

**ÉLECTRONIQUE & MICRO-INFORMATIQUE**

N° 241/242

JUILLET/AOÛT 1998

MENSUEL

404 FB • 17,60 FS • Can \$12.00

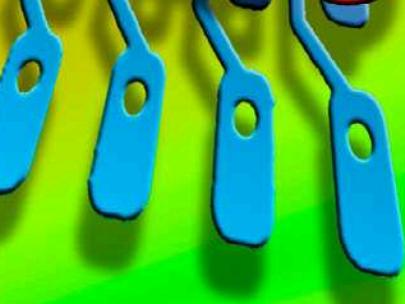
ISSN 0181-7450

**ÉLECTRONIQUE & MICRO-INFORMATIQUE**

# NUMÉRO D'ÉTÉ DOUBLE

**PLUS DE  
100 SCHÉMAS,  
IDÉES &  
ASTUCES**

**CONCOURS  
INTERNATIONAL  
«LOGICIELS A  
LA PELLE» AVEC  
DE NOMBREUX  
PRIX DE VALEUR!**



0110  
0100  
11



# CONCOURS INTERNATIONAL

## « LOGICIELS À LA PELLE »

Règlement & Prix à partir de la page 10

### ALIMENTATIONS

079 alimentation à découpage simple .....	87
118 régulateur à découpage 1,5 A en boîtier DIL8 .....	116
095 alimentation symétrique XS .....	100
087 chargeur solaire « vert » .....	93
008 contrôleur Hot Plug quadripôle .....	24
102 contrôleur Load Share .....	105
063 convertisseur CC-CC .....	74
052 convertisseur CC-CC discret .....	65
025 coupure d'alimentation automatique .....	43
105 démarrage en douceur pour alimentation à découpage .....	107
056 distributeur secteur pour amplis BF de puissance .....	68
098 petit chargeur d'accus CdNi .....	102
057 régulateur 5 V ULP .....	69
078 régulateur 5 V à faible chute de tension .....	86
005 régulateur de tension économie .....	20
086 voyant de charge .....	92

### APPAREILS DE MESURE & DE TEST

021 bio-feedback .....	37
080 capteur de température bifilaire .....	87
054 commande up/down pour contrôle de tonalité .....	66
044 détecteur de crête pour oscilloscope .....	59
071 égaliseur audio à 10 bandes .....	81
075 générateur de fonctions à faible coût .....	84
004 indicateur de courant force .....	19
109 indicateur de mise hors-fonction de modem .....	110
055 indicateur d'oscillation .....	67
058 niveau à bulle électronique .....	70
094 redresseur double alternance symétrique .....	99
097 testeur de câble pour PC .....	102
072 testeur de CC pour 24 V .....	82
049 testeur de LCD .....	62
022 testeur de télécommandes I.R. .....	38
002 testeur de thyristor/triac .....	17

### AUDIO, VIDÉO & MUSIQUE

083 amplificateur 100 W mono-circuit .....	90
089 amplificateur audio 1 watt BTL .....	95
042 amplificateur de micro à tubes .....	57
111 amplificateur pour casque, à LM4830 .....	111
016 commande PAN de puissance constante .....	33
096 commande d'aigus .....	101
108 commande de graves avec doigté .....	109
082 convertisseur A/N à 4 bits .....	89
029 filtre de parole .....	45

035 filtre de préséance .....	52
104 filtre pour caisson de graves .....	106
014 oscillateur de Philbrick .....	31
050 préampli symétrique pour micro .....	63
003 préamplificateur MC à bruit ultra-faible .....	18
112 protection anti-surmodulation .....	112

### CIRCUITS HF, RADIO

059 amplificateur 6 GHz à faible bruit .....	71
099 antenne O.C. active .....	103
067 antenne active .....	77
114 applications spécifiques à base de NE612 .....	113
093 unité de syntonisation pour stations CB 27 MHz .....	98

### DIVERS

036 adaptateur de polarité .....	52
020 amplificateur opérationnel avec hystérisis .....	37
073 amplificateur symétrique pour photodiodes .....	82
048 amplificateur vidéo optimisé .....	62
018 convertisseur de valeur efficace .....	35
053 convertisseur sinus/TTL .....	66
077 détecteur de présence à infrarouge .....	85
026 détecteur d'humidité rustique .....	43
006 elixir de longue vie pour guirlande lumineuse .....	21
037 émetteur IR simple .....	53
084 générateur de fonctions .....	91
101 indicateur d'extinction de barregraphe à LED .....	104
091 isolation galvanique pour bus I <sup>2</sup> C .....	97
064 LED multicolore .....	75
065 modulateur impulsion/fréquence .....	76
106 nouvelle logique (une) .....	107
045 oscillateur modifié .....	60
001 récepteur IR .....	17
110 référence de tension ULP .....	110
085 rehausseur d'impédance d'entrée .....	92
076 rehausseur d'impédance d'entrée II .....	85
068 sortie numérique à driver sink/source .....	78
028 source de courant pilotée en tension ultra-rapide .....	45
060 stimulateur musculaire à faible impact .....	72
074 temporisateur 555 en verrou .....	83

### DOMESTIQUE

023 alarme antibruit .....	39
----------------------------	----

039 alarme anti-vol à IR .....	54
017 automate d'humidification .....	34
043 baromètre à LED .....	58
010 commutateur maître/esclave Mk2 .....	26
090 éclairage anti-cambriole commandé par la sonnette de porte .....	96
116 éclairage de cagibi .....	114
115 éclairage de sécurité à piles de récupération .....	114
066 électrificateur d'expérimentation .....	76
031 « empêcheur de tourner en rond » .....	47
032 filtre secteur de luxe .....	48
117 générateur d'alarme universel .....	115
088 générateur d'impulsions secteur .....	94
015 gradateur à pilotage en continu .....	32
107 gradateur automatique .....	108
034 gradateur pour torche .....	50
012 horloge DCF dite « de Berlin » .....	28
019 mini-générateur de test .....	36
081 « œil de chat » clignotant économique .....	88
041 photo-interrupteur économique .....	56
030 protecteur d'accus au plomb .....	46
061 rampe multiprises à commutateur secret .....	73
069 Safety Key .....	79
047 testeur de prises secteur .....	61
103 thermomètre de 0 à 100 °C .....	106
011 thermostat, luminostat .....	27

### JEUX, MODÉLISME, BRICOLAGE

040 chenillard à 6 voies .....	55
092 générateur de bruits « Western » .....	98

### MICROPROCESSEUR, MICRO-INFORMATIQUE

038 astuce de substitution .....	54
027 capteur de température I <sup>2</sup> C .....	44
013 convertisseur A/N pour le MatchBox .....	30
024 entrée analogique pour PC .....	40
046 I <sup>2</sup> C sous 3,3 V .....	60
007 platine d'extension pour le BASIC MatchBox .....	22
033 Power Down amélioré pour 8051 .....	49
009 programmeur CISP pour AT89S8252 .....	25
070 programmeur de PIC16C84 pour le port Centronics .....	80
051 système de développement à faible coût pour PIC .....	64
100 tachymètre de ventilateur d'U.C. .....	103

### VOITURE, MOTO & VÉLO

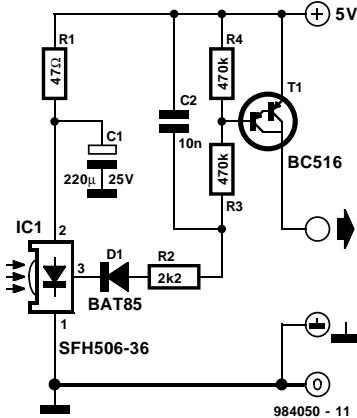
062 gradateur pour plafonnier .....	74
113 « tampon » pour feu arrière .....	112

001

# récepteur IR

Le mini-récepteur IR décrit dans le présent article est prévu pour être utilisé en combinaison avec l'émetteur IR décrit ailleurs dans ce numéro. À eux 2 ils constituent un système de télécommande IR. Le schéma prouve que l'on peut se contenter d'un nombre incroyablement faible de composants puisqu'il suffit d'un module de réception intégré du type SFH506-36, d'un détecteur et d'un étage de commutation.

Le présent système n'utilise pas de codage quel qu'il soit, sachant cependant que du côté de l'émetteur la porteuse est dotée d'une modulation simple de manière à permettre un signal de commutation continu. En effet, vu que le module de réception a la caractéristique de passer du niveau « bas » vers le niveau « haut » (la sortie se trouvant au niveau « haut » au



repos lorsque la porteuse reçue dure au-delà de 0,2 s, la porteuse se voit émise sous la forme de trains d'impulsions de courte durée. De ce fait, on dispose à la sortie du module de réception d'une impulsion au rapport cyclique légèrement supérieur à

1/8. À la fréquence de porteuse adoptée ici, à savoir 36 kHz, la fréquence de sortie du module SFH506-36 se trouve ainsi à 281,25 Hz (36/128). Ce signal de sortie subit ensuite un redressement à une constante de temps suffisamment grande pour

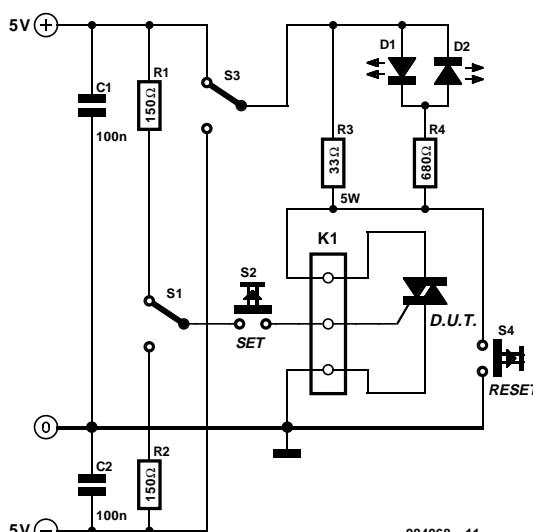
obtenir un lissage correct, de sorte que le darlington T1 reste conducteur pendant toute la durée de réception du signal. L'un des inconvénients dûs à la simplicité de ce système infrarouge est qu'il capte également les signaux émis, par une télécommande à code RC5, à ceci près cependant que l'on ne trouve à la sortie de T1 que les enveloppes des trains d'impulsions reçus. On pourra bien entendu mettre à profit à dessein cette situation. On pourrait ainsi, par exemple, piloter un gradateur à SLB0587 à l'aide de ce récepteur. Le paramétrage du SLB0587 ne paraît pas, en pratique, être influencé par les impulsions de code RC5. La consommation de courant du récepteur est de l'ordre de 0,5 mA.

984050-1

002

# testeur de thyristor/triac

Ce petit circuit de 3 fois rien constitue un auxiliaire précieux lorsque l'on veut contrôler rapidement l'état (bon ou mauvais) de thyristors et de triacs. Il permet, dans le cas des triacs, de tester les 4 quadrants; il faudra bien entendu, avec un thyristor, définir une tension d'alimentation positive et un courant de déclenchement. S3 permet d'établir la première, S1 permettant le choix de la polarité du courant de déclenchement. De par leurs valeurs, R1 et R2 paramètrent un courant de quelque 28 mA, valeur suffisante pour la grande majorité des thyristors et triacs. R3 définit le courant de maintien qui se situe, ici, à quelque 125 mA. Cette intensité suffira, avec la majorité des types de thyristors et triacs, à la garder, après déclenchement, en conduction. L'utilisation, pour D1, d'une LED (à haut rendement) rouge et pour D2 d'une LED verte,



permet immédiatement de savoir dans quel quadrant le thyristor ou le triac est conducteur. S2 démarre le processus de test, l'interrupteur de court-circuit S4 permet, en fin de test, de

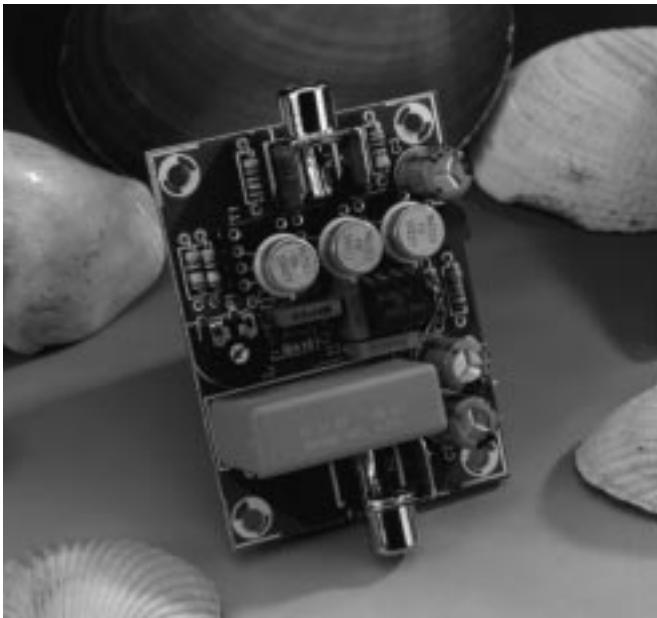
remettre le circuit à zéro. Si l'on donne, au connecteur K1, la forme de 3 conducteurs dotés d'une pince crocodile à leur extrémité libre, on pourra, sans le moindre problème, tester

toutes les variétés de thyristors et de triacs. Il ne faudra pas se tromper lors de la connexion du semi-conducteur à tester : dans le cas des triacs le contact MT1/A1 sera relié à la masse, la gâchette avec S2 et MT2/A2 avec R3; s'il s'agit d'un thyristor, leur anode sera reliée à R3, leur cathode mise à la masse et la gâchette, cette fois encore, connectée à S2.

Une éventuelle modification de la valeur des résistances R1 à R3 permet d'adapter le circuit à des types de semi-conducteurs présentant des courants de maintien et de déclenchement sortant des normes courantes. On peut également penser, en principe, à une adaptation du courant par l'utilisation d'une alimentation réglable. Il faudra dans ce cas-là garder à l'oeil la dissipation maximale admissible par les résistances.

984068-1

# préamplificateur MC à bruit ultra-faible



Le présent préamplificateur a été conçu à l'intention de sources de signal à faible impédance telles que cellules MC (**Moving Coil**) utilisées sur les tables de lecture haut de gamme (hé oui elles existent encore). L'impédance d'entrée réelle du préamplificateur est de 100  $\Omega$ .

Nous avons pris, en vue de réduire le plus possible le bruit d'entrée, 3 transistors doubles des types SSM2220 ou MAT03 en parallèle, ces composants constituant un amplificateur différentiel discret. La prise de cet amplificateur en amont d'un amplificateur opérationnel, un

## Liste des composants

Résistances :

R1,R12 = 100  $\Omega$   
R2 = 15 k $\Omega$   
R3 = 82  $\Omega$   
R4,R5 = 1k $\Omega$  50%  
R6 = 150  $\Omega$   
R7,R8 = 39  $\Omega$   
R9 = 5 $\Omega$  62  
R10 = 82  $\Omega$  5  
R11 = 511  $\Omega$   
R13 = 100 k $\Omega$   
P1 = ajustable 50  $\Omega$  horizontal

Condensateurs :

C1 = 10 nF  
C2 = 10  $\mu$ F MKT (Siemens)

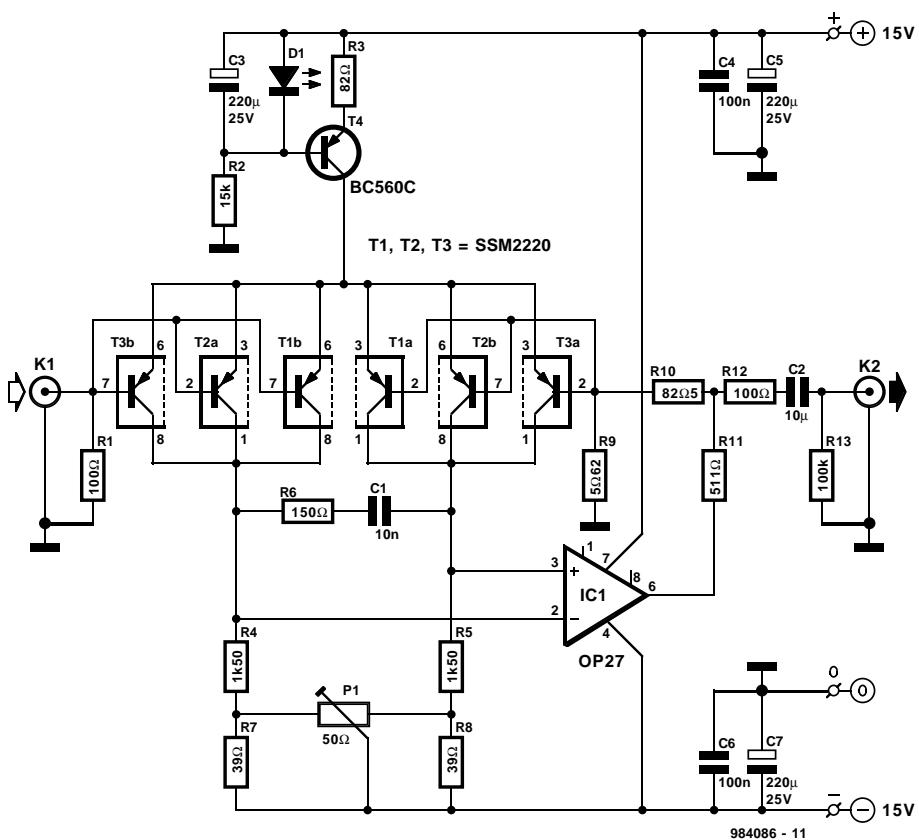
au pas de 22,5 ou 27,5 mm  
C3,C5,C7 = 220  $\mu$ F/25 V radial  
C4,C6 = 100 nF

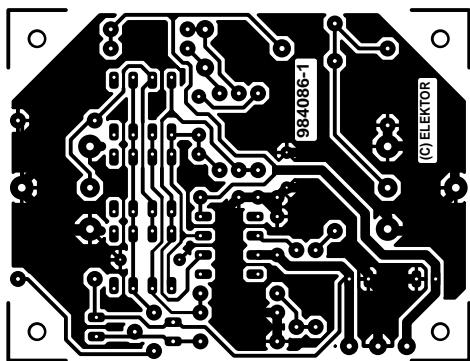
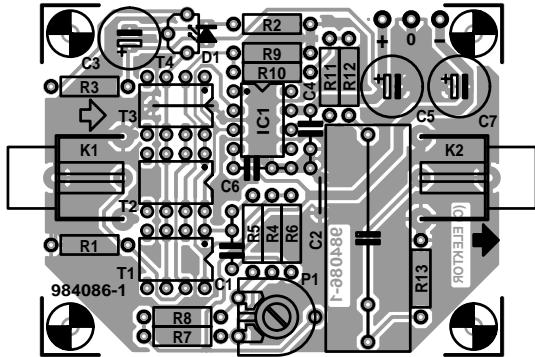
Semi-conducteurs :  
D1 = LED rouge plate  
T1 à T3 = SSM2220 ou MAT03 (Analog Devices)  
T4 = BC560C  
IC1 = OP27GP (Analog Devices)

Divers :  
K1,K2 = embase phono (Ligne) encartable plaquée or telle que, par exemple, T-709G (Monacor)

OP27, rend quasiment immatériel le bruit d'entrée propre de l'amplificateur opérationnel. Les connexions de base de l'amplificateur discret font office d'entrées d'un super-opamp au niveau de bruit d'entrée extrêmement faible. L'un des avantages que présentent les transistors p-n-p utilisés ici par rapport à leur homologues n-p-n, est leur niveau de bruit aux basses-fréquences sensiblement moindre. Le revers de la

médaille est un courant de polarisation relativement important de l'ordre de 5,5  $\mu$ A créé à l'entrée. C'est là le résultat du courant de 2 mA défini pour chaque transistor en combinaison avec le gain relativement faible des composants p-n-p. L'ajustable P1 et les résistances R7 et R8 permettent d'éliminer toute tolérance que pourraient présenter les résistances R4 et R5 prises à la sortie de l'amplificateur différentiel. Le transistor T4 et la LED D1 garantissent une définition de courant stable pour le dit amplificateur. D1 sera une LED rouge plate accolée au côté plat du transistor T4 en vue d'assurer un couplage thermique. Le niveau de bruit d'entrée étant de 0,4 nV/ Hz (valeur théorique dans le cas d'une résistance de 10  $\Omega$ ), il est important de veiller à ce que la réinjection ait une contribution aussi faible que possible au facteur de bruit total. Il faut, partant, que l'impédance du circuit de réinjection soit notablement inférieure à 10  $\Omega$ . Vu, d'autre part, que l'OP27 exige une impédance de charge minimum, de sorte que l'impédance de réinjection ne devra pas être inférieure à 600  $\Omega$ . Il a fallu, pour pouvoir donner à R9 une valeur de résistance faible, trouver un compromis entre le gain maximum (de l'ordre de 24 dB ou 15,7x dans le cas présent) d'une part, et la valeur de R9 de l'autre. La prise d'une résistance additionnelle, R11, en amont de la réinjection proprement dite, évite une charge excessive de l'amplificateur opérationnel, la résistance R9 n'ajoutant « que »





0,3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  au niveau du bruit d'entrée, qui, à la suite de mesure, atteint 0,52 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . Si l'on a besoin d'un gain plus élevé, on peut espérer un facteur de bruit de l'ordre de 0,4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  en donnant à la résistance R9 une valeur plus faible. Le revers de la médaille

de l'adjonction de R11 est un gain interne plus important, ce qui se traduit par une bande passante plus faible et une marge d'excursion plus étroite. Heureusement, ces facteurs n'ont que peu d'importance dans le cas de cellules MC. Il existe 2 techniques de régler

l'ajustable P1. La première consiste à régler à 0 la tension de sortie (mesurée à la broche 6 de IC1). La seconde option est de mesurer l'offset d'entrée, 0,55 mV sur 100  $\Omega$  par exemple. Si l'on suppose que l'offset induit par T1 à T3 est négligeable, la tension de sortie devrait alors être, pour une symétrie parfaite, de 15,68 x 0,55 mV; on devrait, en d'autres termes, mesurer au point nodal R10/R11/R12 une tension de 8,62 mV par rapport au potentiel de la masse.

Ceux d'entre nos lecteurs qui aiment procéder à leurs propres expériences pourront essayer de découvrir le résultat d'une réduction de 3 à 1 seulement, du nombre de transistors d'entrée. On pourrait y penser, par exemple, en vue de diminuer le courant de polarisation d'entrée

(*bias*). La valeur de la résistance R3 devra alors passer à 249  $\Omega$ . Il faudra se rappeler cependant que dans ce cas-là le niveau du bruit d'entrée augmente de 2,5 dB !

La sortie comporte un condensateur costaud de 10  $\mu\text{F}$  MKT (métal thérapielate, demandez votre distributeur Siemens local) destiné à éviter l'application d'une tension d'offset importante à l'entrée d'un amplificateur magnétodynamique (MD). L'alimentation du préamplificateur se fait par le biais d'une alimentation symétrique régulée de 15 V, chaque ligne (*rail*, positive et négative) drainant de l'ordre de 16 mA.

984086-1

Voici, en guise de conclusion, les valeurs les plus intéressantes mesurées sur nos prototypes :

#### Configuration : 3 x SSM2220/MAT03

signal : 0,5 mV/25  $\Omega$       entrée court-circuitée

Rapport S/B (BP = 22 kHz)	71,2 dB	74 dB
	74 dBA	76,2 dBA

#### Configuration : 1 x MAT03 (R3 = 249 $\Omega$ )

Rapport S/B (BP = 22 kHz)	69,52 dB	71 dB
	72,3 dBA	73,7 dBA

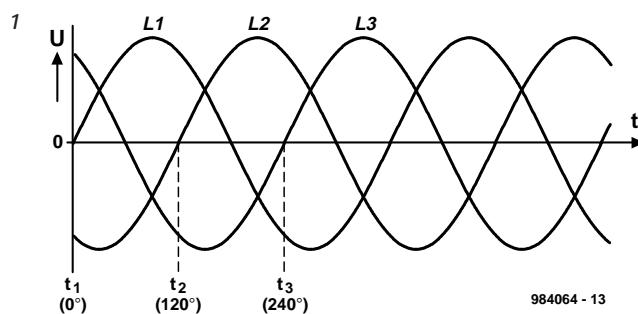
004

## indicateur pour courant force

M. Hahn

Le présent montage, un indicateur pour courant triphasé, se contente d'un nombre de composants étonnamment faible.

Les 3 tensions, L1, L2 et L3 d'une prise triphasée sont décalées de 120° l'une par rapport à l'autre, situation illustrée par la **figure 1a**. Lorsque, par exemple, la demi-période positive de L1 (broche 1) commence, la tension instantanée de L2 (broche 2) est encore négative. La demi-période positive de L2 apparaît 120° plus tard et recoupe la courbe de L1 à la hauteur de la moitié de la tension de crête à 150°. À 180° L1 passe dans la moitié négative de sa période, L2 y passant à 270°.



Si l'on a, comme l'illustre la **figure 1b**, interverti 2 des bornes, on verra apparaître la demi-période positive de L1 à la borne 2 et ensuite celle de L2 à la borne 1. Cela restera le cas, quelles que soient les bornes interverties. Il suffit, partant, de déterminer dans quel ordre arri-

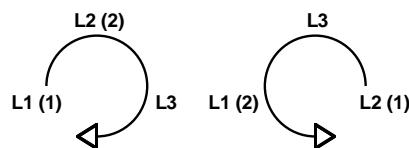
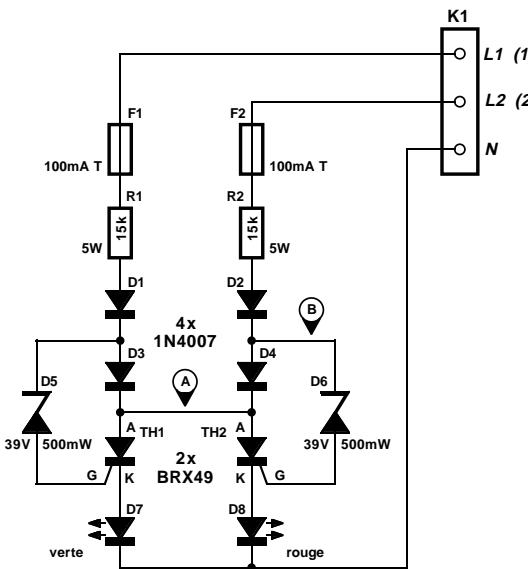
vent les demi-périodes de 2 bornes données pour pouvoir déterminer l'ordre des phases. On n'a pas même besoin de la troisième borne. C'est là très précisément la fonction de l'électronique du schéma de la **figure 2**. Elle utilise une paire de thyristors

connectés de façon à ce que le premier thyristor à être amorcé bloque l'autre. Comme on le voit (et comme on pouvait s'y attendre) le circuit est parfaitement symétrique. Les diodes D1 et D2 limitent aux seules demi-périodes positives celles que l'on prendra en compte. Les résistances R1 et R2 servent à la limitation de courant. Les 2 phases sont, par le biais des diodes D3 et D4, connectées entre elles; on a ainsi au point A la tension de phase (positive) la plus élevée des 2 et cela, si l'on respecte l'exemple pris plus haut, dans l'intervalle de temps compris entre 0 et 270°. La tension au point A commence par croître jusqu'à ce que soit atteinte la tension

inverse de 39 V de la diode zener D5, le thyristor Th1 s'amorçant ce qui se traduit par l'allumage de la LED D7. La tension au point A chute ensuite jusqu'à atteindre la somme des tensions directes du thyristor et de la LED. En cas d'apparition, dans ces conditions, de la demi-période positive sur la borne 2, la tension présente au point B ne peut dépasser celle existant sur le point A que d'une tension de diode, D4, ne pouvant ainsi jamais atteindre la tension inverse requise par la diode zener D6. Au lieu de cela, la LED D7 tire son courant, dans l'intervalle de temps entre 150 et 270 °, de la borne 2. Le thyristor Th1 ne rebloque qu'à 270 ° même si la ligne L2 passe en négatif et que partant le courant de maintien du thyristor disparaît.

En cas d'interversion des 2 bornes, on aura tout d'abord amorçage du thyristor Th2, et, à 150 °, il dérive son courant

2



984064-12

de la borne 1 ce qui se traduit par l'allumage de la LED D8. L'œil humain n'est pas en mesure de noter l'intervalle de 20 ms qui s'écoule entre les positions 270 et 360 °.

Ce montage se trouvant en liaison directe avec la tension de 230 V du secteur, il est impératif de respecter les précautions requises dans ce cas-là (cf. la page « sécurité » publiée de temps à autre dans ce magazine). Il est recommandé d'utiliser un coffret métallique bien aéré (la dissipation des résistances de limitation de courant est conséquente), boîtier qui devra être relié à la terre (! en aucun cas avec la ligne de neutre N). La connexion à la prise secteur triphasé se fera bien évidemment par le biais d'une prise CEE à bride anti-arrachement et anti-repliement du câble. Il ne saurait être question d'utiliser des fiches banane !!!

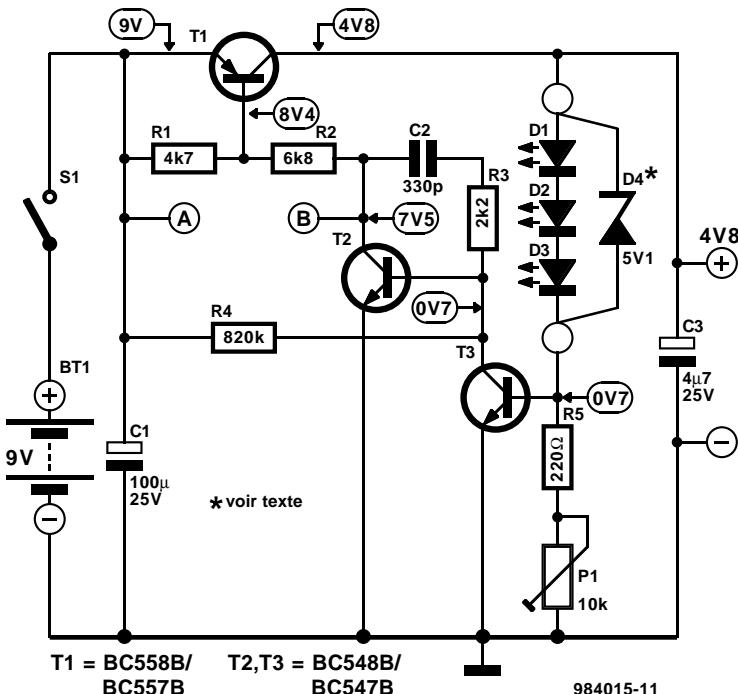
984064-1

# 005 régulateur de tension économique

projet : F Hueber

L'inconvénient majeur des régulateurs de tension tripodes standard est qu'ils nécessitent une tension d'entrée supérieure de 2,5 à 3 V à la valeur de la tension de sortie recherchée. De ce fait, il est difficilement envisageable d'utiliser un tel régulateur de tension dans le cas d'une alimentation par pile. Si l'on a besoin, par exemple, d'une tension de sortie de 5 V, on ne pourra décharger une pile de 9 V que jusqu'à de l'ordre de 7,5 V, niveau de tension auquel la pile est loin d'être vide. Il faut ajouter à cela qu'avec ses quelque 2 mA, la consommation propre des régulateurs de tension est loin d'être négligeable. On peut, dans certains cas, faire appel à un régulateur à faible chute de tension (*low-drop*), mais ils ne constituent pas toujours la solution idéale. Le régulateur de tension discret que nous vous proposons ici est d'un comportement exemplaire lorsqu'il s'agit d'économies. Sa consommation de courant est inférieure à 300 µA et la diffé-

1



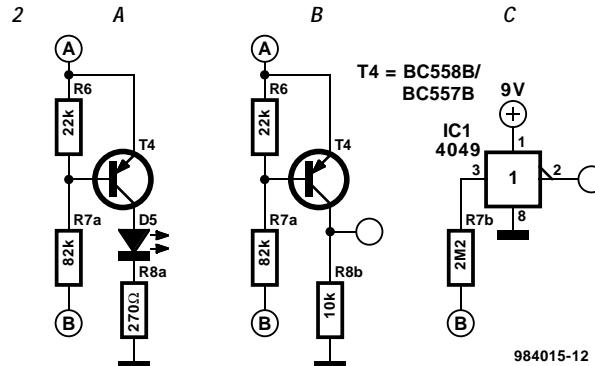
rence de tension entre l'entrée et la sortie de dépasse pas 0,1 à 0,2 V. On voit, à l'examen du schéma,

que le transistor T1 est monté en régulateur-série. La différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie se limite

de ce fait à la tension de saturation de T1 (0,1 à 0,2 V). Ainsi, si l'on a besoin d'une tension de sortie de 4,8 V, la pile de 9 V

pourra être mise à contribution jusqu'à ce que sa tension soit tombée à de l'ordre de 5 V. Le fonctionnement de cette électronique est extrêmement simple. On a créé, à l'aide des LED rouges D1, D2 et D3, que l'on peut éventuellement remplacer par une diode zener bien choisie, D4, en combinaison avec R5 et P1, une source de tension de référence ajustable qui fournit, pour T3, une tension de base extrêmement précise et dont la valeur dépend de la tension de sortie. Si la tension de sortie tombe en-dessous de la valeur requise, on a également diminution de la tension de base de T3, de sorte que le dit transistor voit sa conduction diminuer elle aussi et sa tension de collecteur croître. Ceci se traduit par une augmentation de la tension de base de T2 qui a son tour accroît la conduction du transistor-série T1. On a ainsi correction de la chute de tension de sortie observée tout juste.

