour le mode scanner, il suffit d'entrer le document à scanner dans le télécopieur pour voir apparaître sur l'écran de l'ordinateur – après avoir entré les instructions convenables – l'image numérisée que l'on peut ensuite stocker en format graphique par point (*bitmap*). À l'inverse, en mode imprimante, n'importe quel texte (ou graphique) pourra être envoyé à l'impression, de l'ordinateur vers le télécopieur. L'avantage majeur de cette approche est l'absence de problème de compatibilité.

Les choses se présentent trop bien. Il y a malheureusement un petit hic. Si l'on ne dispose pas d'un central téléphonique domestique ou de 2 lignes de téléphone distinctes, le premier télécopieur, qu'il s'agisse de l'appareil autonome ou de la carte de télécopie présente dans l'ordinateur, n'est pas

en mesure d'appeler le second. Il faut donc établir une seconde ligne, ce qui n'est pas trop compliqué à condition de tenir compte d'un certain nombre de choses. Il suffit en effet d'interconnecter les 2 appareils à l'aide d'un câble bifilaire auquel on relie également une source de tension locale qui prend la forme d'un module adaptateur secteur (12 V/300 mA) à source de courant, T1. Les 2 appareils de télécopie « drainent » en permanence

un courant de 40 mA chacun (cette intensité étant sujette à des variations importantes). La source de courant fournit le courant nécessaire et bloque les variations importantes produites par les signaux de télécopie (fax). Il naît ainsi sur la ligne une variation de la tension qui permet la transmission de signaux de télécopie. La diode D1 évite l'endommagement du circuit à la suite d'une erreur de polarité du jack de l'alimentation.

La simplicité à un prix. L'ensemble ne fonctionne que s'il est possible de procéder à une commande manuelle de la carte de télécopie ainsi que du télécopieur autonome. Il faudra donc s'assurer de cette possibilité avant de se lancer dans les opérations de transformation nécessaires. Il n'est en effet pas possible d'émettre sur la « ligne téléphonique » établie comme indiqué l'un ou l'autre des appareils.



79 amélioration de la fiabilité des interrupteurs optiques

On se trouve souvent confronté, lors du dimensionnement, respectivement, des résistances de collecteur et de cathode, dans les circuits utilisant des interrupteurs optiques, au problème de trouver un compromis viable entre une insensibilité aux parasites aussi grande que possible d'une part et une plage de tolérance, due aux dérives de caractéristiques par vieillissement et à la fabrication, la plus étroite possible, de l'autre. L'un des remèdes à ce problème est de substituer une source de courant à la dite résistance. Le petit circuit présenté ici se caractérise par une électronique

peu complexe, un coût faible, l'utilisation de composants disponibles partout et une excellente insensibilité aux parasites. En effet, il se résume à un temporisateur du type 555, la source de courant évoquée quelques lignes plus haut (T1 et R2) et le fameux interrupteur optique autour duquel tout tourne, IC1. Le temporisateur remplit une fonction double : il sert d'une part de commutateur de seuil et de l'autre fait partie de la source de courant. Ce circuit intégré possède une sortie à collecteur ouvert compatible TTL et peut ainsi attaquer directement un micro-

contrôleur. La valeur de la résistance R1 dépend de l'intensité de courant admissible à travers la LED intégrée dans l'interrupteur optique.

La valeur de la résistance R2 se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$R2 = \frac{\frac{U_B}{3} - 0,6 \text{ [V]}}{\frac{I_{L+} + I_{L-}}{2} \text{ [A]}}$$

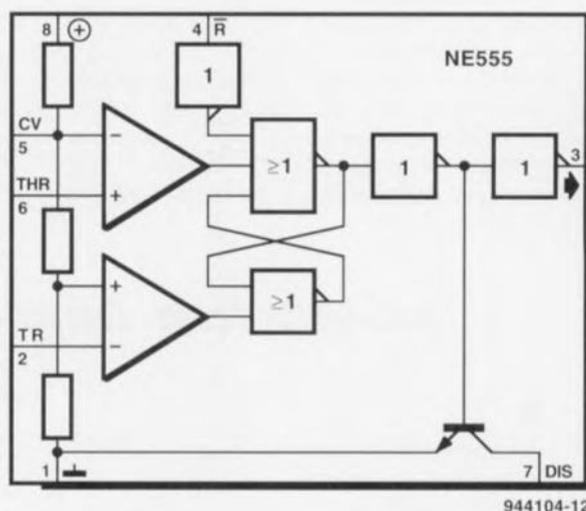
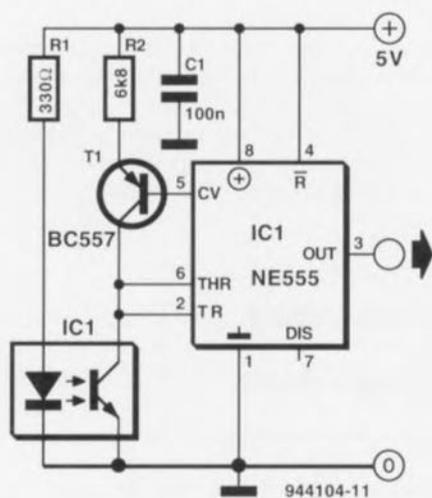
Formule dans laquelle

I_{L+} est le courant à luminosité maximale (le trajet lumineux de l'interrupteur optique n'est pas interrompu),

I_{L-} le courant à luminosité minimale (le trajet lumineux est cette fois interrompu par un objet) et U_B la tension d'alimentation (5 V).

Le dimensionnement proposé est celui convenant à un interrupteur optique du type CNY17. Il faudra, si l'on utilise un type d'interrupteur optique différent, adapter en conséquence la résistance de collecteur vu que c'est elle qui détermine le courant travers le transistor optique de l'interrupteur optique.

projet: C. Friedrich

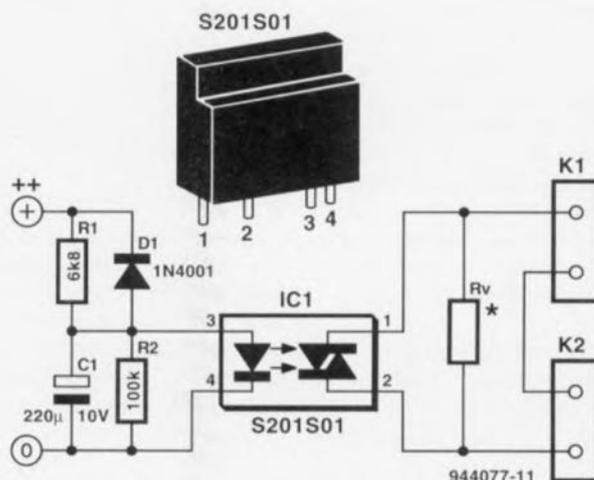


80 temporisation de mise en fonction

La « mise en route » de transformateurs toriques de forte puissance (plusieurs centaines de watts) peut être la source de problèmes et ce non seulement pour le fusible de l'appareil concerné. Il n'est pas exceptionnel en effet que le fusible de l'installation électrique domestique « dégage » en raison de l'important courant d'entrée en fonction, situation gênante à plusieurs titres : d'une part, il faut commencer par remplacer le fusible ou réarmer le disjoncteur et de l'autre votre réputation d'électronicien amateur en prend, chez vos cohabitants, un sacré coup.

Le petit circuit décrit ici une fois monté à l'intérieur de l'appareil concerné, qu'il s'agisse par exemple d'une alimentation ou d'un amplificateur, apporte une solution élégante à

ce problème. Pour ce faire, on branche le côté « composants » 30 V (les borniers K1 et K2) en série avec l'interrupteur-secteur. La résistance R_V prise en parallèle sur l'opto-triac (*solid state relais* = relais à semi-conducteur) évite l'apparition en aval de la crête de courant naissant à l'application de la tension du secteur. À la mise sous tension, le triac bloque, de sorte qu'il ne circule d'abord qu'un courant de charge à l'intensité limitée par la résistance. On dérive, en aval de l'alimentation de l'amplificateur, une tension continue que l'on applique au point ++ de la temporisation de mise en fonction. Le condensateur C1 se charge au travers de la résistance R1 jusqu'à ce que soit atteinte la tension de seuil de la LED intégrée dans l'opto-triac. À cet instant on a amorçage du triac qui reste en conduction.



Dans ces conditions le fait que la charge ait une caractéristique ohmique ou inductive ne joue aucun rôle sur la suite des événements.

La valeur à attribuer à R_V dépend de la charge connectée au système de temporisation. Cette résistance aura une valeur comprise entre 50 et 100 Ω et une puissance d'au minimum 25 W. Si l'on veut faire quelques économies de ce côté-là on pourra remplacer la résistance de 25 W par la mise en parallèle de plusieurs résistances de 5 ou 10 W.

On choisit R1 de façon à avoir circu-

lation d'un courant de quelque 5 mA [$R_V = (V_{++} - 1,5)/200$].

On donnera à C1 une capacité telle que le produit $R1 \cdot C1$ soit de l'ordre de 1 s. Ce dimensionnement convient dans le cas d'une tension continue de l'ordre de 40 V. Notez, au passage, que cette temporisation de mise en fonction ne remplit pas la fonction pour laquelle elle a été conçue si l'on actionne de façon répétitive l'interrupteur secteur de l'appareil en question, vu qu'alors le condensateur C1 n'a pas le temps de se décharger via la résistance R2. Il ne faudra pas

oublier non plus que l'on ne dispose de la puissance totale qu'après pontage de la résistance R_V . L'opto-triac utilisé ici, le S201S01 de Sharp peut amorcer à n'importe quel point de l'onde du secteur. Le S101S02 comporte, au contraire, un dispositif de détection de passage par zéro intégré. Si la mise sous tension au passage par zéro ne constitue pas la solution idéale dans le cas d'une charge inductive, elle a au moins l'avantage d'éviter les courants de mise en fonction importants. Les opto-triacs de la série S201Sxx ont une tension maximale admissible de 600 V, alors que

cet élément est de 400 V pour ceux de la série S101Sxx. Les composants des types -S01 et -S02 ne possèdent pas, à l'inverse des -S03 et -S04, de résistance de limitation de courant intégrée, les version -S02 et -S04 un détecteur de passage par zéro, les -S01 et -S03 n'en ont pas.

La tension d'isolation entre la LED et le triac dépasse 4 000 V, et l'on dispose d'un écartement supérieur à 6 mm à condition de ne pas utiliser des îlots trop grands. Toutes ces dispositions permettent une réalisation aisée de ce montage.

testeur de CEM 81

À partir de 1996, tous les appareils électriques mis en route par leur utilisateur, doivent répondre aux normes de CEM (Compatibilité ElectroMagnétique) de l'Union Européenne. L'utilisateur pourra s'en assurer par la présence d'une estampille qui trônera sur les dits appareils. Il ne reste plus maintenant qu'à savoir comment vérifier qu'un appareil de réalisation personnelle respecte les dites normes sans avoir à recourir à un appareillage professionnel hors de prix. Le testeur de CEM objet de cet article permet de déterminer avec une fiabilité étonnante, vu sa simplicité, l'émission d'un circuit imprimé par exemple. Un champ magnétique induit, dans une boucle constituée par un morceau de câble coaxial, une tension de fem (force électromagnétique) que l'on peut visualiser à l'aide d'un oscilloscope ou mieux encore à l'aide d'un analyseur de spectre. De par sa structure coaxiale, la boucle ne capte qu'une faible partie du champ électrique de sorte que les mesures de champ magnétique sont relativement fiables. Il devient possible ainsi, très étonnamment, de déterminer quels effets ont un changement de dessin de circuit imprimé ou la prise d'autres mesures de Compatibilité Electromagnétique sur le rayonnement parasite. Nous ne pouvons que vous proposer de vous reporter aux 2 articles consacrés au sujet et mentionnés dans la bibliographie

La mesure effectuée n'est représentative que si la taille de la boucle de courant sur la platine est notablement inférieure à la longueur d'onde de la fréquence du signal produit. Ce n'est que dans ces conditions que l'on peut considérer la boucle de courant comme étant un dipôle magnétique. Dans la plupart des cas, cet impératif devrait être respecté, vu que l'on a



affaire à des fréquences extrêmement élevées. La mesure se fera à une distance de 10 cm de la source de rayonnement (pour mémoire, 10 cm =

0,1 m). Au cours de cette opération on procède à une rotation de la boucle de mesure jusqu'à établir un maximum. Avec cette valeur il devient

possible de déterminer à partir de la valeur de champ mesurée, le champ à une distance de 3 m (E_{3m}), normes de l'Union Européenne. Si la fréquence du champ se trouve entre 16 et 477 MHz, on utilisera la formule suivante :

$$E_{3m} = 2,7 \cdot 10^{-7} \cdot f^2 \cdot H_{0,1m}$$

formule dans laquelle

E = la force du champ électrique [V/m],

H = la puissance du champ magnétique [A/m] et

f = la fréquence [Hz].

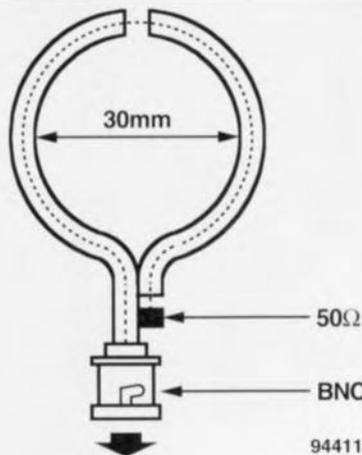
Quelques mots quant à la réalisation du testeur de CEM : la boucle est constituée d'un morceau de câble coaxial fin de 50Ω , monté le cas échéant sur un gabarit de bois ou de plexiglas. À l'une des extrémités de ce morceau de câble son âme, c'est-à-dire le conducteur central, et le blindage sont soudés à une résistance CMS de 50Ω . L'autre extrémité est dotée d'une embase BNC. À l'aide d'un instrument coupant on enlève, comme l'illustre le croquis, l'isolant extérieur au milieu de la boucle. Il faudra veiller à ne pas blesser l'âme du câble coaxial.

projet : R. v. Doorn

Bibliographie:

En savoir plus sur la CEM, 1e partie, n°178, avril 1993, page 43 et suivantes.

En savoir plus sur la CEM, 2e partie, n°179, mai 1993, page 28 et suivantes.

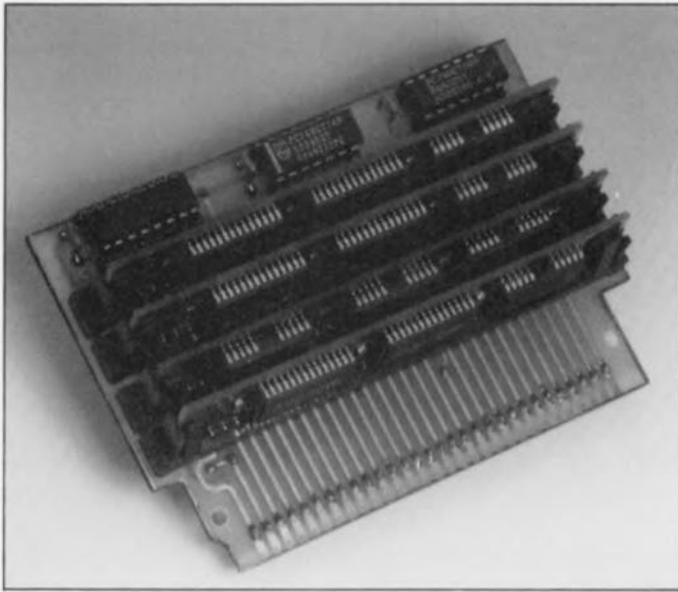


944112-11

Le minitel sert à quelque chose... Faites-nous part de vos désirs, remarques, et autres souhaits...

La rédaction

82 adaptateur SIMM 1 vers 4 Moctets

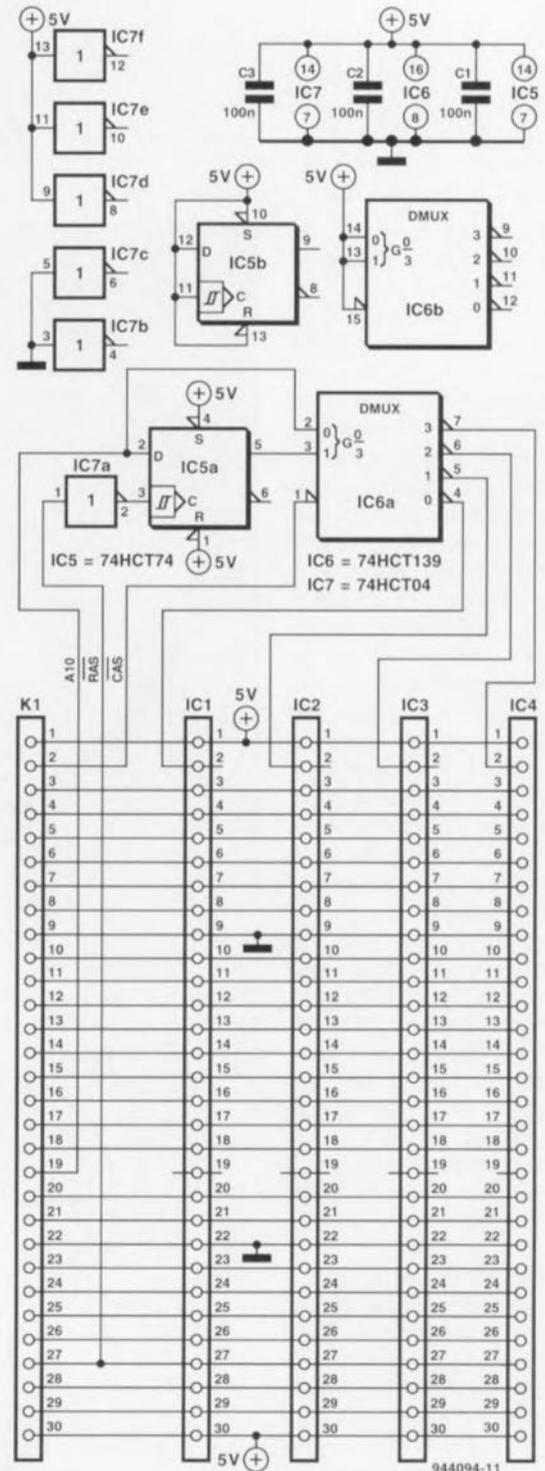
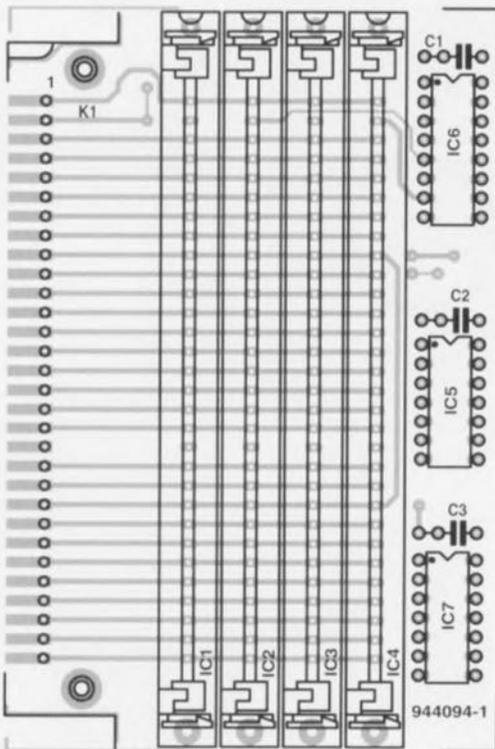


Le passage à une taille de mémoire supérieure, le si simple *memory upgrade* en anglais, peut poser des problèmes inattendus. Ainsi, si ayant atteint la capacité maximale de votre cartère avec ses 8 bancs de 1 Moctet en SIMM (*Single In line Memory Module*) vous décidez de passer aux modules de 4 Moctets en SIMM toujours, vous constaterez avec amertume que les 8 modules SIMM si cher payés ne sont plus, dans la grande

majorité des cas, d'aucune utilité. De l'argent jeté par la fenêtre ? Pas si vous optez de réaliser le montage proposé ici qui permet à un quarteron de modules SIMM de 1 Moctet à 8 ou 9 puces de RAM dynamique de se comporter comme un SIMM de 4 Moctets n'occupant qu'un unique support SIM. Cette réalisation ne

convient pas aux modules SIMM à 3 puces !

La mémoire d'un PC du type 486 possède une largeur de 32 bits, un module de mémoire SIMM ayant lui une « largeur » de 8 bits – OK 9, si l'on tient compte du bit de parité – seulement. Cette constatation implique l'utilisation de modules de mémoire 4



Liste des composants

Semi-conducteurs:
 IC1 à IC4 = support SIM à 30 contacts
 IC5 = 74HCT74

IC6 = 74HCT139
 IC7 = 74HCT04

Condensateurs:
 C1 à C3 = 100 nF

par 4. Si donc on dispose de SIMM de 1 Moctet on pourra obtenir des tailles de mémoire de 4, 8, 12 voire 16 Moctets, soit encore de 16, 32, 48 ou 64 Moctets si l'on dispose des moyens financiers adéquats requis pour l'acquisition de modules de RAM de 4 Moctets chacun (faites vos comptes à 1 250 FF la pièce...).

En conséquence, passer de 4 à 16 Moctets implique le remplacement des 4 modules de 1 Moctet par autant de modules de 4 Moctets. Si tant est que votre carte-mère dispose de 8 supports de mémoire il vous en restera 4 dans lesquels vous pourrez implanter vos modules 1 Moctets de sorte que disposerez à la fin de l'opération d'une mémoire de 20 Moctets. Dans d'autres cas, lors d'un passage obligé de 12 à 20 Moctets par exemple, on

se retrouve en fin de compte avec 8 modules de 1 Moctets dont on n'a que faire, vu que l'on l'utilise qu'un banc de 4 x 4 Moctets et un autre de 4 x 1 Moctet. Assurez-vous, avant de vous lancer dans la réalisation de cet adaptateur, en ouvrant le boîtier de votre ordinateur, que vous disposez de l'espace suffisant du côté des bancs de mémoire, pour y monter cet adaptateur doté de ses modules de mémoire de 1 Moctet.

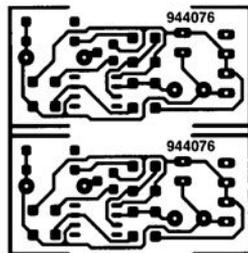
Les boîtiers « mini-tower » en particulier manquent de l'espace permettant l'implantation de cet adaptateur. Il existe, outre le type de puce utilisé, une autre différence entre un module SIMM de 1 et de 4 Moctets, à savoir que sur ce dernier on utilise une ligne d'adresse supplémentaire, A10. Cette ligne est utilisée, de concert avec les

2 signaux de rafraîchissement RAS (*Row Address Select* = sélection d'adresse de rangée) et CAS (*Column...* de colonne), pour la sélection entre les 4 modules SIMM de 1 Moctet que comporte l'adaptateur. Le niveau de la ligne A10 est verrouillé dans le circuit intégré IC5a (ligne d'adresse de rangée A10). Après association avec la ligne d'adresse de colonne A10, on en effectue le décodage pour obtenir un signal de sélection 1 d'entre 4 pour le module SIMM concerné. Cette sélection se fait à l'activation du signal CAS. Le contenu du module SIMM est rafraîchi par un rapide accès à toutes les rangées. Ceci explique que toutes les connexions RAS des modules SIMM soient interconnectées. La platine de l'adaptateur sera doté de supports pour SIMM standard qu'il est impossible de mon-

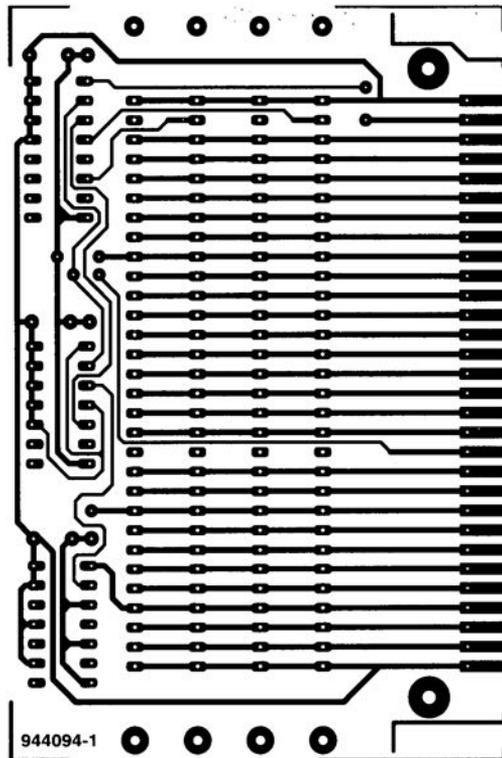
ter à l'envers vu qu'ils sont dotés de picots de polarisation de section différente. Il est également impossible de monter les modules SIMM à l'envers vu l'ergot de polarisation que comportent les supports.

Notons, si vous envisagez d'utiliser plusieurs adaptateurs, qu'il n'est normalement pas possible d'en monter 2 directement à la suite l'un de l'autre. Ceci explique que l'adaptateur proposé ici soit une platine double face vous permettant l'implantation des supports SIMM des 2 côtés et ainsi de disposer 2 adaptateurs l'un à côté de l'autre, les choses en restant là, mais cela vous aura permis de réutiliser 8 modules SIMM, une belle opération n'est-ce pas ? Les modules SIMM ne seront eux bien entendu montés que d'un côté de l'adaptateur

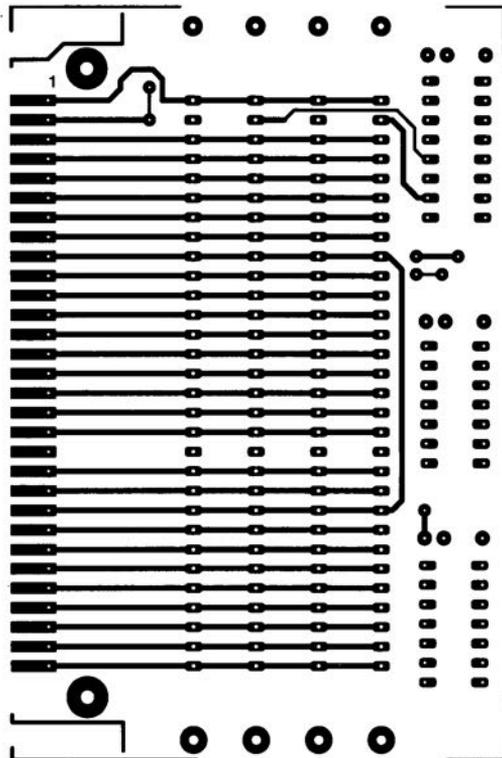
en libre service



6



7



8

régulateur 15V 83 à montée en tension progressive

Le petit circuit décrit dans cet article est en fait une application standard du LM317, un circuit intégré très connu, doté d'un rien d'électronique supplémentaire. Cette électronique additionnelle ne comporte en fait que quatre composants : R3, C2, D1 et T1. Les résistances R1 et R2 font partie de l'application standard et constituent un diviseur de tension définissant à 15 V la tension de sortie du régulateur :

$$U_s = 1,25 \text{ V} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) =$$

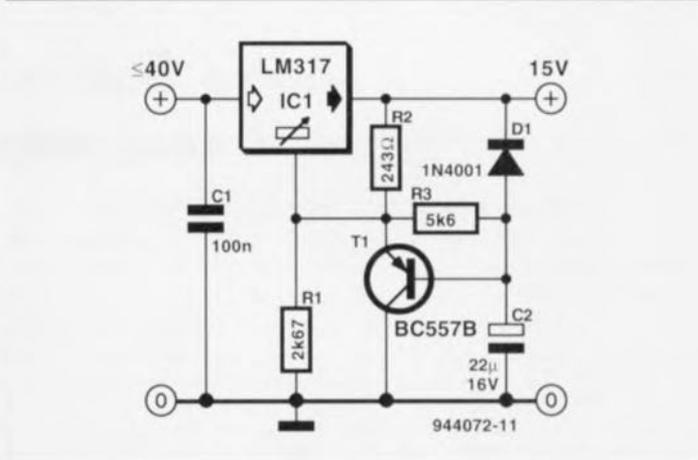
$$1,25 \text{ V} \times \left(1 + \frac{2 \text{ k}\Omega}{243 \Omega}\right) = 15 \text{ V}$$

On trouve, prise en parallèle sur la résistance R1, la jonction émetteur-collecteur du transistor T1 ainsi que la mise en série de la résistance R3 et du condensateur C2. Au moment de la mise sous tension du circuit ce condensateur est encore « vide » et la base du transistor T1 se trouve donc au niveau de masse. T1 est de ce fait conducteur et « court-circuite » la résistance R1. La

broche centrale du régulateur se trouve donc également au niveau de masse. Un LM317 s'efforçant de régler la tension présente entre sa broche de régulation et sa sortie à une valeur de 1,25 V, la tension de sortie sera, dans ces conditions, 1,25 V. En présence d'une tension d'alimentation, le condensateur C2 sera chargé via les résistances R2 et R3 et la tension présente sur la base de T1 augmentera progressivement.