Le dimensionnement de la source de tension de référence remplit bien évidemment ici un rôle essentiel. Il circule, à travers les LED (ou la diode zener) un courant de l'ordre de  $100 \mu\text{A}$ . À un courant aussi faible, la chute de tension observée aux bornes d'une diode zener de 5,1 V ne dépasse pas quelque 4,3 V, ce paramètre étant de l'ordre de 1,43 V environ aux bornes d'une LED rouge



standard. Il est apparu que, pour une tension de sortie de 4,8 V, 3 LED rouges prises au hasard, faisaient pratiquement toujours l'affaire. Il faudra, cependant, si on leur préfère une diode zener, la choisir sur sa caractéristique de tension, mais rien n'interdit, bien au contraire, non plus d'essayer une diode zener de 4,7 V. Il faudra en tout état de cause passer à une diode zener bien choisie, si, pour une raison ou une autre, on tient à tout prix à avoir une tension de sortie de 5,0 V exactement et que l'on ne peut pas se contenter de 4,8 V. Une fois que la tension fournie par la pile a chuté au point qu'elle est encore tout juste supérieure à la tension de sortie, les transistors T1 et T2 conduisent à plein. Une nouvelle chute de la tension de pile se traduit par une chute rapide vers 0 de la tension de collecteur de T2 vu

que le dit transistor essaie de forcer T1 à conduire à plein. On pourra mettre cette chute importante à contribution pour le pilotage d'une indication « pile faible » (*low bat*). La **figure 2** vous propose 3 exemples de circuits pouvant remplir ce rôle. Si l'on prend le circuit 2a entre les points A et B, le transistor T4 restera normalement, de par l'influence du diviseur de tension R6/R7a, à l'état bloqué. Lorsque la tension au point B chute brutalement, le transistor entre en conduction et la LED D5 signale la fin de la vie utile de la pile : elle est vide ! La variante très proche de la **figure 2b** sert à piloter l'indication « BAT-LOW » d'un affichage LCD. Le collecteur de T4 est alors relié au circuit intégré qui pilote le point décimal et le segment « BAT-LOW » de l'affichage, un 4030 par exemple.

La variante 2c, est extrêmement simple et pourra être utilisée si l'électronique auquel doit être connecté cet indicateur dispose encore d'un inverseur ou d'une autre porte utilisable restée inutilisée. La valeur importante donnée à R7b évite tout risque d'endommagement des diodes de protection interne du circuit intégré concerné.

Une fois que l'on aura construit ce régulateur de tension économique, on le connectera, à travers un millampèremètre (calibre mA d'un multimètre par exemple), à une alimentation réglable et on mettra l'ajustable P1 à mi-course. On joue ensuite prudemment sur P1 jusqu'à l'obtention de la tension de sortie requise. Il faudra, s'il devait se faire qu'à une tension de 4,8 V la consommation de courant dépasse de 250 à 300  $\mu\text{A}$ , envisager l'utilisation d'une autre diode zener de référence ou essayer un autre trio de LED.

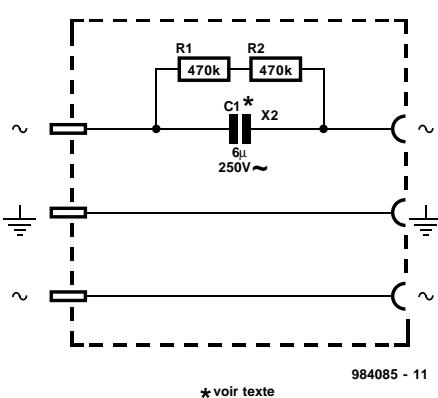
Le présent régulateur de tension peut fournir un courant de quelque 25 mA. Avec une pile compacte de 9 V la dissipation de T1 ne dépasse pas 100 mW. En cas d'application d'une tension d'entrée plus importante il faudra envisager de doter le transistor T1 d'un radiateur, voire le remplacer par un petit transistor de puissance tel que le BD138 par exemple.

984015-1

# 006 élixir de longue vie pour guirlande lumineuse

*U. Kardel*

C'est principalement aux alentours de Noël que l'on voit fleurir, dans les arbres et buissons des jardins séparant les maisons de la rue, les guirlandes lumineuses. Pour nombre d'entre nous, cette période de réjouissance dure un bon mois, il faut profiter à plein de la peine que l'on s'est donné pour leur installation n'est-ce pas ? Il ne faut pas longtemps dans ces conditions pour se rendre compte combien précaire est la durée de vie des ampoules dont certaines ne survivent pas la première saison d'exposition aux intempéries. Il n'est pas toujours évident



de mettre la main sur une ampoule de rechange et si, par

hasard, on en trouve, on est horripilé par leur coût hors de pro-

portion avec celui de la guirlande lumineuse complète. On comprendra, dans ce contexte, que certains esprits curieux se soient creusé les méninges pour tenter d'allonger la durée de vie de ces ampoules miniatures. Comme nous l'avons écrit à plusieurs occasions déjà, la durée de vie des ampoules à incandescence croît lorsque leur tension d'alimentation diminue et cela de façon hors-proportionnelle. Une diminution de 10% de la tension d'alimentation se traduit par une augmentation de la durée de vie bien supérieure à ces 10%. Dans le cas d'une ampoule servant à l'éclairage,

cette réduction de la tension d'alimentation se paie par une perte sensible de la luminosité (rendement plus faible) et une chute de la température de couleur (dérive vers la couleur rouge). Dans le cas d'une guirlande lumineuse dont la fonction est purement décorative, ces inconvénients sont négligeables, la luminosité reste parfaitement suffisante même en cas de légère diminution de la tension d'alimentation.

Nous vous proposons ici, pour une réduction de la tension d'alimentation simple et se traduisant par les pertes les plus

faibles, d'une guirlande lumineuse alimentée directement par le secteur; une prise intercalaire doté de l'électronique représenté dans le schéma; elle ramène la tension d'alimentation d'une guirlande lumineuse de 16 ampoules de 14 V/3 W des 230 V à l'origine à tout juste 195 V. Cette réduction peut se traduire par une durée de vie 7 fois plus longue. C'est un condensateur-talon qui introduit la diminution de tension requise, condensateur ayant, vu les caractéristiques de la guirlande lumineuse utilisée, une capacité de  $6 \mu\text{F}$ , valeur

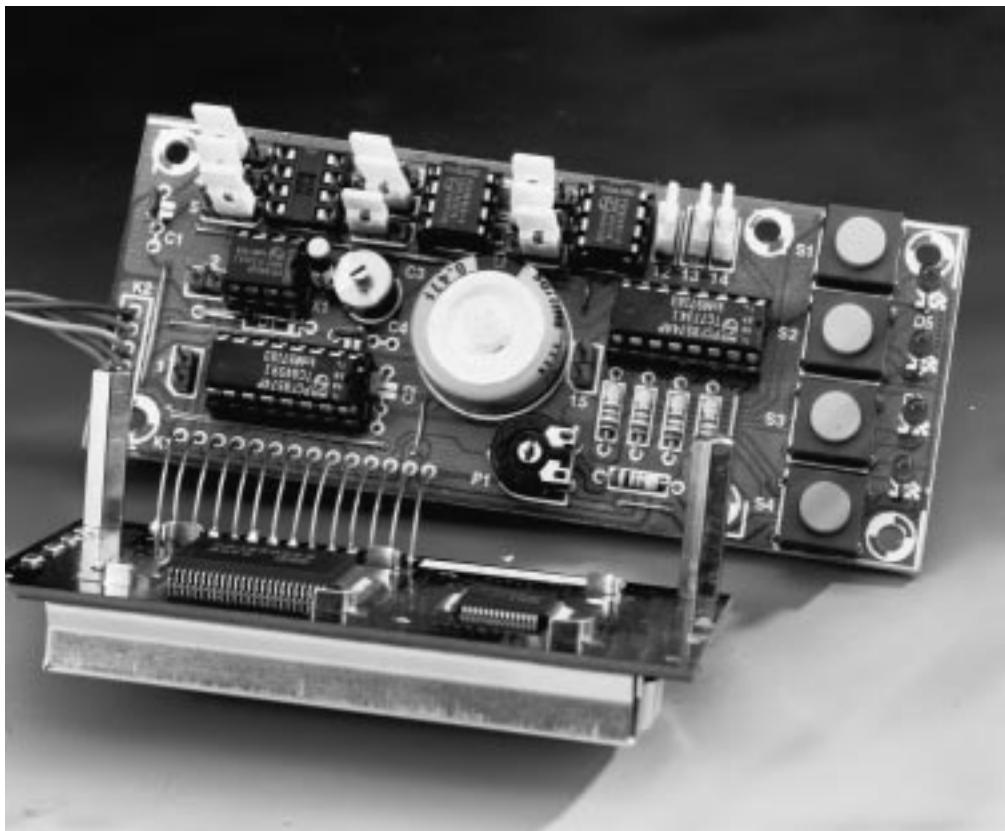
obtenue par la prise en parallèle d'un quartier de condensateurs de  $1,5 \mu\text{F}$ , valeur courante. Il est important de veiller à ce que les dits condensateurs aient une tension de service suffisante, 250 V en tension alternative (630 V en tension continue). Il est recommandé d'utiliser, pour des raisons de sécurité, des condensateurs de classe X2. Pour les mêmes raisons, ce montage intercalaire devra être réalisé par une personne expérimentée et connaissant les règles à respecter dans le cas d'un montage relié à la tension du secteur. L'un des points cruciaux

de cette réalisation est la fixation, solidement, des 2 côtés, du conducteur de terre. Pour permettre la décharge des condensateurs en cas de sortie de la prise intercalaire de la prise du secteur, nous avons placé une paire de résistances de  $470 \text{k}\Omega$  en parallèle sur les condensateurs. En l'absence de la prise de cette précaution, les condensateurs auraient conservé, un certain temps, leur tension élevée, niveau que l'on aurait retrouvée sur les bornes de la prise intercalaire.

984085-1

007

## platine d'extension pour le BASIC MatchBox



Le BASIC MatchBox est, bien que la date de publication du premier article le concernant date d'octobre 1995, l'un de nos mono-cartes à microprocesseur les plus populaires. On lui a même, depuis lors, consacré un ouvrage. Il est facile de le doter de l'une ou l'autre extension, mais nous avons pensé qu'en vous proposant une platine d'ex-

tension dotée de « tous les sacremens » pourrait vous inciter à mettre la main à la pâte. C'est donc chose faite. Le circuit imprimé (disponible auprès des adresses habituelles) que nous vous proposons met les bouchées doubles puisqu'il comporte une extension de mémoire, une horloge en temps réel, un affichage LCD alphanumérique

et un port d'E/S à 8 bits. On trouve, connectés au dit port, pas moins de 4 LED et de 4 boutons-poussoirs. On pourra bien évidemment utiliser ce port pour une autre application. Il nous est difficile, vu l'espace restreint dont mis à notre disposition pour chacun de cette centaine d'articles, d'entrer dans le détail du fonctionnement du

matériel, mais, heureusement, cela ne devrait pas trop poser de problème vu que le montage reprend, dans les grandes lignes, les exemples proposés par l'ouvrage cité en référence dans la bibliographie. Les exemples de programmes du dit ouvrage sont eux aussi directement utilisables avec la présente réalisation. Il faudra effectuer, depuis l'embase K2 de la platine d'extension, 5 liaisons vers l'embase K3 de la platine du BASIC MatchBox.

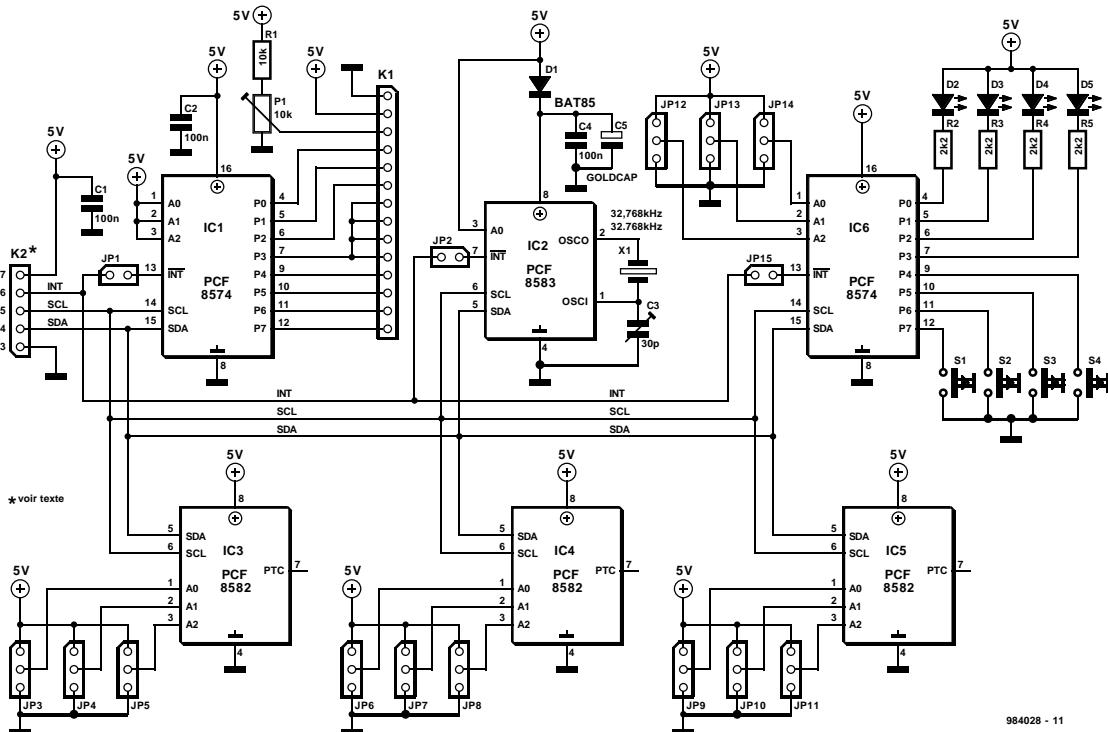
Une fois cette interconnexion effectuée, la cartographie de la mémoire subit bien évidemment des changements. Cela tient au fait que l'horloge en temps réel est adressée dans l'espace mémoire. La cartographie de la mémoire s'énonce maintenant ainsi :

256 octets (PCF8582) présents sur la platine du BASIC MatchBox auxquels s'ajoutent :

512 octets (PCF8594C-2, A2 à A0 = 010) et

1 024 octets (PCF8598C-2, A2 à A0 = 100) présents eux sur la platine d'extension.

La taille maximale de programme passe alors à 1,5 Koctets. Si l'on utilise, pour la mémoire, la base et les 24C04 et 24C08, il faudra mettre, sur le dessous de la platine, la broche 7 à la masse. En cas d'utilisation de circuits de



984028 - 11

### Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 kΩ  
R2 à R5 = 2 kΩ

P1 = ajustable 10 kΩ

Condensateurs :

C1,C2,C4 = 100 nF  
C3 = ajustable 30 pF  
C5 = GoldCap 0,47 F ou  
1 F/5,5 V

Semi-conducteurs :

D1 = BAT85  
D2 à D5 = LED à haut rendement  
IC1 = PCF8574P  
(Philips Semiconductors)  
IC2 = PCF8583P  
(Philips Semiconductors)  
IC3 à IC5 = PCF8582P,  
PCF859C-2, PCF8598C-2\*  
(Philips Semiconductors)  
IC6 = PCF8574P ou  
PCF8574AP  
(Philips Semiconductors)

Divers :

X1 = quartz horloger  
32,768 kHz  
JP1,JP2,JP15 = embase  
autosécable à 2 contacts  
avec cavalier de court-circuit  
JP3 à JP14 = embase  
autosécable à 3 contacts  
avec cavalier de court-circuit  
S1 à S4 = bouton-poussoir  
CTL-3 à contact travail  
K1 = embase SIL à une  
rangée de 14 contacts  
K2 = embase SIL à une  
rangée de 5 contacts

l'écurie Philips Semiconductors, circuits pour lesquels cette platine a été dessinée, ces broches restent en l'air de sorte qu'il n'est pas nécessaire de procéder à quelque modification que ce soit.

L'affichage LCD est monté sur la platine par le biais d'entretoises en plastique, l'interconnexion des contacts se faisant à l'aide de 14 morceaux de fil de câblage. L'ajustable P1 permet de régler le contraste de l'affi-

chage LCD de manière à obtenir la lisibilité la meilleure.

Lors du test il faudra inclure dans l'instruction FORMAT (*FORMAT statement*) l'option « (LCD) ». Il faudra, au début d'un programme, ajouter l'instruction LCDSET en vue d'initialiser l'affichage.

Grâce à l'utilisation d'une capacité de forte valeur, une Gold-Cap, l'horloge continue de fonctionner même en l'absence, pendant quelques jours, de tension

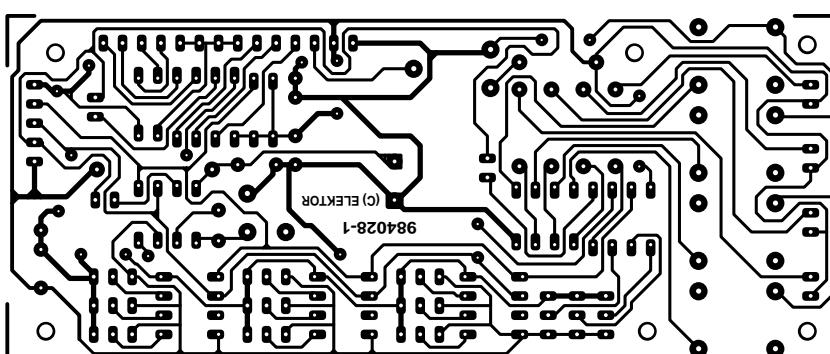
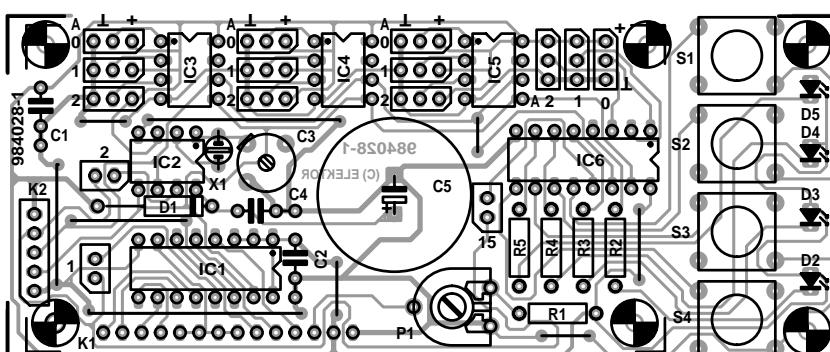
d'alimentation.

La consommation de courant est de l'ordre de quelques milliamperes, courant principalement consommé par les LED.

### Bibliographie :

*Automate programmable Match-Box*, Dietzche/Ohsman, Publitrone - Elektor - Paris, ISBN : 2-86661-086-5

984028-I



# contrôleur Hot Plug quadripôle

G. Klein

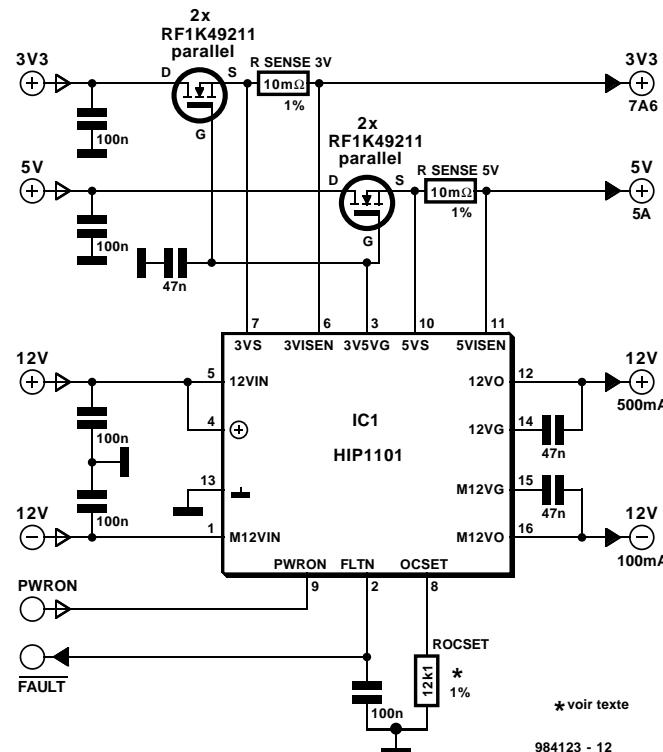
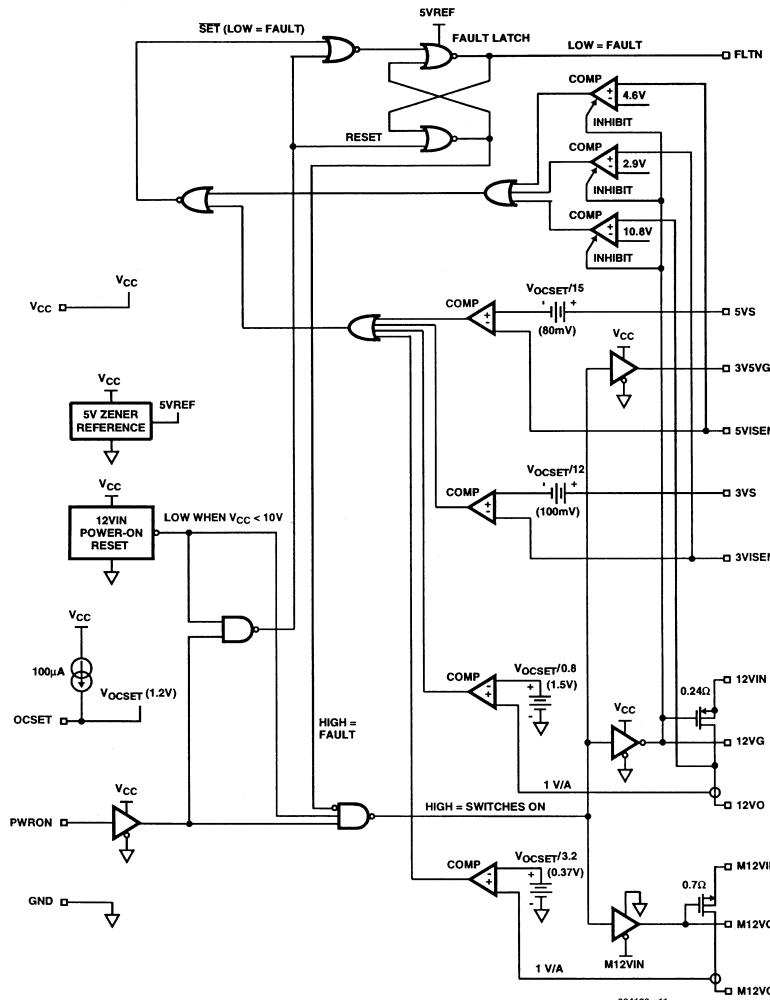
Le HIP1011 de Harris Semiconductor utilisé au cœur de ce montage est destiné au suivi de 4 tensions d'alimentation telles que les connaissent les micro-ordinateurs et autres systèmes micro-informatiques qui comportent de nombreux modules périphériques que l'on doit pouvoir connecter et déconnecter, voire enficher et sortir dans le cas de cartes, (*Hot Plug*) sans que la tension d'alimentation ne s'effondre, entraînant une réinitialisation (*Reset*) du l'ensemble du système.

Le HIP1011 surveille, dans le cas de 4 tensions, à savoir +5, +3,3, +12 et -12 V, tout **dépassement** d'une intensité de courant programmable. On a besoin, dans le cas des tensions de +5 et +3,3 V, d'un MOSFET de commutation externe, les tensions de + et -12 V faisant elles appel à un FET interne.

On peut, sur la ligne +5 V, surveiller jusqu'à 6 A, intensité passant à 8 A dans le cas de la ligne +3,3 V, la valeur de ce courant dépendant bien évidemment de la résistance  $R_{sense}$  utilisée. La ligne +12 V peut être chargée jusqu'à 1,25 A, ce courant étant de 0,3 A dans le cas de la dernière ligne, celle de -12 V. La résistance prise à l'entrée OCSET (*Over Current SET*) joue un rôle sur ces 4 valeurs de limitation de courant. Une réduction de la valeur de cette résistance se traduit par une diminution linéaire de la limite de courant. La valeur maximale de la résistance prise à cet endroit est de 15 k $\Omega$ .

Les sorties +5, +3,3 et +12 V sont également suivie en **sous-tension**, les valeurs de seuils étant alors de +4,7, +2,9 et +10,8 V. Le fabricant, Harris Semiconductor, préconise, pour le suivi de surtension, une diode zener de puissance à monter en aval du contrôleur Hot Plug, qui, en cas de surtension, deviendra passante et fournira un courant qui se traduira par la désactivation du système.

En présence d'une situation de dépassement de courant ou de sous-tension ne mettant en cause que l'une des tensions d'alimentation, le HIP1011 coupe les 4 tensions d'alimentation.



\* voir texte

984123 - 12

tion et, par le biais de la ligne **FLTN** (**FauLT**), envoie un signal de niveau bas au microprocesseur du système. Le condensateur de 100 pF pris dans la ligne **FLTN** sert à l'élimination d'impulsions parasites. La ligne **PWRON** (**PoWeR ON**) permet de demander au contrôleur de réappliquer les 4 tensions du module périphérique. **PWRON**

#### Valeur de dépassement de courant

+3,3 V	$(100 \mu\text{A} \cdot R_{OCSET}) / (12 \cdot R_{SENSE} 3 \text{ V})$
+5 V	$(100 \mu\text{A} \cdot R_{OCSET}) / (15 \cdot R_{SENSE} 5 \text{ V})$
+12 V	$(100 \mu\text{A} \cdot R_{OCSET}) / 0,8 \Omega$
-12 V	$(100 \mu\text{A} \cdot R_{OCSET}) / 3,1 \Omega$

réagit tant en face d'un niveau logique de 5 V que de signaux logiques de 3,3 V. Il faut cependant, pour cela, que la ligne 12 V véhicule une tension de +10 V au minimum. Si tel n'est

pas le cas, les 4 tensions restent coupées. Il est possible, par le choix des valeurs de 3 condensateurs, de donner à l'application des tensions d'alimentation un caractère de démarrage en douceur (*soft start*).

Source : *fiche de caractéristiques et note d'application 9737 de Harris Semiconductor*

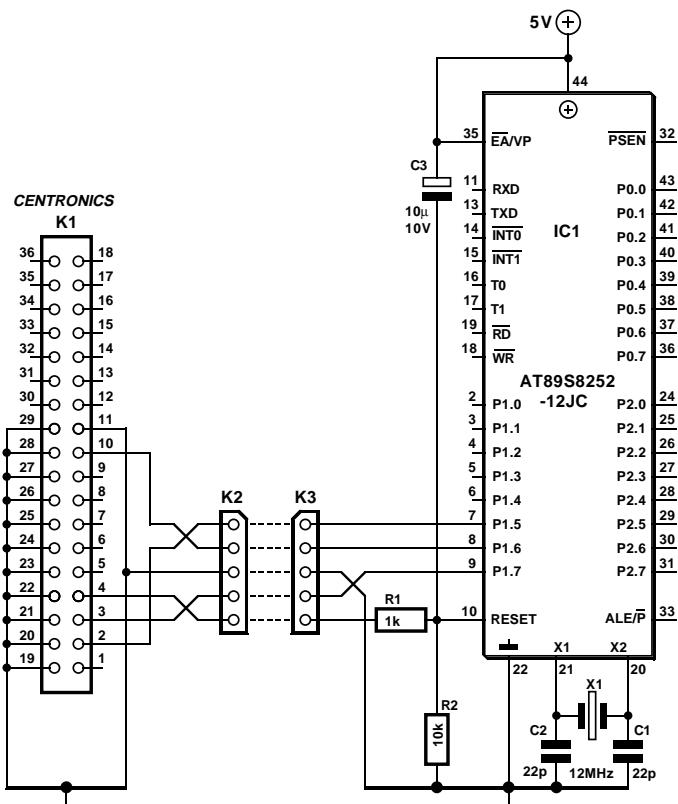
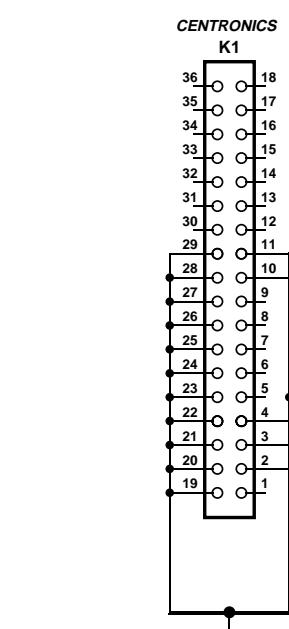
984123-1

CO

# programmateur CISP pour AT89S8252

Reconnaissons-le, nous en avons besoin pour le développement d'un nouveau système reposant sur le AT89S8252, mais il n'en reste pas moins que le CISP (*Centronics In System Programmer*) est un programmeur étonnamment compact et extrêmement confortable à utiliser pour le dit processeur. Quelques détails à l'intention de ceux d'entre nos lecteurs qui ne connaîtraient pas le AT89S8252 : il s'agit en l'occurrence d'un dérivé du 8052 (un microcontrôleur d'Intel) doté d'une Rom-Flash (programmable plus de 1 000 fois) de 8 Koctets et d'une EEPROM de données (programmables plus de 100 000 fois) de 2 Koctets. On peut se contenter, pour la programmation de ce contrôleur, de 4 lignes seulement, lignes qu'il est facile de mettre à disposition par le biais du port Centronics. En effet, cette interface utilise déjà, par son standard, les niveaux TTL requis. Il faudra, si l'on veut garantir un fonctionnement sans problème, limiter à 1,5 m au maximum, la longueur du câble de connexion. Pour éviter la naissance d'une alimentation fantôme entre le circuit et le port Centronics, le programmeur ne sera relié au PC qu'après que celui-ci, et le programmeur également, aient été mis sous tension.

On a développé un programme DOS à l'intention particulière de la programmation de ce contrôleur, programme baptisé, comme de bien entendu, « CISP ». On pourra, au choix, lancer le programme depuis un fichier .batch en lui associant l'un ou l'autre paramètre (cf. l'option d'aide



CISP?) ou le démarrer par le biais de son propre menu (en faisant CISPEXE).

Le programme permet la lecture et la programmation de la mémoire interne du processeur; il permet en outre l'activation de 2 bits de protection. Les fichiers d'entrée et de sortie sont tous deux en format Intel-hex. CISP est écrit en C et est fourni, accompagné du code-source, sur une disquette 3 1/2, **EPS 986018-1**, disponible auprès des adresses habituelles. Une petite remarque subsi-

naire : des versions plus anciennes de ce processeur avaient quelques problèmes de protocole de programmation. Si vous voulez être certain que vous disposez d'un exemplaire récent de ce microcontrôleur vous devez trouver, sur le dessous, le suffixe H ou une lettre plus haute (I,J,). Ce circuit permet un test simple du programme à un stade primaire. Si le programme doit écrire vers un port ou qu'il doit vérifier le contenu d'un ou de plusieurs registres, ceci nous

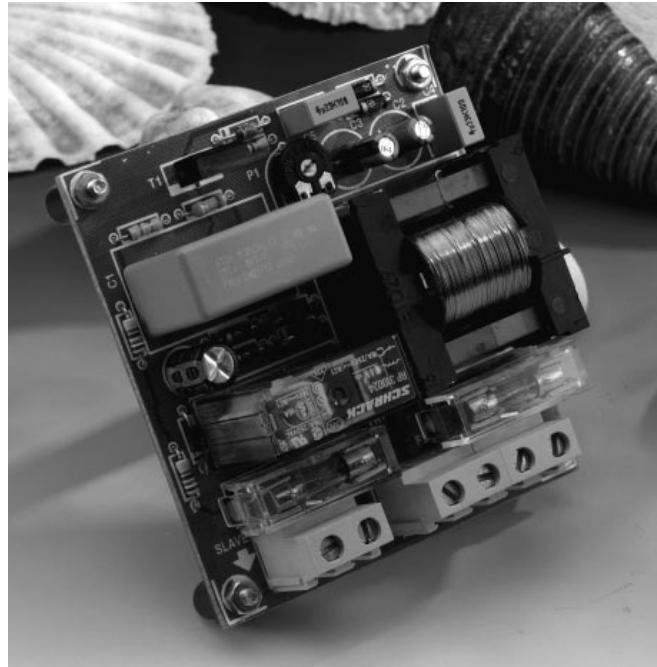
amènera, dans la phase de test, à une adresse provisoire en EEPROM. Il est facile de lire le contenu de cet emplacement de mémoire et tout aussi simple de le modifier.

Le contrôleur du schéma est une version PLCC à 44 broches, mais il existe également une variante se présentant en boîtier DIL à 40 broches; il faudra être conscient alors que le brochage n'est pas, bien évidemment, le même.

984053-1

# commutateur secteur maître/esclave Mk2

Le présent montage permet la mise sous tension automatique d'un ou de plusieurs appareils alimentés par le secteur dits « esclaves » lors de la mise sous tension d'un appareil donné qualifié de « maître ». Il s'agit en fait d'une version réactualisée, d'où le Mk2 (Mark 2 des anglais) de « esclave-secteur économique » réalisation décrite dans le numéro de Juillet/Août 1996. Cette fois nous vous proposons un circuit imprimé disponible auprès des adresses habituelles, ce qui vous simplifiera énormément la réalisation de ce montage. Nous avons en outre choisi d'utiliser un transformateur de courant basé sur du conducteur de 1,5 mm de diamètre. La conséquence importante de ce choix est de permettre de travailler à des courants plus importants. On peut, en principe, envisager des courants allant jusqu'à 10 A, mais les borniers implantés sur la carte ne sont, théoriquement, prévus que pour des courants de 5 A au maximum, de sorte que c'est là le courant maximal que l'appareil maître peut drainer du secteur. Ceci explique la présence, dans les lignes d'alimentation « maître » et « esclave » de fusibles de 5 A, ce qui se traduit par une possibilité de commutation d'une puissance allant



jusqu'à 1 000 W pour chacun de ces canaux (si tant est que votre tension du secteur soit comprise entre 220 et 240 V). Vous pourrez, en fonction de l'application que vous donnerez à cette réalisation, opter pour des valeurs de fusible plus faibles. Le transformateur Tr1 est de fabrication-maison. L'enroulement primaire qui véhicule le courant « maître » comporte

12 spires (en 1 couche) de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de diamètre (16 SWG approximativement) bobinées sur un noyau ETD29. L'enroulement du secondaire consiste lui en 700 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de diamètre (36 SWG). Il faudra réaliser le secondaire avec soin si vous voulez pouvoir le mettre dans sa totalité sur le noyau. Si le bobinage est mal fait l'enroulement

secondaire risque de toucher le matériau du noyau. Les enroulements du primaire et du secondaire devront être isolés l'un par rapport à l'autre à l'aide d'une couche de matériau isolant (plastique ou matériau aux propriétés similaires). Chaque extrémité du primaire est reliée à 3 bornes terminales présentes sur le bâti du transformateur. L'enroulement du primaire perd moins de 90 mV dans le cas d'une consommation de 100 W au niveau du « maître ».

Le rapport 12:700 entre le primaire et le secondaire adopté pour le transformateur se traduit par une sensibilité maximale de l'ordre de 42 mA, c'est-à-dire tout juste un peu plus de 10 W de la consommation de l'appareil « maître ». Il se peut qu'il faille, s'il devait être nécessaire de faire commuter le (ou les)

## Liste des composants

Résistances :

R1,R2 = 180  $\Omega$   
R3,R4 = 470 k $\Omega$   
R5 = 1 k $\Omega$   
P1 = ajustable 10 M $\Omega$  horizontal

Condensateurs :

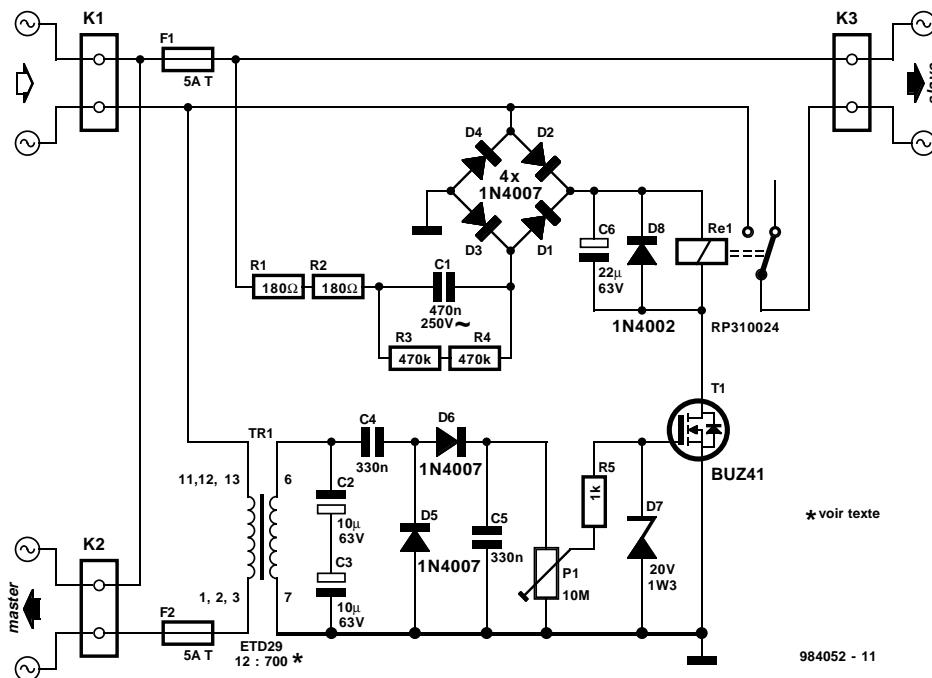
C1 = pour secteur 220 V : 470 nF/250VCA classe X2 pour secteur 230 à 240 V : 330 nF/250VCA classe X2  
C2,C3 = 10  $\mu$ F/63 V radial  
C4,C5 = 330 nF  
C6 = 22  $\mu$ F/63 V radial

Semi-conducteurs :

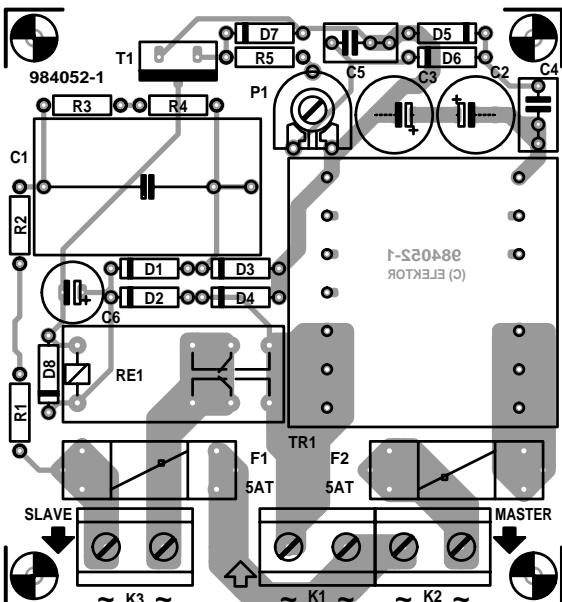
D1 à D6 = 1N4007  
D7 = diode zener 20 V/1W3  
D8 = 1N4002  
T1 = BUZ41A (Siemens)

Divers :

K1 à K3 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm  
F1,F2 = fusible 5 A lent avec porte-fusible  
Re1 = relais 24 V 250 VCA/16 A tel que, par exemple, RP310024 (Schrack/Siemens)  
Tr1 = support ETD29 + noyau N27 (Philips).  
Primaire : 12 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de diamètre. Secondaire : 700 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de diamètre



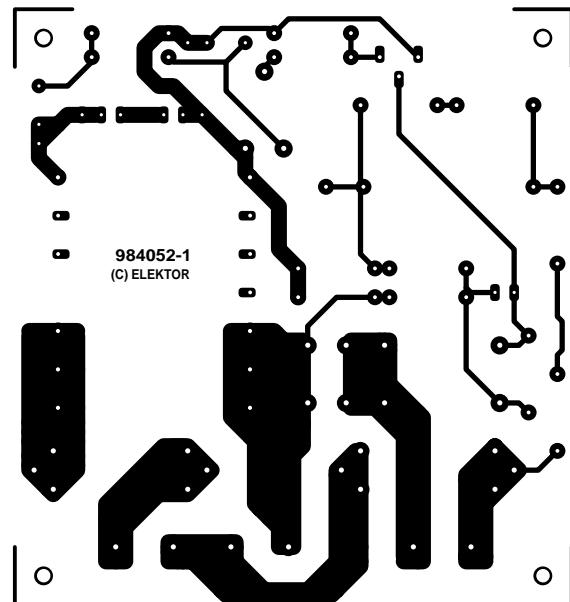
984052 - 11



« esclave(s) » à une puissance « maître » plus importante, modifier en conséquence le positionnement de l'ajustable P1. Les résistances R1 et R2 limitent le courant de relais à moins de 1 A (en crête); le condensateur C1 devra être un exemplaire pouvant supporter la tension du secteur. On notera l'utilisation de 2 résistances prises en série, aux positions R1/R2 et R3/R4. Il ne faudra en aucun cas remplacer ces paires de résistances par un exemplaire

unique de la valeur équivalente vu qu'alors on court un risque important de dépasse de la valeur de tension maximale admissible.

La valeur requise pour la tension de relais est de l'ordre de 28 V. Cette valeur dépend de la tension du secteur et de la valeur du condensateur C1. On utilisera pour C1, dans le cas d'un secteur à 220 V, un condensateur de 0,47 µF, cette valeur passant à 0,33 µF pour un secteur à 230/240 V. Bien



que le condensateur shunt du relais, C6, « grille » une puissance de quelque 6 W, il est plus compact et moins coûteux qu'un transformateur secteur de 1,5 VA !

P1 sert, outre au réglage de la sensibilité, également à définir, dans une certaine mesure, le temps pendant lequel l'« esclave » reste sous tension après mise hors-tension du « maître ». Normalement, ce délai est de l'ordre de 3 s. Il faut, si l'on veut garantir un

fonctionnement fiable du relais que le potentiel UGS du transistor T1 soit supérieur à 4 V environ. Le commutateur « maître/esclave » draine, relais activé, moins de 27 mA.

**Attention : il faudra respecter les précautions d'usage en cas de travail sur le présent montage vu qu'il se trouve en liaison directe avec la tension du secteur.**

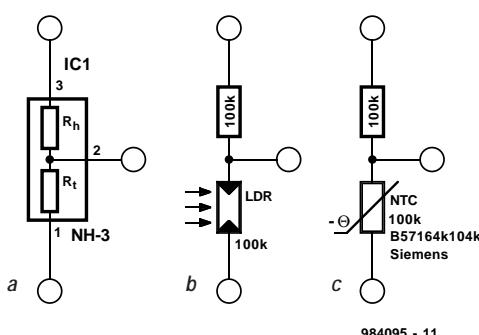
984052-1

011

## thermostat, luminostat

Le montage décrit tout juste peut servir à bien d'autres choses qu'à la mesure, par le biais d'un capteur NH-3 (cf. schéma (a) ci-contre), de l'humidité. Il suffit tout simplement de le doter d'un capteur adéquat pour le rendre capable de mesurer d'autres paramètres. La condition de départ est de disposer d'un capteur de mesure reposant sur l'évaluation d'une résistance; il faut en outre qu'il ne connaisse pas de polarité, c'est-à-dire qu'il puisse être piloté par une tension alternative.

L'un des exemples classiques de ce type de capteur est la LDR (photorésistance ou **Light Dependent Resistor**), schéma (b), prise



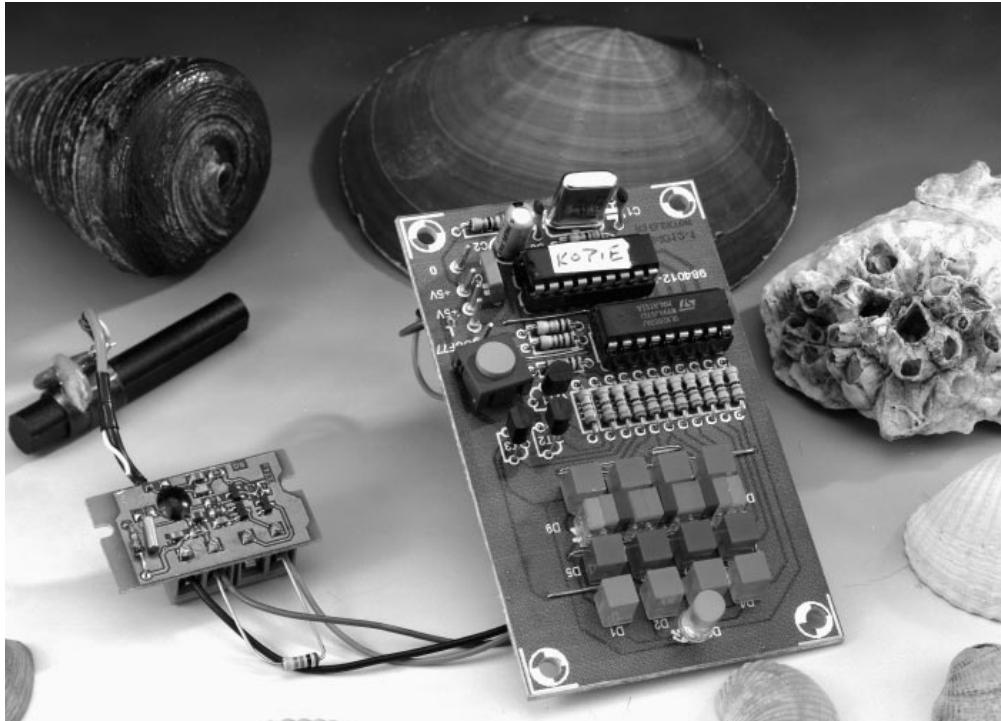
en série avec une résistance de valeur fixe. La résistance de la résistance fixe et celle la LDR doivent avoir la même valeur (nominale) de 100 kΩ. Le circuit du schéma peut être, dans son présent état, utilisé en interrupteur crépusculaire. En cas d'inversion des 2 composants on a activation de la tension du secteur lorsque la LDR est frappée par un rayonnement lumineux.

Le schéma (c) vous propose une résistance CTN (à Coefficient de

Température Négatif, NTC en anglais) prise en série avec une résistance de valeur fixe, combinaison se substituant au capteur d'humidité d'origine. Ici encore il est important que les 2 composants mentionnés aient (au repos) une résistance (nominal) de 100 kΩ. On pourra utiliser ce circuit à base de NTC en tant que, par exemple, thermostat pour une couveuse. S'il devait se faire que la température chute en-dessous de la valeur définie à l'aide de P1, le thermostat met en fonction une ampoule à incandescence (de 100 W au maximum).

984095-1

# horloge DCF dite « de Berlin »



**M. Raschke**

Comme le laisse supposer le titre, on se trouve ici en présence d'une horloge dont l'original se trouve à ... Berlin. La particularité de cette horloge, érigée au début de années 70 est sa technique d'affichage de l'heure; elle utilise effectivement des ampoules dotées des « poids » suivants, lampe par lampe du haut en bas : seconde(s), (multiple de) 5 heures, unité(s) d'heure, (multiples de) 5 minutes et (unités de) minute (ce que reproduit le dessin de la **figure 1**). On dispose d'un total de 24 ampoules que nous avons, pour garder à notre réalisation des dimensions « civilisées », remplacées par

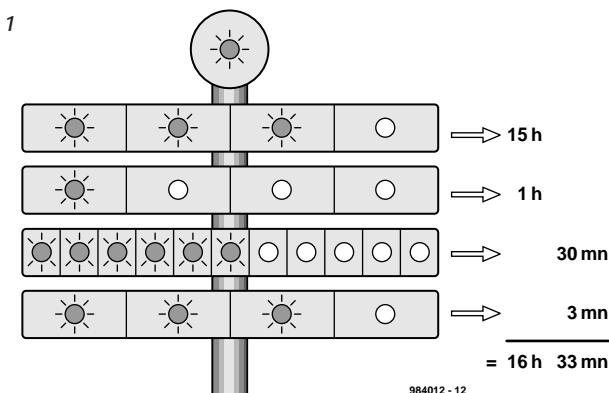
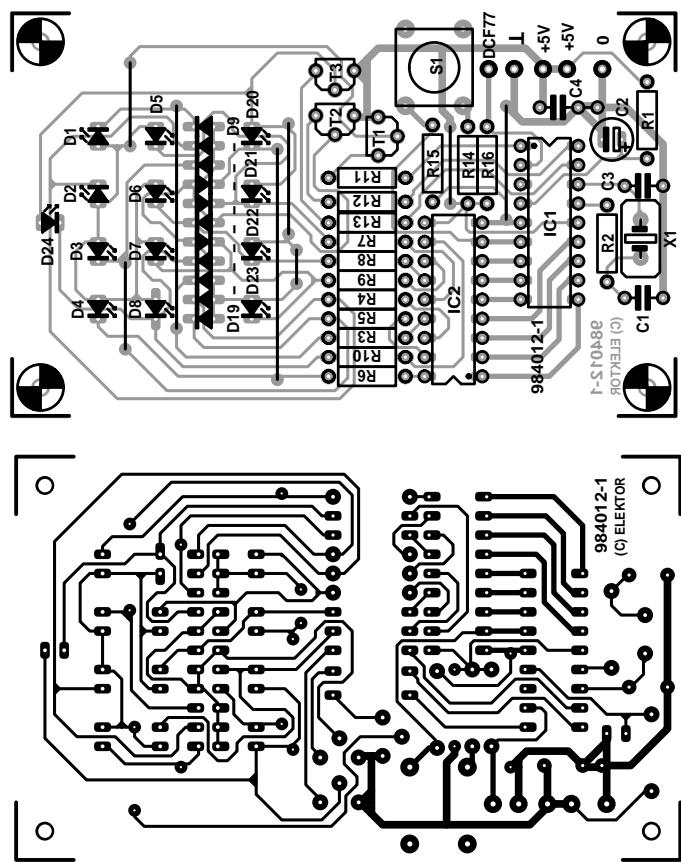
un nombre identique de LED, D1 à D24, de différents types. La LED D24 bat la seconde, les LED D20 à D23 donnent les minutes, les LED D9 à D19 les « cinquaines » de minutes, les LED D5 à D8 les heures et, pour finir, les LED D1 à D4 qui donnent les « cinquaines » d'heures.

L'électronique de pilotage de l'horloge proprement dite se réduit à 2 circuits intégrés seulement, un microcontrôleur du type PIC, IC1, associé à un tampon/inverseur octuple ULN2803, IC2, un pilote (*driver*) de LED. Notre horloge de Berlin peut être mise à l'heure manuellement ou être synchronisée en temps réel par le biais

de la station étalon horaire DCF77 si on le dote du module requis et que, bien entendu, on se trouve à un endroit où la

réception de ce signal, émis depuis Francfort en RFA, est recevable dans de bonnes conditions. En l'absence de module DCF77, la base de temps prend la forme d'un oscillateur à quartz. On pourra, si l'on veut se passer de module DCF, ajuster la précision de la base de temps en jouant sur la valeur du condensateur C1 voire en le remplaçant par un condensateur ajustable.

On pourra utiliser, comme module DCF, en principe, tout module alimenté sous 5 V et à sortie de niveau TTL (bas en-deçà de 1 V et haut au-delà de 2 V) se trouvant, au repos, au niveau haut. Le module de Conrad utilisé sur le prototype dispose d'une double sortie à collecteur ouvert, inverseuse et non inverseuse. Nous utilisons dans la présente application la sortie inverseuse (broche 4 et non pas 3), que l'on relie à l'entrée DCF de la platine dont on retrouve le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 3** et qui ainsi se trouve, de par la



Liste des composants	R16 = 10 kΩ	Semi-conducteurs :	rectangulaire (5 x2,5 mm)
Résistances :		D1 à D8 = LED rouge carrée 5 x 5 mm	D20 à D23 = LED jaune rectangulaire (5 x2,5 mm)
R1 = 12 kΩ		D9,D10,D12,D13,D15,D16,D18, D19 = LED jaune rectangulaire (5 x2,5 mm)	D24 = LED jaune ronde 5 mm
R2 à R10 = 22 Ω		D11,D14,D17 = LED rouge	T1 à T3 = BC640
R11 à R13 = 330 Ω			IC1 = PIC16C54-XT/P programmé EPS986508-1
R14 = 1kΩ			IC2 = ULN2803
R15 = 100 kΩ			

présence de la résistance de forçage au niveau haut (*pull up*) R16, à +5 V. Le module reçoit par les 2 lignes restantes de la platine principale, masse et +5 V, sa tension d'alimentation. Le point auquel il faut faire attention lors de la mise en place de composants sur la platine au symbole des LED (qui en donnent la polarité, le | représentant la cathode), sachant que toutes les LED ne sont pas toutes implantées dans le même sens ! Une fois la tension d'alimenta-

tion appliquée on voit clignoter l'affichage à une fréquence de 1 Hz pour indiquer que l'heure affichée n'est pas correcte. Si l'on n'a pas connecté de signal DCF77 à l'horloge on pourra, par action sur la touche S1, la mettre à l'heure à l'aide de la procédure suivante : Maintenir la pression sur S1 jusqu'à ce que la LED des « x 5 heures » clignote brièvement (1 s < t < 2 s). Actionner ensuite la touche S1 brièvement le nombre de fois nécessaire pour obtenir l'allumage de la

LED « x 5 heures » requise. Rappuyer un certain temps sur S1 jusqu'à obtenir le clignotement des LED visualisant les unités d'heures (« 1 x heure ») au même rythme que précédemment, pour ensuite appuyer sur S1 le nombre de fois nécessaire pour avoir l'allumage de la LED des unités d'heures (1 à 4) voulue (clignotement à une fréquence t < 1 s) et ainsi de suite pour la LED des « cinquaines » et unités de minutes. La remise à l'heure est terminée lorsque l'affichage des unités de

minutes clignote et que l'on appuie sur S1 pendant une durée légèrement supérieure à 1 s (1 s < t < 2 s). L'affichage cesse ensuite de clignoter et donne l'heure exacte. En mode de synchronisation par le biais de DCF77, S1 ne remplit pas la moindre fonction. L'alimentation se fera par le biais d'un adaptateur secteur ou d'une mini-alimentation fournant une tension régulée de 5 V et capable de fournir un courant de l'ordre de 500 mA.

984012-1

Publicité

# 3 convertisseur A/N pour le MatchBox

Dans l'ouvrage intitulé « Automate Programmable MatchBox » (publié par Publitronic), l'auteur, Mr M. Ohsmann, évoque la possibilité de connecter un convertisseur analogique/numérique CAN) à 12 bits, un MAX187 en l'occurrence, au système MatchBox décrit dans le numéro d'octobre 1995 d'Elektor (ainsi d'ailleurs que ceux de novembre et de décembre de la même année). Dans le présent article, c'est un autre membre de la famille, un MAX186, qui se trouve au cœur des (d)ébats. Ce composant, similaire, sous certains aspects au MAX187, comporte non pas 1 mais 8 entrées. La liaison vers la platine du microcontrôleur se fait par le biais d'un morceau de câble en nappe à 10 conducteurs. On aurait pu envisager d'utiliser l'embase K4, mais nous lui avons préféré l'embase K1 vu que le port 2 ne permet pas d'opérations au niveau du bit. L'un des inconvénients de ce choix est qu'il faudra enfoncer un connecteur à 10 contacts (2x5) dans une embase en comportant 20 (2x10). Pour éviter tout malentendu, signalons que le convertisseur pourra être connecté à n'importe quel port à condition

## Liste des composants

### Résistances :

R1,R3,R5,R7,R9,R11,R13,  
R15 = 1 kΩ

R2,R4,R6,R8,R19,R12,R14,  
R16 = 10 kΩ  
R17 = 100 Ω

### Condensateurs :

C1,C3,C6 à C15 = 100 nF  
C2,C16 = 10 μF/63 V radial  
C4 = 10 nF  
C5 = 4μF7/63 V radial

### Bobines :

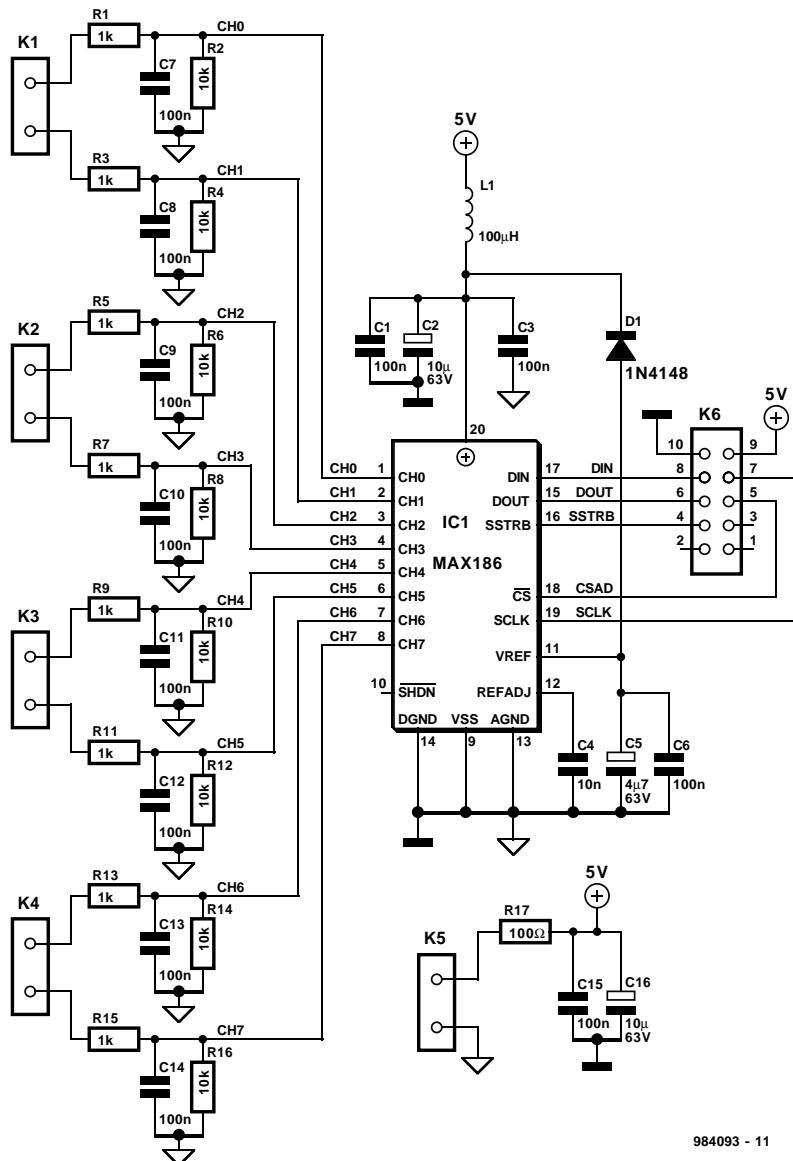
L1 = 100 μH

### Semi-conducteurs :

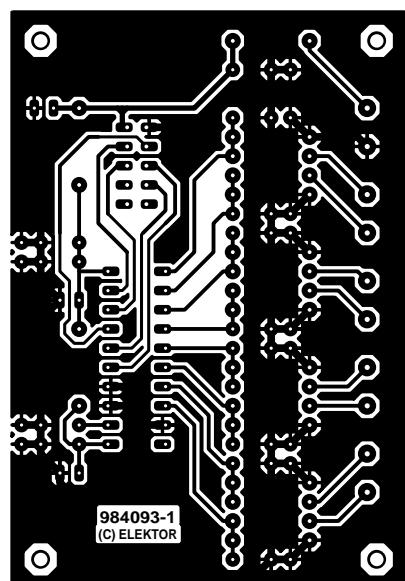
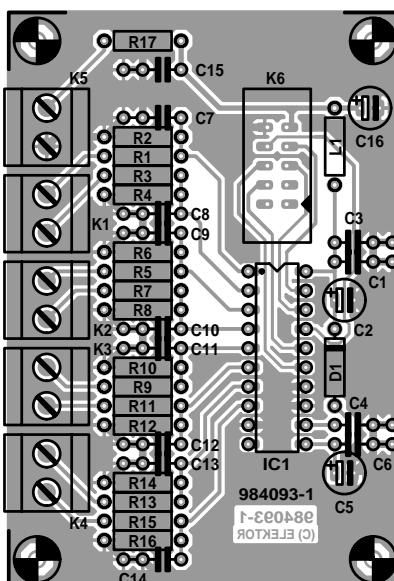
D1 = 1N4148  
IC1 = MAX186D PP ou  
MAX186B EPP

### Divers :

K1 à K5 = bornier encartable  
à 2 contacts au pas de 5 mm  
K6 = embase autosécable à  
2 rangées de 5 contacts



984093 - 11



```

READ_AD:
; This subroutine reads the MAX186 12-bit A-D converter.
; Before calling this routine the code for the desired
; channel has to loaded into integer variabele TEMP,
; as follows:
; TEMP:=1XYZ1110B where XYZ indicates the desired channel.
; The conversion result is then returned in TEMP.
;
; MAX187 connections:
; Data to 187    P1.0
; Serial clock   P1.1
; Data from 187  P1.2
; Chip select    P1.3
; Strobe         P1.4
;

INIT_AD:
P1.0:=0          ;data in
P1.1:=0          ;clock
P1.3:=0          ;CS active

WRITE_AD:
CNTR:=8
WHILE CNTR>0 DO
  P1.0:=TEMP.7      ;send 8 bits of A-D command
  TEMP:=TEMP SHL(1)  ;msb bit to A-D
  P1.1:=1           ;hold next bit ready
  P1.1:=0           ;clock-in data on pos. edge
  CNTR:=CNTR-1
WHEND

READ_AD:
TEMP:=0          ;store result in this variable
CNTR:=12
P1.0:=0          ;read zeroes (else conversion starts)
WHILE CNTR>0 DO
  P1.1:=1          ;fetch 12 bit data
  P1.1:=0          ;supply clock pulse
  TEMP:=(TEMP SHL 1)+P1.2 ;read data
  CNTR:=CNTR-1
WHEND
P1.3:=1          ;CS, turn off A-D
RETURN

```

bien entendu que la tension d'alimentation se trouve sur les bons contacts.

Les entrées du montage sont dotées de résistances de protec-

tion, R1, R3 et les résistances de numéro impair à suivre, et de résistances de forçage au niveau haut (*pull up*), R2, R4, etc. Les entrées ouvertes présentent ainsi

un niveau logique défini; on a en outre pris des mesures de prévention additionnelles à l'encontre des décharges électrostatiques (ESD pour *ElectroStatic*

*Discharges* en anglais). On notera que la présence d'une résistance a pour conséquence une atténuation de la tension (de signal) qui lui serait appliquée. De par le choix des résistances, la mise en oeuvre d'un capteur de température externe de  $1 \mu\text{A}/\text{YC}$  (un AD590 ou un LM334 par exemple) fournit la variation de  $10 \text{ mV}/\text{YC}$  recherchée. La résistance R7 amène la tension d'alimentation vers l'extérieur tout en la protégeant contre les courts-circuits. Le logiciel remplit dans la présente application un rôle important. Ceci explique que nous vous proposons un petit programme d'exemple. On envoie au convertisseur 8 bits de données, le bit 7 étant le bit de début, les bits 4, 5 et 6 indiquant l'entrée à utiliser. Le bit 3 sert à indiquer que la mesure doit se faire entre la masse et  $V_{\text{ref}}$ , le bit 2 indiquant lui s'il s'agit d'une mesure asymétrique (et partant non différentielle). Les bits 1 et 0 servent, pour finir, à démarrer une conversion A/N menée au rythme de l'horloge intégrée.

Il est ensuite possible de lire le résultat à 12 bits. Une remarque pour finir : les bits de sélection de canal se retrouvent dans le désordre : le bit 6 est le bit de poids faible (LSB = *Least Significant Bit*), le bit 5 étant celui de poids fort (MSB = *Most Significant Bit*), le bit 4 étant bien entendu le bit intermédiaire.

L'ensemble du montage consomme au pire 2 mA. On pourra, pour obtenir de plus amples informations concernant le MAX186, faire un tour sur le site Internet de Maxim Integrated Products situé à l'adresse suivante :

<http://www.maxim-ic.com>.

984093-I

14  
0

## oscillateur de Philbrick

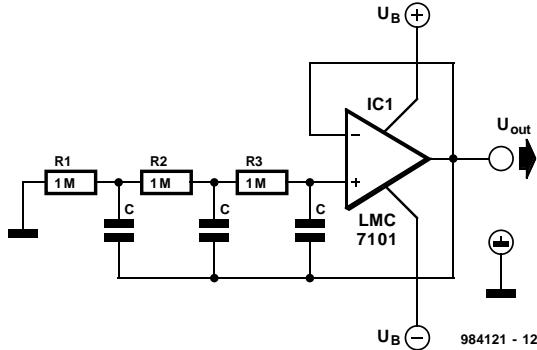
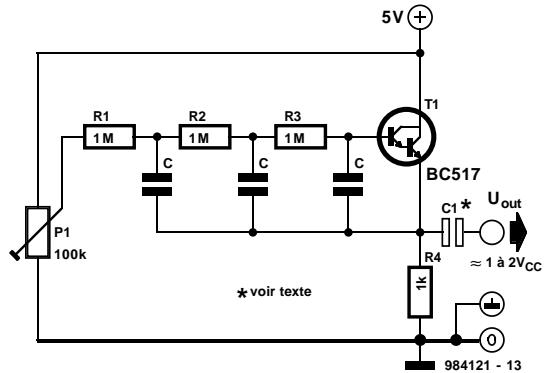
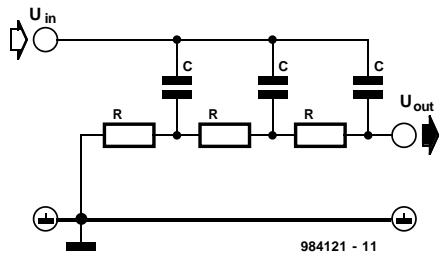
G. Kleine

Il existe un oscillateur peu connu, capable de fournir des signaux sinusoïdaux de fréquence très faible, réalisable à l'aide de valeurs de composants

relativement courantes : il est basé sur un brevet de George A. Philbrick datant de l'année 1956. La première application de ce circuit breveté comportant 3 résistances et 3 condensateurs

fut le découplage CC des entrées d'oscilloscopes. On peut, de par la caractéristique d'une réponse impulsionale supérieure à 1 000 que présente ce réseau RC, en envi-

sager l'utilisation pour réaliser un oscillateur si l'on réinjecte, par le biais d'un suiveur de tension à haute impédance, le signal de sortie du réseau RC à son entrée. On se trouve alors en



présence d'un oscillateur sinusoïdal réalisable à partir de valeurs de composants courantes pouvant travailler aux fréquences audio les plus faibles. Les schémas vous proposent un

oscillateur de Philbrick extrêmement simple basé sur un amplificateur opérationnel du type LMC7101 (pouvant être remplacé par un TL071). On peut, si l'on ne veut pas avoir à

réaliser la tension d'alimentation symétrique de  $\pm 1,5$  à  $\pm 7,5$  V, se rabattre sur le second schéma reposant lui sur un transistor travaillant lui à +5 V. Le potentiomètre P1 sert à fixer le point de travail de l'émetteur-suiveur de manière à avoir une oscillation garantie et l'amplitude maximale du signal de sortie. Il faudra, pour les fréquences faibles, utiliser pour le découplage du signal quasi-sinusoïdal, un condensateur électrochimique qu'il faudra polariser en fonction de la tension CC présente à l'entrée de l'étage suivant.