Du fait que la tension présente sur l'émetteur de ce transistor - T1 est monté en émetteur-suiveur - croîtra également, la tension de sortie du régulateur verra sa valeur augmenter progressivement. Dès que le condensateur C2 est chargé à 100%, le transistor T1 bloque et n'entre plus en ligne de compte jusqu'à l'instant où l'on coupe la tension d'alimentation. À ce moment le transistor garantit une décharge rapide du condensateur C2 dans la charge connectée à la sortie du circuit.

En respectant le dimensionnement



des composants tel qu'il est donné dans le schéma, la montée de la tension de sortie de 1,25 V jusqu'à 15 V prendra trois secondes environ.

Si l'on veut réduire cette durée d'établissement il suffira de prendre, pour le condensateur C2, un exemplaire d'une capacité plus faible. Si au contraire on veut augmenter cette durée, il faudra attribuer à la résistan-

ce R3 une valeur plus élevée (sans se perdre dans des valeurs infiniment grandes bien entendu).

La tension d'entrée maximale du circuit est de 41,25 V et sa valeur minimale de 18 V (pour obtenir une tension de sortie de 15 V). Le LM317 est protégé contre des courts-circuits et capable de fournir un courant de sortie de 1,5 A au maximum.

réglage de graves par rotacteur 84

Ailleurs, dans ce numéro d'Elektor, nous vous proposons un montage permettant de jouer, à l'aide d'un commutateur, sur le gain ou l'atténuation des aigus introduit par un amplificateur audio. On pourrait fort

bien envisager aussi d'utiliser cette technique pour le réglage des graves. Si l'on juxtapose le schéma de ce réglage de graves à côté de celui du réglage des aigus, on aura vite fait de constater de fortes similitudes.

Ici à nouveau c'est un rotacteur à 6 positions associé à un inverseur double qui se charge de la commutation. Les résistances R1 à R6 associées au condensateur C1 constituent le réseau d'atténuation. Le dit condensateur étant pris

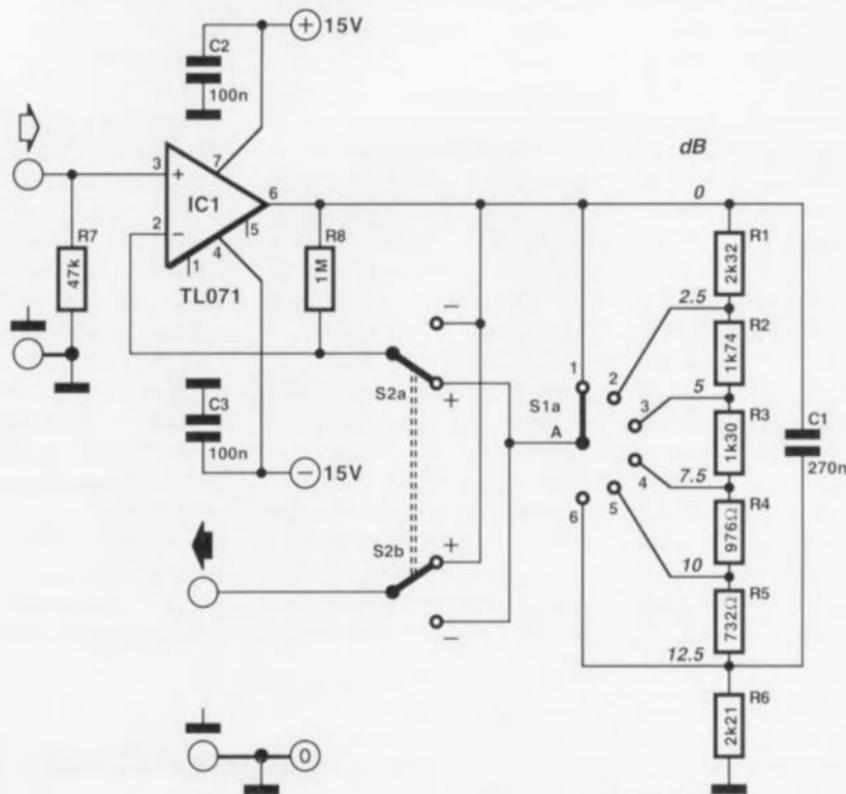
en parallèle sur les résistances, ce circuit fonctionne, aux fréquences élevées, en suiveur de tension.

Avec l'électronique présentée ici, l'utilisateur dispose du choix entre les

11 positions suivantes :

-12,5, -10, -7,5, -5, -2,5, 0, +2,5, +5, +7,5, +10 et +12,5 dB.

Le rotacteur S1 permet de choisir la taille du gain ou de l'atténuation, l'inverseur S2 permettant la sélection entre une amplification ou une atténuation. Avec les valeurs données ici aux composants le point de coupure se situe à quelque 350 Hz, une modification réfléchie de la valeur du condensateur C1 permet un déplacement dans un sens ou dans l'autre de cette fréquence de coupure. Il est prudent de prévoir la mise en place, en aval de ce réglage de tonalité, un tampon couplé en tension alternative. En effet, dans le cas du choix d'un gain maximal pour les graves le décalage en tension continue est, lui aussi, amplifié 4 fois. Il faudra, si l'on prend en cascade les réglages d'aigus et de graves, faire passer la valeur de R7 du second étage de 47 k Ω à 1 M Ω . En cas de présence d'une charge capacitive, un câble blindé par exemple, il faudra prendre une résistance de 100 Ω en série avec la sortie.



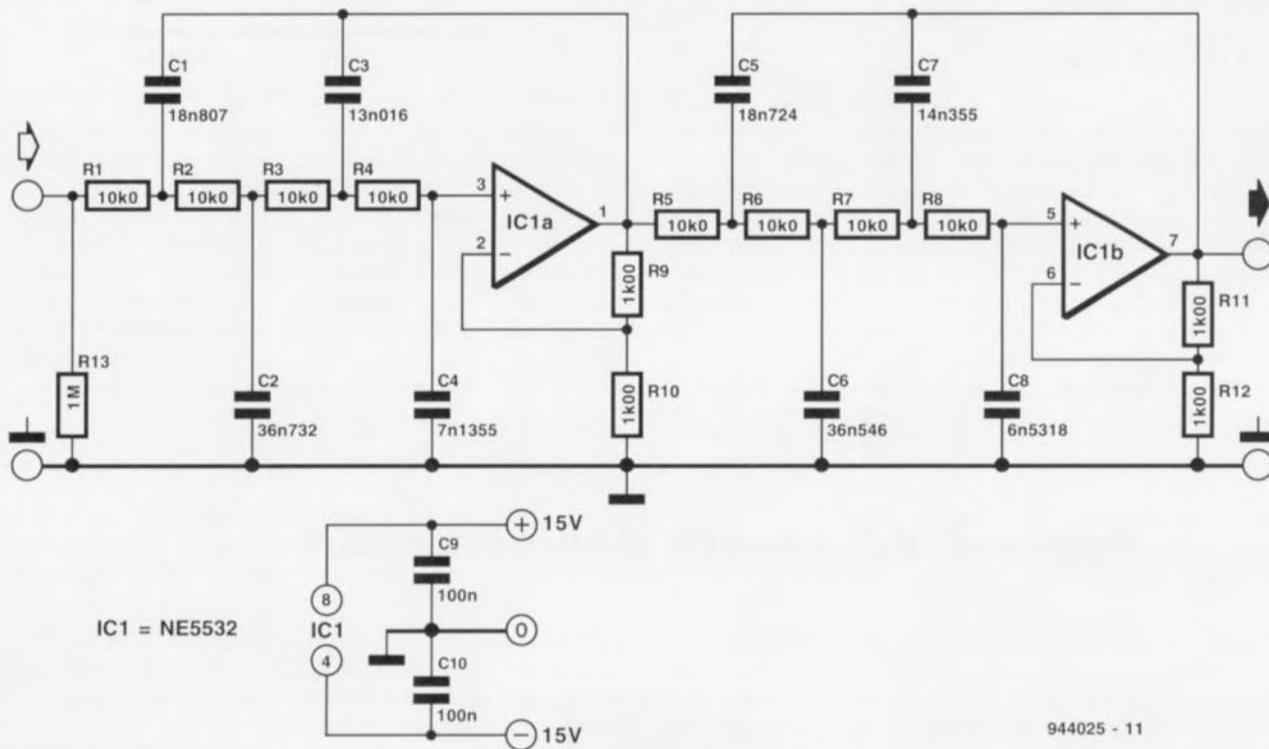
85 filtre Butterworth du 8^e ordre à 1 seul ampli op

Après avoir doté le filtre Bessel du 4^{ème} ordre du numéro Hors-Gabarit de l'an dernier de 2 petits frères, à savoir un Butterworth du 4^{ème} ordre et un Bessel du 8^{ème}, nous ne pouvions pas ne

pas leur associer un filtre Butterworth du 8^{ème} ordre lui aussi. Ici encore, le dimensionnement des composants reprend les valeurs théoriques correspondant à une fréquence de coupure

de 1 kHz. Pour une valeur de fréquence de coupure différente il faudra s'armer d'une calculatrice et d'un rien de patience et d'imagination. Un examen critique du schéma

montre que les valeurs des condensateurs sont très proches dans les 2 sections de filtre. Toute liberté prise par rapport aux valeurs théoriques a vite fait de se traduire sous la forme d'une



ondulation dans la courbe caractéristique d'amplitude. Pour peu que l'on arrondisse les valeurs jusqu'à celles les plus proches de la série E-12, l'effet de cette substitution sera sans aucun doute sensible. Une comparaison avec un filtre Bessel montre que la courbe de réponse en fréquence de cette variante de filtre Butterworth évolue très différemment et qu'en outre la caractéristique de propagation (en fonction des différentes fréquences) n'est pas constante ce qui se traduit

par la présence de bosses dans la courbe graphique la représentant. Une SAO (**S**imulation **A**ssistée par **O**rdinateur) du filtre nous apprend que le simple fait d'utiliser un double étage d'amplification se traduisait déjà par une dérive de 0,02 dB. À l'inverse des autres filtres (nommés quelques lignes plus haut) cette version présente quelques problèmes de mise en ondulation interne. La seconde section présente en effet, juste en amont du point de coupure, une crête

d'amplification de 3 dB. Le fait de prendre la dite section en fin de filtre ne risque pas poser de problème d'arrivée en butée des signaux lorsque l'on pousse le filtre à la limite de modulation de l'amplificateur opérationnel utilisé. Il n'en reste pas moins vrai que, de ce fait, le rapport signal/bruit est quelque peu moins bon à proximité du point de coupure.

Pour ce filtre aussi, un amplificateur opérationnel du type NE5532 fera par-

faitement l'affaire; la consommation atteint de l'ordre de 4 mA par amplificateur opérationnel.

Dans la pratique il peut être intéressant d'envisager l'utilisation d'amplificateurs opérationnels à entrées à FET. Ce type de circuit intégré présente un niveau de bruit intrinsèque sensiblement moindre que ses homologues bipolaires; cependant, vu que dans le circuit présent la majeure partie du bruit produit l'est par les 8 résistances, cela ne change pas grand-chose à la situation.

alarme pour valise 86

Ce montage se distingue par 2 caractéristiques très intéressantes : un concept ultra-simple et, dans la pratique, un domaine d'utilisation pratiquement universel. Bien que nous ayons baptisé cette électronique « alarme pour valise » on pourra faire appel à ce montage aux dimensions minuscules pour toute application nécessitant un détecteur/indicateur de mouvement. Le circuit convient de ce fait également comme alarme pour bicyclette, vélo(cipède) ou autre moto.

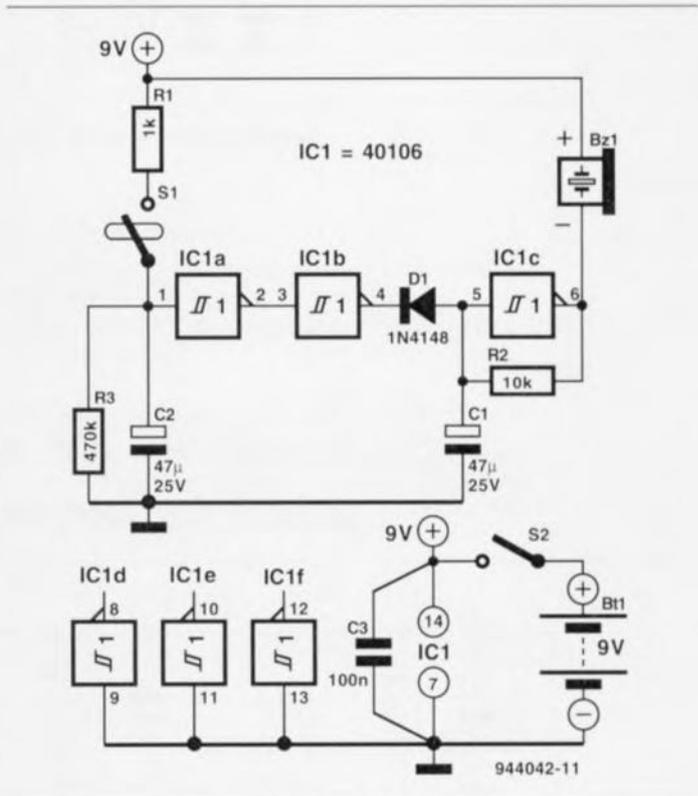
Un bref examen du schéma, il n'en faudra pas plus pour élucider totalement le fonctionnement de l'électronique qui se passera ainsi d'explications compliquées. Un interrupteur à mercure, S1, fait office de détecteur de mouvement.

Le fonctionnement du circuit repose sur le fait que le capteur est monté (à l'intérieur de la valise, sur le vélo ou sur la moto) de façon à ce qu'au repos ses contacts soient ouverts. Dans ces conditions, le moindre mouvement se traduit par le déplacement du mercure et donc la fermeture des contacts de S1. Si cette fermeture se produit après l'activation du circuit à

l'aide de S2, le condensateur électrolytique C2 se charge rapidement via la résistance R1 et les contacts de S1. Le chargement de C2 est presque instantané. Un mouvement de l'objet à protéger se traduira donc quasi-immédiatement par l'entrée en action de l'oscillateur réalisé à l'aide de IC1c. Cet oscillateur commande, de façon intermittente, le résonateur piézo-électrique actif Bz1 qui génère de ce fait un signal d'alarme.

Même si les contacts de l'interrupteur à mercure, S1, s'ouvrent à nouveau, le signal d'alarme continuera à se manifester. Ce n'est qu'après le déchargement de C2 via la résistance R3 que le circuit d'alarme se tait. La durée de déchargement de C2 est de 30 s environ. IC1a et IC1b font office, pour ainsi dire, de tampon entre le circuit de déclenchement et l'oscillateur. La diode D1 évite que le condensateur C1 ne se décharge à travers la résistance R3 entraînant un arrêt précoce de l'oscillateur.

Comme la consommation, résonateur activé, se limite à quelque 10 mA seulement, une pile « bloc » de 9 V convient parfaitement comme source



de tension - et ce pour une très longue durée. Si l'on veut diminuer encore l'impact sur le milieu, on pour

ra éventuellement faire appel à un accu CdNi de 9 V.

projet : A.B. Tiwana

microampèremètre d'ionisation 87

Les chaudières HR (à haut rendement) au gaz modernes ne connaissent plus, pour la plupart, de veilleuse, mais sont dotées d'un allumage électronique. Lorsque l'on veut savoir si le brûleur est allumé il suffit de mesurer l'ionisation produite par la flamme. Si le courant d'ionisation relevé est trop faible le dispositif de sécurité entre en fonction. L'électronique de l'appareil entre-

prend une nouvelle tentative d'allumage du brûleur. Si au bout d'un certain nombre de tentatives ce processus se solde par un échec, l'appareil signale, par les moyens dont il dispose, un afficheur 7 segments à LED dans le cas d'une Nefit Turbo par exemple, l'existence d'une panne.

Il faut, pour pouvoir mesurer le cou-

rant d'ionisation, disposer d'un petit instrument de mesure capable de supporter les courants d'allumage élevés et de mesurer des courants allant de 1 à 100 µA. Le montage décrit ici comporte 4 calibres qui devraient permettre de travailler avec la majorité des types de chaudières au gaz. Les calibres disponibles sont :

1. compensation de la tension de

décalage (offset adj.)

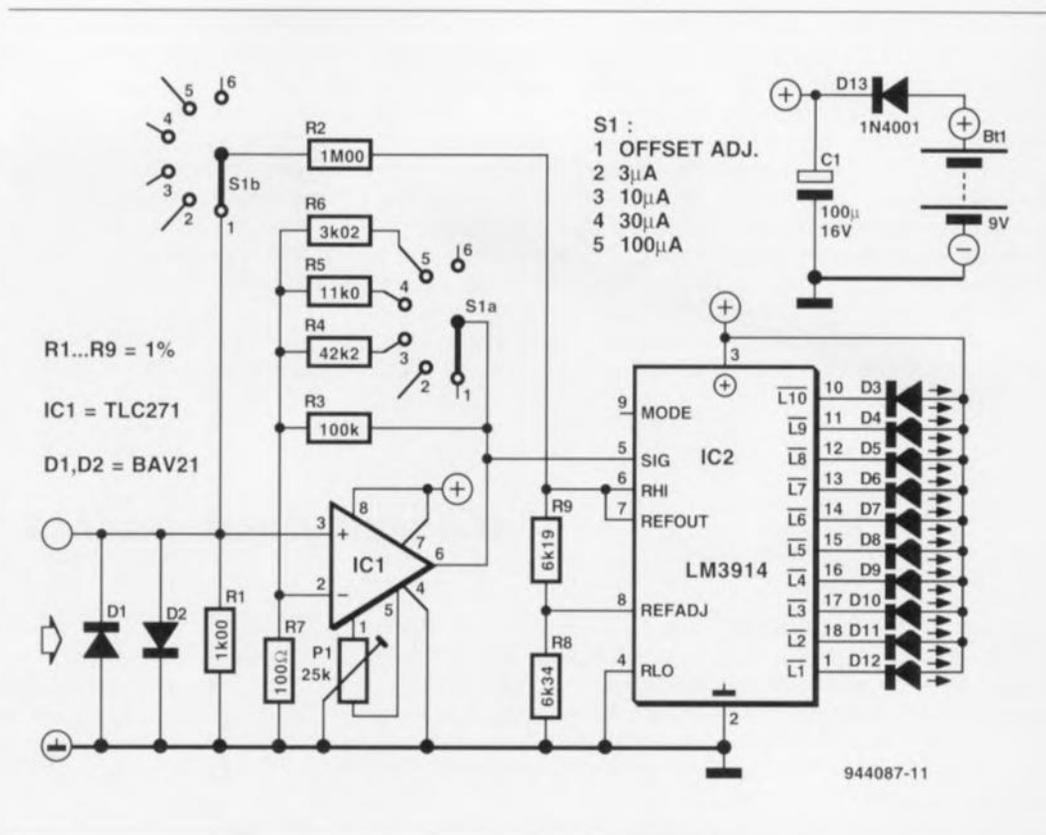
2. 0,3 à 3 µA
3. 1 à 10 µA
4. 3 à 30 µA
5. 10 à 100 µA.

La mesure du courant se fait aux bornes d'une résistance-shunt de 1 kΩ/1%, R1. On trouve, en parallèle sur la dite résistance, une paire de diodes, D1 et D2, montées en tête-

bêche; ces diodes sont chargées de la protection des entrées de l'amplificateur opérationnel contre des niveaux de tension trop élevés. Vu les caractéristiques techniques du calibre le plus sensible de l'appareil, il est important que les dites diodes ne présentent pas un courant de fuite important. En fonction de la position du sélecteur S1, le gain introduit par IC1 atteint, 1 000 (position de compensation de l'offset), 300, 100 ou 30. Le signal de sortie de IC1 attaque ensuite un circuit de commande de LED, un LM3914 de National Semiconductor, qui visualise la valeur du courant sur l'échelle de LED qu'il commande. La tension de référence du dit circuit intégré est fixé à 3 V.

L'étalonnage du circuit se fera en laissant son entrée en l'air. Si le rotacteur S1 est mis dans la position du schéma, la tension de référence de IC2 est injectée, via la résistance R2, à l'entrée (+) de IC1, de sorte qu'il circule à travers la résistance R1 un courant de 3 μ A. On joue alors sur la position de l'ajustable P1 de manière à avoir l'illumination des 2 LED supérieures de l'échelle.

Il ne reste plus maintenant qu'à mettre, à l'occasion de la prochaine visite de son installateur de chauffage

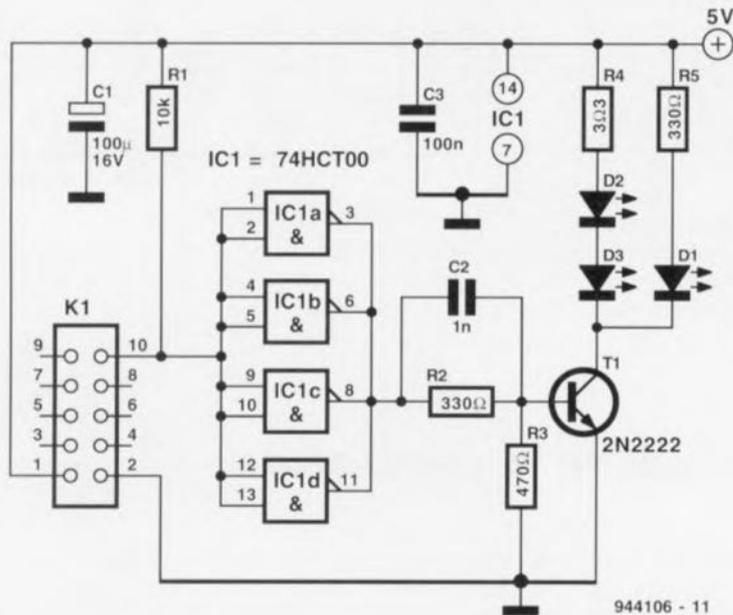


central venu réviser la chaudière, la main sur un câble de connexion mis au rancart ainsi qu'une embase appa-

rentée dans laquelle viendra s'enficher le connecteur du dit câble. Sachant que la consommation de l'appareil est

de 10 mA, on pourra se contenter, pour l'alimentation, d'une pile compacte de 9 V.

88 émetteur de code RC5 pour la mono-carte à 80C535



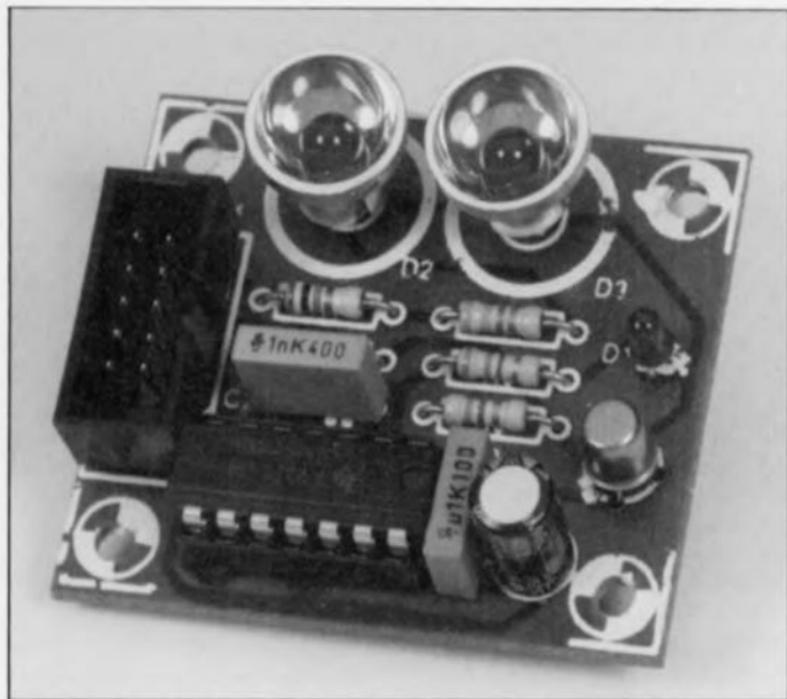
La mono-carte à 80C535 décrite dans le n°185 du mois de novembre 1993, peut se targuer d'une popularité croissante dont quelques-unes des principales raisons sont sans aucun doute son

universalité et le registre étendu de possibilités qu'elle possède, palette qui permet une adjonction aisée de fonctions additionnelles en tout genre. Le petit article présenté ici se propose de

vous servir d'exemple et de montrer comment, à l'aide d'une petite extension matérielle et d'un zeste de logiciel, il devient possible à la mono-carte à 80C535 d'émettre des instructions en

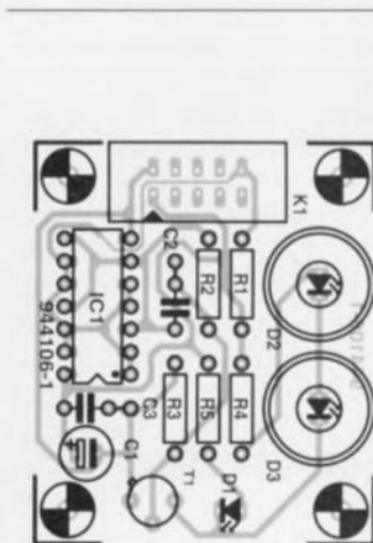
code RC5 sous la forme d'un signal infrarouge. Pour ce faire, on procède à une modulation des données RC5 sur une porteuse de 36 kHz. La génération de cette porteuse se faisant à l'aide du logiciel, il est impératif d'utiliser un quartz de 12 MHz pour la génération du signal d'horloge du microcontrôleur.

Le circuit comporte 4 tampons du type 74HCT00 montés en parallèle en aval desquels on découvre un étage à transistor, T1, chargé de la commande d'une paire de diodes infrarouge, D2 et D3. Le condensateur C2 a pour fonction d'améliorer les flancs du signal à émettre, signal numérique que les diodes IR d'émission convertissent en signal infrarouge. La diode électroluminescente D1 sert à visualiser l'émission d'un code lorsque cette opération a effectivement lieu. La présence de l'embase K1 simplifie l'interconnexion de cette extension vers la mono-carte à 80C535. Comme le montre la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants, le dessin de la platine est à la portée de tout possesseur de logiciel de CAO tournant sur ordinateur personnel ou non.