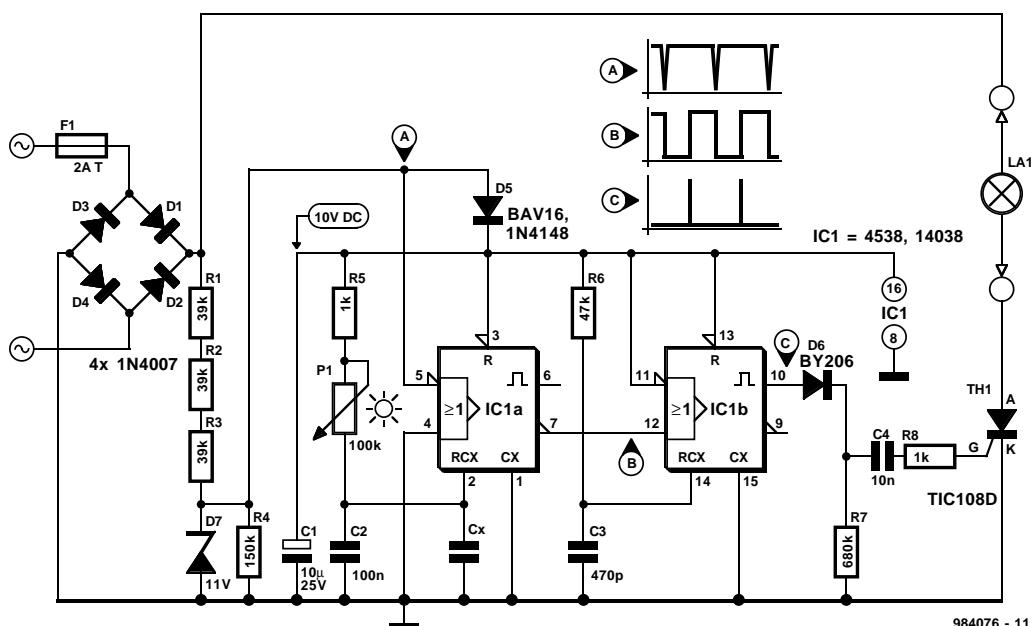
Nous avons mesurée, dans le cas de la version à transistor et avec une valeur de résistance de  $1 \text{ M}\Omega$ , les fréquences suivantes en fonction de la valeur de capacité attribuée aux 3 condensateurs :

C [nF]	f [Hz]
100	5
10	50
1	500

Source :  
Electronic Design, mars 1996

984121-1

# 015 gradateur à pilotage en continu



## A. Schilp

La caractéristique intéressante de ce gradateur est que, cette

fois, il ne fait pas appel à un générateur en dents de scie et à un comparateur de tension, mais

qu'il repose sur 2 générateurs d'impulsions intégrés dans un circuit intégré du type 4538. On

peut subdiviser l'électronique en 4 sous-ensembles : un détecteur de passage par zéro, les

générateurs d'impulsions, leur alimentation et un réseau chargé de la transmission de l'impulsion de commande.

La détection du passage par zéro est l'affaire de la diode D5 associée à la résistance R4 et à une seconde diode, D7. La paire D5/R4 fait en sorte que la tension aux bornes de la diode zener D7 (forme de signal 1) atteigne, à proximité du passage par zéro de la tension sinusoïdale du secteur redressée par les diodes D1 à D4, une valeur faible, de sorte que l'on puisse utiliser la tension aux bornes de D7 comme une impulsion de passage par zéro.

Les générateurs d'impulsions intégrés dans IC1 sont alimentés par une tension continue lissée de l'ordre de 10 V. Cette tension est dérivée de la diode

zener D7 et lissée par le condensateur C1. Le premier générateur d'impulsions démarre sur le flanc montant de l'impulsion de passage par zéro et possède une sortie inversée. L'impulsion de sortie (forme de signal 2) qui peut être, par le biais de P1, ajustée en longueur entre pratiquement 0 et 10 ms, sert à définir l'instant d'amorçage. Le second générateur d'impulsions est configuré de façon à démarrer sur le flanc descendant du signal de sortie du générateur d'impulsions numéro 1 et possède, lui, une sortie non inverseuse. L'impulsion de sortie de ce second générateur (forme de signal 3) qui a une longueur fixée à 70  $\mu$ s environ, sert d'impulsion de commande du thyristor. La commande du thyristor se

fait par le biais du quaternon constitué par D6, R7, C4 et C8, la diode D6 servant à la protection du circuit intégré IC1 en cas de défautosité du thyristor. La charge protégée par le fusible F1 est alimentée directement par la tension secteur redressée en double alternance par les diodes D1 à D4 et commutée par le thyristor Th1.

Terminons par quelques remarques d'ordre pratique. Dans la plupart des cas, on pourra se passer du condensateur Cx. S'il devait cependant se faire qu'il soit impossible d'obtenir une gradation suffisante de la lampe, on pourra tenter de remédier au problème en mettant un autre condensateur en parallèle sur le condensateur C2. On pourra, si l'on est gêné par le fait que la lampe « fré-

misse » quelque peu lorsqu'elle est à sa luminosité maximale, augmenter légèrement l'angle de découpage de phase minimum en augmentant la valeur de la résistance R5. On peut fort bien, en ce qui concerne le thyristor, utiliser autre le type de composant mentionné dans le schéma, utiliser un TIC106D plus courant. Il existe sans doute bien d'autres types de thyristors utilisables, les critères de sélection les plus importants étant le courant de déclenchement, il ne doit pas dépasser quelques centaines de  $\mu$ A, la tension de service, elle doit être de 400 V au minimum (type-D) et le courant commutable, qui doit être de 5 A au minimum.

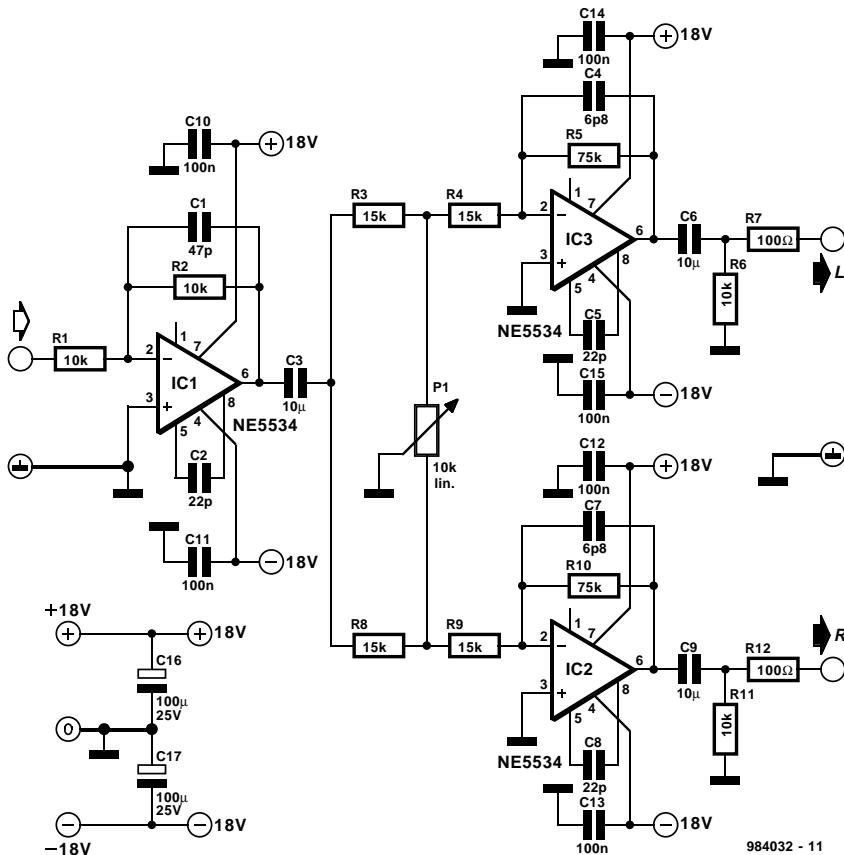
984076-1

016

## commande PAN de puissance constante

La spécificité de ce montage est qu'il s'agit ici de ce que l'on appelle, dans le cercle des professionnels, d'un CPPC (**C**onstant **P**ower **P**an **C**ontrol, commande panoramique de puissance constante). Un régulateur de ce type offre la possibilité de mélanger vers 2 canaux de sortie d'un signal d'entrée et cela de façon telle que la somme des puissances de sortie des 2 canaux reste constante. Lorsque P1 se trouve en position médiane, on a ni gain ni atténuation sur le trajet du signal entre l'entrée et la sortie. En cas de mise en butée de P1 dans un sens ou l'autre le canal concerné subit un gain de 3 dB par rapport à l'autre.

Venons-en au schéma. Le premier « obstacle » que nous rencontrons est, à l'entrée, un tampon, IC1. Il est monté à dessein en inverseur de manière à garder le signal de sortie en phase avec l'entrée. R1 fixe l'impédance d'entrée à 10 k $\Omega$ . On découvre ensuite en aval une paire d'amplificateurs de canal, IC2 et IC3, du même type d'ailleurs qu'IC1, des NE5534, un amplificateur opérationnel classique que l'on retrouve souvent dans des applications audio. La particularité de ces



984032 - 11

étages d'amplification est que le potentiomètre P1 (dont le curseur se trouve à la masse) asso-

cié aux résistances R3, R4, R8 et R9, est pris d'une façon telle dans le circuit de contre-réac-

tion des 2 amplificateurs opérationnels que toute variation de la position de P1 a toujours un

effet inverse sur chacun des 2 amplificateurs opérationnels. Les résistances-séries R7 et R12 servent à protéger les sorties contre des charges capacitives. On pourra, le cas échéant, supprimer les condensateurs de couplage C3, C6 et C9, dès lors que la présence d'une tension d'offset de quelques millivolts ne pose pas de problème.

Passons certains autres composants en revue. C2, C5 et C8 servent à assurer la stabilité des amplificateurs opérationnels même en cas de gain unitaire (1x). C1, C4 et C7 minimisent l'influence d'éventuels parasites HF, de sorte que l'on dispose d'une bande passante utile allant de 2,5 Hz à 200 kHz.

Les spécifications de ce circuit sont telles que son implantation dans une table de mixage de qualité est parfaitement envisageable. La distorsion harmonique totale (DHT + B) atteint, à une bande passante de 22 kHz et une fréquence de signal de 1 kHz, la valeur impressionnante de 0,0014% seulement. Sur l'ensemble des fréquences

allant de 20 Hz à 20 kHz, la DHT + B reste, à une bande passante de 80 kHz, à une valeur de 0,0023%, chiffres qui méritent d'être mentionnés !

La source d'alimentation pourra prendre la forme d'une petite alimentation symétrique de  $\pm 18$  V. Le courant consommé se situe aux alentours de 16 mA.

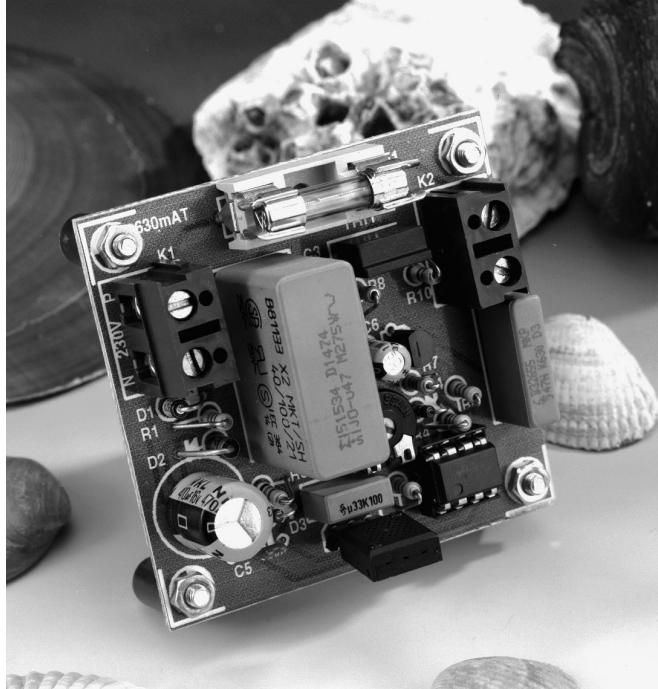
984032-I

17  
10

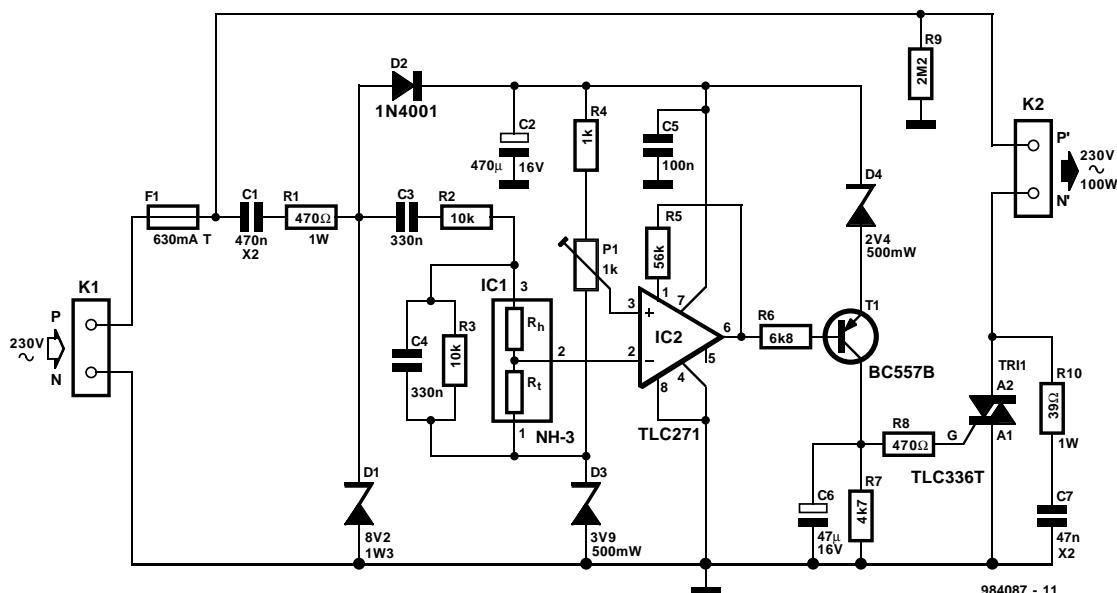
# automate d'humidification

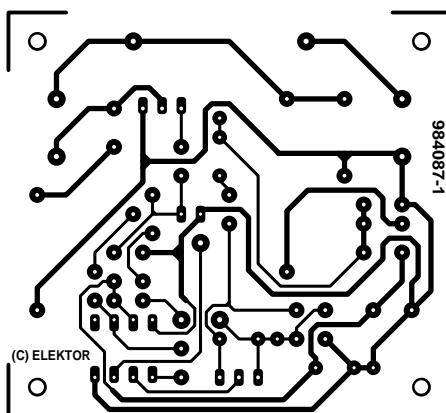
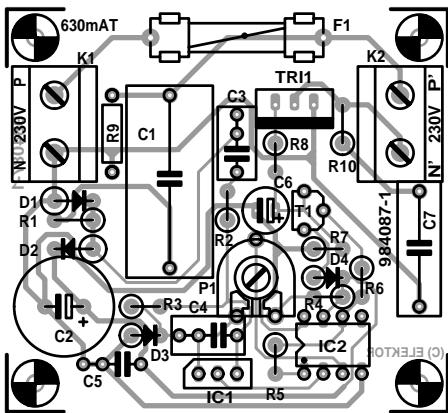
Il s'agit en fait ici d'un commutateur hydrosensible. En effet, ce montage mesure, à l'aide d'un capteur d'humidité spécial, le niveau d'humidité de l'air et en fonction du résultat de cette mesure, met en route (ou arrête) un ventilateur qui fait partie d'une installation d'humidification. Le capteur d'humidité utilisé ici a déjà fait l'objet de l'une ou l'autre application décrite dans Elektor, il s'agit du NH-3 de Figaro. La commande du ventilateur, mise en route et arrêt, se fait par le biais d'un triac.

Nous avons, de manière à simplifier autant que faire se pouvait cette réalisation, choisi de dériver tant la tension d'alimentation que la tension alternative de mesure, directement de la tension du secteur. La tension de 230 V du secteur est trans-



formée, par le biais du condensateur C1 qui fait office de « résistance pour tension alternative », la résistance R1, et la diode zener D1, en une tension impulsionale de 8,9 V<sub>cc</sub>. La combinaison constituée de la diode zener D2 et du condensateur C2, distille de cette tension une tension d'alimentation positive de 7,5 V. La tension pulsante de 8,9 V<sub>cc</sub> sert de tension de mesure pour le capteur. Le capteur utilisé ici, IC1, requiert d'être piloté par le biais d'une tension alternative bien propre dont la valeur efficace ne doit pas dépasser 1,5 V. Ceci explique la présence du réseau, constitué de C3, de R2, de C4 et de R3, et chargé de bloquer la composante de tension continue et d'abaisser l'amplitude à de l'ordre de 1,4 V. Ce réseau fait en outre office de filtre passe-





### Liste des composants

Résistances :

R1 = 470  $\Omega$ /1 W  
R2,R3 = 10 k $\Omega$   
R4 = 1 k $\Omega$ /1 W  
R5 = 56 k $\Omega$   
R6 = 6k $\Omega$ 8  
R7 = 4k $\Omega$ 7  
R8 = 470  $\Omega$   
R9 = 2M02  
R10 = 39  $\Omega$ /1 W  
P1 = ajustable 1 k $\Omega$

Condensateurs :

C1 = 470 nF X2/250 V~  
C2 = 470  $\mu$ F/16 V radial  
C3,C4 = 330 nF MKT 5%  
C5 = 100 nF Sibatit  
C6 = 47  $\mu$ F/16 V radial  
C7 = 47 nF X2/250 V~

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener 8V2/1W3  
D2 = 1N4001  
D3 = diode zener 3V9/500 mW  
D4 = diode zener 2V4/500 mW

T1 = BC557B

IC1 = NH-3 (Figaro)

IC2 = TLC271CP  
(Texas Instruments)

TRI1 = TLC336T  
(SGS-Thomson) 3 A It = 5 mA  
dans les quadrans I à IV

Divers :

K1,K2 = bornier encartable à  
2 contacts au pas de 7,5 mm  
F1 = fusible 630 mAT +  
porte-fusible encartable

bande à 50 Hz.

Pour éviter que la tension du capteur ne sorte pas du domaine de mode commun de l'amplificateur opérationnel IC2, et le capteur et la tension de référence se sont vus dotés d'un offset de 3,9 V. C'est la fonction remplie par la diode zener D3. L'ajustable P1 permet de jouer sur ce niveau de référence. La résistance R5 donne à l'amplificateur opérationnel une certaine hystérésis.

Que dire du fonctionnement si ce n'est qu'il est très simple à comprendre. Au cas où l'humidité détectée par le capteur dépasse le niveau fixé par le biais de P1, on trouvera, en sortie de IC2, un niveau de tension de l'ordre de 6 V. La diode zener D4 force alors le transistor T1 à bloquer, ce qui a pour conséquence un blocage du triac, TRI1. Si l'humidité tombe en-dessous de la valeur pré définie, on aura, en sortie de IC2, présence d'une tension impulsio-

nelle. Le condensateur C1 se charge alors, par le biais du transistor T1, par impulsions successives, de sorte que lorsqu'il a atteint sa tension de service, ce condensateur fournira le courant de déclenchement nécessaire à un amorçage permanent du triac.

La résistance R7 a pour fonction de décharger le condensateur C6 lorsque le transistor T1 est mis, pendant une durée importante, à l'état bloquant. La résistance R9 sert à la décharge des condensa-

teurs C1 et C7 de sorte qu'après coupure de la tension du secteur il ne reste pas de niveau de tension dangereux sur les contacts de la fiche du secteur.

Si l'on veut utiliser ce montage en combinaison avec un déshumidificateur d'air, il faudra tourner le capteur de 180° (inverser les broches 1 et 3). Cette intervention a pour effet d'inverser la fonction du capteur d'humidité.

Nous avons dessiné une platine à l'intention de cet automate d'humidification, circuit imprimé disponible auprès des adresses habituelles et dont nous vous proposons ici le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants. La réalisation de ce montage est simple, l'implantation des composants ne comportant pas de piège. Il faut cependant prendre les précautions d'usage lorsque l'on a affaire au secteur. En effet, ce montage est relié directement à la tension du secteur il faudra donc, lors de la construction du montage, et lors de sa mise en oeuvre, se souvenir que la tension du secteur est dangereuse et prendre les dispositions nécessaires pour garantir une isolation correcte de tous les points se trouvant au potentiel du secteur et avec lesquels il y a le moindre risque de contact. On pourra relire la page « Sécurité » publiée à intervalle plus ou moins régulier dans ce magazine.

984087-1

018

## convertisseur de valeur efficace pour alimentation asymétrique

application Analog Devices

Il faut, si l'on veut utiliser un convertisseur de valeur efficace intégré, tel que le AD736 d'Analog Devices avec un appareil alimenté par pile et partant à l'aide d'une tension d'alimentation asymétrique, faire appel à l'une ou l'autre astuce. En effet, si dans le cas d'une alimentation symétrique, la tension de sortie du convertisseur est référencée à 0 V, on se trouve confronté, en cas d'alimentation asymétrique,

à un offset égal à la moitié de  $V_{cc}$ . Si l'on ajoute un amplificateur opérationnel (prévu pour une alimentation asymétrique) monté en amplificateur différentiel, on dispose alors d'une tension de sortie réellement référencée à la masse : à une tension d'entrée Vent = 0 V, la tension à la sortie est elle aussi de 0 V tandis qu'une tension efficace en entrée de 200 mV se traduit par une tension de sortie continue de 200 mV.

Dans le présent montage, un diviseur résistif constitué par R7/R8 (où  $R7 = R8 = 100 \text{ k}\Omega$ ) définit une masse virtuelle située à la moitié de la tension d'alimentation (4,5 V dans le cas présent). La broche « Common » du AD736, l'entrée de signal, par le biais de la résistance de polarisation de valeur très élevée R1 ainsi que l'entrée inverseuse de l'amplificateur différentiel, à travers R4/R5 elle, se trouvent toutes à ce potentiel. Au

repos, la tension de sortie du AD736 est forcée au potentiel de la broche « Common » et se trouve ainsi à 4,5 V.

Les résistances de valeur relativement élevées prises dans la contre-réaction de l'amplificateur différentiel garantissent un faible chargement du point nodal présentant ce potentiel de 4,5 V. IC2 amplifie la différence de tension entre la masse virtuelle de 4,5 V et la tension de sortie du AD736, qui sera, dans

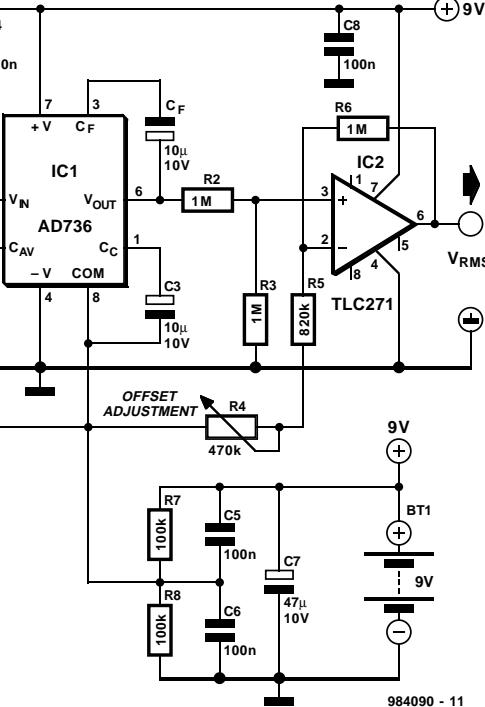
le cas d'une tension d'entrée de 0 V, de 4,5 V elle aussi. Si la tension d'entrée efficace passe de 0 à 200 mV, la tension de sortie suit, passant de 4,5 à 4,7 V. On trouve alors à la sortie de l'amplificateur différentiel une tension continue de 0 à 200 mV.

Quelques calculs pour terminer : l'entrée du AD736 est couplé en tension alternative. R1 définit un trajet pour le courant de repos d'entrée de l'amplificateur opérationnel BiFET interne qui se contente d'un courant extrêmement faible de 1 pA. La tension d'offset nais- sante, aux bornes de R1, de ce courant minuscule peut être négligée. Le condensateur C3 pris entre les broches 1 et 8 constitue un élément de définition de la fréquence d'un filtre passe-haut à fréquence de coupure très basse puisqu'elle est ici de 2 Hz. On peut opter pour d'autres fréquences de coupure basses en résolvant l'équation ci-après :

$$f_{-3dB} = 1/(2\pi \times 8 k\Omega \times C_3).$$

$C_{AV}$  est le condensateur d'intégration responsable de la « len-

teur » du processus de conversion. On peut, avec  $C_F$ , réaliser un filtre optionnel. Ce condensateur est pris en parallèle sur une résistance interne de 8 kΩ dans la contre-réaction du tam-



pon de sortie interne du AD736 et remplit une fonction de passe-bas avec une fréquence de coupure de 2 Hz. Ici encore, on pourra choisir une fréquence de coupure différente en résolvant l'équation suivante :

$$f_{-3dB} = 20 \text{ Hz}/C_F$$

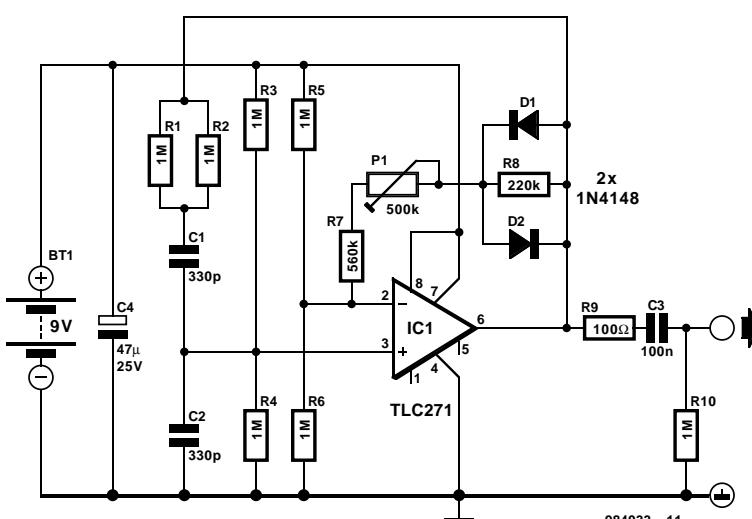
[valeur de  $C_F$  en  $\mu\text{F}$ ].

984090-1

# 019

## mini-générateur de test

Un petit générateur BF portatif est un instrument extrêmement pratique lorsqu'il s'agit de tester le trajet du signal dans un appareil audio quel qu'il soit. Tant qu'il suffit de procéder à une vérification rapide du fonctionnement, un tel générateur peut être d'une simplicité étonnante. Il suffit d'avoir à sa disposition un signal sinusoïdal de l'ordre de 1 kHz et la distorsion qu'il peut présenter n'a pas la moindre importance. La compacité et la faible consommation sont les aspects les plus importants dont il faudra tenir compte. Et c'est très précisément le profil auquel répond le générateur décrit ici. Il se résume à quelques composants courants, génère un signal de test de 889 Hz sous une tension de 1 V<sub>eff</sub> et ne consomme que 20  $\mu\text{A}$  ! Cette dernière caractéristique se traduit, pour la pile compacte de 9 V utilisée, par



une durée de vie de quelque 25 000 heures, ce qui est proche de la vie éternelle dans la présente application.

Comme nous l'apprend un coup d'œil au schéma, nous nous

trouvons ici en présence d'un oscillateur à pont de Wien classique dont l'élément actif est un amplificateur opérationnel du type TLC271 monté en mode faible puissance (*low power mode*). Le pont de définition de la fréquence prend la forme de C1, C2 et des résistances R1 à R4. Les résistances R3 à R6 fixent l'amplificateur opérationnel à la moitié de la tension

d'alimentation, les résistances R5 et R6 faisant également partie de la contre-réaction. On fixe, par le biais de P1, le gain à un facteur de 3 approximativement.

D1 et D2 limitent l'amplitude. Le principe de la limitation mise en oeuvre ici reposant sur la non-linéarité des diodes, l'existence d'une certaine distorsion

est inévitable. À la tension de sortie nominale de  $1 \text{ V}_{\text{eff}}$  la distorsion du générateur est de l'ordre de 10%. Cette caractéristique ne devrait pas constituer de problème pour la majorité des applications de « test rapide ». Si l'on ne peut se faire à ces 10% de distorsion, il est facile de diminuer cette valeur en mettant la broche 8 de IC1 à

la masse. Ce faisant, la consommation du montage passe à 0,64 mA (valeur qui reste faible), mais la distorsion chute à quelque 0,7% à condition de bien régler le circuit. Il vous faudra, si vous ne disposez pas d'un distorsiomètre ou d'un autre appareil permettant le réglage de cette caractéristique, vous résoudre à fixer la tension

de sortie à  $1 \text{ V}_{\text{eff}}$  et vous trouverez tout près de la valeur de distorsion minimale.

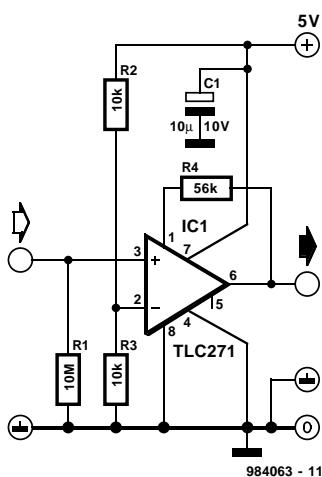
Une remarque finale : il n'y a pas le moindre problème à utiliser, pour C1 et C2, des condensateurs céramique classique vu que l'on ne mesure pas la valeur de la distorsion au centième de pourcent.

984033-I

**020**

## amplificateur opérationnel avec hystérésis

Il s'agit, à première vue, d'un montage ne présentant rien de bien spécial et pourtant... On se trouve en effet en présence d'une association réputée « inassociable ». Le tampon proposé ici et basé sur un unique amplificateur opérationnel, possède une hystérésis et une impédance d'entrée élevée. La mise en oeuvre classique d'un amplificateur opérationnel ne permet pas l'obtention de cette double caractéristique vu que l'hystérésis s'obtient normalement par réinjection vers l'entrée non inverseuse (+) du dit amplificateur opérationnel. Cette approche implique malheureusement, en raison de l'indispensable réseau de résistances qu'elle nécessite, une chute dra-



matique de l'impédance d'entrée très élevée caractérisant, à l'origine, un amplificateur opérationnel CMOS.

On pourra, si l'on veut cependant préserver coûte que coûte l'impédance d'entrée élevée tout en dotant le système d'une certaine hystérésis, utiliser, pour la réinjection à établir, l'entrée de correction d'offset. On obtient alors, par réinjection du signal de sortie vers la broche 1, une hystérésis répondant à la formule suivante :

$$U_{\text{hyst}} = 1,2/R4 \times U_{\text{sort}}$$

La résistance R4 est exprimée en  $\text{k}\Omega$ , la valeur que peut atteindre  $U_{\text{sort}}$  dépend bien évidemment de la charge de sortie.

984063-I

**021**

## bio-feedback

*P. Lay*

La fonction du présent montage est de rendre audible les battements de cœur de la personne qui le « porte ». On pourra donc l'utiliser à chaque fois que l'on cherche à influencer le rythme cardiaque en effectuant l'un ou l'autre type d'exercice physique.

Le capteur du rythme cardiaque n'est pas, comme on pourrait s'y attendre, l'une ou l'autre diode infrarouge, mais une capsule de

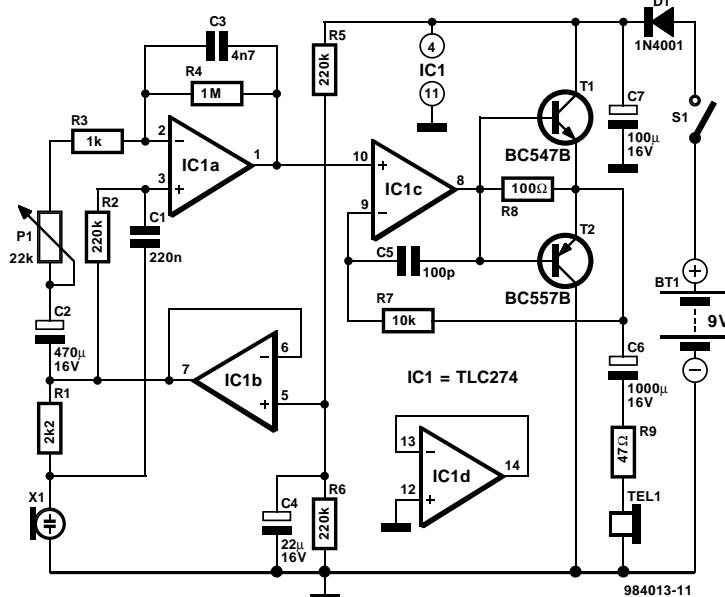
microphone à électret, identifiée, sur le schéma, par la dénomination X1. Il s'agit d'une variante (polarisée) à 2 bornes. L'attaque de la capsule de micro se fait, comme cela est normal dans le cas d'une capsule électret, par le biais d'une résistance de limitation de courant, R1. La tension de signal chutant aux bornes de la résistance de limitation de courant est découpée par le condensateur C1 avant d'être amplifiée par IC1a,

un amplificateur dont le gain est ajustable, par l'intermédiaire de P1, entre 40 et 1 000x. C3 et R4 limitent le haut de la courbe de fréquence à une fréquence de coupure (-3 dB) de 34 Hz. On n'a que faire d'une bande passante plus étendue sachant qu'un pouls de 180 correspond à une fréquence de 3 Hz très exactement. Pour permettre la transmission de bruits cardiaques de fréquence supérieure à cette

valeur, nous avons opté pour une fréquence de coupure 10x supérieure à la fréquence cardiaque la plus élevée que l'on puisse accepter, ces 180. Associé à l'étage de push-pull T1/T2, IC1c constitue un amplificateur pour casque d'écoute dont la résistance de sortie est, par la présence de R9, fixée à  $47 \Omega$ . Ceci permet d'utiliser pratiquement n'importe quel casque d'écoute avec ce montage. La sortie est

en outre protégée contre les courts-circuits. On pourra, si l'on utilise un casque prévu pour un baladeur standard, connecter en série les 2 capsules d'écoute.

Il nous reste à évoquer le 3<sup>ème</sup> amplificateur opérationnel, IC1b, du quarté que comporte le TLC274 de Texas Instruments. Cet amplificateur opérationnel sert de diviseur de tension actif. On dispose au diviseur de tension R5/R6 proprement dit de la moitié de la tension d'alimentation. Cette tension est tamponnée par IC1b et, à sa sortie (broche 7), mise à disposition en tant que tension de référence pour le premier amplificateur, IC1a, et simultanément, par le biais de R1, en tant que tension d'alimentation pour la capsule électret X1. Le condensateur électrochimique C4 assure un filtrage « sérieux » de manière à débarrasser autant que possible la tension continue de tout signal parasite. Le découplage



de la tension d'alimentation est assuré par le condensateur C7 monté en aval de la diode de protection contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation, D1.

Par la mise en oeuvre d'amplificateurs opérationnels de technologie CMOS, la consommation de courant reste inférieure à 10 mA, valeur acceptable dans le cas d'une alimentation

par pile compacte de 9 V. Une pile alcaline permet un fonctionnement d'une cinquantaine d'heures.

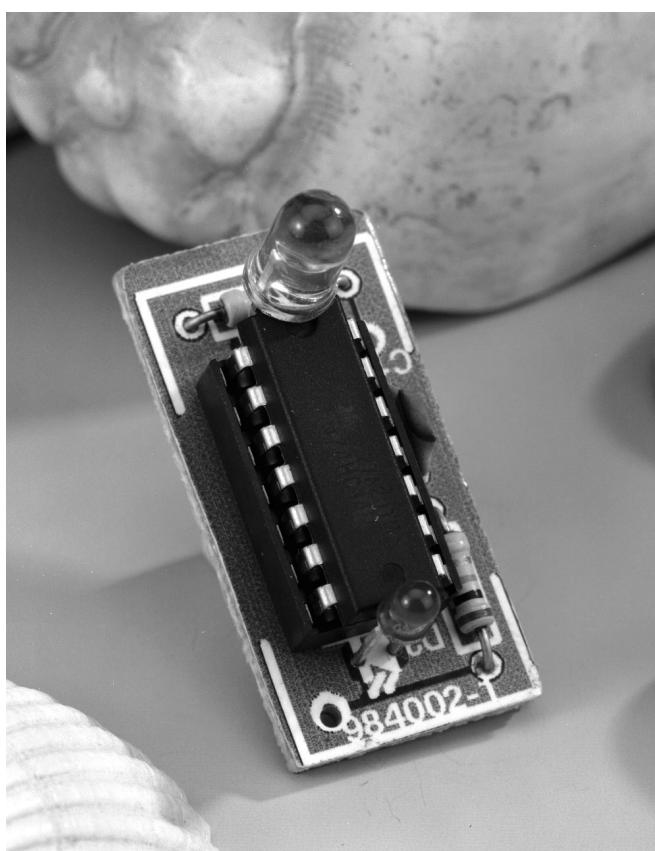
984013-1

## 022 testeur de télécommandes I.R.

*W. Foede*

Le petit montage proposé ici constitue un instrument d'une valeur inestimable lorsqu'il s'agira de tester le seul fonctionnement de pratiquement n'importe quelle télécommande émettant de la lumière infrarouge (I.R.). Le testeur, alimenté par pile, ne comporte qu'un tout petit nombre de composants courants ne coûtant pas très cher et prend place dans un petit boîtier de dimensions très compactes.

La porte NAND à trigger de Schmitt IC1 fait office d'amplificateur quasi-analogique, l'élément capteur étant, approché moins courante, une diode d'émission (et non pas de réception comme on pourrait s'y attendre) IR du type LD274. La raison de la présence d'un réseau RC, C1/R2, pris à la sortie de la porte est que les télécommandes IR émettent des trains d'impulsions; il a également pour fonction d'éviter que la LED D2 ne s'allume en permanence en cas de détection de



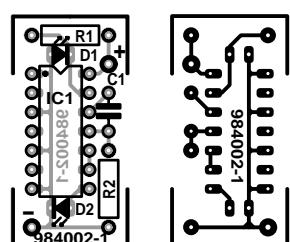
### Liste des composants

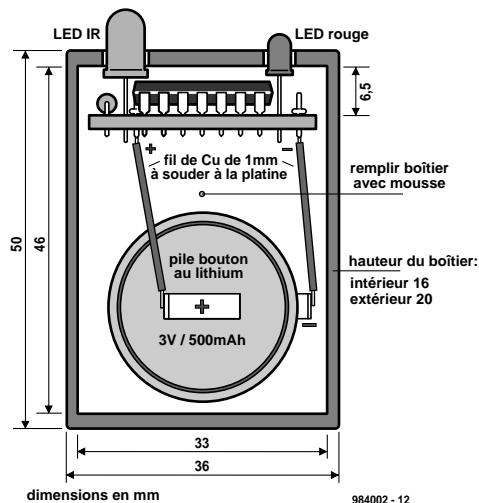
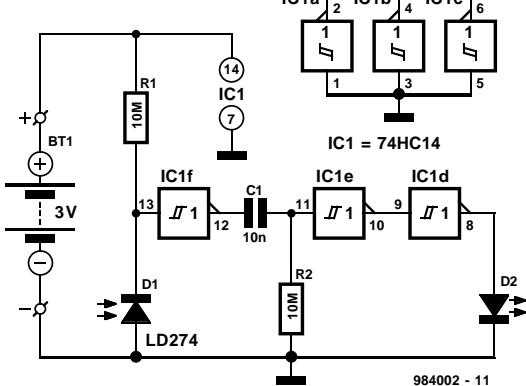
Résistances :  
R1, R2 = 10 MΩ

Condensateurs :  
C1 = 10 nF

Semi-conducteurs :  
D1 = LD274 (Siemens)  
D2 = LED 3 mm faible courant  
IC1 = 74HC14

Divers :  
Bt1 = pile au lithium 3 V à languettes de soudure telle que, par exemple, Varta type CR2045 (560 mAh)  
boîtier 50 x 30 x 13 mm (approximativement) tel que Conrad-RFA (code 522074-44)





source de signaux IR telle que lumière du jour ou une source émettant continûment un rayonnement infrarouge. Le soleil offre une option de « test rapide » pratique : il suffit de pointer le testeur vers le soleil et on devrait

constater l'allumage bref de la LED. La sensibilité du testeur est telle qu'il détecte le rayonnement IR produit par une télécommande située à une distance pouvant aller jusqu'à 50 cm. L'électronique a été conçue en

vue d'une consommation de courant minimale; elle ne tire pas même 1 mA de la pile lors de la détection de rayonnement IR, et ne consomme pratiquement rien en l'absence de rayonnement. Il n'est partant pas

nécessaire de disposer d'interrupteur marche/arrêt. Le croquis montre comment intégrer le montage dans un boîtier miniature en plastique ABS. Il vous faudra réaliser votre platine vous-même.

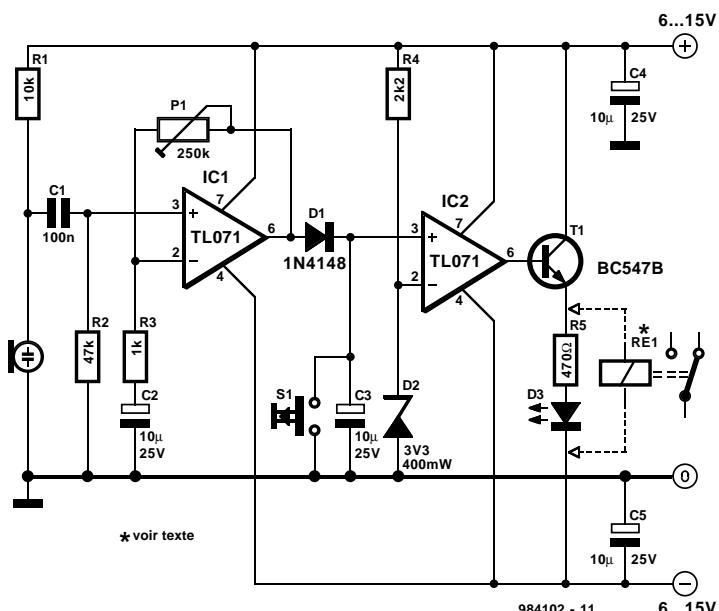
984002 - 1

## 023

# alarme antibruit

Des études récentes ont prouvé que le bruit était malsain tant pour l'être humain que pour l'environnement. Notre alarme antibruit manifeste son indignation lorsque le bruit un niveau prédéterminé et passe aux actes en activant une LED voire, s'il en a vraiment assez, ce qui dépend de vous, un relais...

Le capteur de bruit prend ici la forme d'un microphone à électret à 2 bornes alimenté par le biais de R1. Le signal BF arrive, après avoir été débarrassé de toute composante continue, à l'amplificateur opérationnel IC1 dont la résistance d'entrée est, de par la présence de R2, fixée à 47 kΩ. L'ajustable P1 permet de jouer sur le gain en tension alternative sur une plage s'étendant de 1 à 250x. Le second amplificateur opérationnel est monté en comparateur. Il compare le signal amplifié à une tension de référence de 3,3 V. Lorsque la tension de signal appliquée à l'entrée non inverseuse dépasse ce niveau de référence, la sortie de l'amplificateur opérationnel bascule vers un niveau haut de sorte que le transistor T1 entre en conduc-



tion activant et le relais et la LED. Ce relais peut commander un quelconque dispositif d'avertissement, alarme lumineuse, buzzer piézo-électrique, mais aussi, pourquoi pas, la source de bruit elle-même par le biais de l'un des contacts repos du relais. Dans ce dernier cas, le condensateur C3 empêche le circuit d'alarme, en cas de disparition de la source de bruit, de reprendre son état d'origine, ce qui permettrait au bruit de se manifester à nouveau. Le condensateur stocke la tension de crête du signal, et ne peut, de par la présence de la diode D1,

sé décharger non pas à travers la sortie de IC1, mais uniquement très progressivement par le biais de l'entrée à impédance élevée de IC2. S1 permet une réactivation manuelle de l'alarme anti-bruit.

984102 - 1

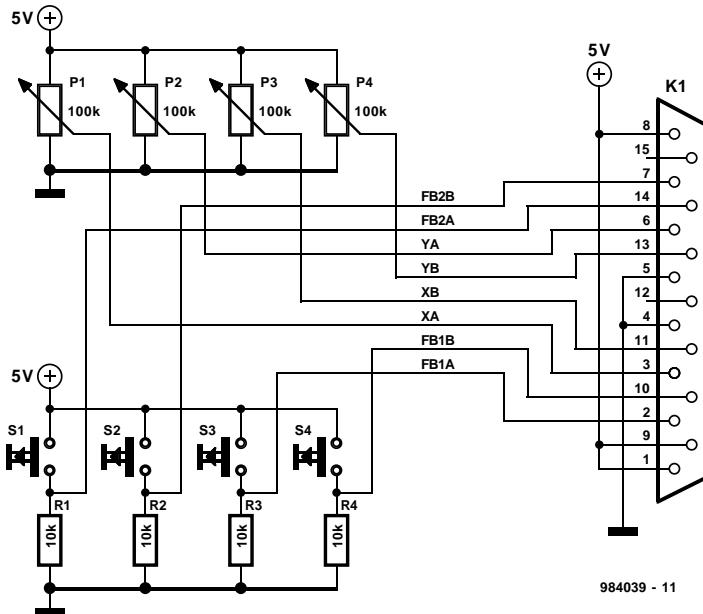
# entrée analogique pour PC

idée : G. Scheibe

La plupart des PC modernes comportent un port pour manettes de jeu (*gameport*) doté d'une embase à 15 broches. Ce port possède 4 entrées numériques pour les boutons « Feu » et 4 entrées analogiques pour les potentiomètres que comportent les manettes de jeu analogiques. Pour éviter tout malentendu : il existe également des cartes d'E/S ne comportant qu'un seul port pour manettes de jeu. Il est donc bon, avant toute chose, de s'assurer de la situation sur votre propre PC. Les entrées pour manette de jeu reposent sur un multivibrateur monostable dont la durée d'activation (*on-time*) est définie par le biais d'un potentiomètre externe de  $100\text{ k}\Omega$ . C'est la situation qu'illustre le schéma de la **figure 1**.

On peut mettre à profit cet état de choses pour utiliser le « gameport » pour la mesure de grandeurs analogiques par le biais, par exemple, de NTC (résistance à coefficient de température négatif), de PTC (résistance à coefficient de température positif) ou encore d'une photorésistance (LDR = *Light Dependent Resistor*). Le logiciel permettant la lecture du port de jeu peut rester très simple. Il faut procéder à la lecture d'un octet se trouvant à

1



984039 - 11

2

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
Entrées numériques						Entrées résistives	

984039 - 12

l'adresse  $201_{\text{HEX}}$  (cf. **figure 2**). Les 4 bits de poids fort (MSB = *Most Significant Bit*) de l'octet présent à cette adresse (bits 7 à 4) rendent les états des 4 boutons « Feu », les 4 bits de poids faible (LSB = *Least Significant Bit*), les bits 3 à 0, présentent, pendant la pseudo-période seulement, un niveau haut. Le logiciel doit donc mesurer, à l'aide d'une boucle rapide, la durée pendant laquelle un bit se trouve au niveau haut. On peut, à partir

en Pascal permettant la mesure d'un maximum de 4 niveaux analogiques.

984039-1

de la longueur de l'impulsion, dériver une valeur analogique. Plus la boucle est rapide, plus la mesure sera précise.

Le listing que nous vous proposons est celui d'un programme

```

#####
# Analog Game Port #####
# Example how to use an analog game port as analog input #
# Copyright 1998 Segment B.V., Beek, The Netherlands #
#####

program gametest;

uses crt;

const g_port = $201;           {game port's base address}
      max = 550;             {holds maximum value}
      offset = 50;            {holds minimum value}
      nr = 5;                 {number of samples to average}

##### Measurement function #####
function measure (var Value: integer; Input, Nr: integer):boolean;
{ 'Value' contains the result of the measurement
  'Input' selects the input channel
  'Nr' determines the number of samples used for averaging}

var i, counter, game : integer;
    bitgame : boolean;
    dummy : longint;

```

```

begin
  if ((nr > 100) or (input>4) or (input<1)) then
    begin
      gotoxy(5,20);
      writeln('Error!! Wrong parameter in measurement function');
      measure:=false;
    end
  else
    begin
      value:=0;
      dummy:=0;
      if input=4 then input:=8;
      if input=3 then input:=4;
      for i:=0 to (Nr-1) do
        begin
          counter:=0;
          bitgame:=true;
          port[g_port]:=0;
          while bitgame do
            begin
              game:=port[g_port];
              bitgame:=(((game and input)=input) and
                        (counter<((max*2)+offset)));
              counter:=counter+1;
            end;
          counter:=counter-offset;
          dummy:=(dummy + counter);
          delay(1);
        end;
      value:=trunc (dummy/Nr);
      if ((value> (max * 2)) or (value<0)) then
        begin
          if value<0 then value:=-9999
          else value:=9999;
          measure:=false;
        end
      else measure:=true;
    end;
  end; {function}

{#####
  Input fire button status #####
}
procedure buttons(var key1, key2, key3, key4: boolean);

{returns boolean values to show fire button status}
{keyx := true if button pressed}
var game : integer;

begin
  game := port[g_port];
  key1:=((game and 128)<>128);
  key2:=((game and 64)<>64);
  key3:=((game and 32)<>32);
  key4:=((game and 16)<>16);
end; {procedure}

{#####
  Main Program #####
}
var connect, i : integer;
  value1 : integer;
  returnnm, t1, t2, t3, t4 : boolean;
  e : char;
  value2 : real;

```

```

begin
    ClrScr;
    gotoxy(5,3);
    writeln('Analog game port input');
    gotoxy(5,23);
    writeln('Press "e" to interrupt this program');
    gotoxy(1,8);
    writeln ('      INPUT 1:');
    writeln ('      INPUT 2:');
    writeln ('      INPUT 3:');
    writeln ('      INPUT 4:');
    gotoxy(5,15);
    write('digital inputs:');
    gotoxy(12,17);
    write('1:');
    gotoxy(22,17);
    write('2:');
    gotoxy(32,17);
    write('3:');
    gotoxy(42,17);
    write('4:');
    while e<>'e' do
begin
    if keypressed then e:=readkey
    else
    begin
        for i:=0 to 3 do
        begin
            returnm := measure(value1, (i+1), Nr);
            if returnm then
            begin
                gotoxy(30,(8+i));
                write('');
                gotoxy(30,(8+i));
                write(value1);
                gotoxy(35,(8+i));
                write(' number of program loops ');
            end
            else
            begin
                gotoxy(30,(8+i));
                if value1<0 then
                    write('---- negative overflow ')
                else
                    write('++++ positive overflow ');
            end;
        end;
        buttons(t1,t2,t3,t4);
        gotoxy(15,17);
        if t1 = true then
            write(' ON')
        else
            write('OFF');
        gotoxy(25,17);
        if t2 = true then
            write(' ON')
        else
            write('OFF');
        gotoxy(35,17);
        if t3 = true then
            write(' ON')
        else
            write('OFF');
        gotoxy(45,17);
        if t4 = true then
            write(' ON')
        else
            write('OFF');
    end; {else}
end; {while}
ClrScr;
end.

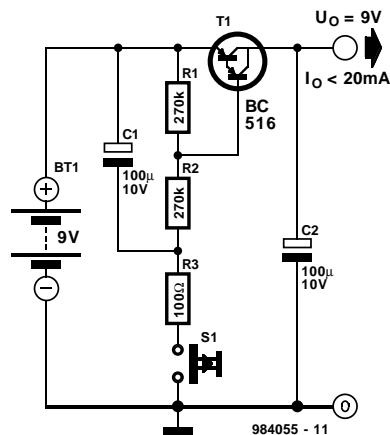
```

025

# coupure d'alimentation automatique

Au grand dépit de toutes les organisations environnementales, nous nous trouvons actuellement dans « l'ère de la pile ». Nous nous trouvons, dans nos pays occidentaux, entourés d'appareils et d'objets de tous les jours alimentés par pile. Cette tendance est même sensible au niveau des montages publiés dans Elektor, pour la simple et bonne raison que dans la catégorie des appareils de mesure en particulier, les modules de mesure et les capteurs consomment de moins en moins de courant et peuvent ainsi fort bien être alimentés par pile (avec comme corollaire, une meilleure sécurité).

Cette approche n'a pas que des avantages. En effet, même si le module utilisé ne consomme que fort peu de courant, la pile sera



inevitablement à la fin de son latin au bout de quelques jours, voire quelques semaines si l'on a oublié de couper l'appareil. Le circuit décrit dans cet article apporte une solution à ce genre

de problèmes. On peut en effet en doter toutes sortes de réalisations alimentées par pile compacte de 9 V; cet accessoire coupe automatiquement la tension d'alimentation au bout d'une minute environ. Le courant maximal commutable est de 20 mA, courant largement suffisant pour la plupart des applications à faible puissance (**low power**).

La caractéristique principale de ce circuit est sa simplicité. L'organe de commutation est un darlington PNP activé par le bouton-poussoir S1. Le gain très

important introduit par le darlington permet de le garder en conduction pendant une durée relativement importante à l'aide d'un condensateur de capacité relativement faible,  $C_1 = 100 \mu\text{F}$ . La résistance  $R_3$  limite le courant de charge de  $C_1$  en vue de donner à  $S_1$  une durée de vie aussi longue que possible. Associées à  $C_1$ , les résistances  $R_1$  et  $R_2$  définissent la durée de maintien sous tension du circuit.  $R_1$  a pour fonction d'assurer un blocage fiable de  $T_1$ . Vu que le BC516 peut, tel qu'il est, supporter une  $U_{BE}$  de  $-10 \text{ V}$ , il n'est pas nécessaire de prévoir de diode de protection contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation; un composant de moins à compatibiliser !

984055-1

026

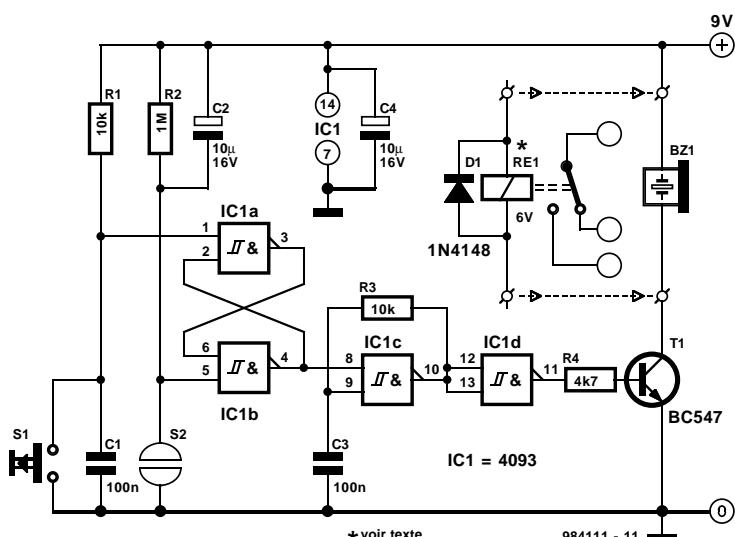
# détecteur d'humidité rustique

G. Pradeep

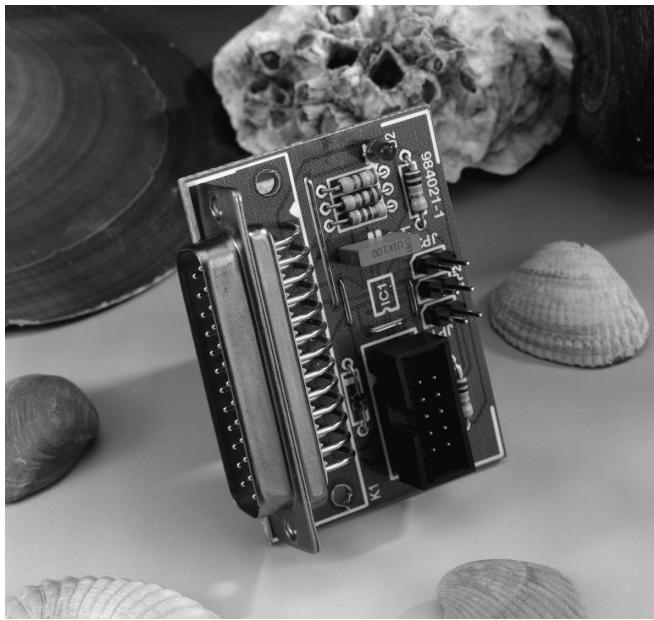
La fonction de ce circuit est de déclencher une alarme sonore par buzzer, voire, optionnellement, d'activer un relais lorsque l'on a atteint, entre 2 sondes, un niveau d'humidité prédéterminé.

Ce circuit possède une « mémoire » prenant la forme d'une bascule bistable, IC1a/IC1b, qui active ou inhibe un oscillateur générant un signal audible, IC1c. La bascule bistable est remise à zéro soit par C1 soit par C2 à l'application de la tension d'alimentation ou en cas d'action sur le bouton-poussoir S1. Cette action ne désactivera cependant pas l'alarme qui se remanifestera jusqu'à ce que les sondes soient « sèches ».

On pourra remplacer le résonateur (passif) par un relais activant une alarme, une lampe ou tout autre dispositif de signalisation de forte puissance situé à l'extérieur. Vu que le rapport cyclique de la tension de bobine est de l'ordre de 0,5, il faudra



# capteur de température I<sup>2</sup>C



Le LM75 est un capteur de température de National Semiconductor en boîtier CMS. Il existe en 2 versions qui se différencient par leur tension d'alimentation : 3,3 et 5 V. La mesure de la température se fait au demi-degré près, la plage de mesures allant de -55 à +125 °C. L'information fournie par le capteur est un complément à 2 sur 9 bits, un 0FA<sub>HEX</sub> correspondant à 125 ° et un 001<sub>HEX</sub> à 0,5 °C, 1FF<sub>HEX</sub> représentant -0,5 °C, 192<sub>HEX</sub> valant -55 °C. La seconde caractéristique importante du LM75 est qu'il peut faire office de thermo-com-

mutateur. On peut le programmer pour un seuil de commutation haut et un seuil de commutation bas. Sans qu'il n'ait besoin d'ordinateur ou de microcontrôleur, le LM75 fera alors passer sa sortie au niveau bas dès que l'on a dépassé le seuil de température prédéfini. On peut fort bien envisager d'utiliser cette sortie en tant

qu'interruption pour un PC ou un microprocesseur. Après mise sous tension du composant, les seuils de commutation sont fixés à 80 et 75 °C respectivement. Le montage décrit dans cet article est une application simple du LM75 dotée de son

circuit imprimé que l'on pourra connecter directement (ou par le biais d'un câble pour imprimer à 25 conducteurs interconnectés 1:1, à un port Centronics. Le port Centronics fait alors office d'une interface I<sup>2</sup>C. Le programme nécessaire, la

## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 3kΩ9

R2 = 2kΩ2

R3 à R5 = 100 kΩ

R6 = 4kΩ7

### Condensateurs :

C1 = 100 nF

### Semi-conducteurs :

D1 = BAT85

D2 = LED à haut rendement

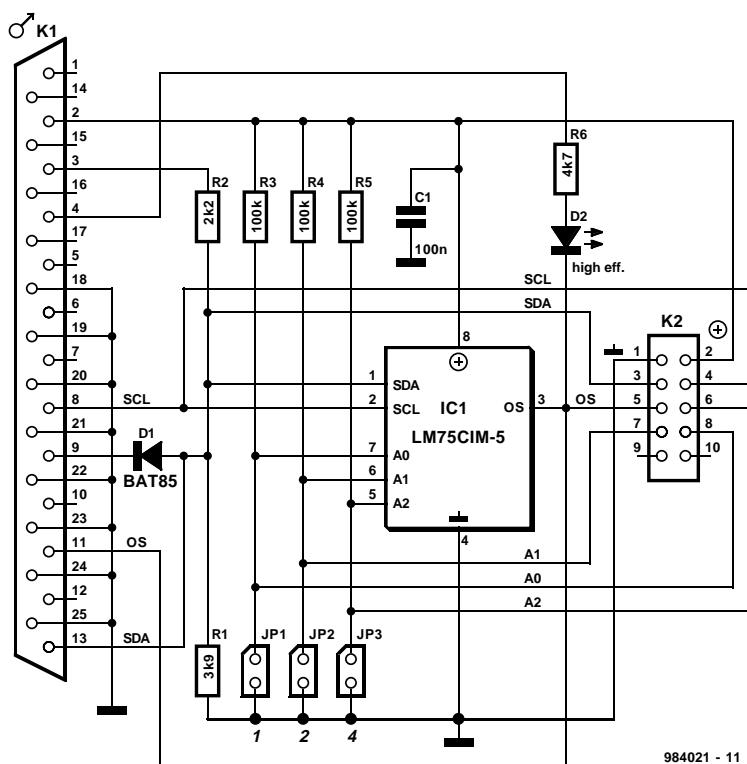
IC1 = LM75CIM-5

### Divers :

K1 = embase DB 25 mâle  
encartable en équerre

K2 = embase mâle  
autosécable à 2 rangées de  
5 contacts

JP1 à JP3 = cavalier de  
court-circuit



984021 - 11

fiche de caractéristiques et la note d'application se trouvent, prêts à être déchargés, sur le site Internet de National Semiconductor à l'adresse : <http://www.national.com/pf/LM/LM75.html>.

La mise en oeuvre du logiciel est intuitive. On trouve, en haut à droite, un bouton permettant la mise hors-tension du port

Centronics lorsqu'on met le dit bouton en position « off ». On peut ensuite connecter le montage au port Centronics. Il reste ensuite à opter pour l'adresse Centronics correcte et à choisir une adresse I<sup>2</sup>C –cela signifie qu'il faut, en l'absence de cavalier sur la platine, opter pour l'adresse la plus élevée (celle se trouvant au bas de la liste).

On peut ensuite basculer le bouton sur « on » pour démarer la mesure. Nous n'allons pas vous faire l'injure de vous donner des conseils de réalisation d'une platine aussi simple que celle-ci. Le montage drainant son alimentation du port Centronics, il n'est pas nécessaire de prévoir d'alimentation propre à son intention. Rassurons tout de suite ceux d'entre vous qui se feraient du soucis quant à la surcharge que représente ce montage pour leur précieux PC, en leur signalant que la consommation de courant du LM75 ne dépasse pas 250 µA.

984021-1

028

## source de courant pilotée en tension ultra-rapide

Le montage extrêmement simple décrit ici n'est en fait rien de plus qu'une source de courant qui réagit extrêmement vite aux variations du signal d'entrée. L'un des domaines d'utilisation d'un tel circuit de source de courant large bande est celui des tests & mesures.

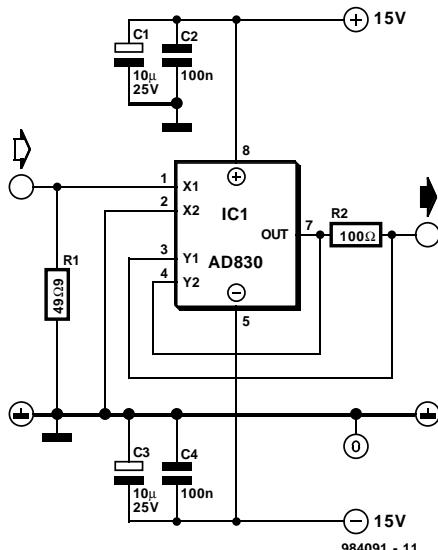
L'amplificateur différentiel spécialisé, un AD830 d'Analog Devices, se charge de faire en sorte que la tension aux bornes de R2 soit égale à la tension d'entrée :

$$I_{\text{sort}} = U_{\text{ent}} / R_2$$

Théoriquement, la largeur de bande répond à la formule suivante :

$$B = R_2 / R_{\text{charge}} \times 80 \text{ MHz} \quad (R_{\text{charge}} \geq R_2)$$

L'entrée est terminée par R1 dans des conditions telles que



l'on obtienne l'impédance classique pour les appareils de mesure, à savoir 50 Ω, la dite résistance servant en outre au réglage en tension continue du circuit. On pourra, si tant est que la connexion à la source de signal servant au pilotage de la source de courant soit courte et qu'elle soit également couplée en tension continue, supprimer éventuellement la résistance R1.

Le circuit intégré connaît une limitation à 2,1 V de l'amplitude du signal appliquée entre ses entrées X1 et X2, ce qui supprime tout risque de niveau de courant trop élevé à la sortie. Le courant de sortie maximal atteint dans ces conditions : 2,1 V/100 Ω = 21 mA.

984091-1

029

## filtre de parole

On n'a plus, aujourd'hui, normalement, de raison de se plaindre de la qualité du signal de parole transmis par le téléphone. Au contraire, bien souvent même, on a l'impression que la personne à laquelle on téléphone, si tant est que l'on n'utilise pas des services transatlantiques pour téléphoner à son voisin, se trouve dans la pièce d'à côté. Si maintenant, il nous faut, pour une raison quel-

conque, enregistrement vidéo ou pour faire une blague tout simplement, un signal de parole semblant réellement sortir du combiné d'un téléphone, on pourra utiliser le présent montage dont la fonction est de détériorer artificiellement la qualité du signal de parole.

Le filtre de parole peut se faire appliquer un signal électrique ou un signal audio acoustique, fourni lui par un microphone à

électret. Les 2 entrées qu'il faudra, notons-le en passant, doter d'un câble blindé, sont prises en parallèle et, selon le cas, couplées en tension alternative par C1 ou C2. Le diviseur de tension ajustable constitué de P1, R1, R4 et P1, amène les signaux au niveau requis de manière à ce qu'ils attaquent la base de T1 à une puissance relativement identique. Le signal est ensuite amplifié par le

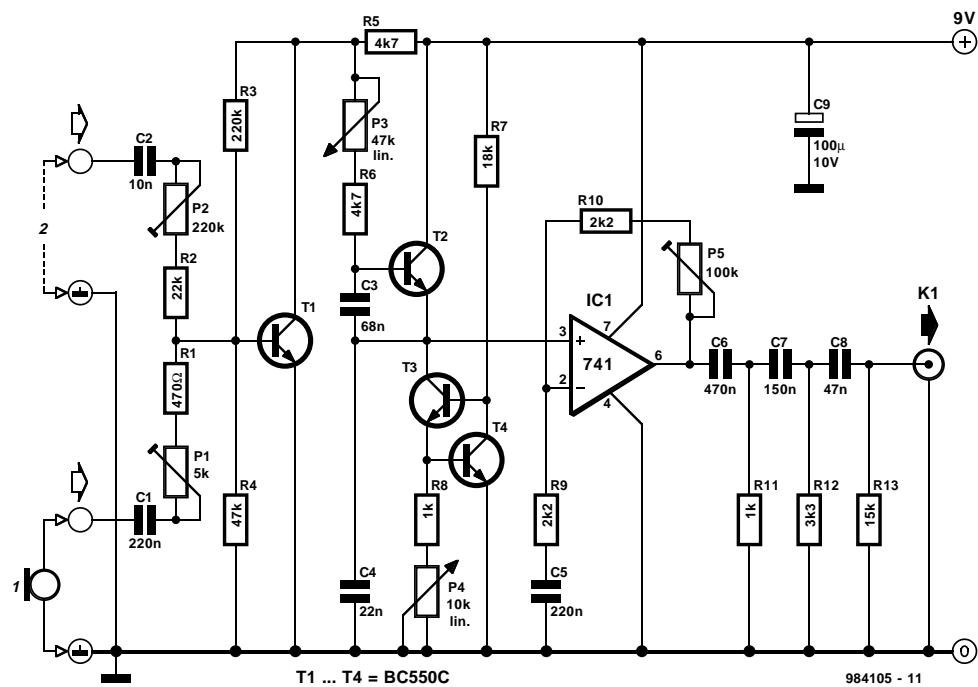
préamplificateur constitué par T1, R3 et R4.