La réalisation consiste tout simplement à implanter les composants prévus aux endroits correspondants. Qui

dit microcontrôleur dit presque automatiquement logiciel. Le logiciel comportant (entre autres) les routines



d'émission est disponible sous la dénomination **ESS 946199-1**; on trouve sur la dite disquette un exemple

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 10 k Ω
- R2, R5 = 330 Ω
- R3 = 470 Ω
- R4 = 3 Ω 23

Condensateurs:

- C1 = 100 μ F/10 V radial
- C2 = 1 nF
- C3 = 100 nF

Semi-conducteurs:

- D1 = LED rouge 3 mm
- D2, D3 = LD271 (LED IR)
- T1 = 2N222
- IC1 = 74HCT00

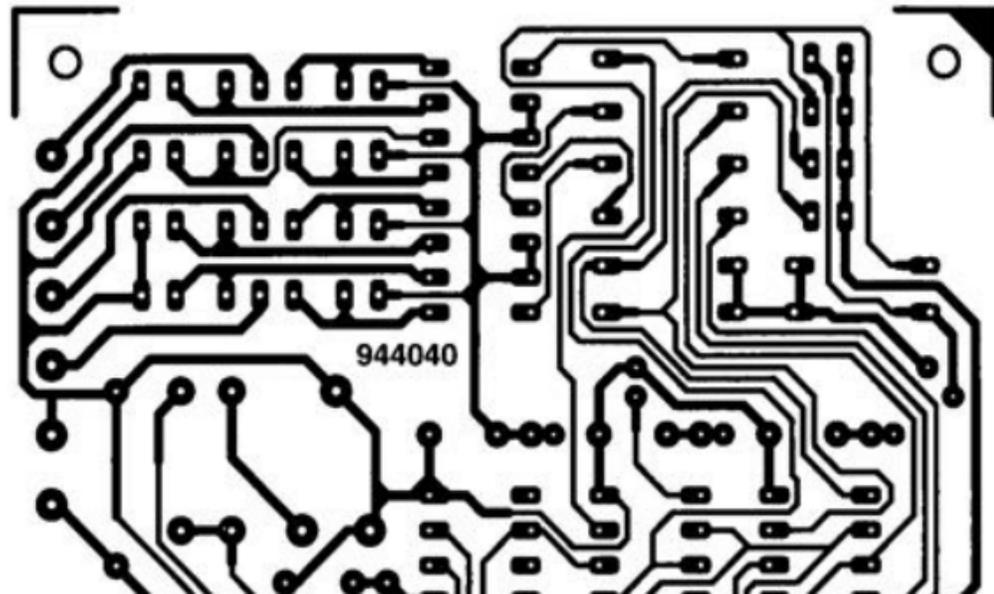
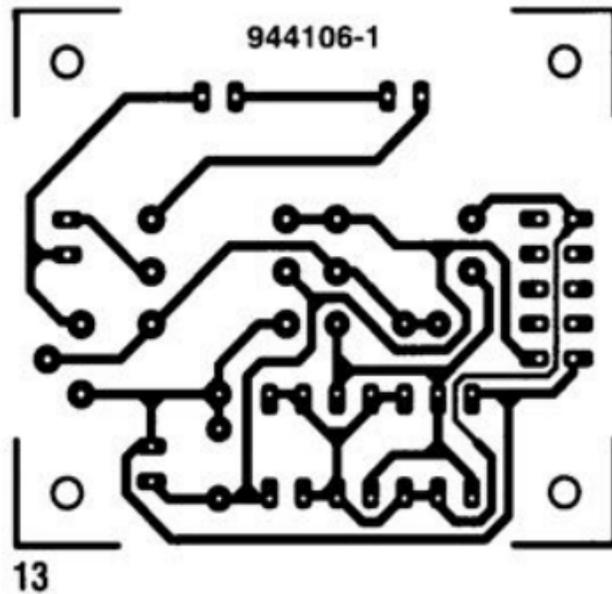
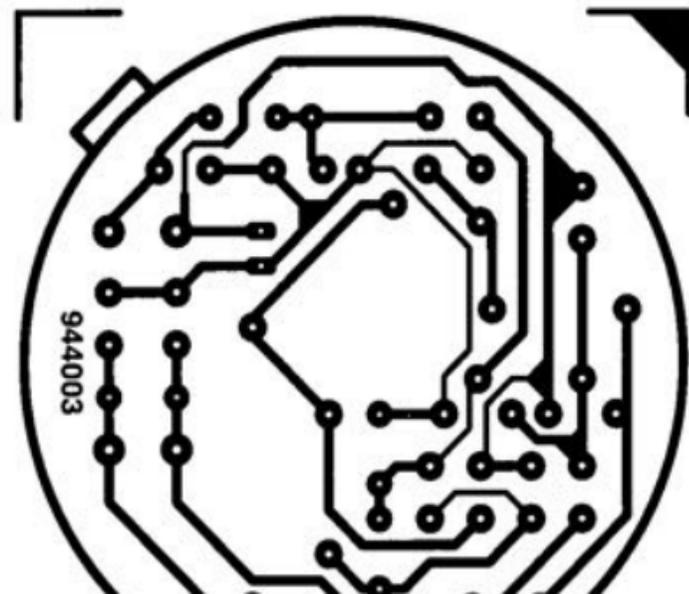
Divers:

- K1 = embase encartable mâle à 2 rangées de 5 contacts

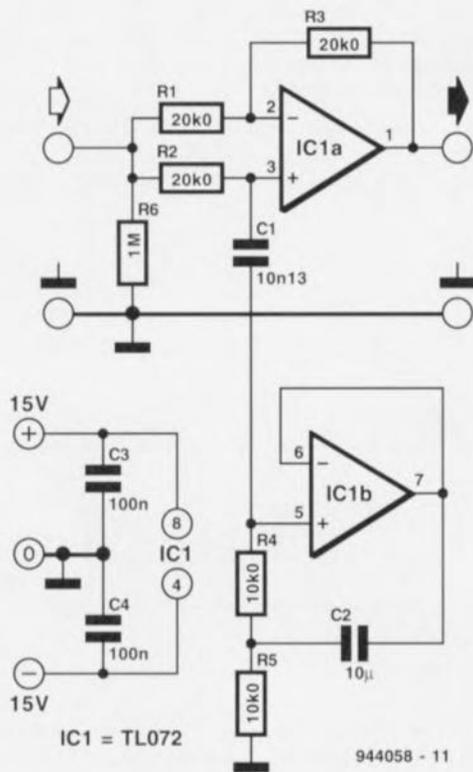
d'intégration des routines dans son propre programme.

projet: W. Hackländer & S. Furchtbar

Circuits imprimés en libre service (suite)



filtre-bouchon pour le 50Hz 89



Le filtre coupe-bande à bande passante extrêmement étroite présenté ici a l'avantage marquant que sa fréquence centrale n'est pas déterminée par les condensateurs mis en oeuvre mais presque uniquement par les résistances et les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel.

L'obtention de résultats pratiquement parfaits est possible à condition d'utiliser des résistances à tolérance de 0,1% et des amplificateurs opérationnels ayant une réjection en mode commun élevée.

Le taux de réjection mesuré sur le prototype était de l'ordre de 57 dB. Cette

valeur ne change guère tant que l'on donne aux résistances R4 et R5 une valeur telle qu'elles aient, ensemble, une résistance de 20 kΩ. Tout changement du rapport entre R4 et R5 a bien évidemment des conséquences sur la syntonisation vu que ce facteur répond à la formule suivante :

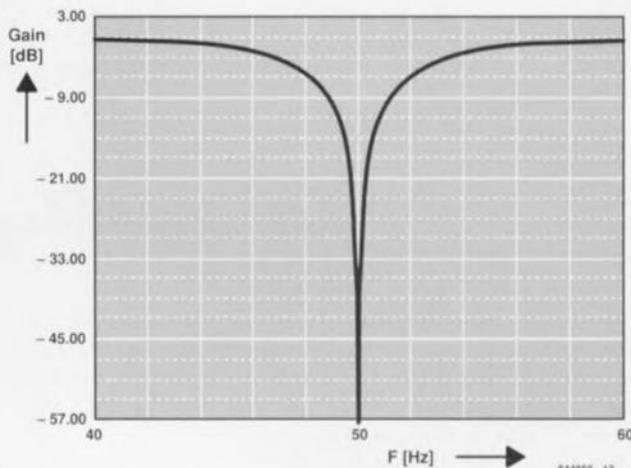
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C1 \cdot C2 \cdot R4 \cdot R5)}}$$

Normalement, on utilise, pour le dimensionnement des résistances, les 2 formules suivantes :

$$R1 = R2 = R3 \quad \text{et}$$

$$R4 = R5 = \frac{1}{2} R1$$

Le facteur Q du filtre dépend du rapport entre C1 et C2. Plus ce rapport est important plus le facteur Q est élevé. Théoriquement, avec le rapport C1/C2 proposé ici, le facteur Q devrait être supérieur à 8. Dans la pratique il est apparu que, en raison de pertes naissant dans le diélectrique en particulier, la valeur mesurée du facteur Q était de 7,6. Il vaut donc la peine d'utiliser les condensateurs les meilleurs possible, ce qui implique que l'on optera, pour les valeurs de capacités faibles, de préférence pour des condensateurs au polystyrène. Il n'existe pas sur le marché de condensateur au polystyrène de capacité supérieure à 56 nF, de sorte qu'il faudra alors se résoudre à l'utilisation de



condensateurs MKP pour les capacités dépassant la dite valeur. Au-delà de 1 à 2,2 μF l'embonpoint des condensateurs MKP devient excessif, raison pour laquelle on optera pour les types MKT.

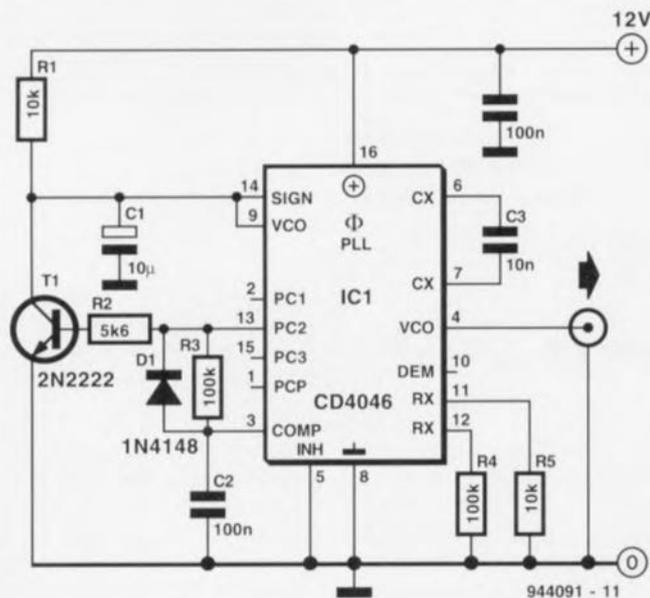
Dans le cas présent, la fréquence centrale devant être de 50 Hz, si l'on donne au condensateur C2 une valeur

exacte de 10 μF , le condensateur C1 devra avoir une capacité de 10,132 nF très précisément. Nous n'insisterons pas sur les 2 derniers pF dont nous vous faisons cadeau, vu que, comme l'illustre le graphique joint, le filtre présente une précision remarquable même lorsque C1 a une valeur de 10,13 nF.

Quelques remarques dignes d'intérêt. Vu l'importance relativement élevée de l'augmentation d'amplitude interne introduite par le filtre, il faudra limiter à 1 V_{eff} la taille maximale de la tension d'entrée. La résistance R6 maintient, en l'absence de signal d'entrée, l'entrée de IC1a sagement à la masse. Il est prudent, dans le cas

de charges de sortie fortement capacitives, de prendre, en série dans la ligne de sortie, une résistance de 100 Ω . Les exigences posées à l'alimentation symétrique de $\pm 15\text{ V}$ nécessaire à ce montage sont très lâches vu sa faible consommation de courant; un TL072 se contente en effet de quelque 4 mA.

90 générateur à balayage de fréquence



Le 4046, un circuit de PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à verrouillage de phase) en technologie CMOS, permet une réalisation simple d'un générateur de signal à balayage de fréquence. Pour peu que l'on choisisse avec soin la valeur des différents composants mis en oeuvre il devient possible de fabriquer rapidement un générateur de balayage parfaitement fonctionnel.

Il suffit d'un coup d'oeil au schéma pour se rendre compte que le montage proposé reste extrêmement compact et qu'il ne nécessite, outre le 4046 propre-

ment dit, qu'un transistor, une diode et quelques composants passifs, pièces dont dispose tout électronicien amateur. Le condensateur C1 reçoit son courant de charge par l'intermédiaire de la résistance R1. La tension régnant aux bornes de C1 est appliquée aux broches 9 et 14 du circuit de PLL. La première des dites broches donne accès à l'entrée de commande de l'oscillateur commandé en tension (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*), la seconde au comparateur de phase. Dès que cette tension (aux bornes de C1 donc) atteint une valeur corres-

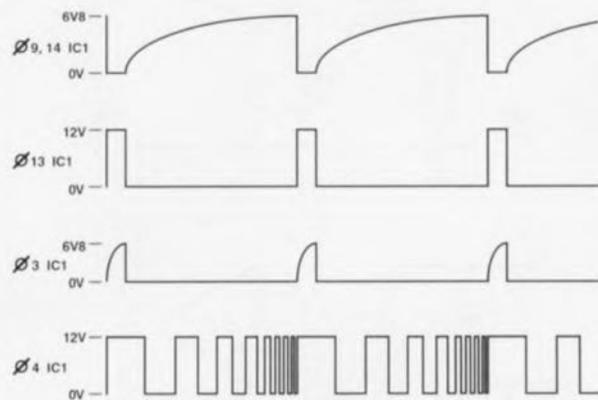
pondant à un niveau logique haut (« 1 ») on a un positionnement de la bascule bistable du comparateur de phase. Ce basculement entraîne un passage au niveau haut du signal présent sur la broche 13 ce qui permet au transistor T1 de procéder à la décharge de C1.

Simultanément, le niveau haut présent sur la broche 13 permet la mise en charge, via la résistance R3, du condensateur C2. Une fois que ce condensateur a atteint un niveau de charge suffisant on voit apparaître un niveau logique haut sur la broche 3 de IC1, ce qui a pour conséquence une remise à zéro de la bascule bistable. La diode D1 assure à cet instant une décharge rapide du condensateur C2. Simultanément on a remise

en charge de C1, le cycle complet reprend. La tension aux bornes de C1 présente une évolution exponentielle. C'est cette tension qui produit en fait le balayage de la fréquence du VCO. La valeur minimale de la fréquence dépend des valeurs de C3, R4 et R5.

Si l'on respecte le dimensionnement du schéma, cette fréquence sera de 2,2 kHz. La fréquence maximale dépend elle de C3 et R4; elle est ici de quelque 11 kHz. La durée de balayage est de l'ordre de 600 ms (dans le cas d'une tension d'alimentation de 12 V) et dépend des valeurs de C1 et R1. La plage des tensions d'alimentation s'étend de 7 à 15 V. La consommation de courant est faible, restant inférieure à 5 mA.

projet : M. Nagaraj



91 le découplage

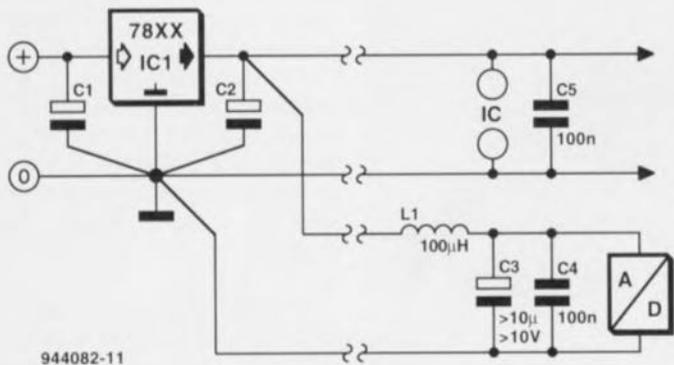
Les exigences de vitesse et de précision posées à certaines réalisations de haut niveau sont quelquefois purement et simplement effrayantes. Il n'est pas rare que l'on oublie à cette occasion qu'un découplage efficace de la tension d'alimentation est une condition

sine qua non pour la réussite de l'entreprise. Les circuits « très rapides » en particulier sont très sensibles à la qualité de ce découplage.

On ne soulignera jamais assez l'importance de veiller à ce que le découpla-

ge se fasse via les liaisons les plus courtes qu'il soit possible d'établir entre les points de connexion de la tension d'alimentation. Cet adjectif de **court** doit être pris littéralement, vu que chaque millimètre compte ! Sur la majorité des circuits intégrés actuels

les broches d'alimentation sont diamétralement opposées. L'expérience nous apprend qu'un doublement – pour des raisons de dessin de circuit imprimé par exemple – de la distance entre les dits points, se traduit par un doublement de l'amplitude d'éventuelles



944082-11

variations de tension. Ce facteur est donc loin d'être négligeable.

L'idéal – malheureusement hors de prix – consiste à utiliser des supports pour circuit intégré dotés d'un condensateur de découplage intégré. On peut se fabriquer soi-même un tel support en soudant directement un petit condensateur de découplage entre les broches d'alimentation du circuit intégré qui viendra s'y positionner. S'il est vrai que l'esthétique en souffre un peu, l'efficacité est elle garantie. On pourra, pour les circuits intégrés TTL (HC et HCT aussi), se

contenter d'un condensateur de 100 nF par circuit intégré. Il existe aujourd'hui des condensateurs spécialement prévus pour le découplage, tels que ceux de la série Sibatic de Siemens – publicité gratuite puisqu'ils n'en font jamais dans les pages de ce magazine. Aux fréquences supérieures à 50 MHz, on peut améliorer sensiblement le découplage par la prise en parallèle sur le condensateur de 100 nF d'un second condensateur de 10 nF lui. Il ne nous semble pas nécessaire d'insister sur le fait que l'impératif de veiller aux connexions les plus courtes possible vaut égale-

ment, sinon plus, pour ce condensateur additionnel.

L'un des problèmes rencontrés en pratique est que l'électronique concernée comporte une partie tant numérique qu'analogique et que l'on désire alimenter dans les meilleures conditions cette seconde partie (un convertisseur A/N par exemple). La solution la plus efficace consiste à utiliser 2 alimentations parfaitement séparées, cette approche se traduisant cependant par des coûts sensiblement plus élevés en raison du doublement des composants ainsi que de la surface de circuit imprimé nécessaire.

Si l'on se résout à n'utiliser qu'une seule alimentation, il est recommandé de dériver une paire de lignes d'alimentation distinctes (plus et masse) directement en aval du régulateur intégré. Il ne saurait être question d'adopter des lignes d'alimentation communes pour les parties numérique et analogique du circuit ! La prise d'une résistance ou d'une self dans la ligne d'alimentation positive, approche illustrée par le schéma, permet encore d'améliorer les choses. La self L1 protège la partie analogique contre les produits parasites générés par la partie numérique. Il va sans dire,

encore que cela aille mieux en le disant, qu'il faudra prévoir un découplage efficace en aval de la self L1. L'inconvénient est ici que la combinaison du condensateur de découplage et de la self crée un réseau LC qui peut se traduire par le déclenchement de phénomènes d'oscillations dont on se serait fort bien passé. Cette situation se matérialise en cas de combinaison d'une self de 100 μH avec un condensateur de 100 nF. La seule solution à ce problème consiste à prendre un condensateur de capacité notablement plus forte, C3, et à amortir le facteur Q du réseau par la prise d'une petite résistance en série. Dans la pratique, l'utilisation d'un filtre LC constitué d'une self de 100 μH et d'un condensateur électrochimique de 10 μF minimum semble remplir parfaitement la fonction requise. Ce condensateur électrochimique est monté en parallèle sur le condensateur de découplage local de 100 nF (C4) dont la présence reste indispensable ! En ce qui concerne L1, on pourra utiliser une petite self de choc miniature (de la taille d'une résistance), vu que sa résistance interne de 1 à 2 Ω est très exactement de qu'il nous faut pour obtenir l'amortissement requis.

adaptateur de mémoire SIPP vers SIMM 92

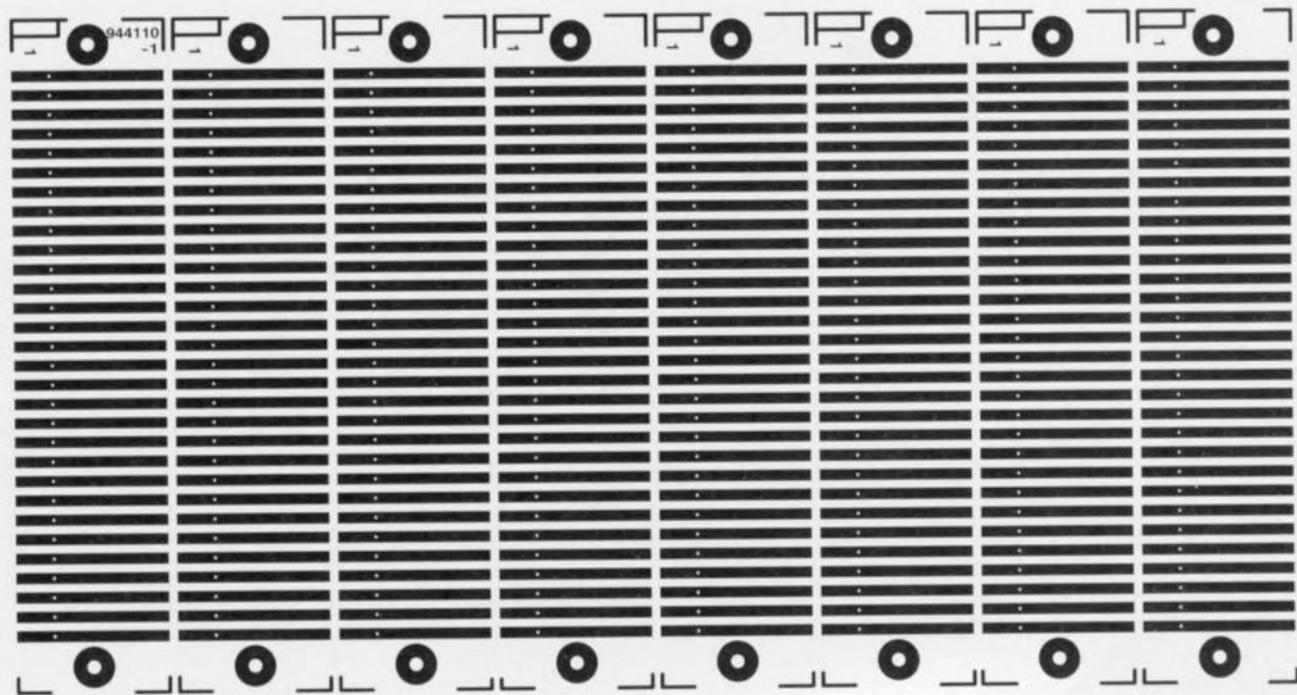
Pour une raison ou une autre, les modules de mémoire SIM ont vu leur popularité croître, alors que celle des

modules SIP s'est brusquement ternie. Tout à leur début ces 2 types de modules se partageaient équitable-

ment le marché.

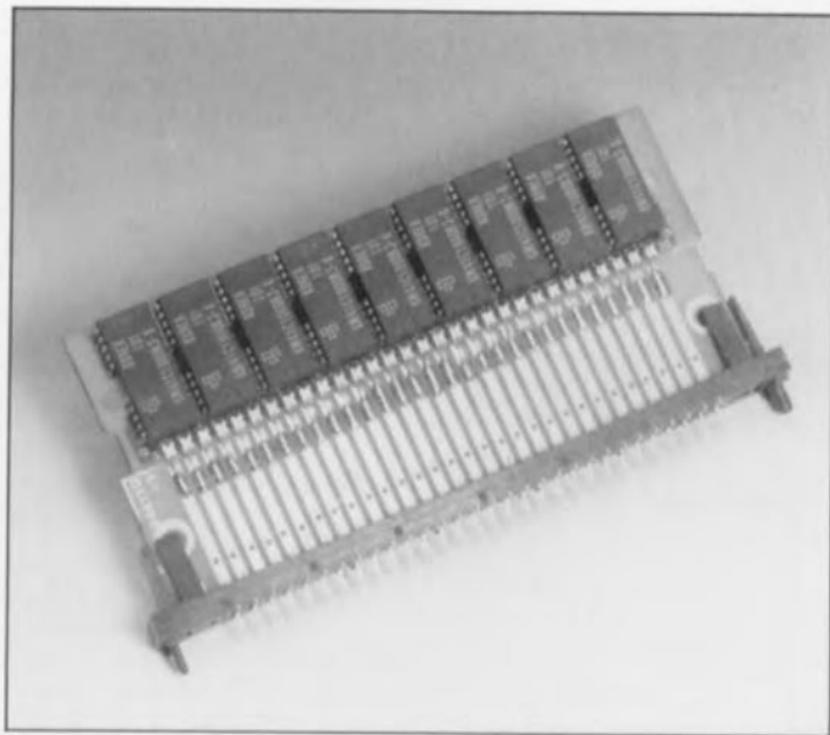
Comme vous le savez sans doute - si vous avez décidé de poursuivre la lec-

ture de cet article c'est probablement que vous disposez de modules de mémoire de type SIP - la différence



entre ces 2 types de modules de mémoire se situe au niveau de leur technique d'implantation dans leurs supports respectifs présents sur la carte-mère: un module SIP possède, à l'image d'un circuit intégré dont on aurait redressé les contacts à 90°, des broches en saillie, alors qu'un module SIM est doté de contacts gravés sur la platine de support des circuits intégrés.

Bien que les premiers ordinateurs de type AT aient été prévus pour l'utilisation de l'un ou l'autre de ces types de module, que l'on peut d'ailleurs mélanger indifféremment, un nombre de plus en plus grand de PC, les machines de types 386/486 en particulier, n'acceptent plus que les modules de mémoire de type SIM. La platine que nous vous proposons dans la page service est destinée à ceux d'entre nos lecteurs disposant de modules SIP peu-reusement stockés dans un tiroir parce



qu'inutilisables, vu que leur ordinateur n'utilise que des SIMM. Ce circuit imprimé sera séparé en 8 morceaux, chacun

permettant la conversion d'un module SIP en module SIM. Après avoir enfilé un module SIP dans la rangée d'orifices

présente sur la mini-platine on effectuera une soudure soignée de ses broches aux pistes de cuivre correspondantes. Il faudra découper le coin inférieur gauche de la platine pour en permettre le positionnement dans le support pour module SIMM. Il peut être nécessaire, en fonction de l'espace dont on dispose au-dessus de la zone des supports destinés aux modules SIMM.

Il est recommandé, pour assurer un bon contact avec le support de SIMM, de doter les contacts de cuivre de la platine d'une couche d'or ou d'étain. Il est un point auquel il faudra faire attention lorsque vous déciderez de fabriquer vos propres circuits imprimés: l'épaisseur de la platine devra être ramenée à 1,2 mm au lieu des 1,6 mm qui sont l'épaisseur classique des plaques d'époxy cuivrées normalement disponibles sur le marché.

Les amateurs endurcis de réalisations personnelles l'auront sans doute constaté, le soudage est une activité tout ce qu'il y a de peu saine, pour ne pas dire franchement malsaine. Lors de la fonte de la soudure il naît en effet des vapeurs nocives. Ce n'est pas sans raison qu'il est recommandé dans les entreprises où l'on soude beaucoup manuellement de prévoir une hotte d'aspiration des vapeurs de soudage à l'emplacement où se fait la dite opération si tant est qu'elle ait un caractère de relative fréquence.

Le montage décrit ici se charge de la commande du ventilateur de la dite installation. On règle, par l'intermédiaire de l'ajustable P1, le régime du ventilateur - d'un type travaillant à une tension continue de 12 V - à une valeur de ralenti peu bruyante. Une simple action sur le bouton-poussoir S1, il n'en faut pas plus pour obtenir une dépression d'aspiration accrue temporairement. On procédera à cette action juste avant de débiter l'opération de soudage. La durée de rotation à vitesse élevée du ventilateur est déterminée par la constante RC

définie par la combinaison R2/C3.

Lors de la mise en fonction

du montage on aura également mis en rotation du ventilateur à la vitesse maximale pendant une durée de constance RC. Une fois cette durée écoulée, le ventilateur reprend son régime de ralenti.