On trouve, en aval du préamplificateur, un filtre passe-bas raide dont font partie les transistors T2 à T4, les condensateurs C3 et C4 ainsi que les résistances (fixes ou ajustable) R6 à R8 et P4. Bien que P3 serve uniquement à ajuster le volume, son positionnement influence cependant la caractéristique du filtre. On notera qu'il s'agit d'un

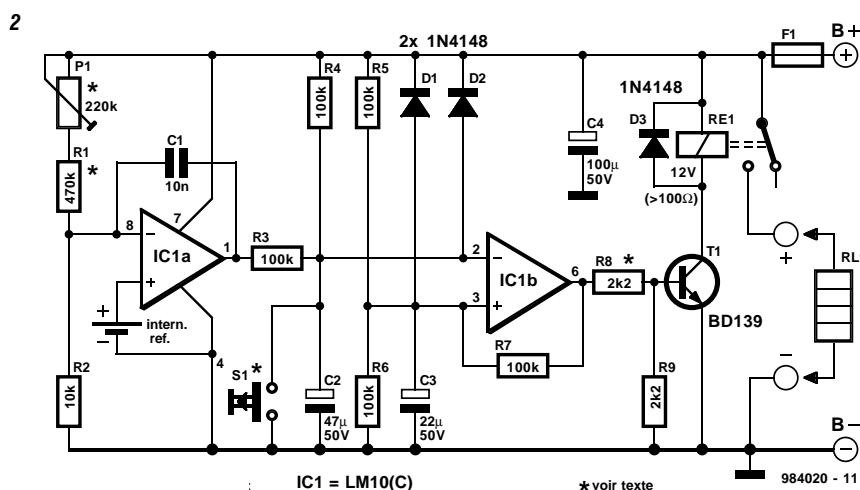
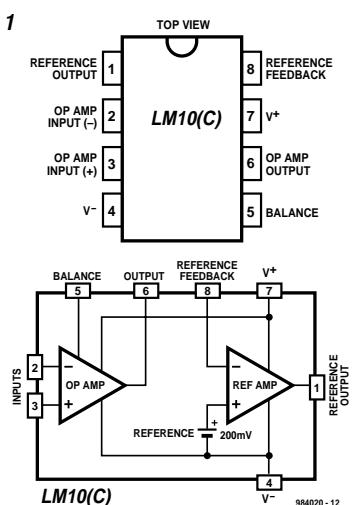
filtre que l'on ne rencontre que rarement, un filtre commandé en courant, dont la fréquence est fonction des condensateurs C3/C4; ce filtre présente des similitudes avec un pont de Wien. Les transistors T3, T4 et les résistances R8 et P4 constituent un drain de courant ajustable. La position de P4 détermine la raideur (pente) de la courbe de filtrage et le degré de dépassement à proximité de la fréquence de coupure.

Le filtre passe-bas est suivi par un amplificateur de tension alternative, IC1, dont le gain est ajusté, par le biais de P5, aux exigences de l'électronique montée en aval. Le filtre passe-haut passif du 3ème ordre situé en fin de chaîne est calculé de manière à éliminer les fréquences supérieures à de l'ordre de 300 Hz. Le spectre du signal de sortie présente une caractéristiques en forme de nez, très proche de la courbe de transfert typique d'une ligne téléphonique.

984105-1



# **030 protecteur d'accus au plomb**



projet : R. Lalic

S'il est un phénomène que les batteries au plomb, on parle aussi d'accumulateurs, d'où le terme générique d'accus, n'apprécient pas du tout, mais alors vraiment pas du tout, c'est une décharge trop poussée. Dans le meilleur des cas, cela se traduit par une perte de capacité irré-

parable. Il se veut malheureusement que les choses puissent être plus graves encore, et qu'une décharge trop profonde de l'accu se traduise par son endommagement irrémédiable. À la lueur de tout cela, il est d'autant plus étonnant de constater qu'il existe toutes sortes de circuits destinés à pro-

téger une batterie, relativement chère au demeurant, contre une éventuelle surcharge, il n'existe pratiquement rien pour en éviter une décharge trop poussée. Le montage décrit ici a été spécialement conçu pour éviter qu'une batterie n'arrive, à la suite d'un épuisement total, trop rapidement et bien trop tôt à sa

fin. Le dispositif de protection est intercalé entre la batterie et la charge en question; sa fonction est de faire en sorte de découpler la charge de la batterie lorsque celle-ci est pratiquement vide. L'électronique concernée ne consomme pas même 1 mA et pourra être utilisée, avec de faibles modifications,

tions, tant pour les batteries de 6, 12 et 24 V. On peut également envisager de doter le montage d'une fonction d'auto-initialisation automatique ou manuelle pour supprimer le découplage de la charge. Le cœur du montage est un LM10C, circuit intégré de chez National Semiconductor dont on retrouve en **figure 1** la structure interne et le brochage. Ce circuit intégré dispose d'une source de tension de référence embarquée de 200 mV connectée à l'intérieur du circuit intégré à l'entrée non inverseuse d'un amplificateur de référence. Ce composant intègre en outre un amplificateur opérationnel doté d'un étage de sortie pilotage sur la quasi-totalité de la plage de la tension d'alimentation, est capable de fournir un courant de  $\pm 20 \text{ mA}$  à une tension de saturation de  $\pm 0,4 \text{ V}$  seulement. La plage des tensions d'alimentation du LM10C s'étend de 1,1 à 40 V, sa consommation de courant est de  $270 \mu\text{A}$  seulement. On ne pourra pas, pour la présente application, utiliser la variante LM10CL de ce circuit intégré vu que cette dernière n'accepte pas de tension d'alimentation supérieure à 7 V.

Sur le schéma représenté en **figure 2**, A1 constitue l'amplificateur de référence du LM10C. C'est lui qui fait office de moniteur de la tension de la batterie. On amène, par le biais du diviseur de tension constitué

par P1, R1 et R2, la tension de batterie jusqu'au niveau de la valeur de référence interne de 200 mV. Tant que la tension de batterie reste au-delà du niveau d'épuisement qui est de quelque 1,83 à 1,85 V par cellule, la sortie de A1 reste au niveau bas. Cette situation n'exerce pas la moindre influence vu que la broche 2 de A2 est forcée, par la résistance R4, à la moitié environ de la tension d'alimentation. L'amplificateur opérationnel A2 est monté en trigger de Schmitt présentant des seuils de commutation fixés, par le biais des résistances R5, R6 et R7, à 1/3 et 2/3 de la tension d'alimentation. La sortie de A2 doit présenter un niveau haut dès la mise sous tension de l'électronique et conserver ce niveau tant que la batterie n'est pas « vide ». C'est là la fonction remplie par les condensateurs C2 et C3 associés aux diodes D1 et D2. La capacité du condensateur C3 étant moitié moindre de celle du condensateur C2, la tension à la broche 2 augmentera sensiblement moins vite que celle appliquée à la broche 3; résultat : la sortie de A2 passe au niveau haut et y reste. Les diodes D1 et D2 permettent une décharge rapide des dits condensateurs après mise hors-fonction, ce qui permet une réactivation rapide du circuit. Le niveau haut présent à la sortie de A1 fait passer T1 en conduction ce qui se traduit par une activation du relais; notons

au passage que le dit relais doit posséder une impédance de bobine de  $100 \Omega$  ou plus.

Voyons maintenant ce qui se passe lorsque la tension de batterie tombe en-deçà de la limite de tension critique. La sortie de A1 bascule alors d'un niveau bas vers un niveau haut de sorte que le niveau présent sur la broche 2 de A2 dépasse alors les 2/3 de la tension d'alimentation ce qui se traduit par le passage au niveau bas de la sortie du trigger de Schmitt. Le transistor T1 bloque, le relais décolle et la charge est découpée de la batterie.

La résistance R4 limite les variations de tension constatée sur la broche 2 de A2 à la moitié supérieure de la tension d'alimentation. Ainsi, lorsque la sortie de A2 passe au niveau bas, elle conserve ce niveau jusqu'à ce que l'on procède à une réinitialisation du circuit. De ce fait, même si la tension de batterie se rétablit après découplage de la charge, le dispositif de sécurité ne se réarme pas automatiquement. Ce type de réarmement automatique n'est pas, en règle générale, souhaitable vu que la tension de batterie rechute presque immédiatement et que le circuit entre dans une sorte d'oscillation. On pourra donc procéder à une remise à zéro du circuit par la mise, par le biais ou non d'un bouton-poussoir S1, brièvement en court-circuit du condensateur C2. Notons qu'une mise hors-tension suivie d'une

remise sous tension du montage entraîne elle aussi une réinitialisation du circuit. Si l'on tient quand même, pour quelque raison que ce soit, à disposer d'un réarmement automatique, cette fonction est aisément réalisable : il suffit de supprimer la résistance R4; mais répétons-le, cette fonction n'a de sens que si, lors de l'entrée en fonction de la fonction d'auto-reset, on démarre un processus de recharge de la batterie.

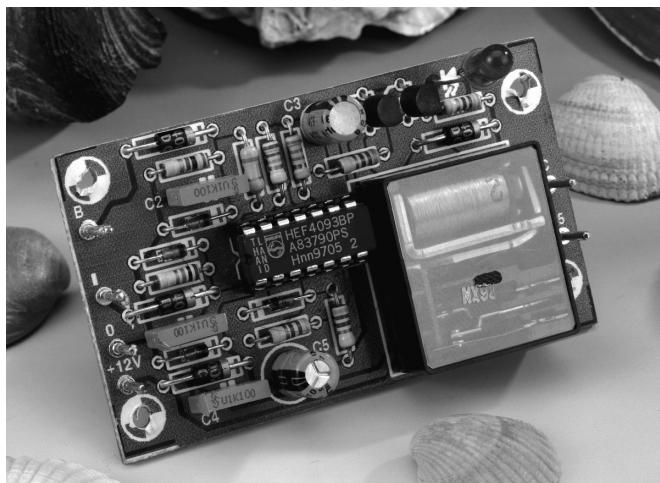
Le réglage du circuit est rapide. On branche, aux points destinés à être connectés à la batterie, une alimentation réglable sur laquelle on aura pris un multimètre numérique en parallèle, et on joue sur la position de P1 jusqu'à ce que le relais décolle à une tension de 5,5 V (batterie de 6 V), de 11 V (batterie de 12 V) ou de 22 V (batterie de 24 V) respectivement.

Terminons cette description en signalant que le dimensionnement du schéma est celui correspondant à un montage de protection destiné à une batterie de 12 V. Si on veut l'utiliser avec une batterie de 6 V ou de 12 V il faudra utiliser un relais prévu pour la tension concernée. Il faudra de plus, dans le cas d'une batterie de 6 V, abaisser la valeur de R1 à  $220 \text{ k}\Omega$ , celle de R8 à  $1 \text{ k}\Omega$  et celle de P1 à  $100 \text{ k}\Omega$ . Inversement, dans le cas d'une batterie de 24 V, R1 passera à  $1 \text{ M}\Omega$  et R8 verra sa valeur grimper à  $4 \text{k}\Omega$ .

984020-1

031

## « empêcheur de tourner en rond »

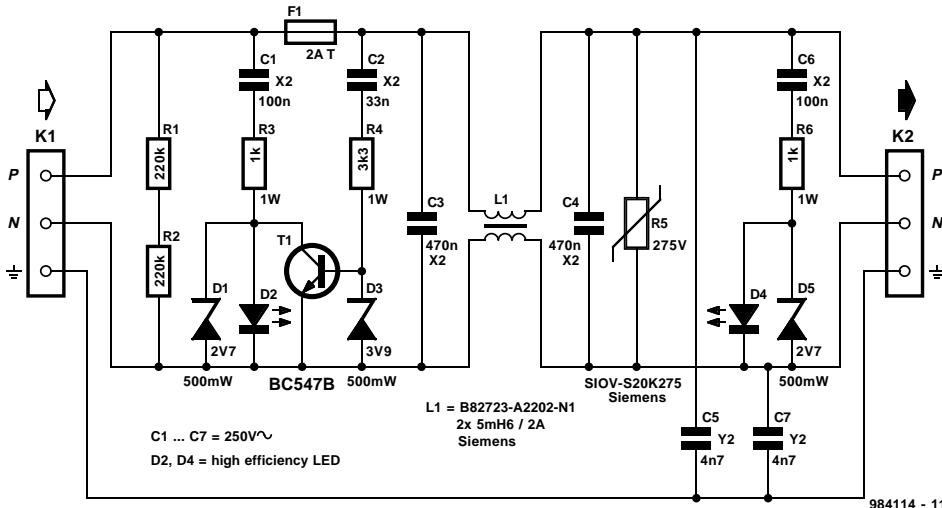


Un dispositif antivol quel qu'il soit, un blocage de démarrage, tel que celui-ci par exemple, est une protection indéniable contre le vol de voitures. L'inconvénient que connaît ce genre de systèmes de protection est que bien souvent le voleur en puissance essaie de les contourner en les mettant purement et simplement hors service. Le résultat de ce mauvais traitement peut être un endommagement plus ou moins grave de l'installation électrique. Le montage que nous vous proposons ici peut être qualifié de « spécial ». Il associe simplicité et décep-

tion de sorte que le voleur ne sait plus sur quel pied danser. En effet, le véhicule paraît en état de fonctionner mais ne veut tout simplement pas démarrer. Est-il en panne, ou le dispositif antivol est-il en fonction, *that is the question* comme diraient nos voisins d'outre-Channel ?

Le concept de cette électronique est tel qu'il n'est pas nécessaire de doter le véhicule de quelque bouton, indicateur, commutateur ou autre clavier additionnel que ce soit. Il est, en dépit de sa présence, tout simplement invisible. Le seul capteur externe auquel il fasse appel est la





self L1. L'article mentionné en début d'article entre dans le détail de son fonctionnement, aussi ne reprendrons-nous pas ici toutes les informations données par l'article original. Les résistances R1 et R2, qui servent à la décharge du condensa-

teur C3 et le varistor R5 destiné à surveiller la tension de crête, tous ces composants existaient déjà sur le montage d'origine. Venons-en plutôt aux fonctions additionnelles.

Le dispositif de surveillance du fusible visualise, par le biais

d'une LED, le claquage du fusible. On fait appel, pour ce faire, à une paire de diviseur de tension capacitifs constitués d'une part par C1, R3 et D1 en amont du fusible et, en aval, par C2, R4 et D3 d'autre part. Tant que le fusible est intact, la base

de T1 se trouve 3,9 V au-delà du potentiel de la ligne du neutre, de sorte que le transistor conduit, court-circuitant la LED D2. Dès que l'on a disparition, en aval d'un fusible défectueux, de la tension du secteur, le transistor T1 bloque. On trouve alors sur son collecteur, en raison de la présence de la diode D1, une tension de 2,7 V de sorte que la LED s'allume. Ce système ne fonctionne cependant qu'à condition que la ligne de phase soit positive par rapport à la ligne du neutre, de sorte que la LED clignote à une fréquence de 50 Hz (non détectable à l'œil nu).

On trouve un autre diviseur de tension, constitué de C6, R6, D4 et D5, à la sortie du filtre. On a beau chercher, on ne peut y découvrir de transistor court-circuitant : la LED sera allumée tant que l'on a présence, en sortie, de la tension du secteur.

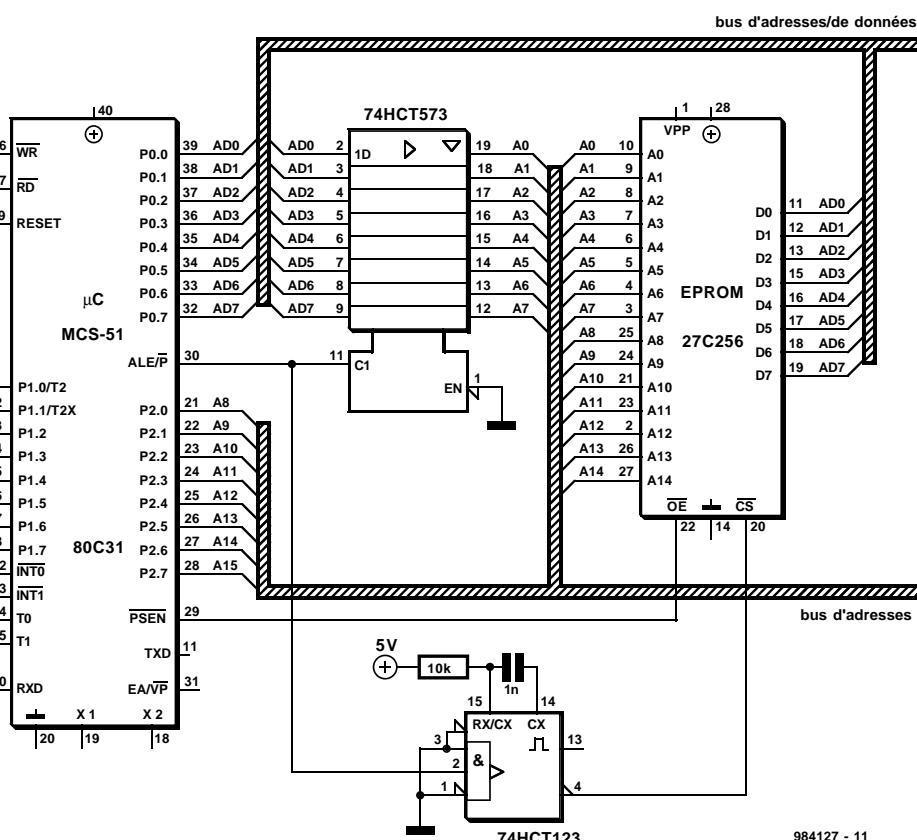
984114-1

## 033 Power Down amélioré pour 8051

G. Klein

Les microcontrôleurs de la famille 8051 (MCS 51) sont devenus des composants extrêmement courants et partant leur utilisation très populaire. Ce microcontrôleur connaît un mode Power Down dans lequel une instruction Power Down arrête l'exécution du programme et stoppe l'oscillateur générateur du signal d'horloge. Il est en outre permis, dans le but de réduire, si faire se peu, la consommation de courant au minimum, après passage en mode Power Down, d'abaisser la tension d'alimentation jusqu'à 2 V au minimum. Seule une réinitialisation (Reset) permet de sortir du mode Power Down, action devant être précédée par une remontée à 5 V de la tension d'alimentation.

Pour les applications simples du 8051, l'EPROM contenant le programme à exécuter est activée par la ligne PSEN (Program Storage Output Enable) qui attaque sa broche de validation, OE (Output Enable). Il existe également des réalisations



où la ligne PSEN commande la broche  $\overline{CS}$  (*Chip Select*) de l'EPROM.

On se trouve confronté, en cas d'utilisation du mode Power Down, à un corollaire ennuyeux : tout comme la ligne PSEN, la ligne ALE (*Address Latch Enable*) reste elle aussi au niveau bas lorsque le système se trouve en mode Power Down, de sorte que l'EPROM se trouve activée. Elle occupe le bus de données/d'adresses avec

l'octet qui vient tout juste d'être adressé. La solution à ce petit défaut consiste à utiliser le petit montage proposé ici : une bascule monostable redéclenchable traite les flancs bas-haut du signal ALE qui, après mise en mode Power Down, transmet, juste avant un Reset, une impulsion d'horloge. La sortie du monostable applique un niveau haut à l'entrée  $\overline{CS}$  de l'EPROM dès la mise en mode Power Down et que, par l'arrêt de l'os-

cillateur à quartz, il n'est plus possible de générer d'impulsion ALE. Il devient possible ainsi de faire passer l'EPROM aussi en mode d'économie d'énergie Power Down. On peut en outre appliquer le signal de sortie du monostable au décodeur d'adresses du système, voire interconnecter les lignes  $\overline{CS}$  de tous les circuits intégrés périphériques pour les faire passer eux aussi en mode Power Down. La pseudo-période du mono-

stable est fixé, de par les valeurs du réseau RC concerné, à quelque  $4,5\ \mu s$ .

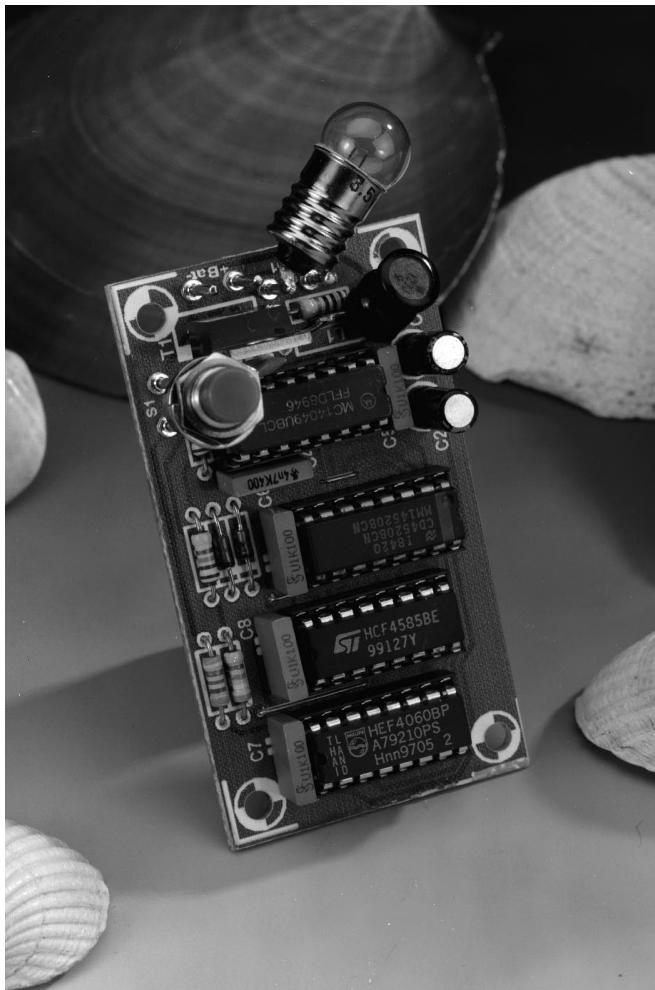
#### Littérature :

*Elektor mars 1998, mono-carte 80C32 BASIC*  
*Elektor septembre 1997, centrale de mesure de données autonome*  
*Elektor juin 1997, mono-carte à 80C537*

984127-1

034

## gradateur pour torche



Projet : F Rimatski

Prévu à l'origine pour le contrôle de la luminosité d'une torche électrique, ce circuit devrait trouver bien d'autres domaines d'application, vu son rendement élevé, la facilité de son utilisation et sa capacité de commander des charges (ampoules)

drainant plusieurs ampères. Ce gradateur permet de jouer sur la luminosité, de zéro au maximum en 16 pas, la commande se faisant par le biais d'un petit bouton-poussoir. La luminosité atteinte à l'instant du relâchement du bouton-poussoir sera conservée. L'une des caractéris-

tiques remarquables de ce montage est qu'il ne charge la batterie que fort peu, sa consommation de courant propre ne dépassant pas de l'ordre de 4 mA (à une tension de pile de 3,5 V). Les 16 valeurs de luminosité distinctes sont obtenues par comparaison des états de 2 compteurs. L'un d'entre eux définit la luminosité de l'ampoule, l'autre ne cessant de compter de 0 à 15 de façon cyclique. On n'aura commutation du courant d'ampoule que si la seconde valeur est inférieure ou égale à la première. On a fait appel ici, pour réduire au strict minimum les pertes de commutation, à un MOSFET de puissance présentant une résistance à l'état passant (*on-resistance*) très faible. Le BUZ10 utilisé ici nécessite une tension de commande de 6 V au minimum, ce qui implique l'utilisation d'un convertisseur rehausseur de tension (*step-up converter*) additionnel.

La seule fonction requise du compteur IC2b est celle de bascule bistable pour permettre la mise en fonction du circuit par le biais du bouton-poussoir de commande de la luminosité de l'ampoule, S1. Le circuit se trouve hors-fonction (auquel cas la consommation de courant est inférieure à  $5\ \mu A$ ) lorsque la sortie Q0 de IC2b, sa broche 11, présente un niveau logique haut. L'oscillateur, constitué par les portes IC1a, IC1b et IC1c, qui travaille à une fréquence de l'ordre de 27 kHz, est alors hors-fonction de sorte que les sorties de IC1a et de IC1b se

trouvent au niveau haut. L'alimentation des circuits intégrés se fait alors par le biais de la self L1 et des transistors de sortie de IC1a et de IC1b. Cette approche est inusitée mais possible vu que les dits transistors peuvent aussi transférer un niveau de tension présent aux sorties de circuits intégrés à la ligne d'alimentation, à l'inverse de ce que l'on voit normalement (situation bien plus courante). De par la présence du niveau haut sur les entrées de remise à zéro des compteurs IC3 et IC2a, le comparateur IC4 se voit appliquer des données d'entrée qui lui font faire passer sa sortie P<Q (broche 12) au niveau logique haut. Le résultat de cette situation est que l'inverseur IC1f bloque le MOSFET BUZ10; l'ampoule reste, de ce fait, éteinte.

Lors de la première action sur le bouton-poussoir la bascule bistable IC2b reçoit une impulsion d'horloge du circuit anti-rebond IC1c/IC1d. On a ensuite validation des compteur et de l'oscillateur dont le rapport cyclique est déterminé par les résistances R1 et R2. Le signal de sortie de l'oscillateur est filtré par la paire R3/C1. Bien que le convertisseur rehausseur ne puisse fournir que quelques milliampères seulement, ce courant est suffisant pour les circuits intégrés CMOS et le MOSFET BUZ10. Dans le cas de tensions de pile comprises entre 3 et 6 V, les valeurs du schéma données à R1 et R2 permettent l'obtention d'une tension comprise elle entre 9,5 et de l'ordre de 16 V, tension



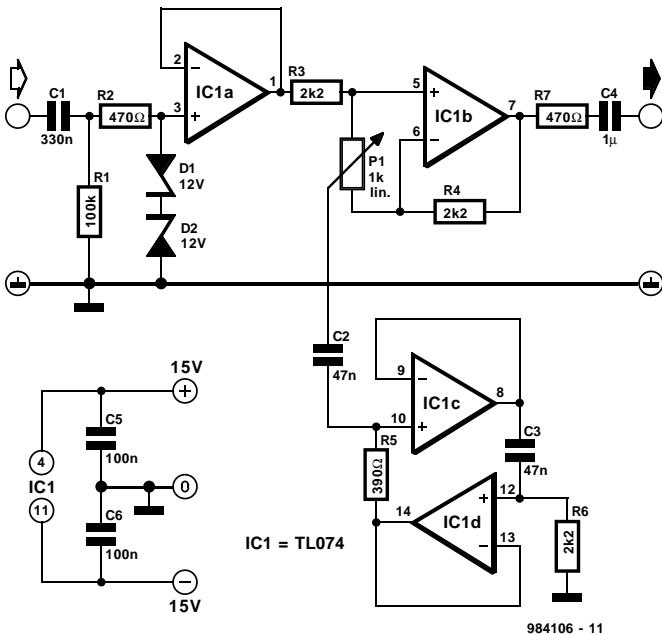
035

# filtre de présence

Si l'on veut accentuer la présence d'un certain instrument voire accroître l'intelligibilité d'un signal de parole, on utilise, dans le monde de la musique électronique, ce que l'on appelle des filtres de présence. Les filtres de présence courants, tels ceux que l'on trouve dans les tables de mixage ou les préamplificateurs sont pratiquement toujours uniquement en mesure de rehausser la plage de présence, ne permettant pas la moindre atténuation. Ceci est ennuyeux vu qu'à l'origine, de nombreux microphones de chant ou des enceintes d'ambiance ont tendance à suraccéntuer cette plage de fréquences ô combien importante.

Le montage que nous vous proposons permet tant un rehaussement qu'une atténuation de la plage de présence de  $-15$  à  $+15$  dB (figure 1). Si l'on met le potentiomètre P1 à mi-course le signal ne subit pas de modification. Après avoir passé par un circuit d'entrée passif constitué du condensateur de couplage C1, de la résistance d'entrée R1, des diodes de protection contre une surtension D1/D2, et la résistance de limitation de courant R2, le signal attaque le convertisseur d'impédance, A1. C'est le second étage qui remplit la fonction de filtrage. Le filtre proprement dit, représenté en figure 2, est constitué de A3 et de A4 avec C2, C3, R5 et R6; il se comporte comme une résistance variable en fonction de la

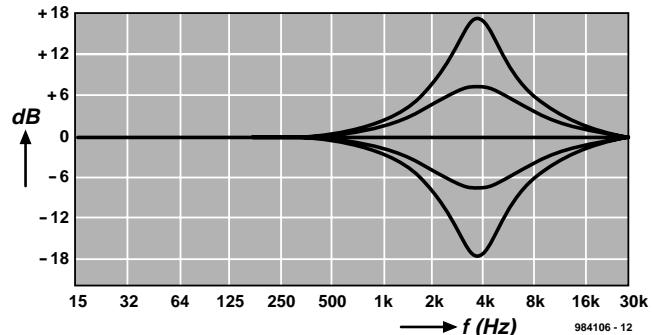
1



fréquence qui atteint sa valeur minimale à 3,5 kHz environ. Le filtre présente une impédance élevée pour les fréquences extrêmes tant dans le grave que dans l'aigu. En fonction du positionnement de P1, le filtre tient plus du diviseur de tension en association avec R3 ou du réseau de contre-réaction basé sur R4. Lorsque ce potentiomètre se trouve à mi-course, le diviseur de tension atténue très précisément autant que n'amplifie l'amplificateur de sortie A2. Le signal est découpé de C4 par le biais de la résistance de sortie R7.

984106 - 11

2



984106 - 12

036

# adaptateur de polarité

K. Lorenz

Il existe des systèmes, un moteur par exemple, qui demandent que la tension d'alimentation présente toujours une polarité définie. On pourrait bien évidemment envisager l'utilisation d'un pont de redressement, à ceci près que, dans la pra-

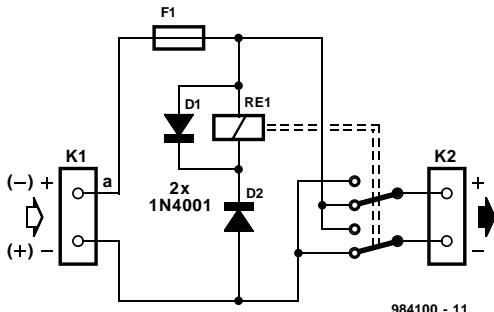
tique, cette solution ne convient pas lorsque l'on a affaire à des courants importants. Les sources de problème sont, entre autres, la chute de tension importante aux bornes des diodes –qui se traduit par une dissipation importante– mais aussi le fait que le courant maxi-

mal que puissent supporter des diodes de prix abordable, est limité. On peut cependant, à l'aide d'un relais, réaliser, très facilement et pour pas cher, une sorte de redresseur mécanique. On applique sur le bornier K1 la tension d'alimentation, le bornier K2 se voyant connecter le

moteur devant être alimenté en permanence à la même polarité. En cas de présence, sur la borne a du bornier K1, d'une tension positive, celle-ci arrivera, par l'intermédiaire du fusible F1, également sur la borne positive du bornier K2. La diode D2 empêche l'activation

du relais. En cas d'inversion de la polarité au niveau de K1, on aura, par le biais de la diode D2, activation cette fois du relais. Les contacts du relais intervertissent les bornes du bornier K2 ce qui se traduit par une adaptation de la polarité. La diode D1 sert de diode de roue libre (une protection) pour la bobine du relais.

Le type de relais à utiliser



dépend bien entendu de la tension de service et du courant qu'il devra véhiculer par le biais de ses contacts. Ce sont là les seuls points auxquels il faudra faire attention.

Il n'est guère envisageable d'alimenter ce circuit par pile vu la consommation de courant importante de la bobine du relais.