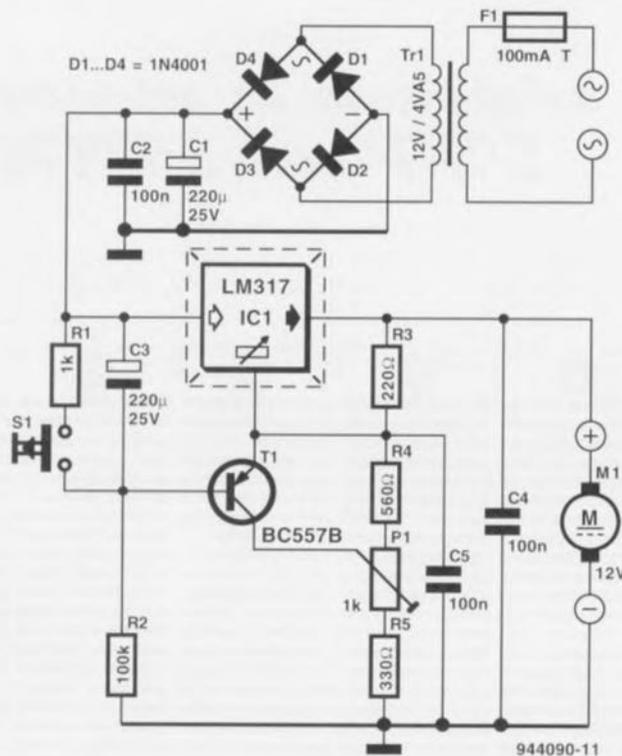
À y regarder de plus près, on constate que le circuit n'est en fait guère

plus qu'une application standard du LM317. La position de l'ajustable P1 détermine la valeur de la tension de sortie lorsque le transistor T1 est passant. Lorsque ce transistor est bloqué la valeur de la tension de sortie dépend du diviseur de tension constitué par R3/R4+P1+R5. Avec les

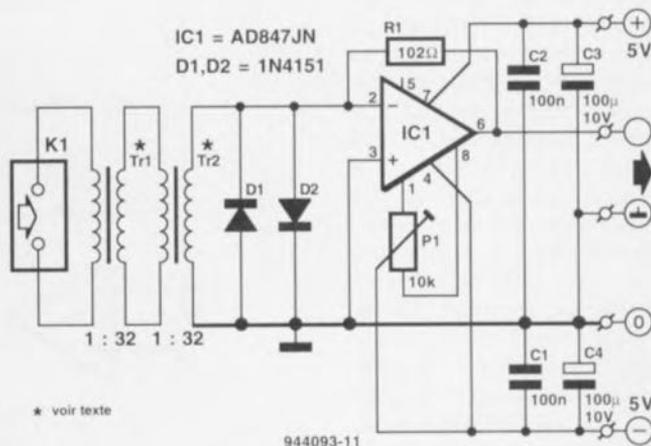
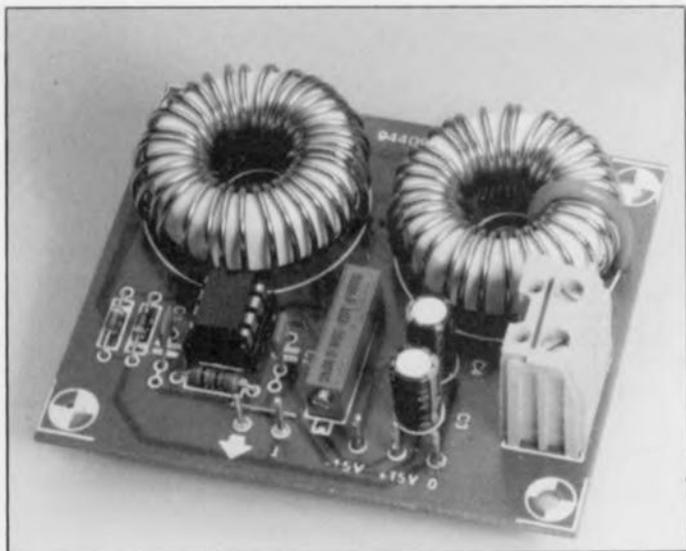
valeurs choisies ici la tension de sortie maximale atteint 11 V, sa valeur minimale tombant à 3 V.

Après une action sur S1 la tension aux bornes du condensateur C3 a chuté jusqu'à 0 V, ce qui a pour conséquence le blocage du transistor T1. Au bout d'un certain temps la tension aux bornes de C3 a augmenté suffisamment pour faire passer T1 en conduction. Dans son nouvel état, il est devenu passant, ce transistor constitue une résistance prise en parallèle sur la résistance R4 et la partie supérieure de l'ajustable P1. Plus la conduction de T1 augmente, plus la résistance parallèle qu'il constitue diminue, pour prendre finalement une valeur nulle. La valeur de la tension de sortie dépend à partir de cet instant du rapport entre la résistance R3 et la somme des résistances de la moitié inférieure de P1 et de R5. On peut donc utiliser l'ajustable P1 pour fixer la tension de sortie minimale. Avec les valeurs du schéma il est possible de faire varier cette grandeur entre 4 et 8 V. Cette tension minimale doit assurer au ventilateur une vitesse de rotation lente et parlant silencieuse.

L'inconvénient du choix d'un régime de rotation trop faible est un risque de voir le ventilateur s'arrêter; il faudra dans ce cas-là, par action sur P1, augmenter quelque peu la tension pour voir redémarrer le ventilateur. On aura vite fait de trouver un régime adéquat.



sonde ampèremétrique 94



Le jour où l'on a besoin de procéder à la mesure de courants alternatifs en toute sécurité, les sondes ampèremétrique (de courant) présentent, comparées à des résistances-série, un certain nombre d'avantages dignes d'être pris en considération. Le premier est que le circuit de mesure est isolé électriquement de la ligne d'alimentation en tension alternative fournissant le courant à mesurer.

Le second avantage est qu'il n'est pas nécessaire d'interrompre la ligne d'alimentation en tension alternative comme l'exigerait l'insertion d'une résistance-série ou celle d'une grappe de résistances-série associée à un commutateur de calibre. Le troisième avantage est que la solution de la sonde ampèremétrique se traduit par une perte de tension que l'on peut qualifier de négligeable.

Le principe de travail des sondes ampèremétriques repose sur le seul couplage inductif; normalement, ce type d'instrument de mesure est doté à l'entrée d'un transformateur que l'on couple à la ligne d'alimentation alternative.

De manière à faire en sorte que le courant traversant la ligne d'alimentation alternative soit inoffensif pour l'amplificateur opérationnel chargé de son traitement, on l'abaisse à une valeur faible en dotant le transformateur d'un rapport de conversion de l'ordre de 1:1000. Dans la pratique cela signifie que le primaire du transformateur comporte une spire alors que son secondaire en comporte 1 000.

Nous avons ici mis en cascade 2 transformateurs au taux de conversion de 1:32, ce qui nous donne un taux de conversion total de (pratiquement) 1:1000 (1:32²). La raison majeure de

cette approche est que nous avons voulu éviter la tâche ingrate que constitue le bobinage de 1 000 spires sur un noyau toroidal en ferrite. En dépit de l'utilisation de 2 transformateurs à la place d'un seul, notre sonde ampèremétrique peut se targuer de plages de fréquence et de courant impressionnantes.

Comme nous le disions plus haut, les noyaux toroidaux Tr1 et Tr2 convertissent le courant véhiculé par la ligne de

tension alternative dans un rapport de 32². Le courant de sortie est appliqué à un convertisseur courant-tension basé sur un amplificateur opérationnel du type AD847. La résistance R1 donne à cet amplificateur opérationnel un facteur de conversion de l'ordre de 0,1. L'ajustable de dérive en tension (offset) P1 sert à faire en sorte que le signal reste visible sur l'écran de l'oscilloscope utilisé pour la mesure sans avoir à mettre celui-ci en mode alter-

natif (AC).

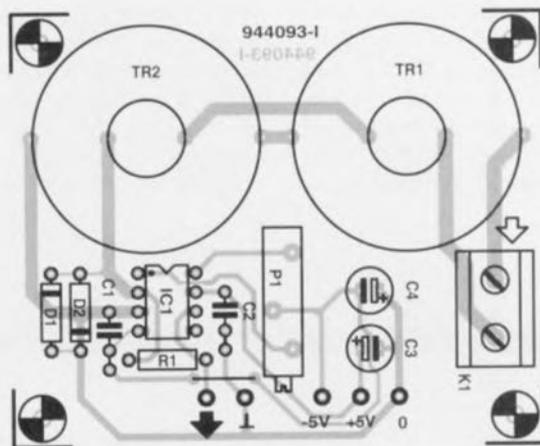
Les transformateurs Tr1 et Tr2 font appel à des noyaux toroidaux de ferrite de chez Philips Components dont la dénomination est donnée dans la liste des composants.

Le facteur de conversion d'inductance, A_L , de ce type de noyau est, avec ses 5 μH par spire, relativement élevé. L'aire d'intersection de ce noyau est de 55,9 mm^2 , sa longueur effective de 60,1 mm. Sachez, pour ceux que cette information pourrait intéresser, que le type de matériau utilisé pour le noyau est du 3C11.

L'enroulement secondaire est constitué de 32 spires de fil de cuivre émaillé de 1 mm de section (20SWG). L'enroulement primaire est quant à lui constitué d'une unique spire du même type de fil de cuivre émaillé.

De manière à garantir une isolation correcte, on prendra pour le primaire Tr1 un morceau de fil de cuivre isolé. Il ne faudra pas utiliser le bornier K1 dès que la tension véhiculée par la ligne alternative dépasse 42 V ou que le courant concerné dépasse 5 A. Si tel devait être le cas, la ligne servant à la mesure devra être glissée dans le cœur du tore Tr1.

En guise de conclusion à cette brève description les caractéristiques techniques relevées sur un des prototypes de cette sonde ampèremétrique :



Liste des composants

Résistances:

R1 = 102 Ω /1% (MRS25, Philips)
P1 = ajustable multitour 10 k Ω

Condensateurs:

C1, C2 = 100 nF
C3, C4 = 100 μF /10 V radial

Semi-conducteurs:

D1, D2 = 1N4151
IC1 = AD847JN (Analog Devices)

Divers:

K1 = bornier encartable à 2 contacts
au pas de 7,5 mm
Tr1, Tr2 = noyau toroidal de ferrite
RCC26/10-3C11 (Philips Components)

Plage de fréquences :

50 Hz à 100 kHz (erreur relative <1,5%)

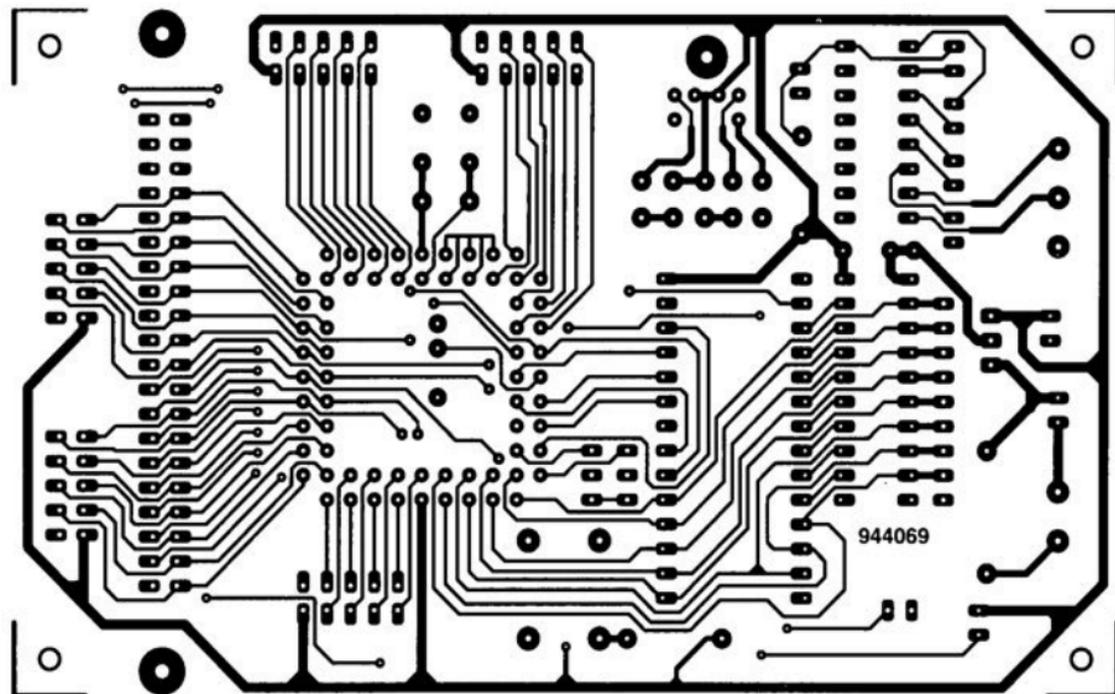
30 Hz à 1 MHz (erreur relative <5%)

Plage de courants à 50 Hz :

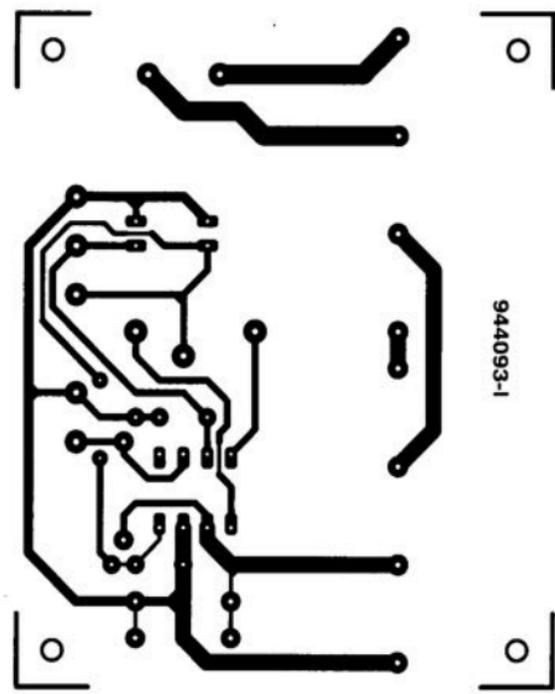
I_{max} = 15 A (erreur relative <1,5%)

I_{max} = 20 A (erreur relative <5%)

Circuits imprimés



1



3

95 réglage physiologique

Si, sur un graphique, nous représentons la sensibilité de l'ouïe humaine en fonction de la fréquence, il ne faudra pas s'étonner de ne pas voir apparaître une ligne rectiligne. En effet, nos oreilles sont moins sensibles aux aigus qu'aux fréquences moyennes, cette insensibilité étant encore plus prononcée pour les graves. Il s'agit en fait d'une sorte d'adaptation au niveau acoustique des fréquences telles qu'elles existent dans la nature. Aux pressions acoustiques plus faibles la courbe de sensibilité change et l'ouïe devient encore plus insensible aux fréquences graves en particulier. Lors de la reproduction de signaux audio, cette situation constitue un problème vu qu'aux niveaux de reproduction faible les rapports, par rapport au signal original, ne collent plus. C'est la raison pour laquelle il nous faut, sur une installation audio, un dispositif de correction de réglage de volume physiologique (ou *loudness* à l'autre bout du Chunnel...). Nous ne pouvons malheureusement plus vous laisser le choix de la dénomination à adopter.

En règle générale ce type de circuit prend la forme de la mise en parallèle d'un réglage de volume et d'un réseau de correction de fréquence qui rehausse tout particulièrement les graves et les aigus. Il faut cependant que l'électronique soit conçue de façon à ce que l'effet correctif diminue lors de l'augmentation du volume.

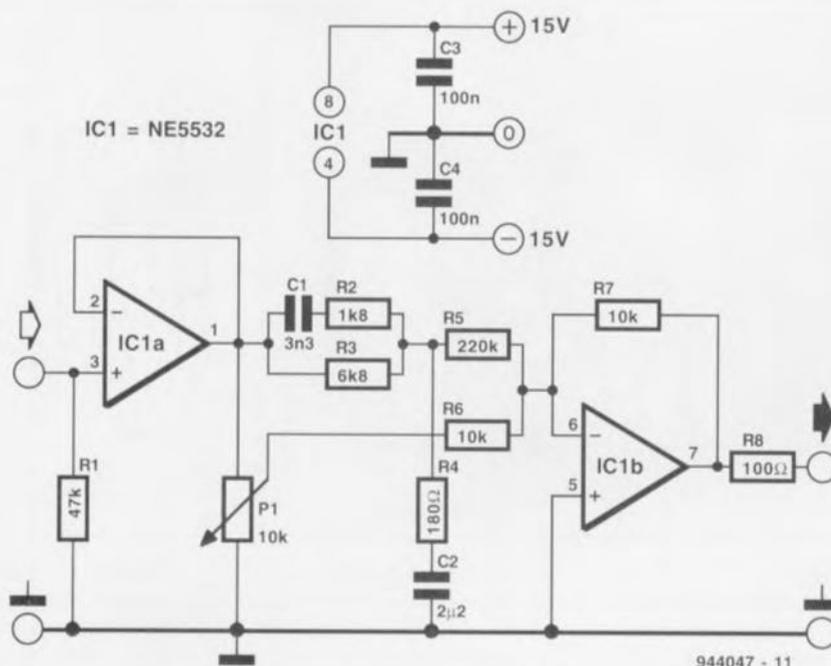
Voici un circuit qui, à l'aide d'un nombre de composants très restreint, remplit très précisément la fonction requise. L'ensemble se compose d'un tampon d'entrée, IC1a, d'un sommateur, IC1b, reliés par un double trajet de signal. Le premier trajet prend la forme du régle-

de volume P1 et R6. En parallèle sur ce trajet on trouve un réseau de correction constitué des condensateurs C1 et C2 associés aux résistances R2 à R5, réseau dimensionné de façon à avoir une amplification additionnelle de 24 dB au maximum des fréquences graves jusqu'à 20 Hz et, dans l'aigu, de 8 dB maximum jusqu'à 20 kHz. Dans ce réseau, le rapport entre R3 et R4 détermine le relèvement maximal subi par les graves, la valeur du condensateur C2 définissant la fréquence de coupure. C1 et R2 assurent quant à eux l'amplification des aigus. La résistance R2 évite tout gain additionnel au-delà de 20 kHz. L'un des inconvénients du réglage de volu-

me à correction physiologique réalisé de cette façon est qu'il y a toujours transmission d'un minimum de signal vers la sortie et qu'il n'est donc plus possible d'amener le volume totalement à zéro. Avec la valeur donnée à R5, le potentiomètre P1 permet d'atteindre une atténuation maximale de l'ordre de 60 dB. Si cette valeur ne paraît pas suffisante on pourra augmenter quelque peu la valeur de R5, cette modification ayant cependant l'inconvénient d'entraîner une diminution (trop) rapide de la correction de fréquence lors d'une augmentation du volume. La prise d'un second potentiomètre (couplé à P1) monté à la sortie constitue une meilleure

solution pour augmenter la plage d'efficacité. L'inconvénient de cette approche est qu'elle implique l'utilisation, pour une version stéréophonique de ce dispositif de correction physiologique, d'un potentiomètre quadruple, composant que l'on ne trouve pas auprès de tous (loin de là) les revendeurs de composants.

Une remarque pour finir : il est parfaitement possible de remplacer le NE5532 utilisé ici par un amplificateur opérationnel d'un autre type équivalent; il est important que l'alimentation symétrique de ± 15 V utilisée soit parfaitement régulée, mais il lui suffit de fournir quelques milliampères seulement.



96 amplificateurs opérationnels composites

Les amplificateurs opérationnels classiques à contre-réaction en tension tel que le OPA627 possèdent d'excellentes caractéristiques de transfert pour les applications en tension continue et celles où la bande passante de gain est faible comparée au produit bande passante \times gain maximal de l'amplificateur opérationnel. Outre cela, l'erreur de gain relative ne cesse d'augmenter, au fur et à mesure de la diminution de celui-ci. À cela s'ajoute qu'aux fréquences de signal relativement faibles, le gain en boucle ouverte chute à quelque

20 dB/décade lors d'une augmentation de la fréquence. Combinés, ces effets entraînent des erreurs non négligeables, en particulier aux fréquences élevées et aux facteurs d'amplification (gain) faibles.

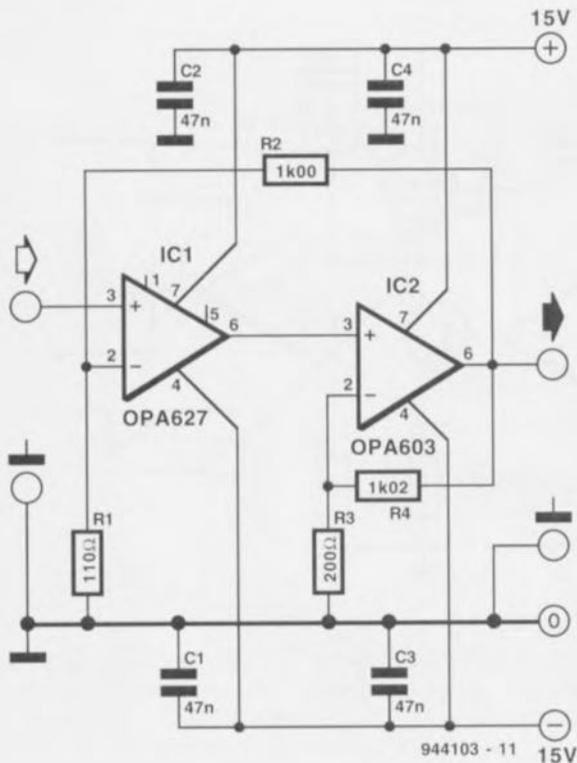
Les amplificateurs opérationnels à contre-réaction en courant, tels que le OPA603, possèdent au contraire un rapport de transfert dynamique excellent tant aux gains élevés que faibles. Malheureusement, en cas de contre-réaction en courant, les caractéris-

tiques de tension continue, V_{OS} , dV_{OS}/dt , réjection en mode commun (CMR), sont, comparées à celle d'amplificateurs opérationnels classiques à contre-réaction en tension, très mauvaises.

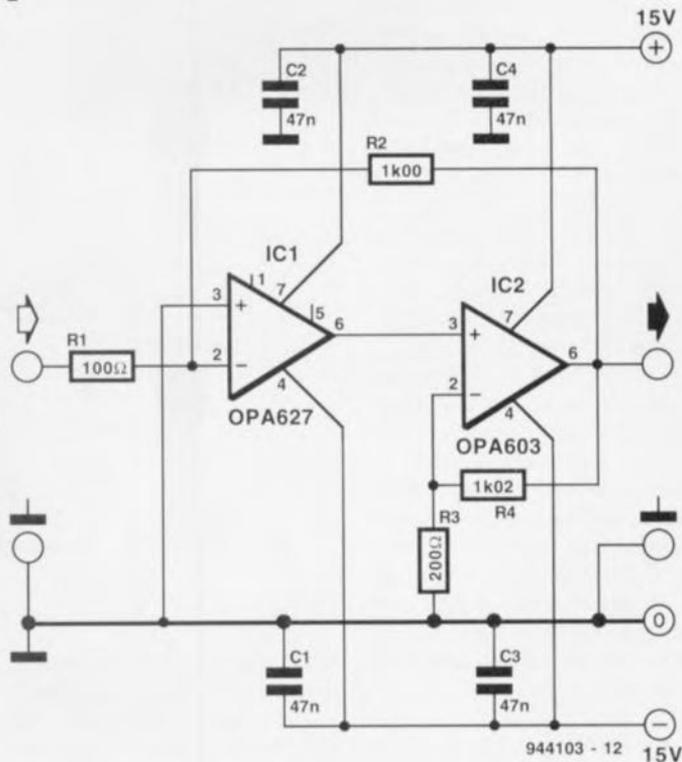
Qu'y-aurait-il donc de mieux que de réunir les aspects positifs des 2 types d'amplificateurs opérationnels ? Les schémas des figures 1 et 2 montrent respectivement un amplificateur opérationnel composite non-inverseur (1) et inverseur (2). Avec cette approche le borgne donne un coup

de main au manchot : l'amplificateur opérationnel à contre-réaction en courant amplifie pratiquement le taux de montée (*slew-rate*) de l'amplificateur opérationnel conventionnel. Comme le OPA603 est pris dans la contre-réaction du OPA627, ce dernier ne commande pas directement la charge. Cette disposition permet d'obtenir un comportement en tension continue meilleur que celui que présenterait un OPA627 tout seul, vu que les effets thermiques introduits par la charge sur les paramètres électroniques du

1



2



OPA627 ne sont pas sensibles. Un OPA603 est en effet capable de commander une charge de $150\ \Omega$ ($\pm 10\%$) sans que des conséquences thermiques n'influencent le OPA627. Seules les résistances R1 et R2 doivent déterminer le gain de l'amplificateur opérationnel composite. La contre-réaction locale R3/R4 de l'amplifica-

teur opérationnel à contre-réaction en courant OPA603 n'a pas d'influence sur le gain d'ensemble; il faudra cependant lui donner la valeur indiquée dans le tableau avec une tolérance de $\pm 5\%$ si l'on veut que le comportement dynamique (vitesse de montée, temps d'établissement) réponde aux espérances. La valeur de

R4 ne change pas. Pour les gains élevés, on remplace le OPA627 par son homologue OPA637 qui lui est compatible broche à broche. Le tableau donné ici correspond à la version non-inverseuse de ce circuit. Pour une version inverseuse de l'amplificateur opérationnel composite R1 sera égale à $A/R2$, A représentant le gain. Il ne

faudra pas oublier alors de tenir compte de l'éventuelle impédance d'entrée relativement faible de l'amplificateur opérationnel composite. Il faudra faire attention à disposer d'une réserve de phase suffisante si l'on ne veut pas se trouver confronté à des phénomènes d'instabilité.

Application Burr Brown

Gain total [V/V]	BW [MHz]	GBW [MHz]	A1	Gain OPA603 [V/V]	R1 [Ω]	R2 [Ω]	R3 [Ω]	R4 [Ω]	Taux de montée [V/μs]	Temps d'établissement [ns]	Temps d'établissement [ns]
5	18	90	OPA627	3	255	1 020	499	1 020	100	265	520
10	18	180	OPA627	6	110	1 000	200	1 020	240	240	500
20	16,5	330	OPA627	12	52,3	1 000	93,1	1 020	620	320	530
50	15	750	OPA627	26	49,9	2 430	40,2	1 020	730	320	-
100	15	1 500	OPA627	52	49,9	4 990	20	1 020	730	330	-
200	12,5	2 500	OPA637	18	49,9	10 k	60,4	1 020	580	325	-
500	12	6 000	OPA637	42	49,9	25 k	24,3	1 020	590	580	-
1 000	10	10 000	OPA637	85	49,9	50 k	12,1	1 020	510	640	-

convertisseur A/N sans prétentions pour le 8051

97

Si l'on a besoin, avec une application à base de microcontrôleur du type 8051, d'un unique convertisseur A/N présentant une erreur ne dépassant pas 1% et une plage de tensions d'entrée allant de 0 à 2 V, il n'est pas nécessaire de penser immédiatement à la mise en oeuvre d'un circuit intégré. L'utilisation du convertisseur A/N réalisé en technologie discrète dont on retrouve le schéma ci-contre a l'avantage additionnel de permettre de ne pas avoir à prendre de dispositions

particulières pour l'adressage, la génération d'un signal d'horloge ainsi que pour les processus de conversion et de lecture.