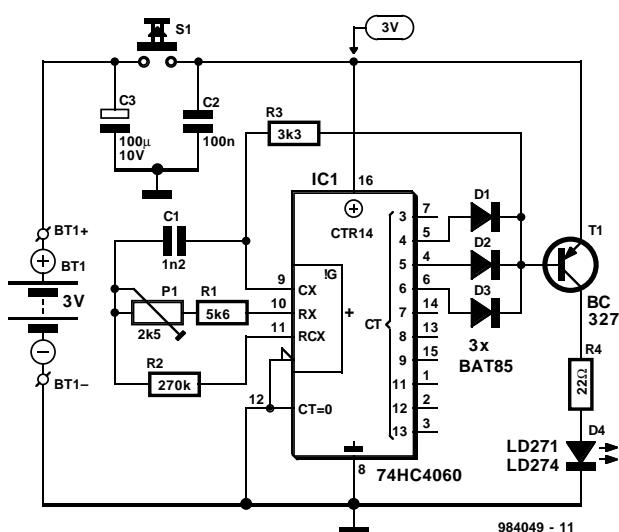
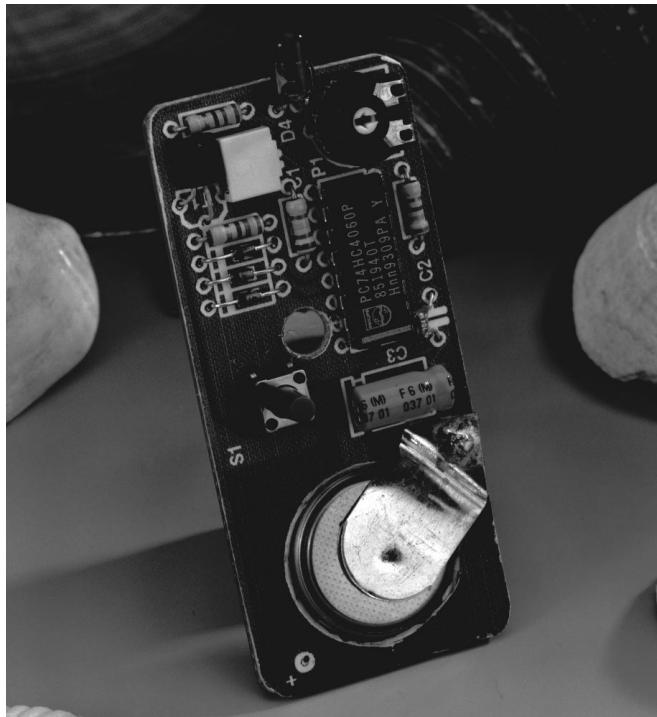
984100-1

**037**

## émetteur IR simple

Le montage de 3 fois rien décrit ici trouvera son application dès lors que l'on a besoin d'un signal pour tester un récepteur infrarouge (IR). Dans la plupart des cas, on pourra procéder à un tel test sans disposer pour autant de la télécommande correspondante. Il va sans dire que le test se limitera au capteur infrarouge intégré dans le récepteur, mais il n'en est pas moins qu'il s'agit là d'un bon début lorsqu'il faut dépanner un système piloté par infrarouge tel qu'un récepteur TV ou un magnétoscope. La combinaison du présent émetteur de test au récepteur IR de base décrit ailleurs dans ce numéro nous donne une télécommande marche/arrêt à une voie élémentaire.

Tout comme une « vraie » télécommande, le présent émetteur émet des impulsions modulées sur une porteuse ayant une fréquence de l'ordre de 36 kHz. Étant donné qu'il n'est pas nécessaire, pour l'application de test décrite plus haut, de disposer d'un train d'impulsions respectant un codage connu (tel que RC5, REC80 et autres), on pourra créer les trains d'impulsions à l'aide de 3 sorties de compteur attaquant une triplète de diodes, D1 à D3, qui remplissent ici une fonction logique OU câblée pour des « 1 ». On fait appel ici à des diodes Schottky en raison de leur faible chute de tension en sens passant de 0,4 V seulement. Le compteur à 14 étages à cascade et retenue du type 74HC4060 possède également un oscillateur intégré que l'on fait, de par les valeurs attribuées à R2, P1, R1

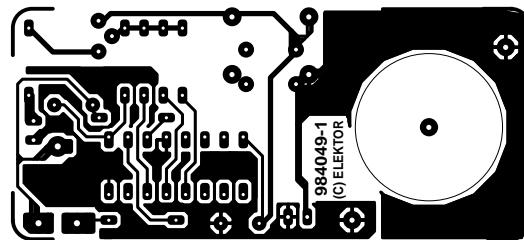
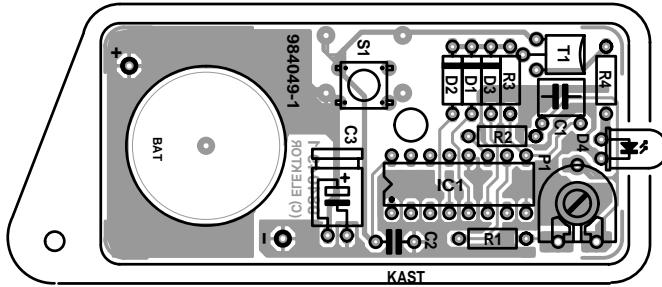


et C1, osciller à une fréquence de l'ordre de 36 kHz. La sortie tamponnée de l'oscillateur, sa broche 9, fournit, à travers la résistance R3, des impulsions (d'horloge) de porteuse appliquées au transistor de commande. Ce transistor, T1, est cependant bloqué au cas où l'une des sorties du compteur se trouve au niveau logique haut. Ce faisant, on dispose d'un signal aux caractéristiques rappelant, à l'information de codage près, celles d'un signal produit par une vraie télécommande.

Un transistor PNP rapide, T1, est utilisé en mode émetteur-commun pour garantir une émission même si la batterie est proche de l'épuisement. Dans la pratique, notre émetteur IR de test continuera de travailler à 36 kHz à une tension de pile aussi faible que 1,7 V. De par le faible rapport cyclique du niveau de crête est de 60 mA appliquée à la diode IR du type LD271 (ou LD274), la consommation de courant moyenne est de 6 mA seulement lorsque la pile-bouton de 3 V au lithium est encore pleine pour tomber à 2,5 mA lorsque sa tension est passée à 2,5 V. Il suffira de fermer l'interrupteur S1 pour activer le montage lorsque l'on a besoin d'un signal de test.

L'ensemble de l'électronique trouvera place sur la platine compacte dont nous vous proposons le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants. Ses dimensions ont été définies pour lui permettre de trouver place dans un boîtier du type porte-clé de chez Nedis Electronics.

984049-1



#### Liste des composants

Résistances :  
 R1 = 5kΩ  
 R2 = 270 kΩ  
 R3 = 3kΩ  
 R4 = 22 Ω  
 R5 = ajust. 2kΩ5 horizontal

Condensateurs :  
 C1 = 1nF2 au pas de 5 mm  
 C2 = 100 nF au pas de 5 mm  
 C3 = 100 μF/10 V radial

Semi-conducteurs :  
 D1 à D3 = BAT48

D4 = LD271 ou LD274  
 T1 = BC327  
 IC1 = 74HC4060 (Philips, ne pas utiliser du Texas Instruments)  
 Divers :  
 S1 = bouton-poussoir minia-

ture, tel que, par exemple, 70 04 79-44 (Conrad)  
 Bt1 = pile-bouton 3 V au lithium de 20 mm de diamètre, telle que, par exemple, CR2032 (Varta) boîtier, tel que, par exemple, UM14 Box (Nedis)

038

## astuce de substitution

Nous ne savons pas, à l'écriture de ces lignes, mais il est fort probable que le présent article soit le seul, dans ce numéro double de Juillet/Août, à ne pas comporter le moindre composant électronique. Rassurez-vous, il n'est pas dans nos intentions de vous présenter, dans un proche avenir, un numéro Hors-Gabarit complet ne comportant que cette sorte d'articles. Il ne

s'agit donc pas d'une tendance, mais d'une astuce qui risque d'intéresser un certain nombre des programmeurs d'entre nos lecteurs.

Lorsqu'il faut, pour une raison ou une autre, intervertir le contenu de 2 emplacements de mémoire, on fait souvent appel à un emplacement de mémoire ou à une variable additionnel :

MOV dummy,var1  
 MOV var1,var2  
 MOV var2, dummy

et le tour est joué.

Il existe une autre technique permettant de se passer de la variable fictive (*dummy*) :

EXOR var1,var2  
 EXOR var2/var1  
 EXOR var1,var2

Cette substitution simple pourra être salvatrice lorsque la mémoire fait cruellement défaut. Rien n'interdit non plus d'utiliser cette technique lorsque l'on travaille avec des langages de haut niveau, vu qu'elle permet d'éviter à avoir à déclarer une variable supplémentaire.

984080-I

039

## alarme anti-vol à IR

G. Pradeep

La présente alarme anti-vol repose sur un rayonnement invisible pour l'œil humain, l'infrarouge, et rappelle ainsi les rayons mystérieux que l'on découvre dans certains films d'espionnage. Ce dispositif de protection utilise un pinceau de lumière pour ponter une distance allant de 3 à 5 m. On pourrait envisager, pour peu que l'on dote la diode d'émission d'un réflecteur, une portée plus importante. La rupture du faisceau se traduit par l'entrée en

fonction d'un buzzer piézo-électrique.

Comme les esprits curieux l'ont sans doute déduit des lignes qui précède, ce montage se compose de 2 ensembles. L'émetteur repose sur un circuit intégré temporisateur du type 555. Celui-ci travaille à 20 kHz et produit des impulsions ayant une longueur de 10 μs. On a, au cours de ces impulsions, passage, par la LED d'émission, d'un courant de 100 mA. La consommation de courant moyennée de l'émetteur est de

12 mA, ce qui rend pratiquement hors-question l'utilisation de piles pour son alimentation. Le second ensemble, le récepteur, connaît un schéma notablement plus complexe. La diode de réception est montée en sens inverse ne laissant passer de courant que lorsqu'elle est frappée par de la lumière IR. Plus le rayonnement IR est important, plus le courant à travers la photodiode est élevé. Les impulsions captées produisent une tension alternative aux bornes de la résistance R1.

L'amplificateur couplé en tension alternative que constituent les transistors T1 à T4 introduit, à une fréquence de 20 kHz, un gain de l'ordre de 200x. Nous avons limité à dessein la bande passante de manière à augmenter la stabilité du circuit. Les impulsions en provenance de l'amplificateur sont capté par un décodeur de tonalité, IC1, un 567. On voit apparaître à sa sortie, en cas de détection de la fréquence correcte, un niveau logique bas (« 0 »). Ceci a pour effet de maintenir la bascule

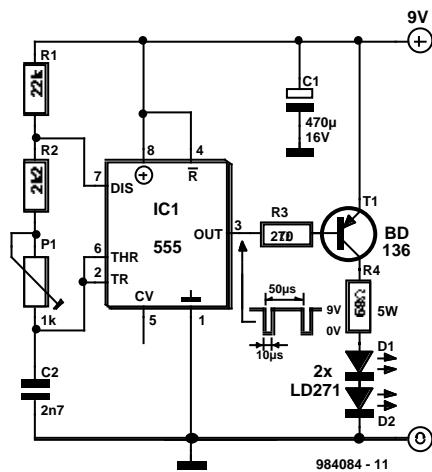
bistable discrète basée sur IC3 à l'état de remise à zéro (*Reset*) de sorte que le buzzer piézo-électrique reste gentiment silencieux. En cas de disparition du signal infrarouge, la bascule bistable est positionnée (*Set*) et le résonateur piézo-électrique se manifeste bruyamment. On a beau essayé, dans cette situation, par action sur le bouton-poussoir S1, de faire taire le résonateur, on n'y arrivera pas. Ce n'est qu'une fois la liaison IR rétablie qu'une action sur S1 permet de remettre la bascule

bistable à zéro et de faire taire le résonateur.

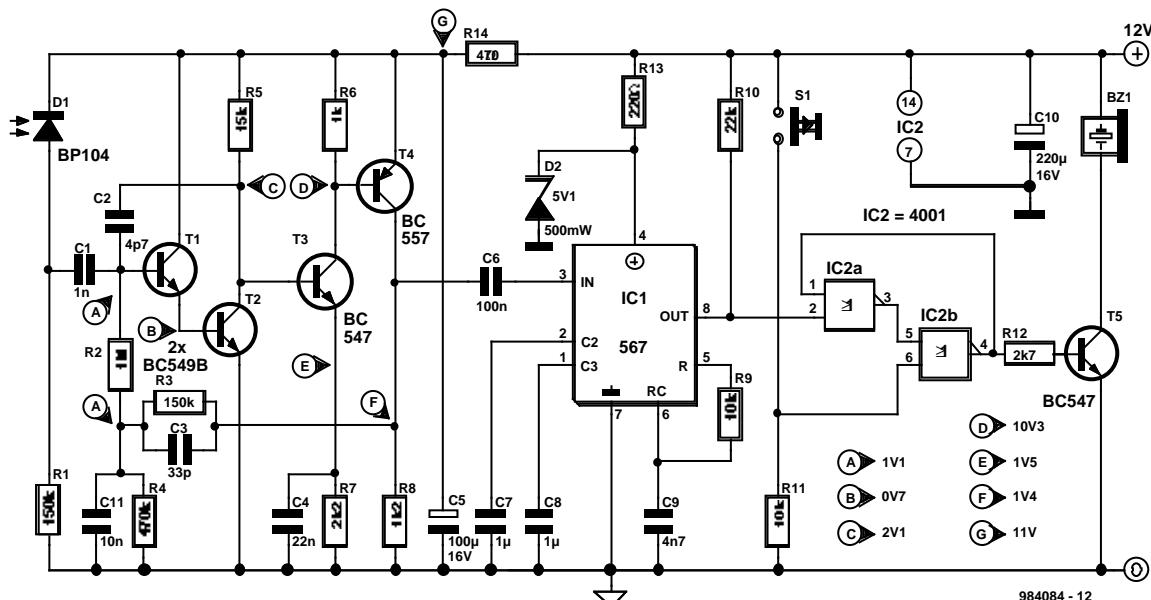
La consommation de courant du récepteur est de quelque 30 mA, courant qui passe à de l'ordre de 50 mA en cas d'activation du résonateur piézo-électrique.

On utilisera, pour l'alimentation de l'émetteur et du récepteur, un adaptateur secteur; cette solution étant plus sûre et plus économique.

984084-1



984084-11



984084-12

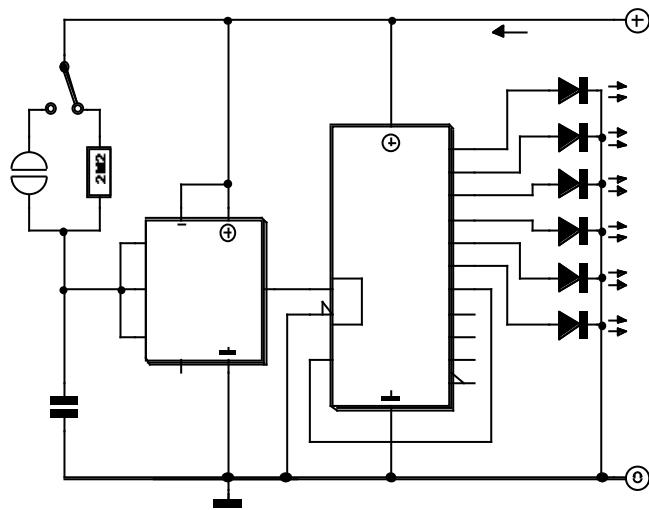
040

## chenillard à 6 voies

projet : L. vd Heeden

Permettez-nous de commencer cet article en vous signalant que l'auteur ce montage compte 13 printemps et que cela fait près d'un an qu'il s'est mis à l'électronique. Nous aimons entendre que le noble art de la soudure a encore de nombreuses belles années devant lui. Nous aimons trouver de nouveaux noms s'ajoutant à la liste de nos abonnés, et sommes ravis de constater que le virus de l'électronique peut frapper des êtres aussi précoces. Comme le dit peut-être son bulletin de fin d'année, continue comme cela Lucas !

Son jeune âge n'a pas empêché



984084-13

de se s'attaquer à un schéma comportant 2 circuits intégrés. Que nous a-t-il concocté ? On ne sera guère surpris d'apprendre que le résultat de ses élucubrations fut un chenillard (miniature il est vrai). Il est normal, lorsque l'on a 13 ans, que l'électronique que l'on trouve intéressante produise des effets lumineux et sonores. Notons au passage, que même les ingénieurs d'un âge mûr ne reculent

pas devant une telle réalisation. Comme nous le disions, le montage comporte une paire de circuits intégrés, une résistance, un condensateur et 7 LED. Le compteur décimal, IC2, un 4017, produit une illumination successive des LED. Le rythme de ce défilement dépend du signal d'horloge appliqué à sa broche 14, signal d'horloge fourni par IC1, un temporisateur du type 555

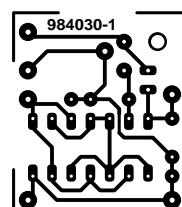
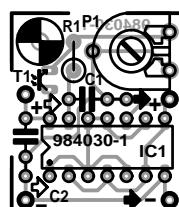
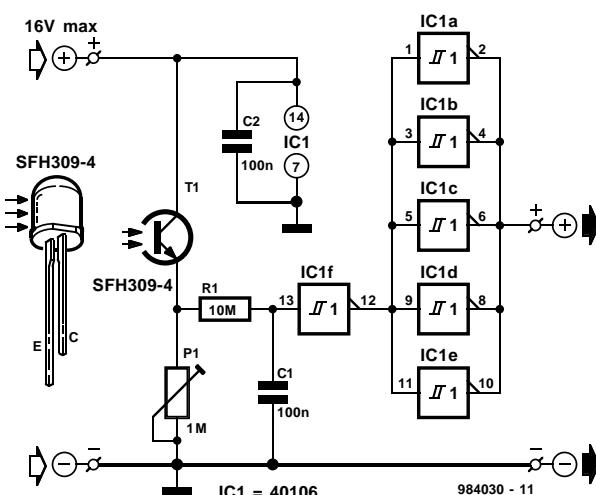
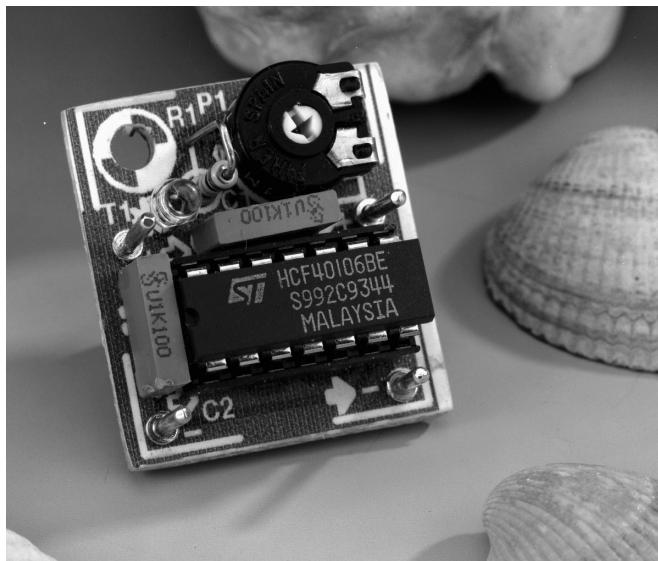
monté en multivibrateur astable. Les valeurs attribuées à R1 et C1 déterminent la fréquence d'horloge. Notre ingénieur superviseur du projet l'a doté d'un interrupteur sensible constitué de 2 plaquettes métalliques. Lorsque S1 est mis en position « Arrêt », il suffit d'entrer en contact avec les 2 surfaces de la touche sensitive pour démarrer le chemillard. On pourrait,

de ce fait, imaginer d'utiliser ce montage en tant que dé à jouer à condition de n'implanter que les LED numéro 1 à 6. L'alimentation du montage se fait à l'aide d'un adaptateur secteur fournissant 9 V; on pourrait également envisager l'utilisation d'une pile compacte de 9 V vu que la consommation de courant du chevillard ne dépasse pas 20 mA.

984008-1

# 041 photo-interrupteur économe

Le présent circuit prouve qu'il suffit de très peu de composants pour réaliser un photo-interrupteur doté d'une sortie numérique tamponnée de puissance capable de commuter jusqu'à 25 milliampères. Le domaine d'application spécifique de cette électronique est celui des équipements faible consommation alimentés par pile. Le SFH309-4 est un phototransistor de Siemens; on en retrouve le brochage sur la gauche du schéma. Dans la présente application le SFH309 draine quelques dizaines de  $\mu$ A seulement. À un niveau donné de la luminosité ambiante, la tension à l'entrée de la porte IC1f tombe en-deçà du seuil de commutation du trig-



## Liste des composants

Résistances :  
 $R_1 = 10 \text{ M}\Omega$   
 $P_1 = \text{ajustable } 1 \text{ M}\Omega$   
horizontal

Condensateurs :  
 $C_1, C_2 = 100 \text{ nF}$

Semi-conducteurs :  
T1 = SFH309-4 (Siemens)  
IC1 = 40106

ger de Schmitt et partant la sortie de la dite porte bascule au niveau logique haut. Ce niveau subit une inversion par les 5 portes restantes du 106 mon-

tées en parallèle de manière à accroître leur capacité de commande en sortie. La paire R1/C1 sert à éliminer, dans une certaine mesure, l'influence de

rayonnement parasite produit par des télécommandes et autres émetteurs IR. On pourra, si l'on rencontre des problèmes d'interférence, augmenter quelque

peu la valeur de C1.  
L'ajustable P1 permet de régler au niveau requis par chaque application spécifique la lumi-

9 V et l'ajustable P1 étant positionné à mi-course). Notons qu'il est possible d'inverser la fonction de commutation du circuit par interversion de P1 et de T1 et par connexion de R1 au collecteur du phototransistor.

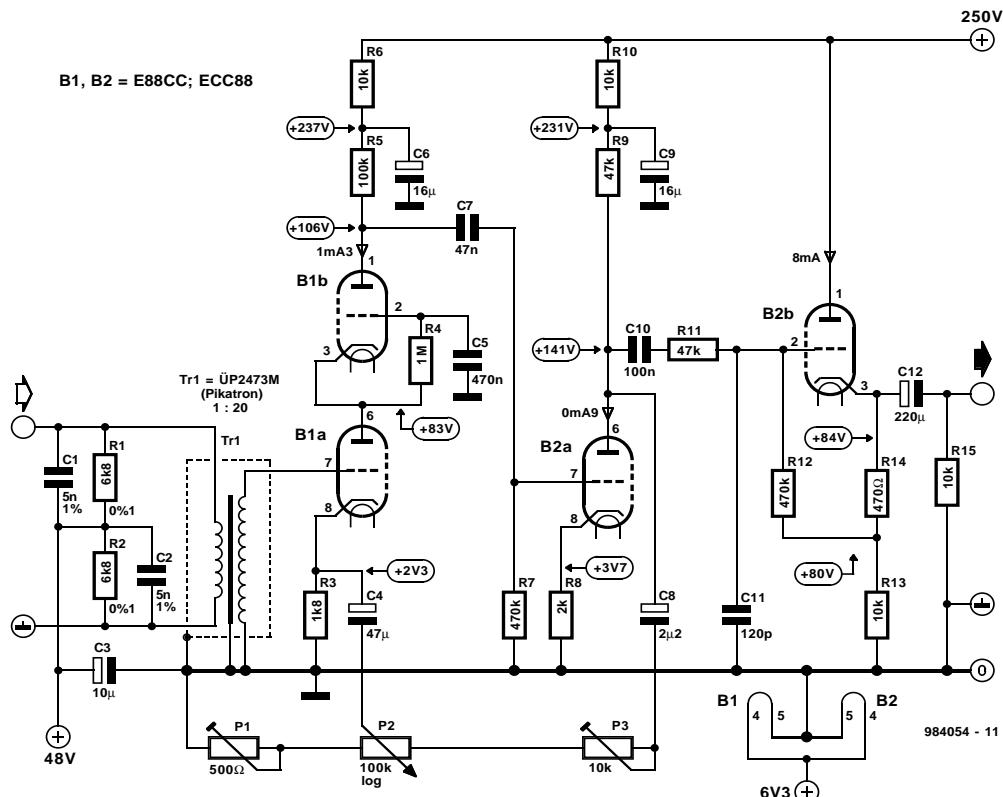
084030\_L

# amplificateur de micro à tubes

## G. Corinth

Il est étonnant de constater qu'en cette période de technologie des semi-conducteurs en changement perpétuel et d'enregistrement numérique à tout crin, les équipements audio dotés de tubes peuvent se targuer d'un intérêt grandissant. Un montage faisant appel à des tubes devrait, pour le moins, utiliser les avantages présentés par ces composants et ne pas se contenter de se différencier de son homologue à transistors, par la seule hauteur de sa tension d'alimentation. Le schéma représenté en **figure 1** est celui d'un amplificateur destiné à être attaqué par un microphone de studio avec ou sans alimentation-fantôme.

Le signal d'entrée en provenance du microphone arrive sur l'enroulement primaire d'un transformateur de transfert de haute qualité produit par Pikatron en RFA, transformateur ayant un rapport de 1:20. L'enroulement secondaire pilote le premier étage d'amplification centré sur les tubes B1a/b. Le tube série E88C (ou ECC88) monté en cascode combine les avantages d'un gain élevé à l'image d'une pentode au niveau de bruit intrinsèque faible d'une triode. La tension de polarisation de la grille du système « du haut » naît du courant de démarrage traversant une résistance de protection de grille, de



sorte que l'on élimine du même coup les problèmes rencontrés lors du réglage, souvent délicat avec ce type d'étage, de son point de fonctionnement. Le tube B2a fait office de post-amplificateur; il transfère le signal à l'étage de sortie B2b. C'est à cet amplificateur cathodique que l'on doit la très faible valeur de la résistance de sortie.

L'alimentation en tension se fait par le biais d'une alimentation à tubes au schéma classique, la tension de préchauffage de 6,3 V (courant de 0,6 A) nécessaire aux tubes étant fournie par un régulateur de tension tripode. La tension d'anode qui, si elle n'est pas nécessairement régulée, doit cependant être parfaitement filtrée, vaut 250 V à un courant de 15 mA.

La réalisation du préamplificateur à tube n'a rien de bien critique, si tant est que l'on respecte les règles applicables dans le cas d'amplificateurs audio à gain élevé, au niveau en particulier d'une mise à la masse correcte, d'une connexion à faible capacité vers le secondaire du transformateur et partant vers la grille du tube B1a. On peut dériver des mentions de tension et de courant portées sur le schéma les caractéristiques aux niveaux de la puissance applicable aux résistances et aux condensateurs. Il ne faudra pas être trop chiche par rapport aux valeurs calculées ! Par le biais de l'ajustable P1 on règle le gain (A) à 80 dB, pour P3 on l'ajuste à 40 dB, mesurés à chaque fois à la butée correspondante de P2. On peut rem-

placer le diviseur résistif par une résistance de valeur fixe, à savoir par une résistance de 130 Ω pour P1, de 8 640 Ω pour P3 et de 549 Ω, 9 760 Ω, 68 100 Ω et 24 100 Ω pour P2. On peut alors opter aux points nodaux pour des niveaux d'amplification séparés de 10 dB et ce entre 40 et 80 dB.

L'amplificateur pour micro ne répond pas seulement aux critères de sélection relativement lâches de la branche de l'audio Hi-Fi, nous avons respecté, lors du développement et de la mesure sur le prototype, les règles plus sévères de l'électroacoustique commerciale. Le résultat : conferez-vous au tableau résumant les caractéristiques techniques donné ci-dessous.

984054-I

## Caractéristiques techniques :

Plage de fréquences  
Facteur de distorsion

30 à 20 000 Hz ±0,3 dB

À pleine modulation, A = 80 dB, de 30 à 10 000 Hz	≤0,1%
À pleine modulation, A = 40 dB, de 30 à 80 Hz	≤0,2%
À pleine modulation, A = 40 dB, de 80 à 10 000 Hz	≤0,1%

Tension de sortie à pleine modulation

Limite de modulation pour k = 1%

à A = 80 dB	+34 dBm (38 V <sub>eff</sub> )
à A = 40 dB	+25 dBm (13,5 V <sub>eff</sub> )

Valeur de la tension de bruit (entrée terminée à 200 Ω)  
Tension de bruit (pondérée selon CCIR468-4/DIN 45405)

à A = 80 dB	-117 dBQp/1,1 μV
à A = 40 dB	-116,5 dBQp/1,2 μV

Valeur limite théorique

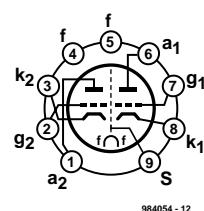
Tension parasite (non-pondérée selon CCIR468-4/DIN 45405)

à A = 80 dB	-128 dBQp/0,31 μV
à A = 40 dB	-127 dBQp/0,35 μV

Valeur limite théorique

Atténuation d'asymétrie d'entrée à 15 kHz  
Résistance de sortie

de 30 à 80 Hz	200 Ω environ
---------------	---------------

**E88CC  
ECC88**


984054 - 12

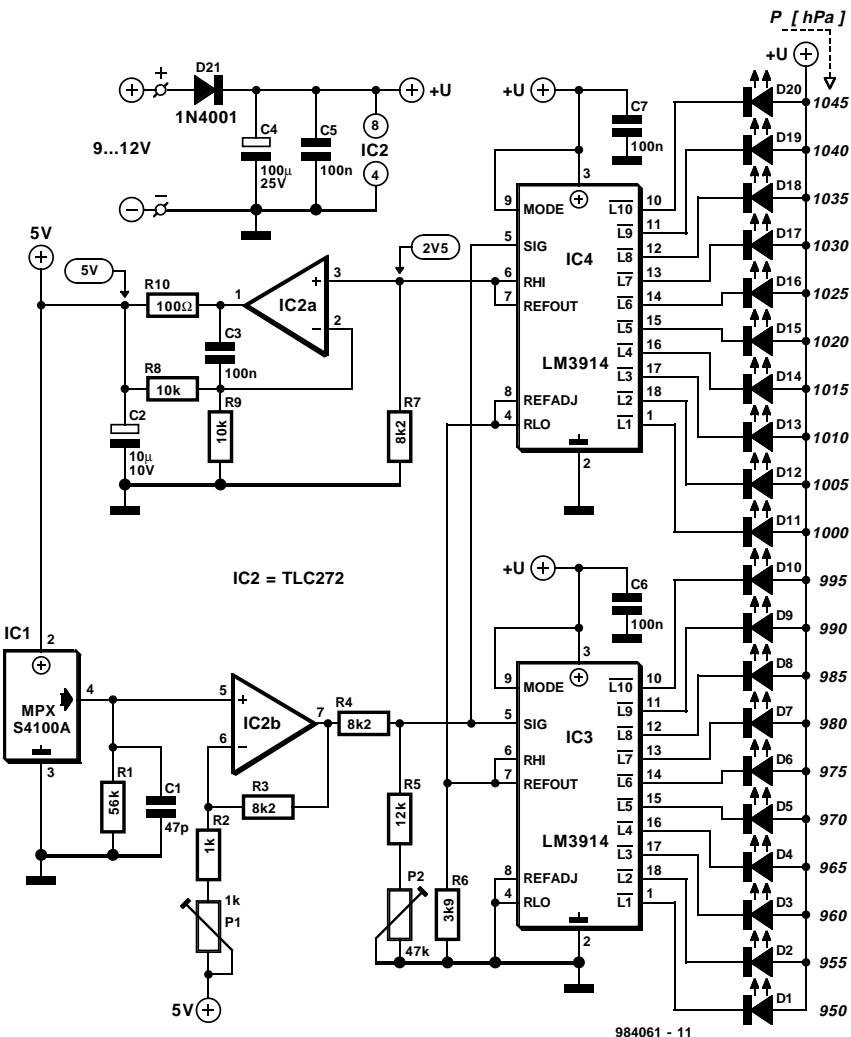
043

# baromètre à LED

Comme le présent baromètre est à base de semi-conducteurs uniquement (*all-solid-state*) rien ne sert de le tiquer du doigt en espérant changer la position de son aiguille –d'autant qu'il n'en possède pas– pour faire remonter la pression atmosphérique.

Les composants les plus importants de cette réalisation sont le capteur de pression atmosphérique, IC1, un MPXS4100A de Motorola, et une paire de LM3914, des circuits de commande (*driver*) de barégraphe à LED, IC3 et IC4. Ces 2 circuits intégrés mettent à disposition une tension de référence de 1,25 V. La tension de référence de IC3 est référencée au potentiel de la masse. La connexion des entrées RLO et REFADJ de IC4 à la tension de référence produite par IC3, la broche REFOUT de IC4 présente, référente à la masse, un niveau de tension de 2,5 V. Ce faisant, les circuits de commande des LED-graphes sont mis en cascade pour piloter une échelle de 20 LED, le passage d'une LED à la suivante représentant une variation de 5 hPa (mb) de la pression atmosphérique.

La tension de sortie du capteur de pression étant sensible à toute variation de la tension



## Liste des composants

Résistances :  
 R1 = 56 kΩ  
 R2 = 1 kΩ  
 R3,R4,R7 = 8kΩ  
 R5 = 12 kΩ  
 R6 = 3kΩ  
 R8,R9 = 10 kΩ  
 R10 = 100 Ω  
 P1 = ajustable 1 kΩ horizontal

P2 = ajustable 47 kΩ horizontal

### Condensateurs :

C1 = 47 pF céramique  
 C2 = 10 µF/10 V radial  
 C3 = 100 nF MKT (Siemens)  
 C4 = 100 µF/25 V  
 C5 à C7 = 100 nF céramique

### Semi-conducteurs :

D1 à D7 = LED 3 mm rouge à haut rendement  
 D8 à D13 = LED 3 mm jaune à haut rendement  
 D14 à D20 = LED 3 mm verte à haut rendement  
 D21 = 1N4001  
 IC1 = MPXS4100A (Motorola, Conrad)  
 IC2 = TLC272CP  
 IC3,IC4 = LM3914N

d'alimentation il est impératif de disposer d'une tension d'alimentation de 5 V d'une stabilité irréprochable. Cette tension immuable est fournie par l'amplificateur opérationnel IC2a qui double le potentiel REFOUT de 2,5 V de IC4. La tension de sortie du capteur de pression répondant à la formule suivante :

$$U_{\text{sort}} = (0,001059 \cdot P - 0,1518) \cdot 5 \text{ [V]} \quad (\text{P exprimée en [hPa]})$$

Sachant que nous voulons disposer d'une plage d'indication allant de 945 hPa (les LED sont toutes éteintes) à 1 045 hPa (les

20 LED sont allumées), on peut calculer les tensions de sortie du capteur de pression minimale et maximale :

$945 \text{ hPa} \cong 4,245 \text{ V} = U_{\text{bas}}$   
 $1 045 \text{ hPa} \cong 4,774 \text{ V} = U_{\text{haut}}$   
 Le gain, A, requis entre la sortie du capteur et l'entrée de l'électronique de pilotage est alors de :

$$A = U_{\text{ref}} / (U_{\text{haut}} - U_{\text{bas}}) = 2,5 / (4,774 - 4,245) = 4,726.$$

Nous avons également besoin, outre de ce gain, d'un offset négatif de 4,245 V, de manière à disposer, à une pression atmosphérique de 945 hPa, une tension de sortie de 0 V. Les com-

posants IC2b, P1, P2, R3, R4 et R5 définissent le gain et la compensation d'offset. La tension de référence de 5 V, IC2b, P1, R2 et R3, voici les « ingrédients » servant à l'élimination de l'offset; parallèlement, ils fournissent un gain de 6,65x. Il est possible, par action sur l'ajustable P2, de ramener le dit gain à la valeur mentionnée plus haut. La simplicité de l'électronique a pour corollaire une procédure de calibration relativement complexe. Vu que l'ajustable P1 sert non seulement à définir l'offset, mais également à déterminer le gain de IC2b, une calibration

double point multiple est inévitable. Dans la pratique, on utilisera un autre baromètre de précision comme référence ou encore l'information de pression atmosphérique locale fournie par la Météorologie Nationale de votre région et on réglera le montage à plusieurs pressions atmosphériques différentes. Si vous avez accès à un environnement permettant d'ajuster la pression, caisson hyperbare ou autre local, jusqu'à 945 hPa, on mettra P2 à mi-course et on jouera sur P1 jusqu'à obtenir une tension de 0 V à la sortie de IC2b. On fait ensuite monter la pression dans le caisson jusqu'à 1 045 hPa et on joue sur P2 jusqu'à obtenir l'allumage des 20 LED.