Le condensateur C1 constitue l'élément le plus important de notre convertisseur, composant que le transistor à effet de champ en technologie MOS (FETMOS) T1 décharge brutalement lorsque la ligne de port régissant le processus, P*.*, passe au niveau bas. Pendant ce temps-là, le collecteur du transistor T2 se trouve à

5 V. Lorsque la ligne de port P*.* passe au niveau logique haut le FETMOS bloque et le circuit lance un processus de conversion. IC1a, T2 et R1 remplissent une fonction de source de courant pilotée par la tension d'entrée chargeant le condensateur C1. Les valeurs de R1 et de C1 sont telles que la durée nécessaire au convertisseur pour effectuer une conversion est, à une tension d'entrée de 2 V, de 125 ms environ. Si l'on veut obtenir des conversions plus rapides on pour-

ra diminuer la valeur de R1 ou de C1, sans cependant dépasser un facteur de réduction supérieur à 10, vu que l'amplificateur opérationnel utilisé n'est plus suffisamment rapide pour travailler à des durées encore plus courtes. La tension aux bornes du condensateur arrive à un amplificateur opérationnel monté en comparateur, IC1b, circuit dont l'entrée inverseuse est, de par la présence de la diode de référence, de type PM336-2.5 ou LM385-2.5, tirée à une tension de

2,5 V très exactement. Dès que la tension sur le dit condensateur tombe en-deçà de 2,5 V, la sortie du comparateur bascule à un niveau bas, déclenchant ainsi une interruption. L'intervalle séparant le flanc montant de P*.* – qui signale le début de la charge de C1 – et le déclenchement de l'interruption est inversement proportionnel à la tension d'entrée. Il suffit dans ces conditions de déclencher un temporisateur intégré à l'intérieur du 8051 à l'aide du flanc montant sur la ligne P*.* pour l'arrêter ensuite à l'arrivée du flanc de l'interruption. Cette méthode présente une certaine imprécision vu que le microprocesseur ne réagit pas immédiatement à l'arrivée d'une interruption. Dans le cas de durées de conversion relativement longues – une tension d'entrée de 0,1 V par exemple nécessite une durée de conversion de 2,5 s – cet aspect joue un rôle mineur. Le calcul de la tension d'entrée U_{ent} répond à la formule suivante :

$$U_{ent} = 2 V \cdot const / N,$$

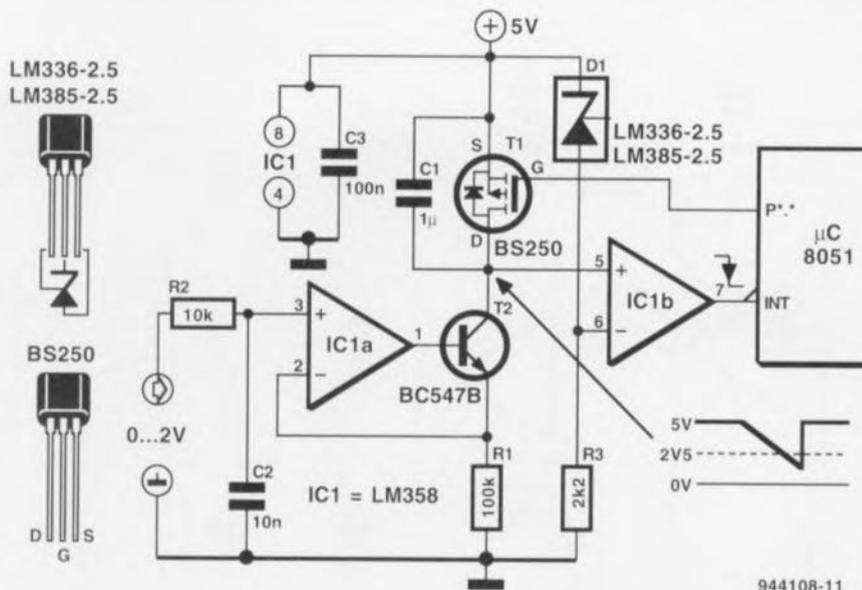
formule dans laquelle N représente l'état du compteur. La constante

const est déterminée par étalonnage. Une approche (plus précise) consiste à la programmation d'un compteur logiciel, mais elle présente l'inconvénient de bloquer le microcontrôleur qui n'est plus disponible, pendant toute la durée de la mesure, pour d'autres

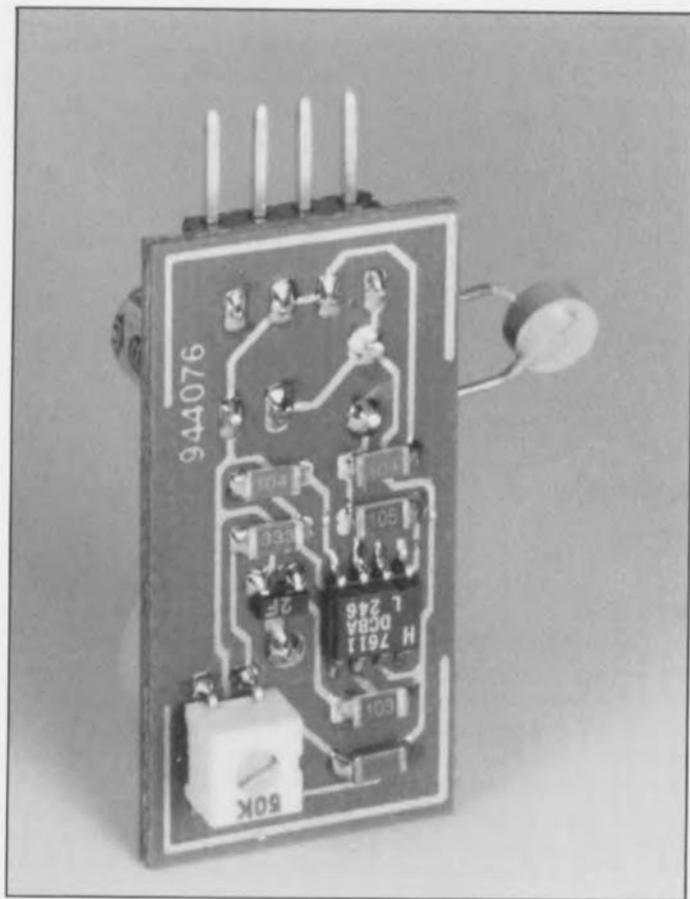
fonctions. Il ne faudra pas oublier de tenir compte d'un éventuel dépassement du compteur. Une dernière variante : il est également possible de piloter les temporisateurs internes à l'aide d'un signal de grille. Ce faisant on mesure avec une

précision acceptable la largeur de l'impulsion d'entrée sans que l'unité centrale (la CPU) ne perde de temps. La consommation de courant du convertisseur A/N discret est, avec ses quelques milliampères, très faible.

projet : G. Kleine



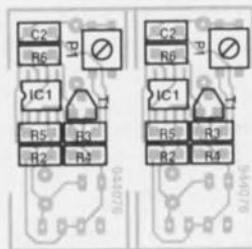
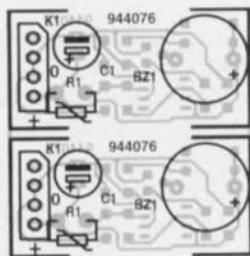
98 alarme de température excessive pour PC



Tout ordinateur quelque vieux qu'il soit, est un objet trop précieux pour permettre qu'il tombe en panne à la suite d'un refroidissement insuffisant qui résulte bien souvent de la défectuosité du ventilateur chargé d'assurer la circulation d'air adéquate à proximité immédiate des composants dissipant une chaleur importante tels que les processeurs et autres composants VLSI (*Very Large Scale Integration*). Le mini-circuit décrit par ce court article provoque l'entrée en fonction d'un résonateur piézo-électrique (un buzzer) lorsque la température régnant à l'intérieur de l'ordinateur atteint une valeur prédéterminée. Il va sans dire que la réaction de l'utilisateur au sifflement strident du résonateur doit être une mise à l'arrêt de l'ordinateur et un examen critique du système de refroidissement du PC s'il veut éviter que son cher (!!!) dans les 2 acceptions de cet adjectif) système ne se transforme en un ramassis de composants au silicium ne présentant plus le moindre intérêt et partant la moindre valeur. Il n'est pas impossible que l'on s'aperçoive que l'on a implanté un nombre de cartes d'extension dont la gourmandise dépasse les capacités de l'alimentation ou que tout simplement le roulement à bille du ventilateur a

rendu l'âme. Quelle que soit la raison du déclenchement de l'alarme, si tant est que celle-ci soit justifiée, le coût du montage miniature décrit ici sera toujours « infiniment » plus faible que celui d'une nouvelle carte-mère ou d'une nouvelle alimentation.

Le capteur de température utilisé ici est une résistance NTC (*Negative Temperature Coefficient* = à coefficient de température négatif) disposée à un endroit adéquat du flux d'air entretenant par le ventilateur intégré dans l'alimentation. La NTC est prise à l'entrée non-inverseuse d'un comparateur dont la sortie bascule vers un niveau haut lorsque la valeur de la résistance NTC tombe en-deçà de la somme des résistances de l'ajustable P1 et de la résistance fixe R3. Le point de commutation pourra être fixé à toute valeur comprise entre 29°C (ajustable mis à sa valeur maximale) et 50°C (ajustable mis à sa résistance minimale). La première étape de l'étalonnage de l'alarme consiste à mettre l'ajustable P1 à sa valeur de résistance minimale (curseur « tourné » électriquement vers R3); on expose ensuite la NTC à la température à laquelle doit se déclencher l'alarme (disons 45° et



Liste des composants

Semi-conducteurs :

T1 = BC548B CMS

IC1 = TLC271CD (CMS)

(Texas Instruments)

Résistances :

R1 = NTC 100k Ω ,

(Siemens série K164, B = 4600K)

R2, R4 = 100k Ω CMS

R3 = 33k Ω CMS

R5 = 1M Ω CMS

R6 = 10k Ω CMS

P1 = 50k Ω ajustable CMS
(Bourns 3335W)

Condensateurs :

C1 = 100 μ F/16V radial

C2 = 100 nF CMS

Divers :

K1 = embase SIL autosécable (en équerre ou non) à 4 contacts (cf. texte)

Bz1 = résonateur 5V CC miniature
(MEB12C-5, Citizen)

l'on joue sur la position de P1 jusqu'à obtenir la production d'un signal sonore par le résonateur.

Comme le montre l'examen de la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants accom-

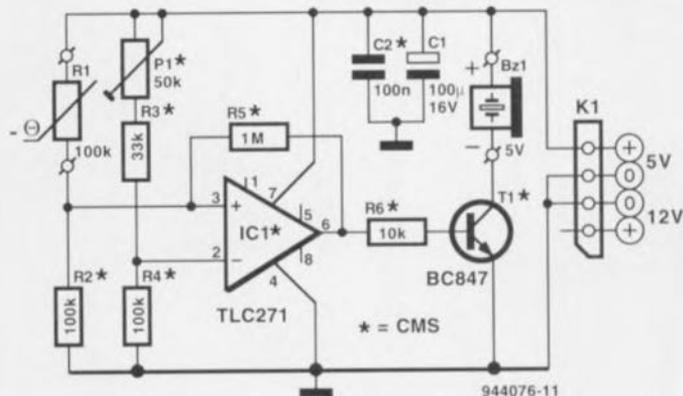
pagnant ce montage, la platine proposée comporte 2 circuits imprimés permettant la réalisation de 2 alarmes. Il faudra donc séparer les 2 parties identiques. Les composants CMS (pour Montage en Surface) prennent place côté « pistes » de la platine, les

composants classiques venant eux s'enficher côté « composants ».

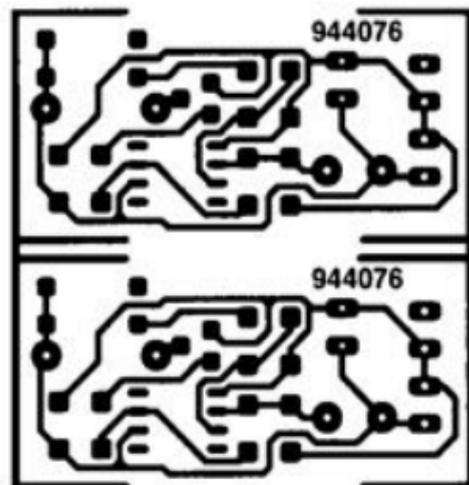
L'alimentation du circuit se fait par l'intermédiaire d'une embase encartable à 1 rangée de 4 contacts, voire d'une embase d'alimentation pour lecteur de 3"1/2 encartable récupérée sur un lecteur de ce type hors-service. Bien qu'il soit prévu d'alimenter le montage en 5V via la broche 1 (+) de l'embase d'alimentation, il n'y a pas de risque en cas d'inversion du sens de l'alimentation vu que les contacts centraux 2-3 sont tous deux à la masse, le circuit

étant parfaitement capable de supporter les 12V présents sur le contact 4. Une alimentation en 12V n'a pas de conséquence ni sur le fonctionnement de l'électronique ni sur la plage de température de l'alarme.

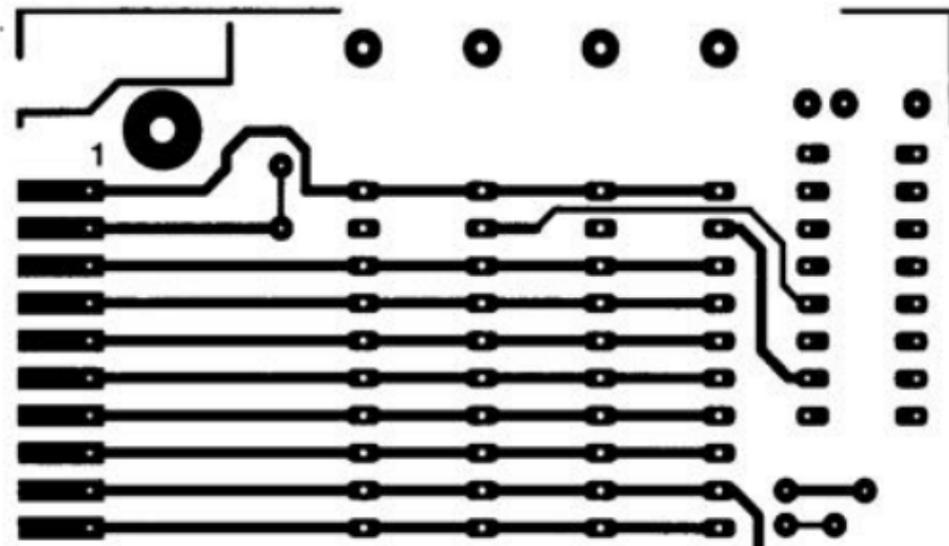
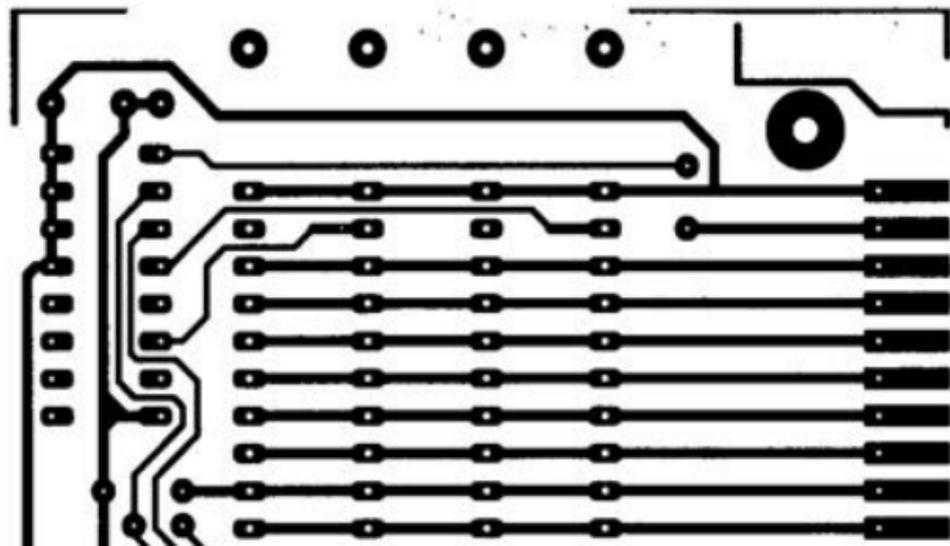
La NTC pourra être montée directement sur la platine de ce montage ou encore sur la carte-mère à un endroit adéquat de celle-ci. Dans ce cas-là on reliera la NTC au reste du circuit à l'aide de 2 petits morceaux de fil de câblage souple.



en libre service



6



amplificateur pour paire de haut-parleurs 99

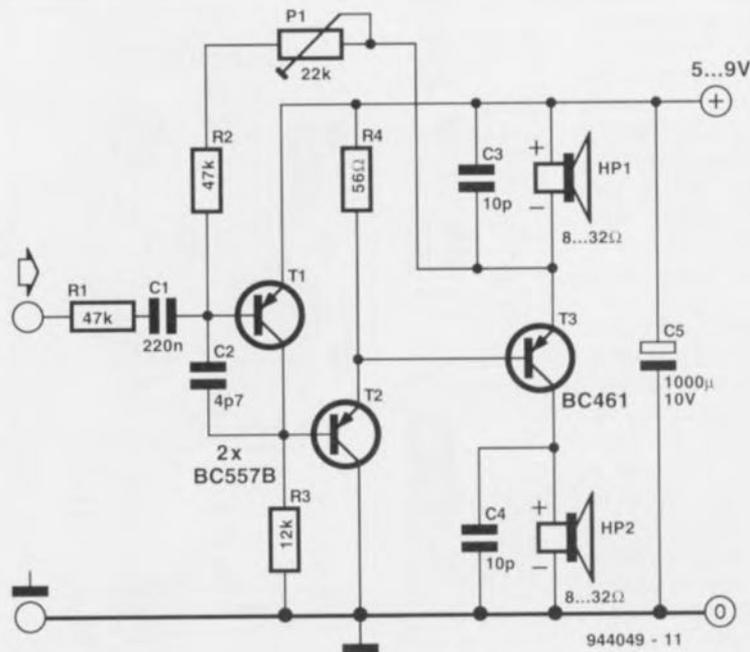
Le circuit présenté ici est plus intéressant par son aspect pédagogique que sous celui d'une utilisation sérieuse. L'idée sur laquelle repose ce circuit est qu'il doit être possible en principe, d'attaquer, à l'aide d'un étage de puissance monophonique également 2 haut-parleurs plutôt qu'un seul sachant que, par approximation, le courant de collecteur d'un transistor est égal à son courant d'émetteur. Si, mentalement, nous remplaçons le haut-parleur additionnel, HP2, par un pont de câblage, le résultat de cette opération de *bypass* a pour résultat un circuit qui en fait n'a pas grand-chose de spécial.

Comme le montre l'examen du schéma, on se trouve en présence d'un amplificateur de tension, T1, suivi d'un émetteur-suiveur, T2, et d'un étage de puissance travaillant en classe A, T3. L'ensemble est doté d'une contre-réaction qui prend la forme du réseau R1/R2/P1; le gain en tension est de l'ordre de 1, l'ajustable P1 permettant de jouer quelque peu sur cette valeur. L'une des caractéristiques remarquables de cette configuration est que le réglage en tension continue de T3 est défini par la tension base-émetteur

de T1. Cette dernière tension et la tension aux bornes du haut-parleur HP1 sont presque égales de sorte que le réglage en tension continue de T3 est pratiquement indépendant de la ten-

sion d'alimentation. Sous la devise évoquée plus haut de « courant de collecteur = courant d'émetteur » il a été pris un second haut-parleur dans la ligne de collecteur

de T3, ce qui double la puissance de sortie de l'étage de puissance. Il ne faut cependant pas s'attendre à des mirades de ce côté-là : à une tension d'alimentation de 5 V on fournit $2 \times 23 \text{ mW}$ à



une charge de 8Ω , puissance qui passe à un royal $2 \times 40 \text{ mW}$ à une tension d'alimentation de 9 V . La distorsion atteint dans ces dernières conditions $0,1\%$. La plage de fréquences de l'amplificateur va de quelque 15 Hz à 200 kHz .

Vu que dans le cas de l'amplificateur décrit ici la contre-réaction est fixée en relation par rapport au plus de l'alimentation il est important de veiller à un bon découplage de l'alimentation. Ceci explique la présence, pour C5, d'un condensateur électrochimique de

forte capacité. La consommation de courant dépend pour une grande part du réglage du transistor T3 et atteint, à une tension d'alimentation de 5 V , de l'ordre de 100 mA , cette valeur passant à quelque 120 mA à 9 V . Dans ce dernier cas en particulier il est

recommandé de doter T3 d'un radiateur. L'un des inconvénients de l'approche proposée ici est que le courant de repos de l'étage de puissance circule aussi à travers les haut-parleurs, mais il faudra s'y résigner.

Amrit Bit Tiwana

Caractéristiques techniques mesurées à tension d'alimentation régulée :
 Tension d'alimentation ± 25 V, I_{repos} (T13, T14) = 200 mA
 (B = 10 Hz à 80 kHz, sauf mention contraire)

Impédance d'entrée :
 Sensibilité d'entrée :
 Temps de montée :
 Taux de montée :
 Bande passante (30 W/8 Ω) :
 Distorsion harmonique totale + bruit (DHT+B)

47 k Ω
 1,25 V (30 W/8 Ω)
 < 0,7 μ s (sans C1), < 1,5 μ s (avec C1)
 > 40 V/ μ s (sans C1), > 24 V/ μ s (avec C1)
 10 Hz à 180 kHz
 < 0,005% (1 kHz)
 < 0,02% (1 kHz)
 (25 W/8 Ω) :
 (25 W/8 Ω) :
 > 100 dB (B = 22 kHz)

Rapport signal/bruit (à 1 W/8 Ω) :

30 W dans 8 Ω
 56 W dans 4 Ω
 > 350

P_{max} (DHT+B = 0,1%) :
 atténuation (20 Hz à 20 kHz; 8 Ω) :

table P1 dans l'une ou l'autre de ses positions extrêmes.

La ligne de contre-réaction est découpée à l'aide de 2 condensateurs électrolytiques bipolaires montés en parallèle, C7 et C8, ceci en vue d'annuler les effets de variations de décalage que pourrait présenter l'étage d'entrée. À l'image de T7 et T8, les transistors d'entrée, T1 et T2, doivent être couplés thermiquement.

Il suffira, pour ce faire, de coincer ces 2 transistors mis face à face à

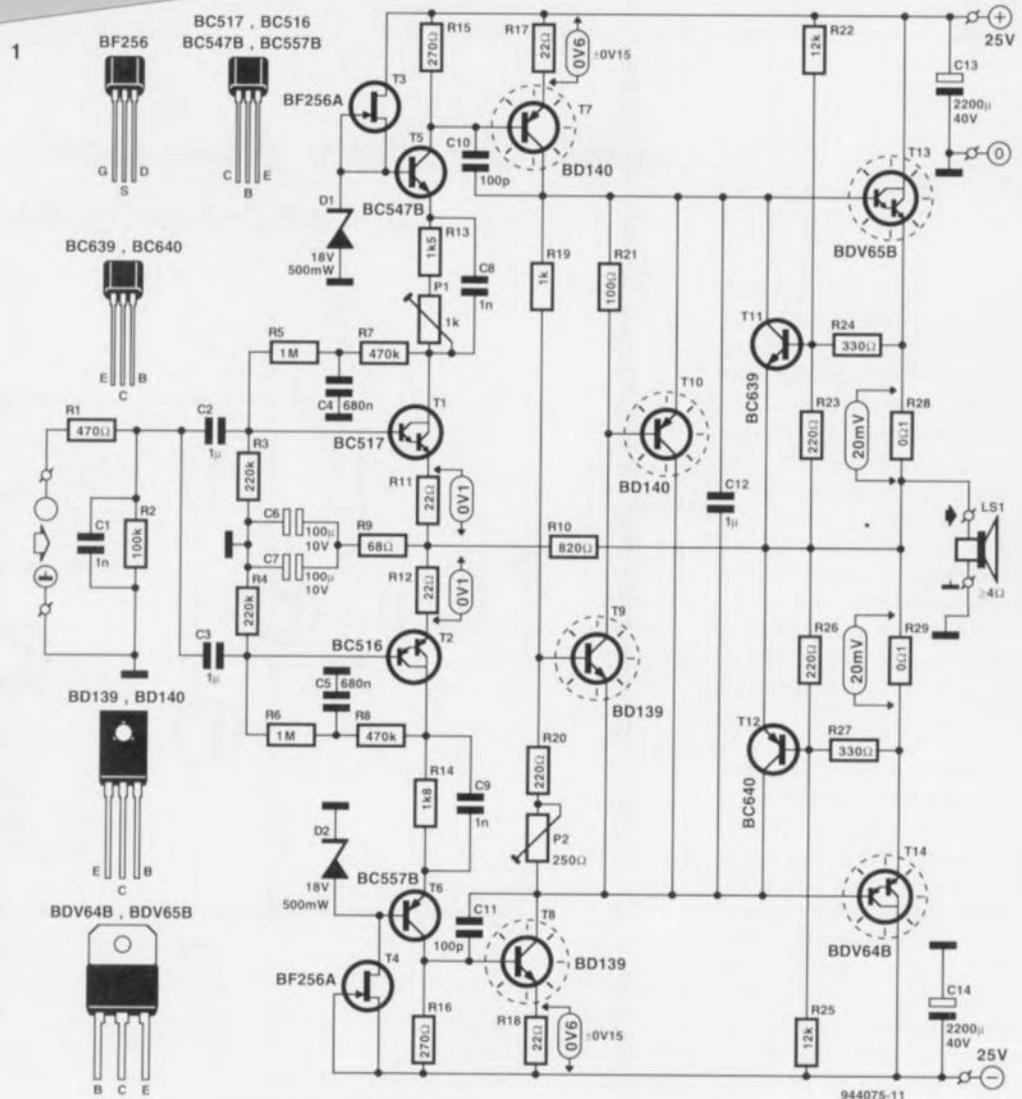
l'aide d'un petit anneau de métal, qu'il s'agisse de cuivre, d'aluminium ou de laiton peu importe.

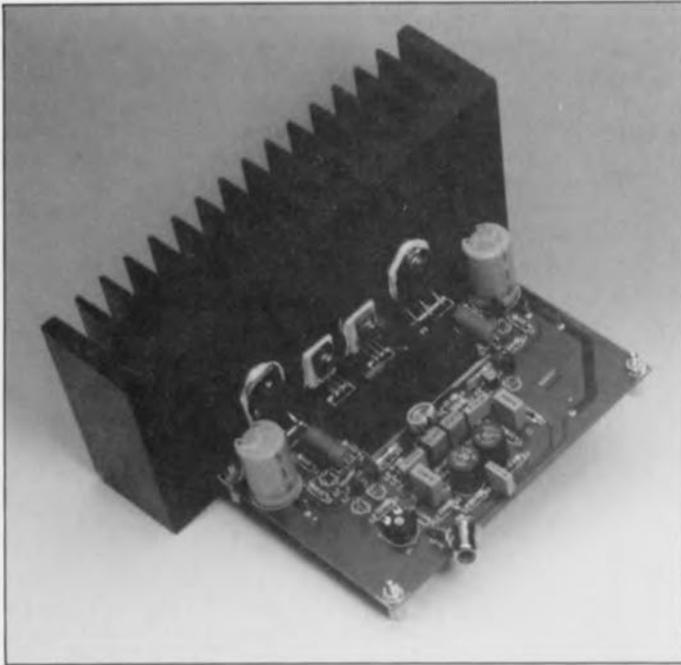
De par leur polarisation flottante, les transistors d'entrée sont sensibles aux variations de la tension d'alimentation. Pour cette raison, chacun de ces transistors est alimenté par le biais de son propre dispositif de régulation constitué d'une source de courant, T3 ou T4 selon le cas, et d'une diode zener D1 ou D2. Il n'est pas surprenant de constater que les tolérances des tran-

Le montage décrit ici est celui d'un amplificateur de puissance pour applications audio n'utilisant que des transistors au prix plus qu'abordable et doté d'une sortie protégée contre les courts-circuits. Sa puissance de sortie maximale est, cf. les caractéristiques techniques ci-dessus, de l'ordre de 50 W dans une charge (lire haut-parleur ou enceinte) de 4 Ω .

Comme on le constate à l'examen du schéma, l'amplificateur est un push-pull classique travaillant en classe B. Il est important, de manière à limiter au strict minimum le courant de décalage circulant par la résistance de contre-réaction R10, que les diodes zener D1 et D2 soient appariées quant à leur tension zener.

De même, on veillera à choisir pour les transistors T7 et T8, paire complémentaire de BD139-BD140, des transistors ayant des tension base-émetteur, U_{BE} , identiques. Ailleurs, dans ce numéro Hors-Gabarit, nous vous proposons un circuit de test permettant ce faire cet appariement. Les transistors T7 et T8 sont montés sur un radiateur commun de manière à ce qu'ils se trouvent toujours, l'un et l'autre, à la même température. Si l'on a omis d'apparier la tension U_{BE} de la paire de transistors T7/T8 et/ou la tension zener des diodes zener D1/D2, il n'est pas nécessaire d'être un spécialiste pour comprendre qu'il pourrait s'avérer impossible de compenser le courant de décalage même en mettant l'ajus-





sistors FET ou des diodes zener entraîne une déviation pouvant aller jusqu'à ± 1 V par rapport à la tension d'alimentation nominal requise, à savoir ± 18 V. Les condensateurs C8 et C9 pris dans les étages de la cascade basés sur les transistors T2/T4/T6 et T1/T3/T5 servent à minimiser les effets néfastes des capacités des jonctions base-collecteur des transistors T1 et T2. Les jonctions base-collecteur des transistors T7 et T8 sont shuntées à l'aide de condensateurs, C10/C11, vu que les transistors BD139 et BD140 ne possèdent pas, bien que de types électriquement complémentaires, la même vitesse de commutation.

Après la première mise sous tension de l'amplificateur, la tension aux bornes des résistances R17 et R18 se stabilisera à une certaine valeur pour ensuite grimper progressivement jusqu'à de l'ordre de 0,15 V. Cette évolution est normale et due principalement au concept simple adopté et aux inévitables effets thermiques prenant place à l'intérieur des transistors T1/T2 et T7/T8. Il n'en reste pas moins vrai que cette variation nécessite un dispositif zener de bonne qualité de manière à obtenir un courant de repos stable. En d'autres termes, la tension zener entre les bases de T13 et T14 doit être indépendante de la variation de courant à travers les transistors T9 et T10. L'ajustable P2 permet de régler le courant de repos. La « super »-zener que constituent T9 et T10 présente une résistance en alternatif quelque 5 fois plus faible que celle qu'aurait un régulateur traditionnel à un transistor. Pour des raisons évidentes, ces 2 transistors sont montés sur le même radiateur que les transistors de puissance de sortie. Le dispositif de protection par mainti-

(SOAR = *Safe Operating AR*ea) repose sur les transistors T11 et T12. Les valeurs attribuées aux résistances R22 à R27 sont telles qu'elles permettent le maintien des courants traversant T13 et T14 à des intensités raisonnables même en cas de mise en court-circuit de la sortie de l'amplificateur ou d'une connexion à la sortie d'une impédance de valeur trop faible.

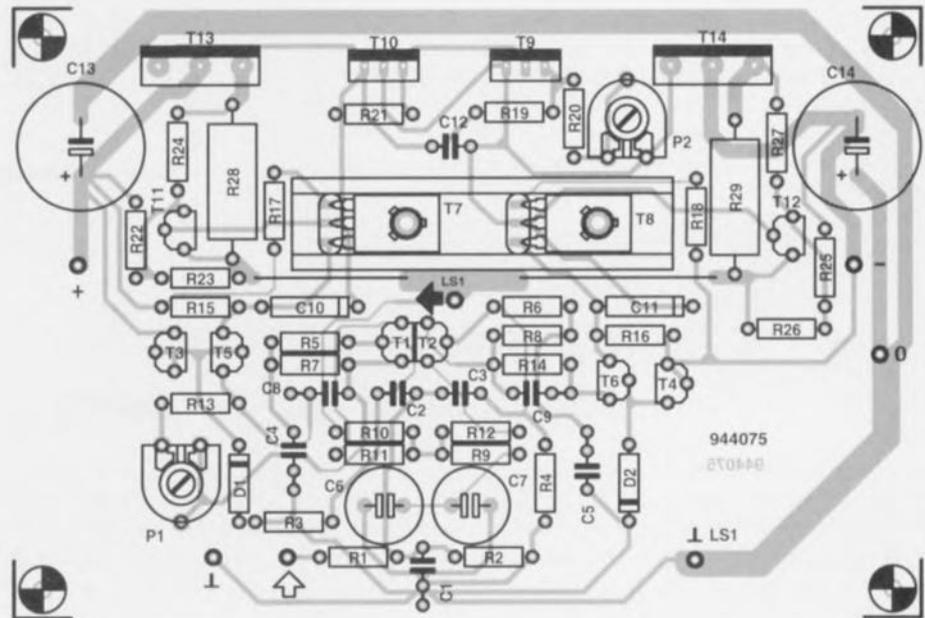
Dès lors que l'on dispose d'un circuit imprimé tel celui dont on retrouve la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en figure 1 et que l'on sait tirer les enseignements apportés par la photographie, il ne doit pas être difficile d'arriver à bout de la réalisation de cet amplificateur. Les transistors T9, T10, T13 et T14 seront montés sur plaquettes de céramique qui assurent une excellente isolation électrique tout en minimisant la résistance thermique qu'elles intro-

duisent par rapport au radiateur de type SK85. Les transistors T7 et T8 seront eux aussi dotés de plaquettes d'isolation – l'utilisation de mica ne pose pas de problème ici – avant d'être fixés sur leur radiateur commun.

Assurez-vous, avant d'appliquer la tension d'alimentation pour la première fois, que l'ajustable P2 se trouve bien à sa valeur de résistance maximale (curseur tourné en butée dans le sens anti-horaire). Ensuite, on joue sur la position du dit ajustable jusqu'à obtenir un courant de repos de l'ordre de 200 mA à travers T14 et T14, courant qui correspond à une tension de l'ordre de 200 mV aux bornes des résistances R28 et R29.

Notons en guise de conclusion, que l'impédance minimale des « haut-parleurs » connectés à la sortie de cet amplificateur de puissance ne doit pas tomber en-dessous de 4 Ω .

2



Liste des composants

Résistances:

R1 = 470 Ω
 R2 = 100 k Ω
 R3, R4 = 220 k Ω
 R5, R6 = 1 M Ω
 R7, R8 = 470 k Ω
 R9 = 68 Ω
 R10 = 820 Ω
 R11, R12, R17, R18 = 22 Ω
 R13 = 1 k Ω
 R14 = 1 k Ω
 R15, R16 = 270 Ω
 R19 = 1 k Ω
 R20, R23, R26 = 220 Ω
 R21 = 100 Ω
 R22, R25 = 12 k Ω
 R24, R27 = 330 Ω
 R28, R29 = 0 Ω 1/5 W

P1 = 1 k Ω ajustable horizontal
 P2 = 250 Ω ajustable horizontal

Condensateurs:

C1, C8, C9 = 1 nF
 C2, C3, C12 = 1 μ F au pas de 5 mm
 C4, C5 = 680 nF
 C6, C7 = 100 μ F/10 V bipolaire radial
 C10, C11 = 100 pF/160 V polystyrène
 C13, C14 = 2 200 μ F/40 V radial

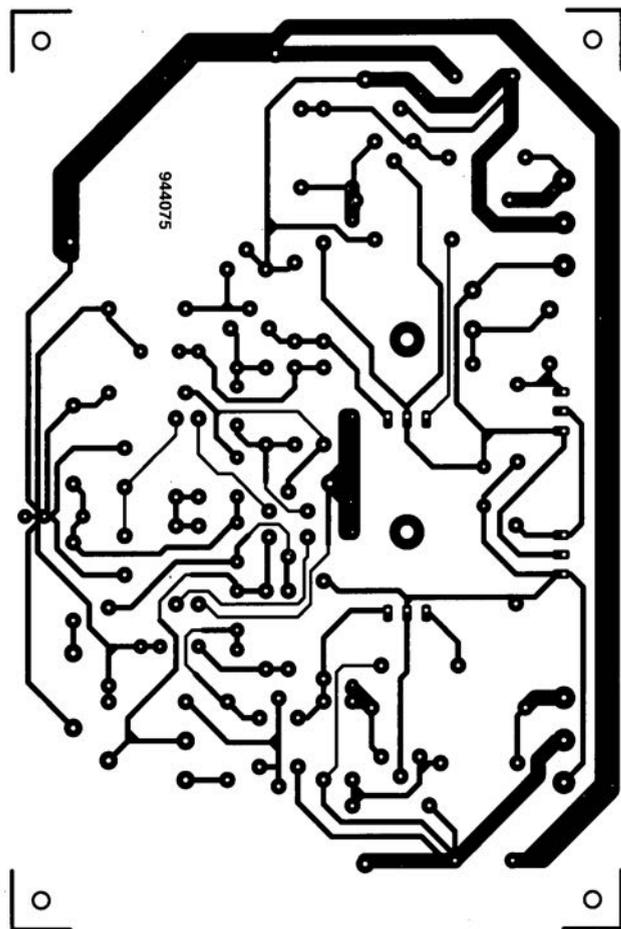
Semi-conducteurs:

D1, D2 = diode zener 18 V/500 mW
 T1 = BC517
 T2 = BC516
 T3, T4 = BF256A
 T5 = BC547B
 T6 = BC557B
 T7, T10 = BD140

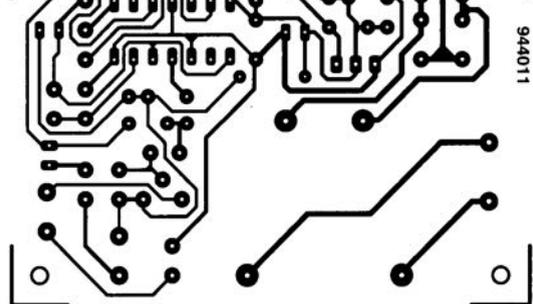
T8, T9 = BD139
 T11 = BC639
 T12 = BC840
 T13 = BDV65B
 T14 = BDV64B

Divers:

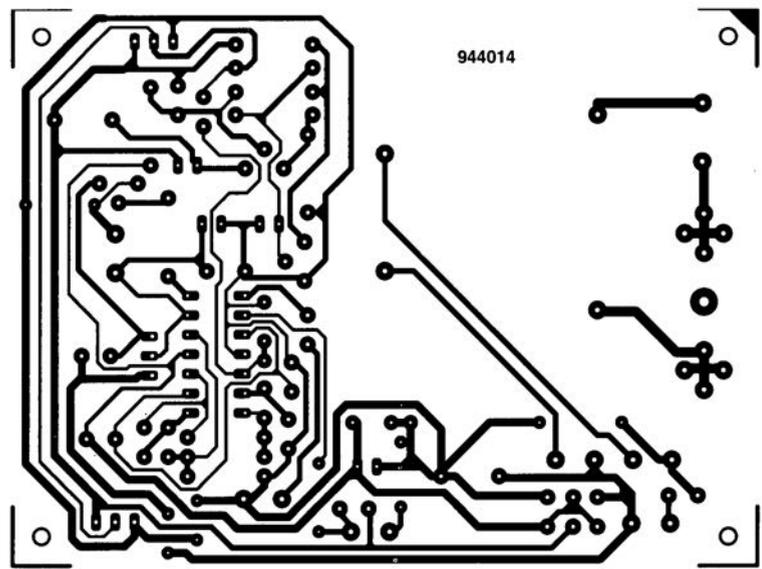
radiateur commun pour T7/T8 type SK12/50mm (15 K/W, Fischer)
 2 plaquettes céramique pour boîtier de type TO-220
 2 plaquettes céramique pour boîtier de type TOP-3
 2 plaquettes mica (à découper aux bonnes dimensions) pour boîtier de type TO-220
 radiateur 0,65 K/W pour T9/T10, T13/T14, tel que SK85/75mm (Fischer)



16



17



18

101

contrôleur pour mémoires non-volatiles

Dallas Semiconductor a lancé sur le marché un contrôleur aux caractéristiques techniques très intéressantes. Le DS1210, puisque c'est de lui qu'il s'agit, peut être utilisé pour la réalisation, à l'aide d'un circuit de RAM CMOS et d'une pile au lithium, d'un module de mémoire capable de conserver intacte de longues années durant, l'information qu'il contient.

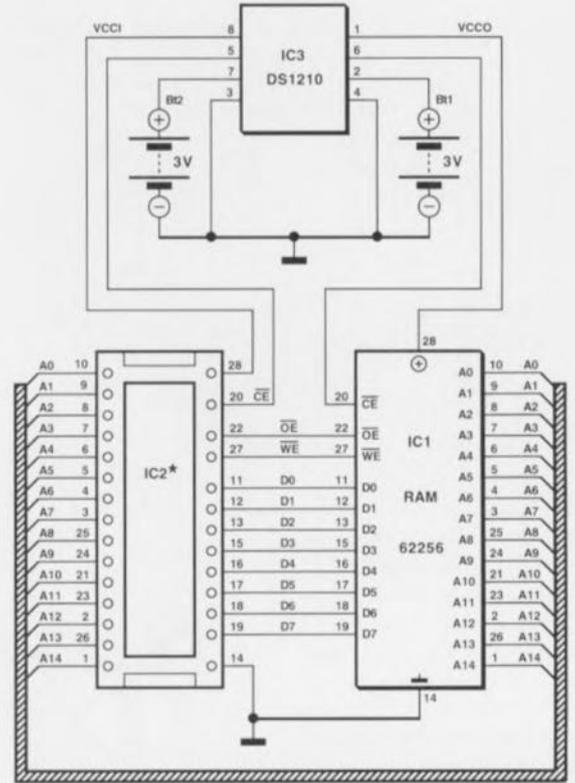
Le dit contrôleur remplit une quintuple fonction. Il commence par alimenter le circuit de RAM à partir, soit de la tension d'alimentation du circuit, V_{CC} , soit de celle fournie par la pile. C'est le niveau de chacune de ces 2 tensions qui détermine celle qui sera utilisée. La chute de tension introduite par le commutateur électronique intégré dans ce composant est inférieure à 0,3 V. Ce circuit intégré procède également à la détection de la disparition de la tension d'alimentation. Dès que l'on a constaté d'une telle situation, le contrôleur empêche toute tentative d'écriture dans la mémoire. À partir de cet instant c'est la pile qui fait office de source de tension provisoire.

Il est possible, de manière à mettre le

maximum de chances de son côté, de mettre en jeu une seconde pile, approche devant permettre de faire face à toutes les situations périlleuses imaginables. Cette seconde pile est mise à contribution dès que la cellule principale, la première pile donc, est épuisée. Il existe en outre une possibilité de contrôle par logiciel de l'état de la pile principale. En effet, lorsque la tension fournie par la dite pile tombe en-deçà de 2,0 V le contrôleur prend des précautions additionnelles.

À partir du second cycle de lecture/écriture vers l'emplacement de mémoire les processus de lecture et d'écriture vers la mémoire sont bloqués. S'il n'est plus possible de modifier le contenu de la mémoire cela signifie que la pile principale est épuisée. Le schéma proposé ici montre le circuit d'extension à utiliser lorsque l'on veut prendre ce circuit intégré intéressant dans une application existant déjà. IC2 est le support dans lequel sera monté le circuit intégré de mémoire dont on veut garantir la pérennité du contenu.

source: Dallas Semiconductor



944107 - 11

102

répétiteur optique pour sonnette de porte

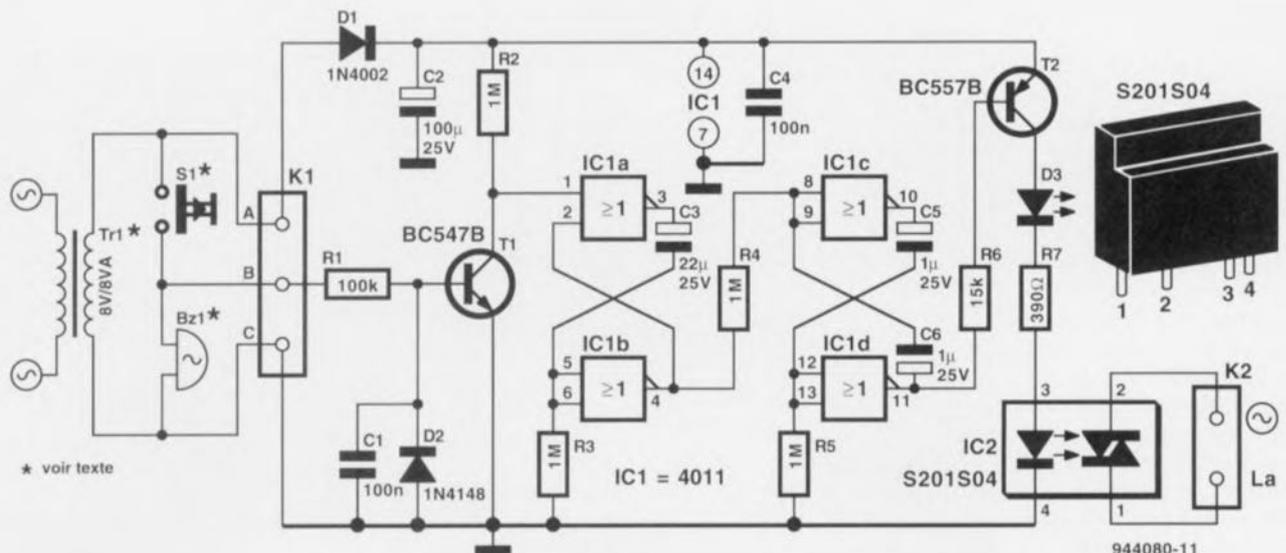
Le petit circuit pourra remplir sa fonction à chaque fois que, pour une raison ou une autre, il est impossible d'entendre la sonnette de porte (qu'elle soit d'entrée

ou non), mais que l'on tient cependant à être tenu au courant d'une présence « active » – se manifestant par l'action sur le bouton de la sonnette –

à cet endroit. Les raisons d'une surdité passagère peuvent être multiples, allant d'un âge avancé à l'écoute de musique à forte puissance en passant

par l'utilisation d'une tronçonneuse ou d'un marteau-piqueur.

Quelle que soit la situation il n'en reste pas moins vrai que vous tenez à



* voir texte

944080-11

être averti de toute visite, de sorte qu'un avertissement optique est la solution rêvée.

L'électronique décrite ici utilise le bouton de sonnette, S1, et le transformateur, Tr1 – dont les caractéristiques nominales sont dans la plupart des cas 8 V/1 A – de l'installation d'origine; le dit transformateur ne pose pas de risque pour la présente application. La tension fournie par le secondaire de notre transformateur de sonnette commence par subir un redressement par la diode D1 et un filtrage par le biais du condensateur C2, qui alimen-

te la circuiterie de commande de la sonnette optique.

Une action sur le bouton de la sonnette produit, comme c'est le cas normalement, l'entrée en fonction de la sonnette. Au même instant, le transistor T1 est commuté, c'est-à-dire mis en et hors-fonction au rythme de la fréquence du secteur (50 ou 60 Hz selon le pays où l'on se trouve). Cette commutation produit le déclenchement du multivibrateur monostable que constituent les portes NON-ET IC1a et IC1b. La pseudo-période est fixée, de par la valeur attribuée aux

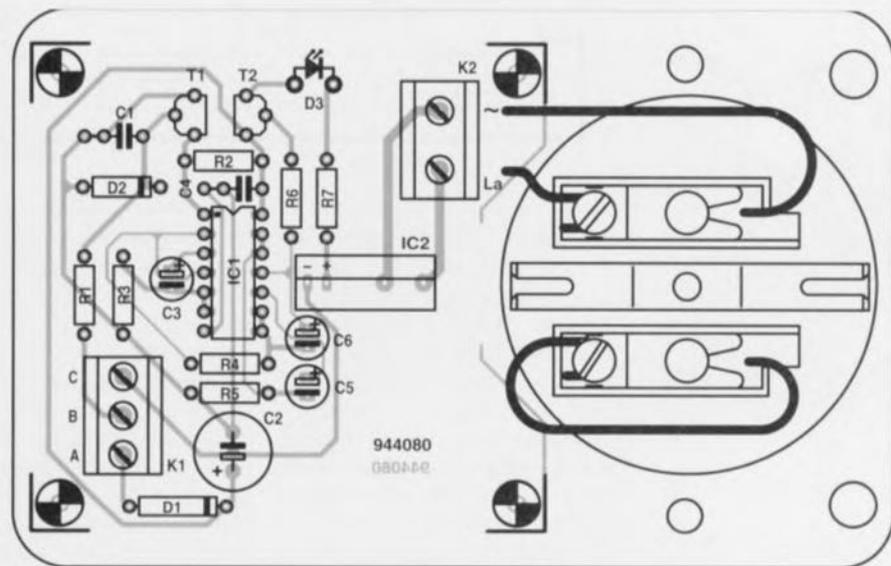
composants concernés, c'est-à-dire C3 et R3, à quelque 15 secondes.

À son tour le monostable valide un oscillateur constitué par les portes IC1c et IC1d, dispositif qui attaque lui le transistor de commande, T2. Le résultat de cette cascade d'événements est un clignotement, pendant une durée définie à l'avance, de l'ampoule connectée au relais à semi-conducteurs IC2. La LED D3 clignote à la même fréquence servant de dispositif de confirmation du bon fonctionnement du répéteur optique pour sonnette de porte. La puissance

maximale de l'ampoule connectée au circuit est de l'ordre de 100 W.

Vu que 2 pistes et 4 points de soudure de la platine véhiculent la tension du secteur, il faudra procéder à une réalisation soignée du montage en veillant à respecter les règles de sécurité applicables dans un tel cas. Nous avons prévu la mise en place de la platine dans un boîtier en plastique à fiche et prise secteur incorporées, de sorte que l'ampoule de signalisation pourra y être connectée à l'aide d'un câble secteur standard.

projet - E. Verbeek



Liste des composants

Résistances:

R1 = 100 k Ω

R2 à R5 = 1 M Ω

R6 = 15 k Ω

R7 = 390 Ω

Condensateurs:

C1, C4 = 100 nF

C2 = 100 μ F/25 V radial

C3 = 22 μ F/25 V radial

C5, C6 = 1 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4002

D2 = 1N4148

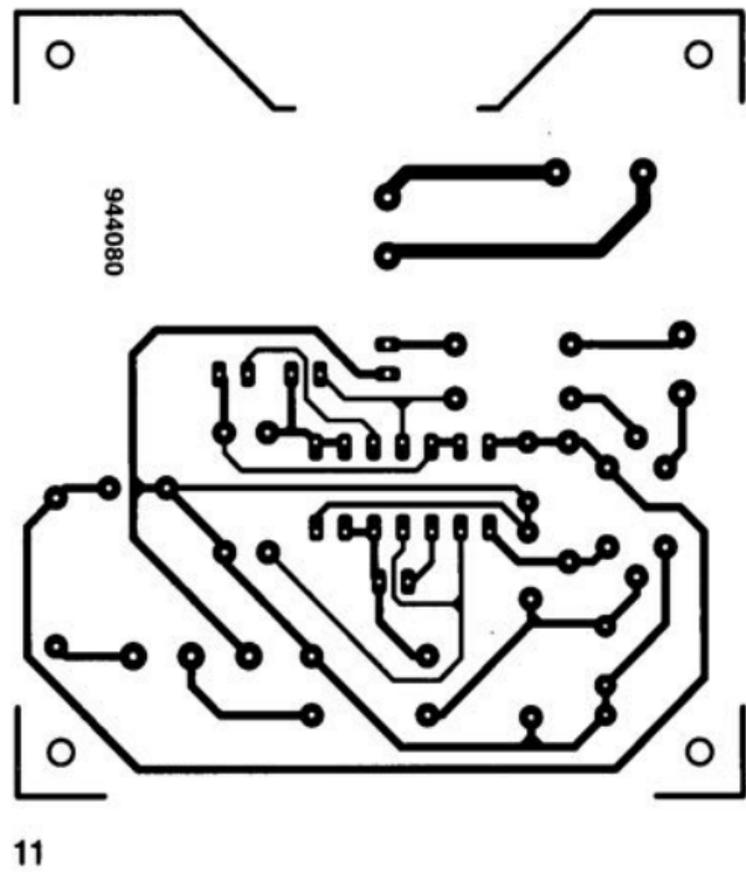
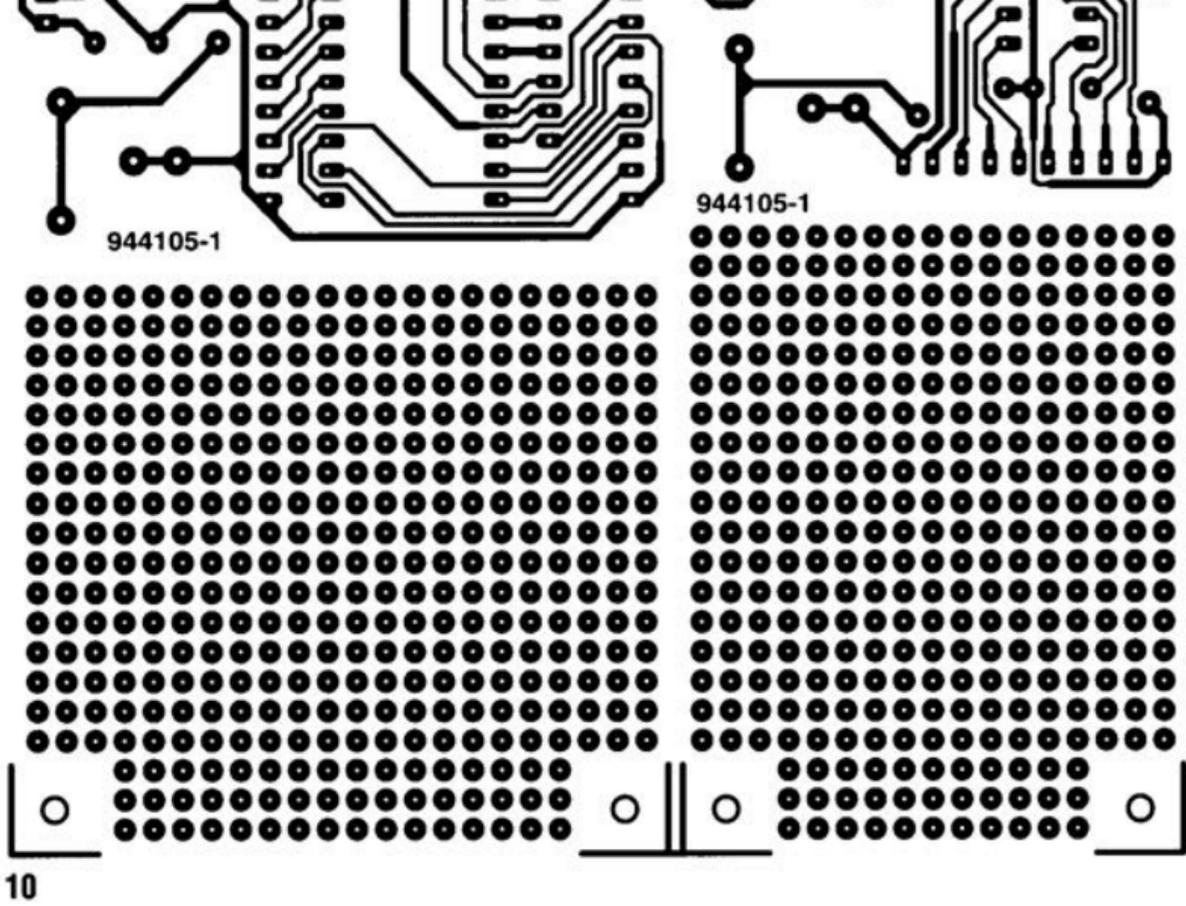
D3 = LED

T1 = BC547B

T2 = BC557B

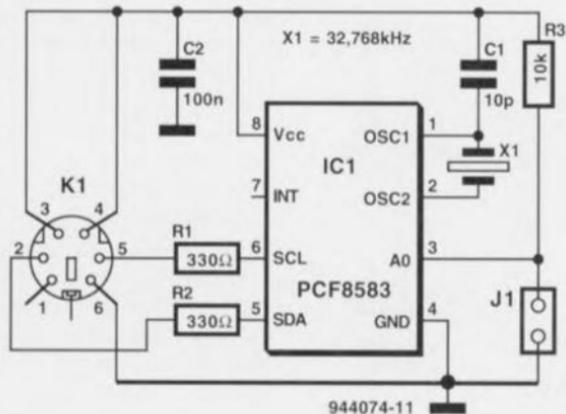
IC1 = 4001

IC2 = S201S04 (Sharp)



horloge en temps réel pour bus I2C 103

1



Un circuit spécialisé de Philips, le PCF8583 en l'occurrence, intègre une horloge en temps réel associée à une interface I²C. Exception faite du circuit intégré proprement dit, en boîtier DIL à 8 broches, tous les composants de l'application standard proposée par

Philips représentée en **figure 1** sont du type CMS (Composant pour Montage en Surface) de sorte qu'il est possible de réaliser un montage de dimensions extrêmement compactes, à un point tel d'ailleurs que l'on pourra en envisager le montage dans, par

exemple, une prise mini-DIN.

L'inconvénient de ce circuit est bien évidemment qu'en l'absence de sauvegarde par pile ou accu rechargeable, on a perte de toutes les informations en cas de mise hors-tension du PCF8583.

Le PCF8583, dont on retrouve la structure interne en **figure 2**, se laisse adresser, tant pour une lecture que pour une écriture, à l'adresse 101000A₀ R/W.

Le circuit intégré comporte une RAM de 256 octets avec un registre à auto-incrémentation, un oscillateur travaillant à 32,768 kHz, un diviseur de fréquence, un dispositif de remise à zéro à la mise sous tension (Power On Reset) et une interface I²C. Les premiers 8 octets de la RAM, 00 à 07, prennent la forme d'un registre parallèle adressable à 8 bits dont il est possible de retrouver, sur le dessin de la structure interne représenté en figure 2, les informations quant au contenu exact.

Nous ne disposons pas ici de la place nécessaire pour procéder à une description détaillée du contenu de chacun des registres, ce qui implique une consultation de la fiche de caractéristiques techniques du dit composant.

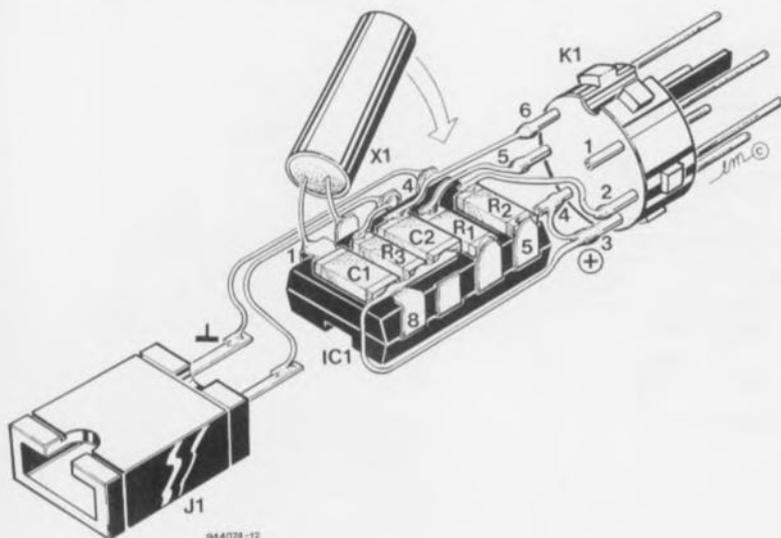
Le croquis de la **figure 3** montre, pour finir, la technique de montage des composants CMS sur le corps même du PCF8583. On commence par raccourcir les « pattes » du circuit intégré à une longueur de 1,5 mm environ avant de fixer les résistances R1 et R2 à l'aide d'une goutte de colle à prise rapide ou thermo-plastique sur le dessous du boîtier du circuit intégré en veillant à les positionner perpendiculairement par rapport à lui, dans l'axe de ses broches 5 et 6 auxquelles on soude ensuite l'une des extrémités de la résistance. On soude à l'extrémité restée libre des dites résistances une petite longueur de fil de câblage souple qui viendra ultérieurement se connecter aux bornes 2 et 5 de la

prise mini-DIN. Les CMS C1, R3 et C2 sont fixés dans cet ordre à mi-chemin entre les broches supérieures du circuit intégré, positionnement illustré par le croquis de la figure 3.

L'extrémité du condensateur C1 la plus proche de la broche concernée du PCF8583 est reliée, à l'aide de fil de câblage souple ou de fil de cuivre émaillé débarrassé de sa résine d'isolation au point de contact, à la broche 1 du circuit intégré, l'extrémité correspondante de la résistance R3 l'étant à la broche 3 et celle du

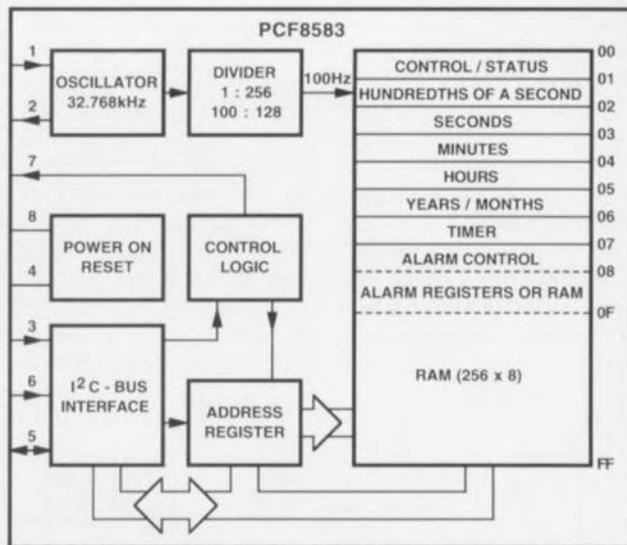
condensateur C4 à la broche 4 de IC1. On prolongera les liaisons vers les broches 3 et 4 de quelques centimètres de manière à faciliter la connexion à la fiche mini-DIN. Les extrémités restées libres de ces 3 composants sont interconnectées à l'aide d'un morceau de fil de câblage souple dont on soude l'extrémité à la broche 8 du circuit intégré d'une part pour prolonger ensuite cette liaison jusqu'aux broches 3 et 4 de la fiche mini-DIN. Il ne reste plus ensuite qu'à positionner le quartz X1 dont les connexions sont sou-

3



944074-12

2



944074-13

dées aux broches 1 et 2 de IC1. Il faut maintenant préparer la fiche mini-DIN pour pouvoir y insérer le montage en « crabe » – certains crabes ayant, vous n'êtes sans doute pas sans le savoir, l'habitude de promener leur progéniture sur le dessous de leur carapace – ainsi réalisé. Pour ce faire on raccourcit à 15 mm environ les contacts métalliques de la dite prise et l'on découpe l'enveloppe isolante de plastique.

On colle, à l'aide d'araldite ou d'une autre colle à prise rapide, une embase à 2 contacts pour cavalier dans le

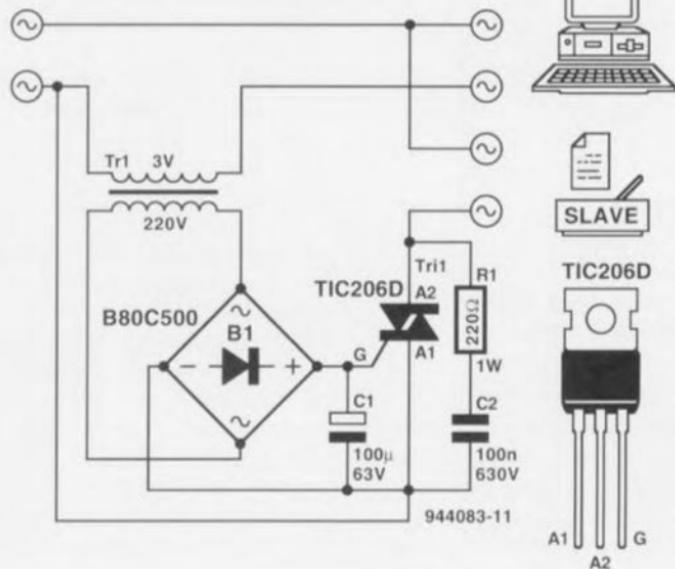
conduit de passage prévu à l'origine pour le câble de manière à pouvoir y implanter un cavalier de court-circuit. Ce contact permet de définir le bit libre de l'adresse.

À l'intérieur de la prise on soude les connexions en provenance des broches 3 et 4 et autres liaisons restantes aux contacts correspondants de la fiche mini-DIN. Il est temps maintenant de procéder au « remontage », avec toutes les précautions d'usage, de la prise mini-DIN.

d'après une idée de W. Hackländer

Le temps aidant, l'ordinateur personnel le plus solitaire à sa naissance se voit entouré d'une cour de plus en plus étoffée de périphériques. Bien qu'il ne soit pas nécessaire de mettre à chaque fois ces différents appareils en veille, le besoin régulier de l'imprimante fait qu'il peut s'avérer intéressant qu'elle soit mise automatiquement en et hors-fonction avec l'ordinateur lui-même. Cette approche évite une consommation de courant électrique inutile. Réaliser soi-même un interrupteur-esclave de ce genre est une entreprise relativement aisée. L'approche la plus rustique consiste à prendre en série avec la connexion au secteur de l'ordinateur une résistance (de faible valeur), composant qui fait office de palpeur de courant. Dès le début de la circulation d'un courant, on pourra utiliser la tension présente aux bornes de la dite résistance pour amorcer un triac.

L'inconvénient de cette solution est la dissipation inutile, par l'intermédiaire de



la résistance, d'une puissance relativement importante et le risque de voir circuler par la gâchette du triac la totalité du courant consommé par la charge, courant pour lequel ce composant n'est pas prévu ! L'utilisation de ce que l'on appelle un transformateur de courant constitue de ce fait une solution plus acceptable. Nous avons adopté ici le transformateur d'une sonnette de porte (courant nominal, 1 A) que nous avons adapté à sa nouvelle fonction. L'exemplaire dont nous disposions possédait des tensions secondaires de 3, 5 et 8 V. Nous avons pris son enroulement de 3 V en série avec la ligne d'alimentation au secteur de l'ordinateur; il nous servira de détecteur de courant. Dès la mise sous tension de l'ordinateur, le transformateur transfère le courant vers son primaire, mais comme le primaire du transformateur comporte un nombre de spires plus important, le courant du primaire sera plus faible (!). Dans le

cas d'un rapport de tensions de 3:220 le rapport des spires est de 1:70, de sorte que le courant circulant par le primaire sera 70 fois plus faible que celui passant par le secondaire. Il n'en est pas moins vrai que ce courant est encore toujours largement suffisant à produire l'amorçage d'un triac aussi sensible que le TIC206D.

Il va sans dire que le courant d'amorçage du triac présente la même forme que celui circulant par le primaire du transformateur. Si le dit courant a la forme d'un joli sinus, l'amorçage du triac se fera, comme il se doit, juste

après le passage par zéro de la tension du secteur. Si au contraire, le courant enregistré par le senseur de courant est une crête de courant allant en direction d'un redresseur, l'amorçage du triac ne se fera qu'au milieu du sinus, ce qui n'est pas l'effet recherché. De façon à ce que le triac soit mis en conduction permanente nous avons pour cette raison ajouté un pont de redressement et un condensateur électrochimique.

Il fallait à notre prototype de l'ordre de 100 mA (sinus) pour obtenir l'amorçage du triac. La chute de tension correspondante était de 95 mV,

valeur qui atteignait très exactement 294 mV à un courant de 500 mA. En l'absence de transformateur (avec résistance de mesure donc) cette chute de tension aurait été de 2 V au moins, de sorte que la solution adoptée ici possède un rendement sensiblement meilleur. On pourra travailler à des courants plus importants en utilisant l'enroulement 5 ou 8 V plutôt que l'enroulement 3 V.

Il ne saurait cependant être question de dépasser le courant nominal du transformateur utilisé. Est-il bien nécessaire de préciser que la réalisation d'un circuit de ce genre implique

le respect des règles de travail avec la tension du secteur (qui reste toujours dangereuse !). Dans le cas présent il y a un certain nombre d'aspects de sécurité dont il faudra tenir compte. Vu l'utilisation du transformateur à l'inverse de ce qui est prévu, il peut naître, en hors-charge, des tensions élevées dangereuses du côté du 220 V. Il ne faudra donc jamais tester l'interrupteur-esclave sans que le transformateur ne soit connecté au reste du circuit ! On utilisera toujours un transformateur de sonnette, vu les exigences de sécurité auxquelles ce type de transformateur doit répondre.

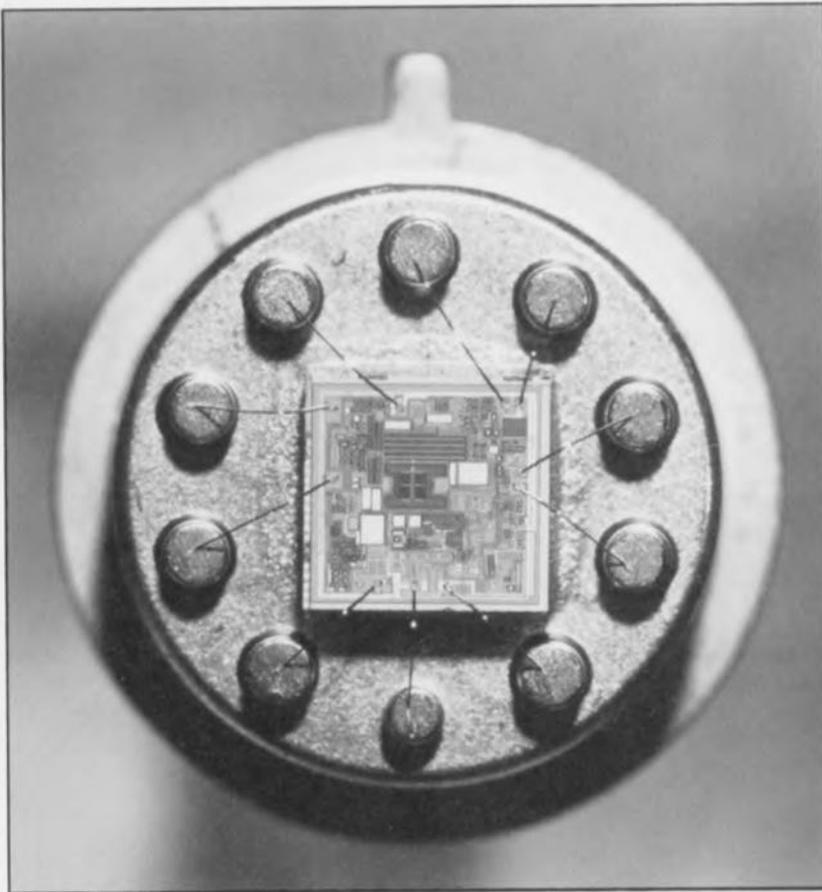
ADXL-50

Accéléromètre monolithique pour applications industrielles et d'instrumentation L'ADXL-50, premier convertisseur accélération/tension silicium intégré: capteur + conditionnement du signal + auto-diagnostique. Plus qu'un simple capteur d'accélération, l'ADXL-50 d'Analog Devices est un système complet de mesure d'accélération intégré sur une puce silicium de moins de 10mm². L'innovation technologique du micro-usinage de surface du silicium développée à l'origine pour les systèmes de sécurité automobiles de type «airbag» est désormais disponible pour répondre aux nombreuses applications dans les domaines de l'industrie, de l'instrumentation, du grand public, avec deux nouvelles versions qui présentent le même niveau de fiabilité que la version «automotive». Intégrant l'ensemble des fonctions nécessaires à un ensemble de mesure complet—capteur d'accélération, modulateur, démodulateur, oscillateur, référence, amplificateurs et circuiterie d'auto-test—il en découle une grande simplicité de mise en oeuvre en même temps qu'une grande variété d'application, parmi lesquelles:

- l'analyse/annulation de vibrations;
- la détection de mouvement/position;
- la détection et l'enregistrement de chocs (systèmes d'alarme, «mouchards» électroniques, boîtes «noires» diverses, etc.);
- l'instrumentation et le test;
- les jouets/jeux;

Avec une plage de mesure de 0 à $\pm 50g$ maximum, une alimentation mono-tension 5V et un dispositif d'auto-test du capteur lui-même, l'ADXL-50 fournit un signal de sortie en tension calibré de 19mV/g. Grâce à sa circuiterie interne de compensation, ses performances en température sont plus stables ($\pm 0,75\%$ d'erreur pour le grade J) que les produits existants, en technologie piézo-électrique ou piézo-résistive.

L'amplificateur-tampon intégré permet à l'utilisateur de modifier la sensibilité initiale de 19 mV/g, comme de corriger le niveau à 0 g (offset). La bande passante



autorisée couvre la plage CC-1 kHz et le produit résiste à des chocs de 2 000 g (non alimenté). L'ADXL-50 peut également être utilisé pour des gammes de mesure pleine échelle inférieures à $\pm 50g$ via la réduction de la bande passante. Ainsi la résolution passe à 0,3 g lorsque l'on réduit la bande d'utilisation à 100 Hz et à 0,1 g avec 10 Hz utiles. Le niveau de sortie nominal à 0 g est de 1,8 V avec une dérive en température comprise entre ± 10 et ± 60 mV (soit $\pm 0,5$ à $\pm 3,2$ g) selon le grade de précision choisi. La non-linéarité typique est de 0,2% de la pleine échelle tandis que la sensibilité aux accélérations transversales (90° par rapport à l'axe de mesure) est de $\pm 2\%$ typique. Toutes les versions de l'ADXL-50 passent par un faisceau de tests sévères de fiabilité défini avec l'industrie automobile pour leurs équipements de sécurité, incluant

chocs thermiques (1 000 cycles, -65 à $+150^\circ\text{C}$), 1 000 heures de «durcissement» à 125 et 150°C , chocs de 2 000 g, etc. Ces nouveaux produits récemment introduits au catalogue de produits standard sont les premiers membres de la famille d'accéléromètres d'Analog Devices qui prévoit une gamme couvrant les sensibilités pleine échelle de ± 2 g à ± 500 g ainsi que des produits à intégration supérieure. Les versions disponibles aujourd'hui sont encapsulées dans un boîtier hermétique 10 broches de type TO100 métallique. Les versions boîtier céramique DIP sont en cours de qualification et seront introduites prochainement. La data-sheet détaillée présente les spécifications complètes et des notes d'application pour cette première technologie combinant micro-mécanique et micro-électronique de pointe.

CHIP SELECT

interfaçage d'une EEPROM X2404 au 8751

applications pour les microcontrôleurs de la famille 80C32

Z. Stojisavljevic

Après le cours μ C-8051 & assembleur consacré au composants de cette famille, il nous a semblé intéressant de publier, occasionnellement, des concepts de dessin, des exemples de programmation, des expériences à base de matériel, des idées en tout genre. Nous nous limiterons à l'essentiel, pour éviter de trop ennuyer ceux d'entre nos lecteurs que la micro-informatique n'intéresse pas (encore???) . Outre les connaissances que vous avez sans doute accumulées à l'étude assidue du cours en question, il vous faudra, pour tirer le plus grand profit des ces « notes d'application », les éléments suivants : un SIMCAD à 80C32 (avec carte d'extension) travaillant avec EMON51 en EPROM et un PC sur lequel tourne l'assembleur EASM51. Ces 2 programmes se trouvent sur la disquette ESS 1661.

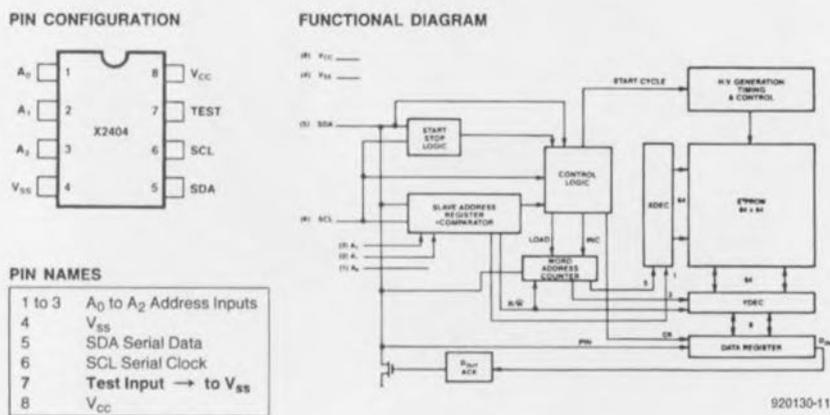


Figure 1. Brochage et structure interne de l'EEPROM de type X2404.

La X2404 de Xicor est une EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read Only Memory* = mémoire morte programmable effaçable électriquement) de 4 096 bits subdivisée en 2 pages à contenant chacune 256 mots de 8 bits (= octet). La X2404 comporte une interface sérielle et un protocole compatible I2C qui en permet la commande à l'aide d'un bus à 2 conducteurs.

Les croquis de la figure 1 vous proposent, entre autres, le brochage et la structure interne de la X2404. L'entrée SCL (*Serial CLock*) sert à la prise en compte au rythme de la fréquence d'horloge des données en entrée et en sortie. La ligne SDA

(*Serial Data* = données sérielles) est bidirectionnelle et sert à transférer les données vers et en provenance du circuit intégré. La ligne SDA est une sortie à drain ouvert et peut de ce fait être combinée en une fonction logique OU câblée avec un nombre quelconque de sorties à drain ou à collecteur ouvert pour constituer une sorte de bus. L'entrée d'adresse A0 reste, dans le cas de la X2404, inutilisée, ce qui n'empêche pas qu'il faille la forcer à la tension V_{SS} si l'on veut garantir un fonctionnement correct du circuit en question. Les entrées d'adresse A1 et A2 servent à définir les 2 bits de poids faible de l'adresse esclave à 6 bits attri-

buée au composant. Les entrées d'adresse sont statiques et devraient être forcées à des niveaux logiques haut ou bas de manière à définir une adresse unique pour chacun des composants mis en oeuvre.

Le schéma de la figure 2 donne un exemple d'application de la X2404 avec un micro-ordinateur pour voiture de course à base de microcontrôleur 8751. Les fonctions du dit micro-ordinateur ne constituant pas dans le cas présent notre souci primordial nous allons nous intéresser principalement à la technique d'interfaçage permettant une communication correcte entre le 8751 et la X2404. Les 4 boutons-poussoirs remplissent les fonctions suivantes : S2 : mise à l'heure de l'horloge; S3 : affichage du régime maximal atteint pendant la course; S4 : affichage du régime maximal jamais atteint S5 : réservé.

La mise en oeuvre matérielle de la X2404 est extrêmement simple, se limitant en fait à 2 lignes seulement. Dans cette application, la X2404 enregistre le régime le plus élevé atteint (tr/mn) par le moteur de la voiture. Cette information est obtenue par l'abaissement des impulsions d'allumage à un niveau convenable, leur numérisation (Tx) et leur application à l'entrée de port P3.2 du microcontrôleur, un 8751 en l'occurrence.

Modes opératoires de la X2404

La X2404 travaille avec un protocole bidirectionnel à base de bus. Le dit protocole définit comme émetteur tout système envoyant des données sur le bus et comme récepteur le système recevant les dites données. Le système chargé du suivi du transfert des données est un maître, le dispositif « contrôlé » un esclave. C'est toujours au maître de lancer le transfert de données et de fournir le signal d'horloge tant pour les opérations de transmission que pour celles de réception. De ce fait, la X2404 est considérée comme esclave pour toutes ses applications.

L'état des données sur la ligne SDA ne peut changer que lorsque la ligne SCL se trouve au niveau bas. Les changements de la ligne SDA pendant que la ligne SCL se trouve au niveau haut sont réservés pour l'indication de conditions de début (*start*) et d'arrêt (*stop*), ce qu'illustre le chronodiagramme de la figure 3. Toutes les instructions sont précédées par une condition de début, traduite par une transition haut-bas de la ligne SDA alors que SCL se trouve au niveau haut. La X2404 surveille en permanence les lignes SDA et SCL pour y détecter une condition de début et reste-

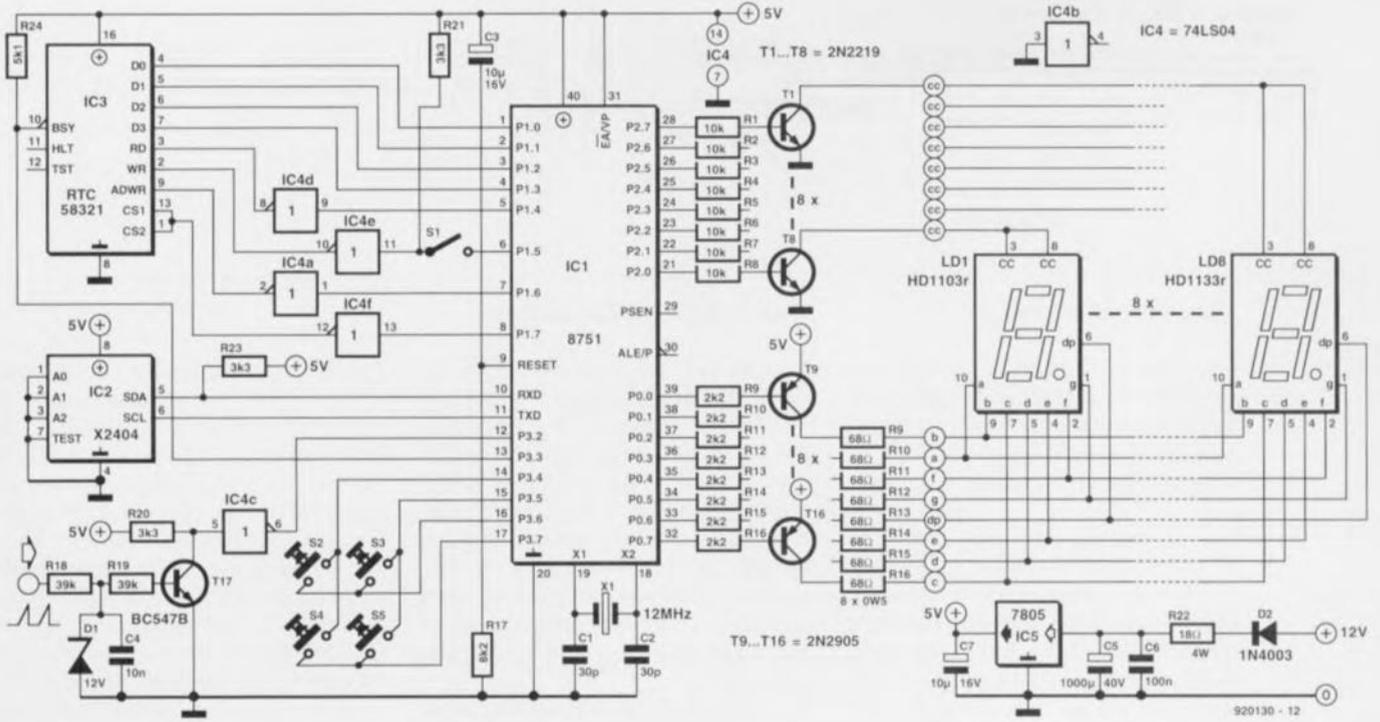


Figure 2. Application de la X2404 dans un ordinateur pour voiture basé sur le microcontrôleur 8751 d'Intel. La X2404 sert, entre autres choses, au stockage de la valeur maximale atteinte par le régime du moteur en cours d'utilisation.

ra sans réponse à une instruction quelle qu'elle soit tant que cette condition n'est pas satisfaite. Toutes les communications se terminent par une condition d'arrêt, qui se traduit par une transition bas-haut de la ligne SDA alors que la lignes SCL se trouve au niveau haut. Les définitions des conditions de début et d'arrêt sont illustrées en figure 4.

Le système émetteur, qu'il soit maître ou esclave, libère le bus après la transmission de 8 bits. Au cours du 9ème cycle d'horloge le récepteur force la ligne SDA au niveau bas pour indiquer la réception des 8 bits de données. La X2404 toujours par un accusé de réception (*acknowledge*) après reconnaissance d'une condition de début, suivie par son adresse esclave. En cas de sélection **et** du circuit **et** d'une opération d'écriture, la X2404 répondra par un accusé de réception à la réception de chaque série de 8 bits suivante (figure 5). En mode de lecture la X2404 transmettra 8 bits de données, libérera la ligne SDA et attendra sur cette ligne la transmission d'un accusé de réception. En cas de d'identification d'un accusé de réception et en l'absence de condition d'arrêt émise par le maître, la X2404 poursuivra la transmission de données. En cas de non réception d'un accusé de réception la X2404 cessera la transmission de données et attendra une condition d'arrêt.

Figure 5. Réponse en provenance du récepteur.

À la suite d'une condition de début, le maître doit fournir l'adresse de l'esclave auquel il veut accéder. Les 4 bits de poids fort de l'adresse esclave servent d'identificateur de type (cf. figure 6). Dans le cas de la X2404 ce code est 1010. Les 2 bits suivants, A2 et A1, adressent une des X2404, jusqu'à un maximum de 4 EEPROM, connectées au bus. Le bit suivant, A0, permet à l'hôte une commutation entre les 2 pages de 256 octets que possède la X2404. Le dernier bit, R/W, du champ d'adresse du composant permet une commutation entre une lecture (le dit bit est à « 1 ») et une écriture (ce bit est à « 0 »). À la suite d'une condition de début la X2404 surveille le bus SDA, effectuant une comparaison entre l'adresse esclave émise et sa propre adresse (c'est-à-dire le type (4 bits) et le numéro (2 bits) de composant). En cas de correspondance entre les 2 informa-

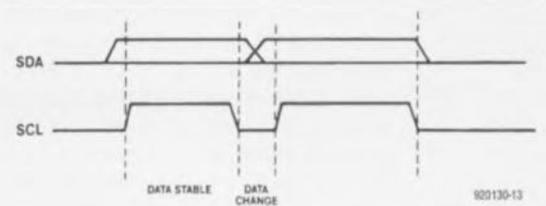


Figure 3. Chronodiagramme des signaux d'horloge et de données.

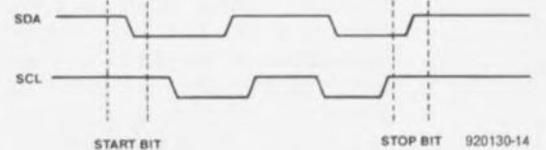
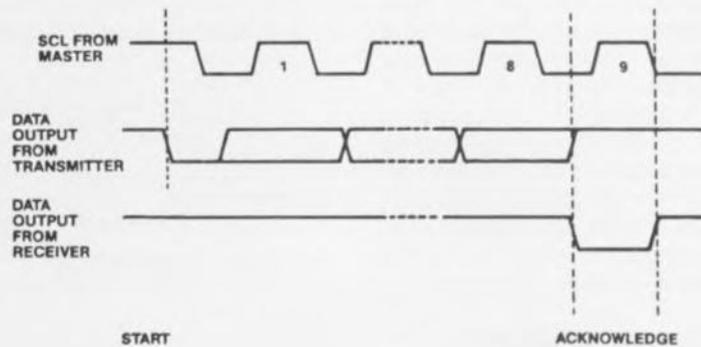
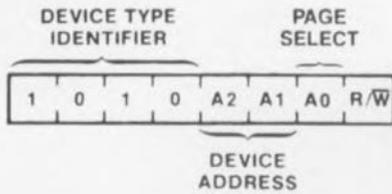


Figure 4. Définition des conditions de début et d'arrêt.



920130-15



920130-16

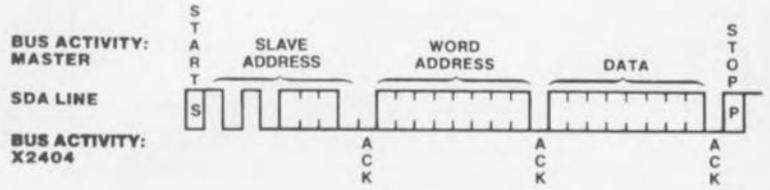
Figure 6. Format de l'adresse.

tions la X2404 génère un accusé de réception sur la ligne SDA. Ensuite, en fonction de l'état du bit R/W, le composant procédera soit à une opération de lecture, soit à une opération d'écriture.

Les opérations d'écriture dans une X2404 peuvent se diviser en 2 types : écriture d'octet et écriture de page. Dans le cas d'une opération d'écriture d'octet (figure 7), la X2404 nécessite un second champ d'adresse, qui constitue l'adresse de mot. Cette adresse comporte 8 bits et permet l'accès à n'importe lequel des 256 mots de la mémoire. À la réception de l'adresse de mot, la X2404 répond par un accusé de réception et attend les 8 bits de données à venir, répondant à nouveau par un accusé de réception. Pour finir, le maître termine le transfert par la génération d'une condition d'arrêt, suite à laquelle la X2404 démarre un cycle d'écriture interne dans la mémoire non-volatile. Au cours de cette opération d'écriture le composant inhibe ses entrées et ne répondra à aucune des demandes du maître.

Les opérations d'écriture de page (figure 8) déplacent 8 bits à la fois et sont lancées de la même manière que le sont les opérations d'écriture d'octet. Cependant au lieu de terminer le premier cycle d'écriture après le transfert du premier mot de donnée, le maître peut envoyer jusqu'à 7 mots supplémentaires. À la réception de chaque mot, la X2404 répond par un accusé de réception. À la réception de chaque mot on a l'incrément interne des 3 bits d'adresse de poids faible. Les 5 bits d'adresse de poids fort ne changent pas eux. Si le maître transmet plus de 8 mots avant de générer une condition d'arrêt on aura « révolution » complète du compteur d'adresse avec comme conséquence un écrasement des données précédentes par une réécriture de nouvelles données. Comme dans le cas d'une opération d'écriture d'octet, on a l'inhibition de toutes les entrées jusqu'à ce que le cycle d'écriture interne soit terminé.

Il est possible de procéder à une enquête pour savoir d'où vient l'accusé de réception par utilisation de la durée



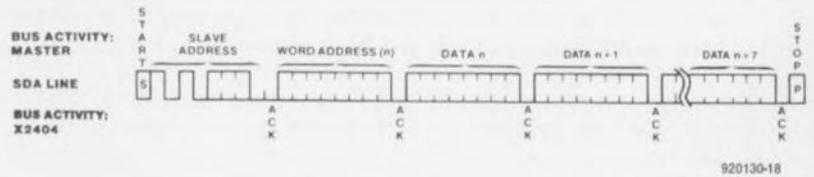
920130-17

Figure 7. Opération d'écriture d'octet.

typique de 5 ms du cycle d'écriture. Cette enquête fait appel à l'établissement d'une condition de début suivie par l'adresse esclave pour une opération d'écriture. Si tant est que la X2404 soit encore en cours d'opération d'écriture elle ne répondra pas par un accusé de réception tant que la dite opération n'est pas terminée, ce n'est qu'ensuite que l'hôte peut poursuivre avec l'opération de lecture ou d'écriture suivante.

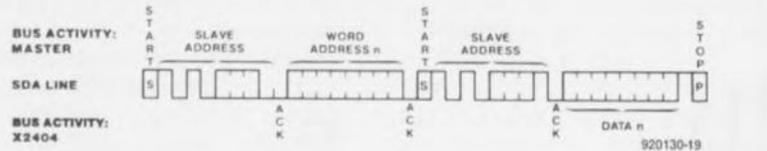
Les opérations de lecture (figure 9) sont démarrées de la même façon

qu'une opération d'écriture, à ceci près que le bit R/W de l'adresse esclave est mis à « 1 ». Il existe 3 opérations de lecture de base : lecture de l'adresse en cours, lecture aléatoire et lecture séquentielle. Les opérations de lecture aléatoire permettent au maître d'accéder à n'importe quel emplacement de mémoire et ce de façon aléatoire. Avant l'émission de l'adresse esclave dont le bit R/W est mis à « 1 », le maître doit procéder à une opération d'écriture factice (*dummy*). Le maître initie une condition de début et fournit l'adresse



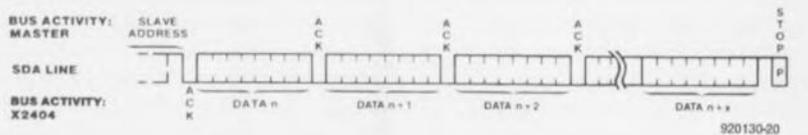
920130-18

Figure 8. Opération d'écriture de page.



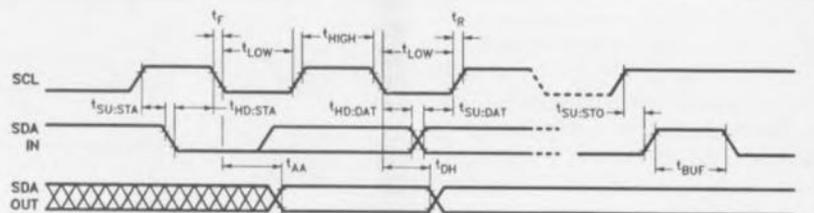
920130-19

Figure 9. Opération de lecture aléatoire.



920130-20

Figure 10. Opération de lecture séquentielle.



920130-21

Figure 11. Temps d'établissement des lignes de commande et de données.

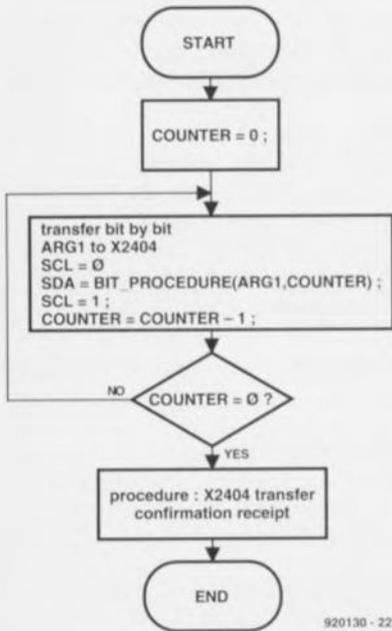


Figure 12. Ordinarogramme de la procédure d'écriture d'octet WRITE BYTE.

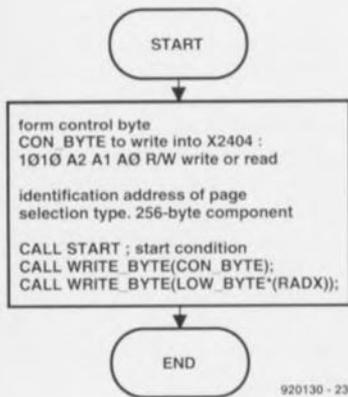


Figure 13. Ordinarogramme de la procédure d'écriture d'adresse WRITE ADDR.

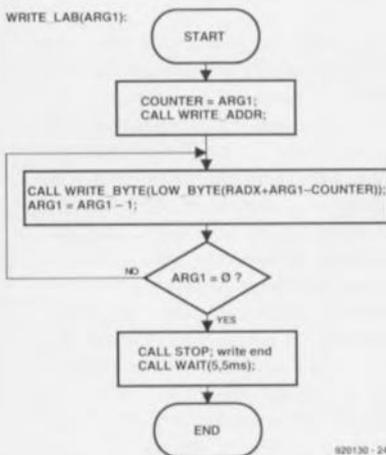


Figure 14. Ordinarogramme de la procédure WRITE LAB.

esclave suivie l'adresse du mot qu'il veut lire. Après accusé de réception de l'adresse du mot le maître réinitie immédiatement une condition de début et l'adresse esclave dotée d'un bit R/W positionné (mis à « 1 »). Cette opération est suivie d'un accusé de réception de la part de la X2404 suivi du mot de 8 bits. Le maître n'accuse pas réception du transfert, mais génère une condition d'arrêt, de sorte que la X2404 cesse la transmission.

Les opérations de lecture séquentielle peuvent être démarrées soit sous la forme d'une lecture de l'adresse en cours soit sous celle d'une lecture à accès aléatoire. Le premier mot est transmis comme dans le cas des autres modes de lecture. Dans le cas présent cependant, le maître répond par un accusé de réception, indiquant ainsi qu'il lui faut des données additionnelles. La X2404 continue la production de données pour chacun des accusés de réception qui lui arrivent. L'opération de lecture est terminée par l'absence d'accusé de réception de la part du maître suivie par l'établissement d'une condition d'arrêt.

L'émission de données est séquentielle, la donnée présente à l'adresse N étant suivie par celle située à l'adresse N+1 (figure 10). Le compteur d'adresses pour les opérations d'écriture augmente tous les 8 bits d'adresse permettant la lecture séquentielle en une opération de tout le contenu de la page de 256 mots en utilisation. En cas de lecture d'un nombre de mots supérieur à 256 le compteur effectue une révolution complète et la X2404 poursuit l'émission de données en provenance de la même page de 256 mots pour chacun des accusés de réception lui arrivant.

Programme de commande de la X2404

Le programme de commande écrit pour l'interfaçage de la X2404 au 8751 est basé sur la technique opératoire décrite plus haut et les spécifications de chronologie données en figure 11. Toute transmission vers la X2404 exige un minimum de 3 paramètres : [1] Le nombre d'octets à transférer; [2] L'adresse de base de l'EEPROM vers laquelle sont transférés ou en provenance de laquelle arrivent les données de longueur définie par le premier paramètre; [3] L'adresse de base de la RAM interne du 8751 d'où proviennent ou vers lequel sont transmis les données de longueur définie par le premier paramètre. Pour la programmation on respecte la notation suivante : RADX: Adresse initiale Requête pour lecture/écriture de/vers la X2404;

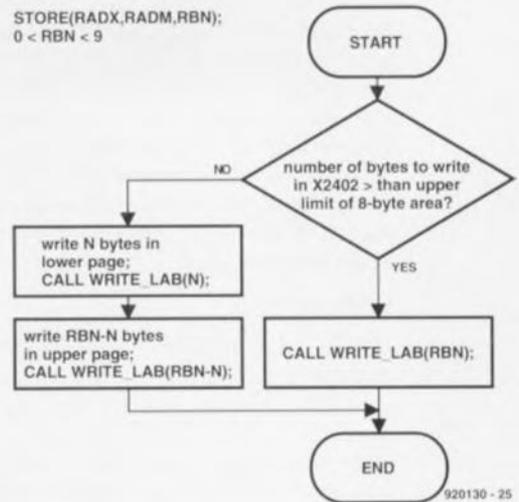


Figure 15. Ordinarogramme de la procédure de stockage STORE.

RADM: Adresse initiale Requête pour lecture/écriture du/vers le Microcontrôleur; RBN: Nombre d'Octets (Byte) Requis pour le programme de lecture/écriture

Les ordinarogrammes des figures 12 à 16 illustrent les processus de base mis en oeuvre par le programme de commande de la X2404. Ces ordinarogrammes

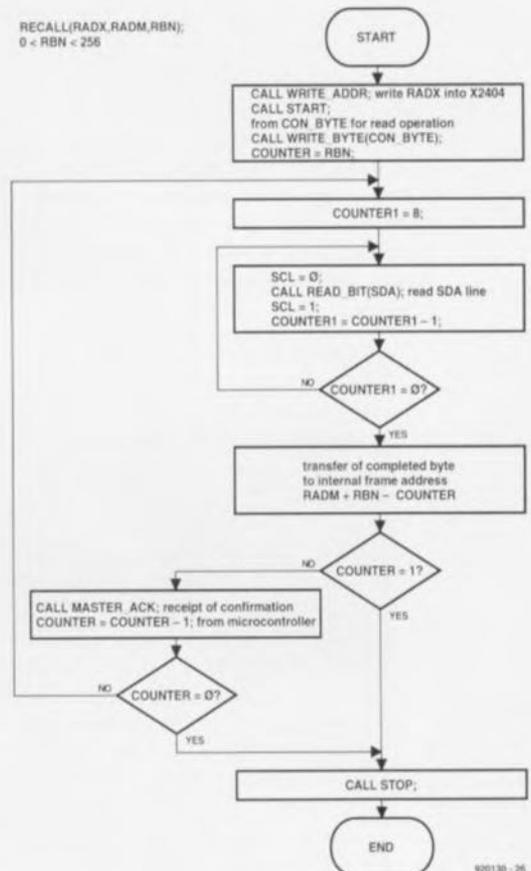


Figure 16. Ordinarogramme de la procédure de rappel RECALL.

grammes ont servi comme point de départ pour l'écriture du code assembleur servant à l'établissement d'un lien entre la X2404 et le 8751. Il ne nous est malheureusement pas possible, pour des raisons de place disponible, de vous proposer le programme en langage assembleur du programme d'interface. Le dit programme est disponible sous la dénomination **ESS 1894** et fourni sur disquette 5"1/4.

Conclusion

L'EEPROM X2404 et le programme de commande (*driver*) développé à son

intention permettent à un microcontrôleur du type 8051 (ou dérivé) de stocker un paquet de données relativement petit qui ne sera pas perdu lors de la coupure de la tension d'alimentation. Les domaines d'application sont ceux des automates de commande, du test, des mesures et de la prise en compte de données (*data logging*). Si votre application devait nécessiter un espace de mémoire plus important sachez qu'il existe des EEPROM de la famille X24xx ayant une capacité plus importante, telle que, par exemple, la X24C16 d'une capacité de 2 Koctets; cette EEPROM est organisée en

8 pages de 256 octets chacune. Le driver logiciel décrit ici ne requiert que quelques modification mineures pour pouvoir être utilisé avec toute une ribambelle d'EEPROM sérielles. ◀

Bibliographie :

- [1] *Data Book, Xicor. Xicor Inc., 851 Buckeye Court, Milpitas, CA 95035*
téléphone : (408).432.8888
télécopie : (408).432.0640
- [2] *Embedded Controller Handbook, Intel Corporation*

Note : Les figures 1 et 3 à 11 sont de source Xicor Inc.

The Real Logic Analyser

V 2.0

L'analyseur logique sur PC

NdlR : seuls pourront faire l'objet d'un compte-rendu rédactionnel les logiciels envoyés à la rédaction tels qu'ils le seraient à un éventuel acheteur.

L'analyseur logique reste, dans le monde du développement de circuits électroniques numériques, l'outil de travail le plus précieux qui soit.

Malheureusement ce type d'appareils est hors de prix et son encombrement en rend bien souvent l'utilisation difficile. Personne n'aurait-il jamais penser à faire une version logicielle de ce type d'appareil. Et voici qu'apparaît, à point venu, un logiciel que pour des raisons pratiques nous allons appeler ALPC (Analyseur Logique pour PC) et non pas TRLA (pour The Real Logic Analyser).

En quoi cela consiste-t-il ?

Le paquet se compose, comme l'illustre la photo ci-contre, d'un manuel (en français s'il vous plaît) d'une trentaine de pages, d'une disquette 3 1/2", d'un câble en nappe doté à l'une de ses extrémités d'un connecteur sub D 25 contacts mâle et à l'autre de 6 grippe-fils miniatures et pour finir, non il ne s'agit pas d'un dongle, mais d'un tampon de port imprimante.

Que vous faudra-t-il pour utiliser ALPC ?

ALPC est conçu pour fonctionner sur tout vrai compatible AT, à base de 286, 386 ou 486, fonctionnant sous MSDOS à partir de la version 3.2 de ce DOS et au-dessus. L'instrument travaille également sous DR-DOS 6.0 comme nous avons pu le constater. Ce logiciel pourrait également fonctionner sur des XT, mais avec des risques de perte d'une partie du signal. Mais qui travaille encore, chez lui, avec un ordinateur de cette génération ? L'écran d'affichage doit être du type EGA ou VGA monochrome ou couleur. Il faut disposer d'un port parallèle (Centronics) LPT1 à LPT3, de 512 Koctets de mémoire et d'un lecteur de disquettes.

L'installation

est extrêmement simple. Un passage sur le lecteur 3 1/2", une instruction **install**, une réponse à 2 questions, il n'en faut pas plus pour lancer l'installation. Au bout de 2 minutes à peine, le processus d'installation est terminé.

L'utilisation

La longueur du câble, pas moins de 1,60 m, simplifie bien les choses. On trouvera ainsi toujours un espace suffisant à distance accessible pour placer l'appareil sur lequel on veut effectuer les

mesures. On branche directement le câble en nappe à l'une des sorties imprimantes de son ordinateur si l'on ne prévoit pas de mesurer de tension supérieure à +5 V par rapport à la masse, il faut sinon utiliser le tampon (*buffer*) d'imprimante optionnel joint, cette extension à la forme de dongle permet d'aller de -30 à +75 V sans le moindre risque pour la sortie imprimante.

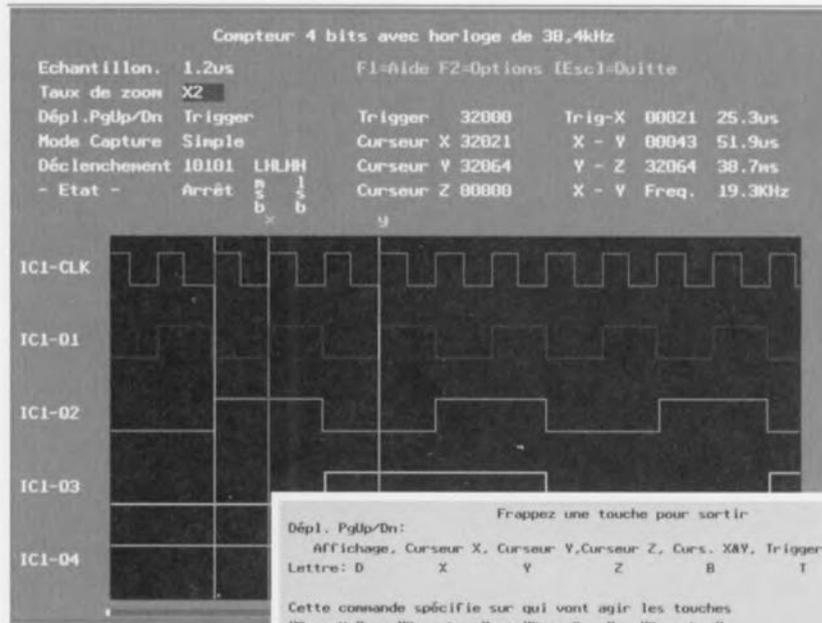
Après avoir branché le câble à la sortie imprimante concernée, de préférence différente de celle de l'imprimante si tant est que l'on dispose de plusieurs ports imprimante, on démarre le pro-



Les points forts de ALPC

L'analyse logique se faisant uniquement par logiciel, la vitesse d'échantillonnage maximale dépend uniquement des caractéristiques du dit PC. Des possibilités de déclenchement et de

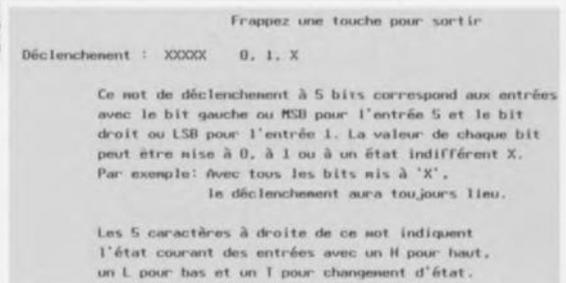
LOGICIELS



gramme en allant dans le sous-répertoire LA (pour, logiquement, Logic Analyser) en entrant le nom du programme, LA.

On voit alors apparaître à l'écran l'image représentée ci-dessus, à ceci près qu'elle ne comporte pas encore de trace dans la fenêtre de visualisation. On branche ensuite les grippe-fils aux points dont on veut visualiser les signaux et c'est parti.

Il va sans dire que l'on peut commencer par se faire un peu la main, à froid pourrait-on dire, en essayant le logiciel sans avoir branché le câble. Dès le lancement du programme celui-ci calcule automatiquement la vitesse d'échantillonnage maximale dont est capable l'ordinateur concerné, 2,6 μ s pour un 286 tournant à 12 MHz et 1,2 μ s pour un 486 travaillant à 40, voire 66 MHz. On peut le cas échéant charger un fichier de test, EX1.TRC et voir comment réagissent les différentes commandes.



visualisation très performantes, des curseurs personnalisables, etc...

Son grand mérite : celui de ne nécessiter l'adjonction d'aucune carte ou accessoire à l'intérieur du micro-ordinateur et d'être donc immédiatement opérationnel sans aucun risque. Son prix ? Un tout petit 1174 FF TTC!!!

Ce logiciel a été mis gracieusement à notre disposition par Telindel.

MARCHÉ

PCE-5130C

Émulateur temps réel pour microcontrôleurs de la famille 8051
Les processeurs de la famille 8051 sont sans aucun doute parmi les plus appré-



ciés en raison de leurs possibilités étonnamment diversifiées. Il n'est donc guère étonnant de découvrir de nombreuses variétés de réalisations destinées aux dits processeurs. Le PCE-51 en est une. Le PCE-51 proposé par la société RAISONANCE, est un émulateur en temps réel destiné à la mise au point de cartes d'application à base de microcontrôleurs de la famille 8051 et dérivés

(MHS, Philips, Siemens...)

Cet émulateur présente une architecture matérielle des plus avancées – technologie CMS, utilisation intensive de composants FPGA... – lui procurant de multiples avantages en matière de fréquence d'émulation et d'évolution.

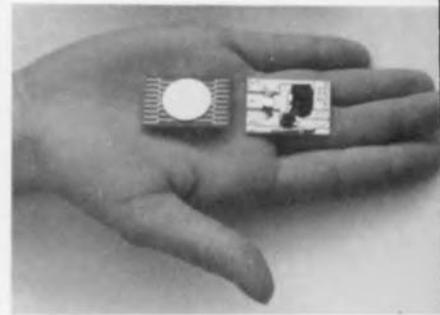
Présenté dans un petit boîtier plastique métallisé (40 x 60 x 100) et relié au PC par une liaison série rapide et opto-couplée, le PCE-5130C intègre les fonctions d'émulation les plus puissantes :

- Émulation totalement transparente jusqu'à 42 MHz,
- Supporte la quasi-totalité des dérivés de la famille 8051, en version interne et externe,
- Émulation jusqu'à 128 Koctets de code, extensibles à 512 Koctets, et fonctionnement en mode paginé,
- Accès dynamique à la RAM externe (écriture/lecture) en cours d'exécution,
- Trace multi-modes et analyse de performances, avec exploitation graphique,
- Multiples conditions de déclenchement : temps, signaux externes, variables externes, compteurs de passage,
- Interface utilisateur optimisée pour le 8051 : présentation explicite de l'état des périphériques internes, désassemblage arborescent,
- Adaptation au langage évolué (C).

Exécution et trace en mode ligne à ligne. Accès direct au contenu des variables. Placement de drapeaux de contrôle (points d'arrêt ou trace) directement dans les fichiers source...

Moustiko

Anti-moustique portable (non polluant)



Lorsque vous lirez ce numéro, les vacances auront peut-être déjà commencé, et avec elles, la saison des moustiques. Cet appareil électronique émet un son inaudible qui éloigne les moustiques. Alimenté par une pile de montre, il est non polluant et totalement inoffensif. Miniature et portable, utilisable en intérieur comme en extérieur, moustiko a toute son efficacité lorsqu'il est placé à proximité de son utilisateur. En effet, les entomologistes vous diront que seul pique le moustique femelle en période de ponte des oeufs. Période durant laquelle, et là est la clé du problème, cet insecte se refuse catégoriquement au mâle, pire même, elle le fuit. Il suffit donc d'imiter le bruit du mâle pour éloigner les piqueuses. L'aspect de Moustiko de la société Sauvegeot qui nous a le plus intéressé, outre ses dimensions extrêmement compactes et le fait que ce montage puisse s'avérer efficace – nous avons nous-mêmes fait l'expérience et proposé ce genre de montage à plusieurs reprises – est qu'il ne pollue pas, à condition de ne pas jeter la pile qui l'alimente n'importe où ; il n'est pas soufflé mot quant à la durée de vie d'une pile, mais la saison estivale n'est pas très longue non plus.

Microcontrôleurs 6805 et 68HC05

et les versions UVPR0M 68705 et 68HC705

C. Tavernier

Le développement d'une application à base de microcontrôleur résulte bien souvent du regroupement d'un ensemble de solutions classiques, tant matérielles que logicielles, d'un même produit. L'ouvrage de Dunod Tech décrit ici fait la part belle à un microcontrôleur qu'il n'est plus nécessaire de présenter aux habitants de l'Hexagone, le 6805 et ses dérivés. Comme le sait sans aucun doute tout lecteur assidu de ce magazine, l'intérêt majeur d'un microcontrôleur est qu'il est programmable, c'est-à-dire que l'on peut y transférer, si tant est qu'il dis-



pose d'une mémoire programmable, (E)EPROM, sinon dans un circuit de

mémoire adjacente, EPROM dans la majorité des cas, un programme, de son cru ou non, pour en obtenir ensuite l'exécution. La flexibilité d'un tel composant ouvre d'immenses perspectives d'applications universelles. Il est donc difficile, même dans un ouvrage comportant plus de 230 pages, d'aborder tous les aspects des diverses potentialités d'un tel circuit intégré. Il n'en reste pas moins que l'auteur de ce livre cerne bien le problème d'ensemble auquel est confronté un utilisateur potentiel d'un tel composant et aborde ses différentes étapes, allant du logiciel au matériel en s'arrêtant aussi | la programmation. Ce livre présente un très grand intérêt pour tous ceux qui ont affaire aux 68(XXX)05 de toute sorte. En résumé, un ouvrage comme nous les aimons et que nous aurions nous-mêmes apprécié d'écrire...

Sommaire

41	gyrateur (self électronique)	53
91	le découplage	96
61	multivibrateur auto-démarrant	C. Clarkson 73
19	oscillateur à mode partiel (overtone)	35
13	platine d'expérimentation pour PIC	30
67	synchronisation secteur	77

loisirs

HG	titre	auteur	p.
23	automatisme d'éclairage de locomotive		38
43	chargeur CdNi à élévation de tension		54
77	chargeur d'accu CdNi à cellule solaire		86
27	chargeur pour batterie (accu) au plomb	Linear Technology	41
65	chargeur «reflex» en technologie discrète	H. Junge	76
1	chauffage pour bac de développeur	R. Lucassen	20
10	chenillard pour présentations actives		27
93	cmde de ventilateur pour évacuation des vapeurs de soudage		98
4	commande d'aiguillage pour modélisme ferroviaire	M. Averkvist	22
11	démarrage en douceur pour moteurs universels	J. Kircher	28
34	dispositif de visualisation pour chargeur de batterie		48
53	indicateur de sens de triphasé	R. Kähne	63
58	réglage du régime d'un moteur		67
45	variateur de vitesse pour moteurs à courant continu	W. Zeiler	57

mesure & test

HG	titre	auteur	p.
63	crêtemètre		74
42	détecteur de champ magnétique		54
37	détecteur de crêtes secteur		50
90	générateur à balayage de fréquence	M. Nagaraj	96
73	générateur de dents de scie commandé en tension	M. Nagaraj	82
38	générateur mono-impulsion de précision	M. Nagaraj	51
8	interface pour capteur		26
87	microampèremètre d'ionisation		93
2	« nez » pour champs électriques	M. Baireuther	21
30	périodemètre programmable	K. Dietrich	44
16	sélecteur de transistor NPN/PNP complémentaire		32
94	sonde ampèremétrique		99
74	sonde différentielle		83
81	testeur de CEM	R. v. Doorn	89
33	visumètre de fréquence		47

micro-informatique

HG	titre	auteur	p.
82	adaptateur SIMM 1 vers 4 Moctets		90
92	adaptateur de mémoire SIPP vers SIMM		97
78	adaptateur imprimante/scanner pour télécopieur		87
35	adaptateur manche de commande vers souris	C. Wolff	48
98	alarme de température excessive pour PC		102
101	contrôleur pour mémoires non-volatiles		106
97	convertisseur A/N sans prétentions pour le 8051	G. Kleine	101
18	convertisseur A/N sériel à 12 bits		34
59	entrée Centronics	R. v. Steeris	71
103	horloge en temps réel pour le bus I ² C	W. Hackländer	107
5	interface PC pour Organizer de Casio	A. Schiefen	23
76	interface PC vers SPS	E. Mich	86
44	interface d'E/S Centronics		55
28	mono-carte à 80C451		42

radio, HF

HG	titre	auteur	p.
3	affichage à LED bi-fonctionnel	V. Mitrovi	21
22	décodeur stéréophonique	Toshiba	37
51	émetteur CW QRP en bande 30 mètres	P. Wyns	62

voiture, moto & vélo

HG	titre	auteur	p.
25	automatisation d'une commande d'essuie-glace AR manuelle	J. Y. Seyler	39
9	témoin de marche arrière ultra-simple		27

*La rédaction vous souhaite un été chaud et sec
et d'excellentes vacances.*