Le circuit imprimé dont nous vous proposons ici le dessin des pistes et la sérigraphie de l'impression des composants est disponible auprès des adresses habituelles.

984061-I

# 044 détecteur de crête pour oscilloscope

Les oscilloscopes numériques les plus abordables et les oscilloscopes combinés sont souvent dans l'incapacité de visualiser les pics en aiguille que comporte un signal. Il y a, partant, de grandes chances que l'on rate, lors de mesures, une impulsion de tension indéfinie. Dans le cas de mesures sur des circuits numériques en particulier ce genre de situations peut être ennuyeux vu que l'influence d'une telle crête est souvent hors de proportion avec sa taille. Cela signifie dans la pratique d'un tel oscilloscope ne permet pas de résoudre un problème électrique.

Il est heureusement possible, avec un rien d'électronique, de remédier à cette situation. La condition sine qua non est cependant que l'oscilloscope en question soit doté de 2 canaux. Le potentiomètre P1 et l'interrupteur S1 du schéma servent à définir le niveau de détection auquel doit se faire la détection du pic parasite. L'interrupteur S1 permet d'opter entre une

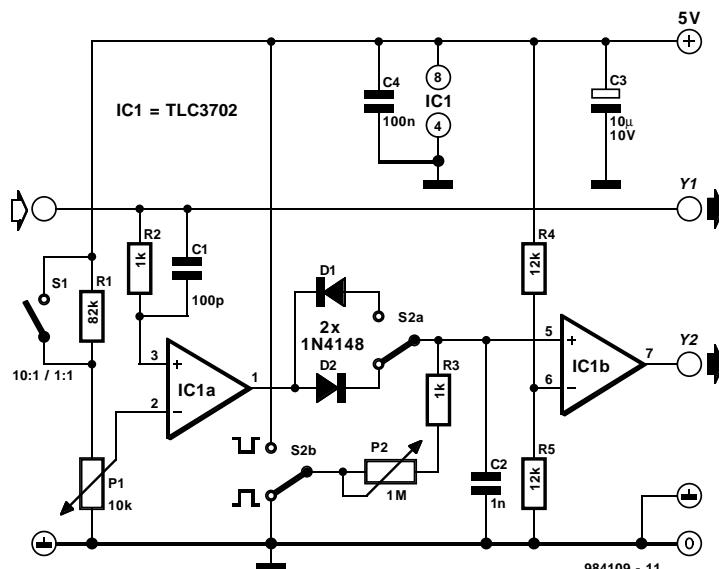
atténuation de 1:1 ou de 10:1 (au cas où l'on aurait branché une sonde 10:1 à l'entrée), assurant le réglage grossier, le potentiomètre P1 permettant de peaufiner le réglage.

S2 permet ensuite de définir le niveau logique que l'on

cherche, un « 0 » ou un « 1 ». Le montage est capable de détecter des pics de  $1 \mu\text{s}$  de large. P2 permet de jouer sur une durée d'allongement (de 5 à  $500 \mu\text{s}$ ). Le convertisseur A/N de l'oscilloscope est alors en mesure de d'identifier l'impul-

sion. Les pics allongés sont visualisés sur le second canal. La consommation de courant du montage est, avec de l'ordre de 1 mA, très faible.

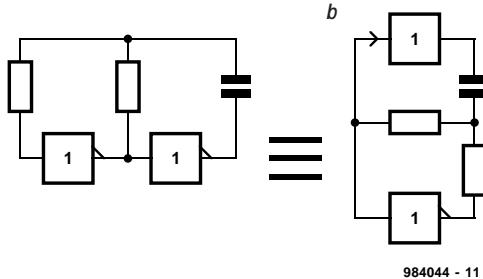
984109-11



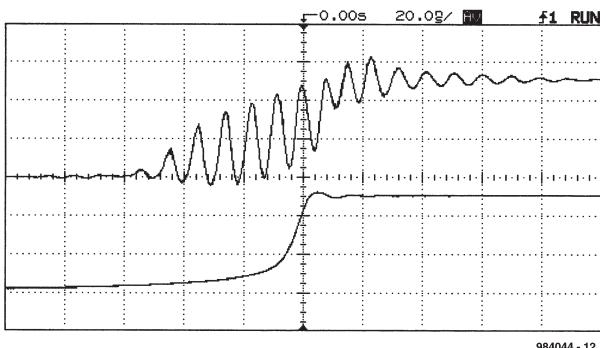
045

# oscillateur modifié

1 a



2



L'oscillateur représenté en **figure 1a** est souvent utilisé dans de nombreux montages numériques et devrait être connu de la plupart d'entre nous. Ce que l'on sait moins c'est que ce type d'oscillateur peut, dans certaines conditions, poser des problèmes dont on se serait bien passé, problèmes dûs à l'inévitable présence de bruit. Lorsque l'amplitude du bruit dépasse l'hystérésis des portes utilisées (et toute porte connaît son hystérésis), on a généralement,

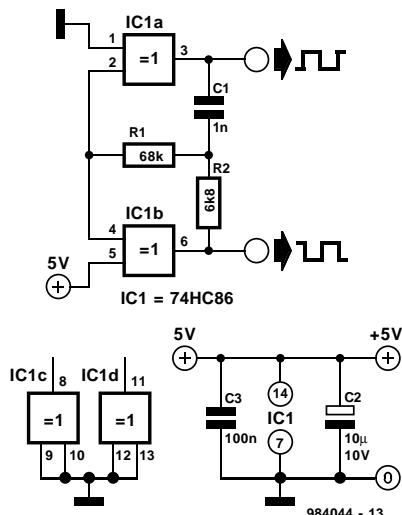
aux alentours du point de commutation, d'impulsions de commutation gênantes. La seule solution pour éviter l'apparition de ce phénomène est de faire en sorte que le temps de montée du signal d'entrée soit plus court que le temps de réaction de la porte concernée. Si l'oscillateur de la figure 1a fait appel à de la logique rapide de la série HC par exemple, il est plus que probable que l'on soit confronté au dit problème. Tant que, avec un tel oscillateur,

la réinjection est suffisamment rapide il n'y a pas de quoi s'inquiéter. Les choses tournent au vinaigre en cas d'entrée en jeu de retards dûs aux temps de transfert par les composants utilisés. Avec le concept d'oscillateur de la figure 1a, le signal doit franchir 2 inverseurs et partant rencontre 2 fois le temps de transfert de porte. Le signal supérieur de la copie d'écran d'oscilloscope de la **figure 2** montre le résultat de cette approche. Il apparaît que les portes utilisées sont tout simplement trop rapides pour ce type d'oscillateur ! Si nous remplaçons l'un des 2 inverseurs par un tampon et que nous modifions l'oscillateur selon le schéma de la **figure 1b**, le temps de transfert se limite à celui d'une porte et l'on constate, comme le prouve le signal inférieur de l'oscilloscope, que l'oscillateur fonctionne fiablement.

La **figure 3** vous propose le schéma de l'oscillateur modifié où l'on utilise 2 portes OU EXclusif pour se trouver en face d'un tampon et d'un inverseur présentant la même durée de transfert.

984044-1

3

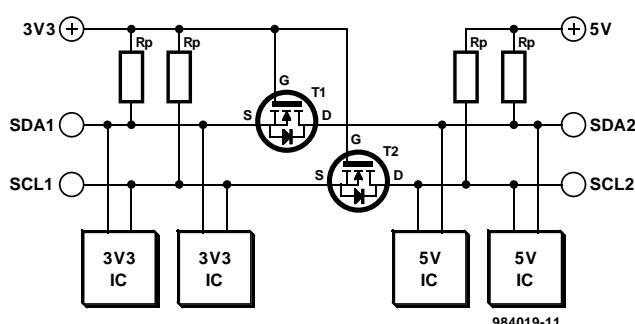


046

# I<sup>2</sup>C sous 3,3 V

## Application Philips

Il ne nous paraît plus nécessaire d'insister sur les indiscutables avantages, dont la facilité de mise en œuvre, d'une connexion I<sup>2</sup>C. Depuis son introduction en 1980, ce concept a vu une acceptation au niveau mondial de sorte qu'il existe, aujourd'hui, plus de 1 000 circuits intégrés disposant d'une interface I<sup>2</sup>C. On met à



profit le fait que les dits circuits intégrés travaillent tous à la même tension d'alimentation de 5 V. Il se veut cependant, que de plus en plus de composants travaillent à 3,3 V; l'électronique présentée ici permet la communication de composants travaillant à 5 V et à 3,3 V, par le biais de leur interface I<sup>2</sup>C. Ce « montage » ne comporte rien de plus qu'un unique FET par

ligne et isole les parties du bus ne se trouvant pas à la tension d'alimentation. Inversement, la partie travaillant à la tension la plus faible n'est pas alimentée ni gênée par des crêtes parasites produites par la partie travaillant à la tension d'alimentation élevée. Ce circuit convient tant à la vitesse standard de 100 Kbits/s que pour la vitesse de 400 Kbits/s.

Comme le montre un coup d'œil au schéma, on trouve, dans chaque ligne de signal, un MOSFET à rehaussement à canal N. Les drains de ces MOSFET sont reliés à la ligne véhiculant la tension élevée, leurs sources à la ligne à faible niveau de tension. Les grilles des FET se trouvent toutes deux

reliées à la ligne « faible tension ». Voici les situations que l'on peut rencontrer :

– Le bus reste inutilisé et partant n'est pas mis au niveau bas par l'un des circuits intégrés. La grille et la source se trouvent toutes deux à 3,3 V de sorte que le FET bloque. Du côté du 5 V le bus I<sup>2</sup>C ne subit pas d'influence, et cette ligne aussi (le 5 V) est haute; la seule différence est que le niveau haut est, de ce côté-là à 5 V alors qu'il est à 3,3 V de l'autre.

– Un circuit intégré du côté du 3,3 V force le bus au niveau bas. La source du FET se trouve maintenant à 0 V, tandis que sa grille est elle à 3,3 V. Le FET entre ainsi en conduction de sorte que le côté 5 V est forcée,

via le FET et le circuit intégré concerné, au niveau bas. Le niveau bas présent du côté 3,3 V est transmis à côté 5 V.

– Un circuit intégré du côté du 5 V cette fois force le bus au niveau bas. Par le biais de la diode intégrée dans le FET, le côté 3,3 V est forcée au niveau bas, pas jusqu'à 0 V il est vrai mais jusqu'à une tension de diode au-delà. Ce niveau est cependant suffisamment faible pour faire passer le FET en conduction vu que la tension présente sur la source se trouve quelques volts en-deçà de celle existante sur la grille. Les FET pouvant faire circuler du courant dans les 2 sens, on a, par le biais du FET et du circuit intégré concerné du côté 5 V, mise au

niveau bas du côté 3,3 V cette fois. À nouveau, le niveau bas est transmis.

Il va sans dire que les FET utilisés doivent présenter certaines caractéristiques spéciales. L'une des plus importantes est que le FET doit entrer en conduction à une tension grille-source de moins de 2 V. Sa résistance de canal doit être inférieure à 100 Ω et il doit pouvoir supporter un courant de 10 mA au minimum. Sa capacité d'entrée doit être de 100 pF au maximum et sa rapidité de commutation meilleure que 5 ms. Dans l'écurie Philips, les types suivants répondent à ce cahier des charges : BSN10, BSN20, BSS83 et BSS88.

984019-1

047

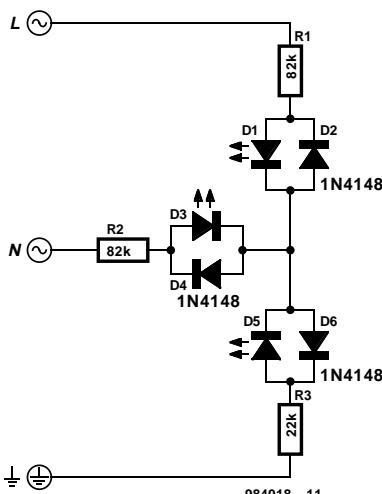
## testeur de prises secteur

En dépit de sa simplicité renversante, le présent montage constitue un auxiliaire précieux pour tous ceux d'entre nos lecteurs ayant affaire, que ce soit dans le cadre de leur profession ou dans celui de leur violon d'Ingres, aux installations électriques du secteur. Nous sommes convaincus que lorsque vous aurez découvert ce petit appareil astucieux, vous ne voudrez plus vous en passer.

Une poignée de composants permet en effet de vérifier rapidement et fiablement la présence de la phase (P), du neutre (0) zéro et de la terre. On devrait, si l'on teste une prise correctement câblée, voir les 3 LED s'allumer : la LED de phase, D1, la LED de terre, D5, doivent briller intensément, la LED du neutre, D3, faiblement. Les indications fournies par les LED permettent d'identifier rapidement les 3 situations à problème :

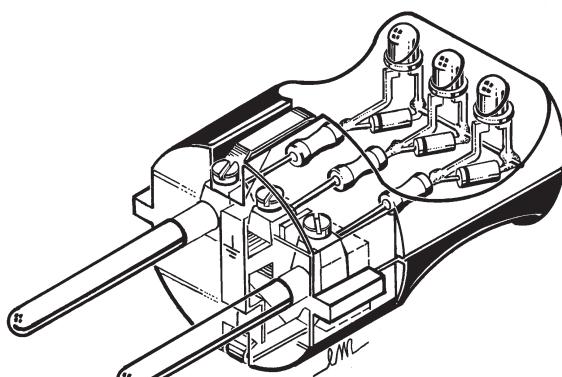
- ♦ En l'absence de phase, toutes les LED restent éteintes;
- ♦ L'absence de neutre la LED de neutre reste éteinte;
- ♦ L'absence de terre, la LED de terre reste éteinte, les 2 autres LED s'allument à une même intensité.

Le fonctionnement de cet indicateur optique est facile à comprendre. En cas de câblage dans



les règles de l'art, la ligne de phase présente un potentiel de 230 V par rapport aux 2 autres contacts. On aura alors, par le biais des résistances R1 et R3, circulation d'un petit courant de la phase vers la terre; on a, pendant les demi-périodes positives de ce courant, allumage des LED D1 et D5, le courant passant par D2 et D6 lors des demi-périodes négatives. Ces 2 diodes montées en tête-bêche sur les 2 LED précédentes sont indispensables à la survie de celles-ci sachant que les LED ne supportent pas l'application de tensions élevées en sens inverse; les diodes limitent cette tension à 0,7 V. De par le dimensionnement choisi pour les résistances, on dispose, au point nodal des LED, d'une tension de l'ordre de 40 V. Cette tension induit la circulation d'un courant faible par R2 de sorte que l'on verra D3 s'allumer, plus faiblement il est vrai que D1 et D5. En l'absence de ligne de terre il n'y aura pas circulation de courant entre la phase et le neutre. D1 et D3 s'allumeront dans ce cas-là avec la même intensité.

Il est important, pour éviter un échauffement inutile des résistances, de veiller à limiter le plus possible les petits courants mis en jeu; ceci explique que seules puissent être utilisées des



LED à haut rendement (*low current*). Le croquis montre comment faire de l'électronique un appareil de test pratique. On pourra utiliser comme boîtier une prise secteur suffisamment

« rondelette ». Nous ne pensons pas qu'il soit nécessaire d'insister sur le fait qu'il faille réaliser ce montage avec tout le soin indispensable et de le doter d'une solidité mécanique à toute

épreuve de manière à rendre impossible toute entrée en contact avec l'un des composants véhiculant la tension du secteur. On fera en sorte que les LED affleurent à peine la sur-

face du boîtier et on les fixera solidement à l'aide de colle à 2 composantes.

984018-I

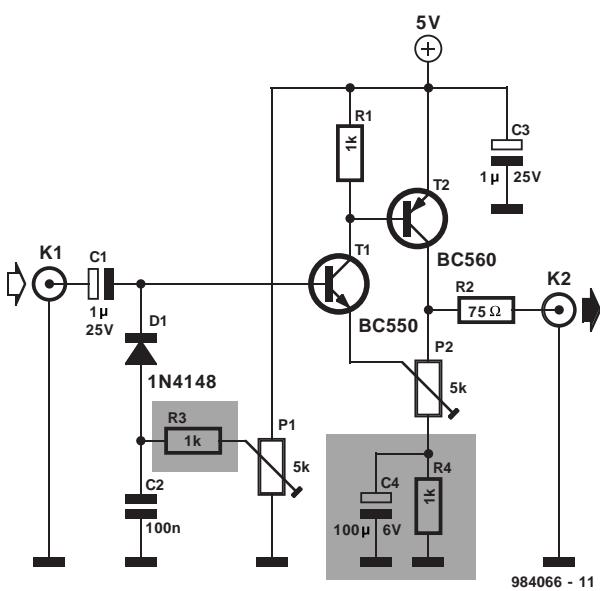
048

# amplificateur vidéo optimisé

*d'après une idée de L. Prins*

Nous avons eu l'occasion, tout au long de la (longue) existence d'Elektor, de vous proposer divers amplificateurs vidéo tels que celui-ci. Ils se résument en fait à guère plus qu'à une paire de transistors à tout faire et à une paire de potentiomètres servant au réglage du niveau de noir et à celui de l'amplitude du signal. En dépit de leur simplicité ils font parfaitement l'affaire. L'un des inconvénients qu'ils connaissent dans leur concept standard est un risque important d'endommagement des transistors en cas de positionnement en butée des ajustables. Une paire de résistances, il n'en faut pas plus pour éliminer ce risque latent.

Un coup d'oeil au schéma suffit pour saisir le concept de notre approche. Si l'on remplaçait R3



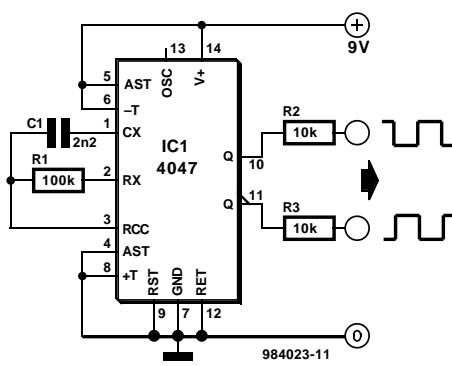
et R4 par la liaison classique, on aurait, si le curseur de P1 est en butée vers le haut et celui de P2 à fond vers le bas, pour le transistor T1, un courant de base d'une valeur telle que le dit transistor ne manquerait pas de rendre l'âme. La mise du curseur de P2 à la masse peut également faire prendre au courant de base de T2 une valeur dangereuse. Les 2 résistances additionnelles de  $1\text{ k}\Omega$ , R3 et R4, constituent une protection (nécessaire et) suffisante contre le risque évoqué. Les courants de base restent ainsi limités à une valeur maximale de 5 mA, de sorte que les transistors ne courront plus le moindre risque d'être endommagés. Le condensateur C4 pris en parallèle élimine toute influence néfaste de R4 sur le gain.

984066-I

049

# testeur de LCD

Il existe toutes sortes d'affichages LCD (= *Liquid Crystal Display*). Leurs brochages aussi varient d'un exemplaire à l'autre de sorte qu'il faut, si l'on veut pouvoir utiliser un tel élément sans risquer de l'endommager, disposer de la fiche de caractéristiques constructeur. Comme nous l'a appris l'expérience, et vous ne nous démentirez sans doute pas, c'est toujours lorsque l'on en a besoin que l'on ne retrouve pas ce maudit feuillet. Raison suffisante pour vous proposer un petit équipement de test vous permet-



tant de retrouver les fonctions des différentes broches.

Commentons par quelques explications quant à la construction d'un affichage à cristaux liquides. Un affichage LCD comporte une paire de plaquettes de verre de très faible épaisseur montées en sandwich et dont la face intérieure a été dotée de pistes conductrices. Normalement, ces 2 plaquettes sont transparentes; ce n'est que sous un certain angle qu'il est possible, indistinctement, de les voir par réflexion de la lumière

incidente. L'espace séparant les 2 plaquettes est rempli par un liquide (d'où la dénomination) dont les cristaux changent de polarisation sous l'influence de la tension. C'est ainsi que certains de segments apparaissent pour constituer l'indication.

Il suffit, pour tester l'un des segments, de lui appliquer une tension de quelques volts. Cette tension ne doit en aucun cas être **continue** sachant que dans ce cas-là le courant provoque la « dissolution » de la piste fine et partant endommage irrémédiablement l'affichage ! Il faut donc toujours tester un affichage LCD à l'aide d'un courant alternatif qui, de plus ne doit pas comporter la moindre composante continue. Comme le 4047 comporte un diviseur de

sortie, le signal rectangulaire est parfaitement symétrique. La fréquence de l'oscillateur est proche de 1 kHz.

Le testeur de LCD décrit ici se compose d'un générateur de signal rectangulaire ayant pour caractéristique spécifique de produire une tension alternative parfaitement symétrique ne présentant pas la moindre composante continue. Dans le cas d'un oscillateur logique ordinaire, le rapport cyclique n'est pratiquement jamais exactement de 50%, de sorte que l'on se trouve toujours en présence d'une petite composante de tension continue. Comme le 4047 comporte un diviseur de

sortie, le signal rectangulaire est parfaitement symétrique. La fréquence de l'oscillateur est proche de 1 kHz.

L'alimentation du générateur prend la forme d'une pile fournit entre 3 et 9 V. Notons en passant que cette tension de 9 V est même relativement élevée pour la plupart des affichages LCD modernes. On peut bien entendu opter pour une alimentation réglable qui a l'avantage de permettre de déterminer à quelle tension l'affichage fonctionne encore correctement. Vous remarquerez sans doute qu'il existe un lien frappant entre le niveau de la tension d'alimentation et l'angle de bonne lecture de l'affichage. La consommation de courant du testeur est extrême-

ment faible vu qu'il se contente de 1 mA à peine.

Une remarque d'ordre pratique pour finir. La tension de test doit toujours être appliquée entre la borne commune (arrière-plan, backplane) et l'un des segments. Si vous ne savez pas quelle broche est celle de l'arrière-plan il vous suffira de connecter l'une des sorties du testeur à un segment et, par tâtonnement, vous finirez bien par obtenir l'allumage du segment : vous venez d'identifier le contact de l'arrière-plan. Notez qu'il existe des affichages LCD comportant plusieurs broches pour l'arrière-plan. Si donc un segment donné refuse de s'allumer, vérifiez qu'il n'est pas associé à une autre broche d'arrière-plan.

984023-1

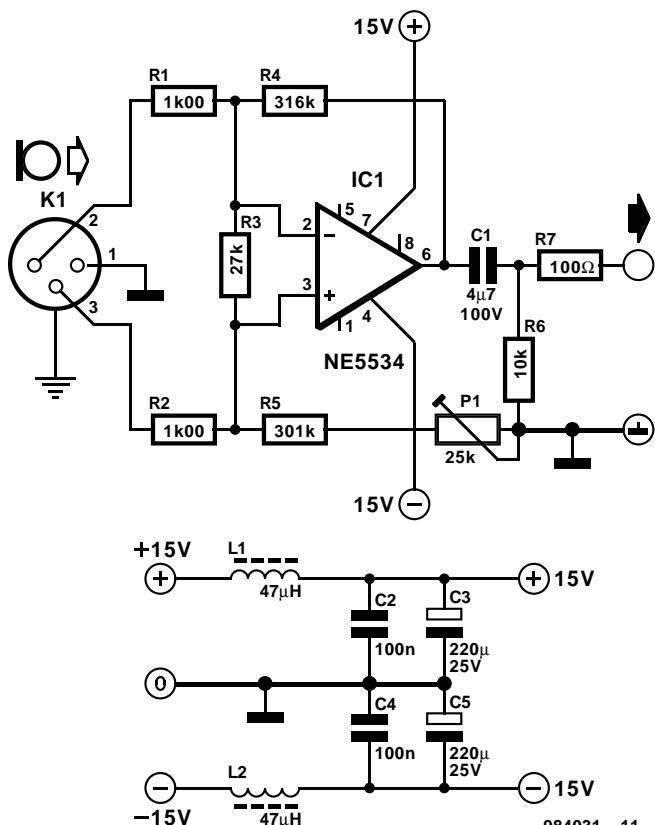
050

## préampli symétrique pour micro

Ce montage est destiné spécifiquement aux microphones dynamiques d'une impédance inférieure ou égale à 200 Ω dotés de connexions symétriques. Il est difficile de faire plus simple. On peut considérer que l'on se trouve en présence d'un amplificateur d'instrumentation à 1 amplificateur opérationnel, un NE5534 « standard » dans le cas présent.

Si l'on veut, dans le cas d'un signal symétrique, obtenir la meilleure réjection en mode commun possible (*common-mode rejection*), il est impératif que les rapports des diviseurs de tension présents aux entrées inverseuse et non-inverseuse de IC1 soient parfaitement identiques. Les résistances de tolérance de 0,1% ne courant pas les rues, on a pris, dans la branche inférieure un potentiomètre, P1, en série avec R5, de manière à pouvoir, même en cas d'utilisation de composants moins précis, ajuster impeccablement la réjection en mode commun.

Que reste-t-il à ajouter à la description de ce circuit ? Le condensateur C1 élimine toute composante continue en sortie, la résistance R7 garantissant la stabilité du préamplificateur s'il devait se trouver confronté à une



984031 - 11

charge capacitive. R3 empêche l'entrée en oscillation du circuit lorsque les entrées se trouvent

en l'air. On pourra bien souvent, pour peu que le câble de liaison du micro ait une longueur suffi-

sante, se passer de cette résistance vu que la capacité parasite du câble assure la stabilité de l'amplificateur. La présence de R3 présente un avantage additionnel vu qu'elle fait passer la réjection en mode commun de >70 dB à >80 dB.

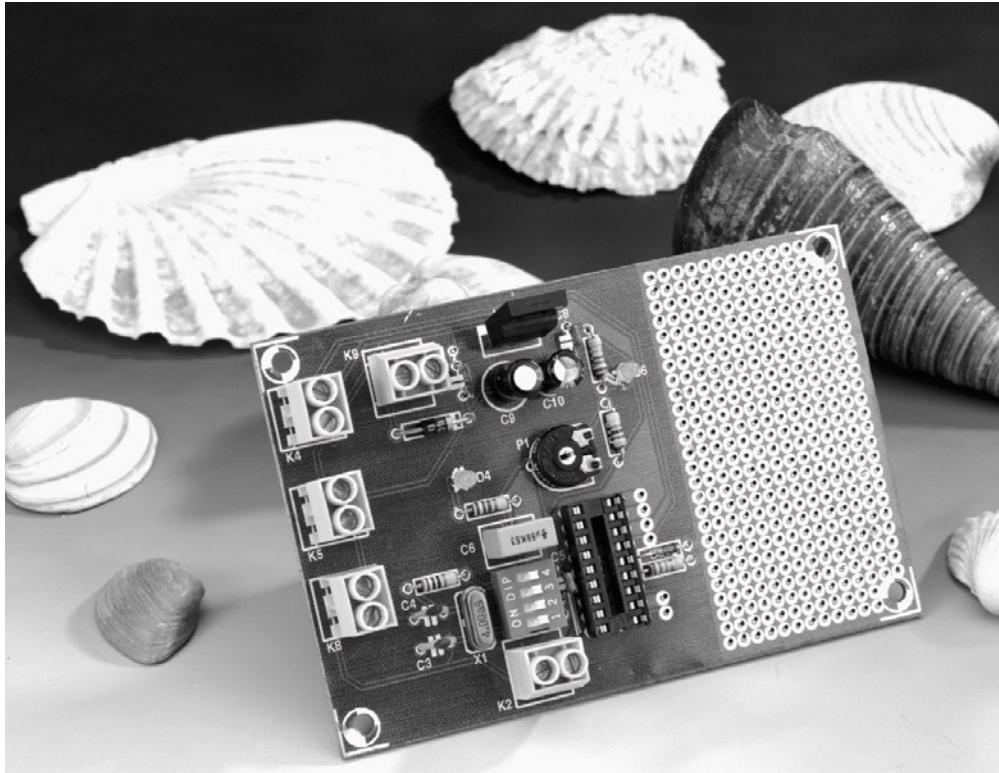
Le préamplificateur peut être fier de ses performances. La distorsion harmonique totale (bruit y compris) est, pour un signal d'entrée de 1 mV et une impédance de source de 50 Ω, inférieure à 0,1%. Le rapport signal/bruit mesuré dans les mêmes conditions était de -62,5 dBA. Si l'on garde le dimensionnement du schéma, le gain du circuit est de l'ordre de 50 dB. Ceci se traduit, sans adjonction de R3, par une réjection en mode commun du préampli, après réglage optimal à 1 kHz, de 120 dB.

L'alimentation se fera par le biais d'une tension symétrique de ±15 V. On notera la présence d'un découplage vigoureux, constitué des selfs L1 et L2 et des condensateurs C2 à C5, et destiné à éliminer les parasites secteur. La consommation de courant de notre prototype était de 5,5 mA.

984031-1

051

# Système de développement à faible coût pour PIC



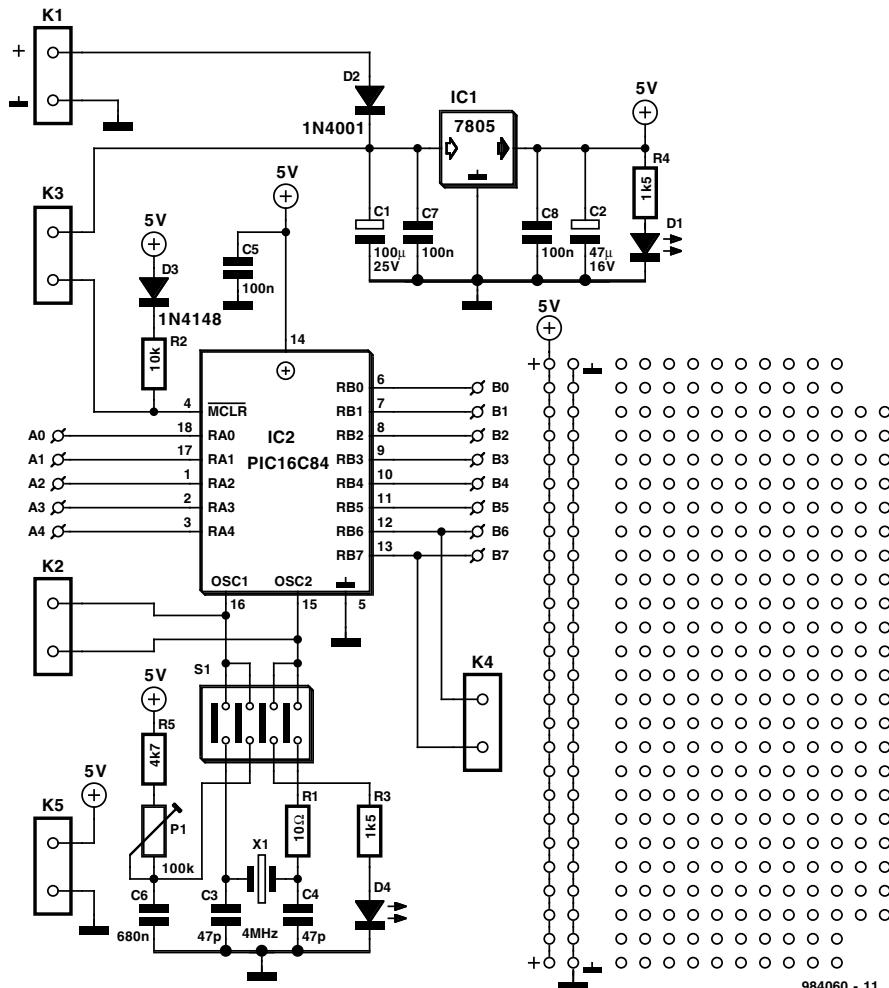
projet-R. Weber

Il ne fait pas le moindre doute que les microcontrôleurs PIC de Microchip sont devenus des composants standard dans l'industrie de l'électronique et qu'ils peuvent prétendre avoir été adoptés à bras ouverts par les amateurs entreprenants voulant créer leurs propres réalisations. Voici à leur intention et à celle de ceux d'entre nos lecteurs qui ne se seraient pas encore jetés à l'eau, un système de développement pour PIC qui ne risque pas de les ruiner. Le système devrait vous permettre de tester le fonctionnement matériel d'un PIC que vous aurez réussi à programmer vous-même. Il suffit bien souvent, pour ce genre de tests, de connecter des composants d'E/S simples tels que LED et autres commutateurs, à différentes lignes de port du PIC. Hé bien cela est parfaitement possible ici puisque vous disposez, sur la platine proposée ici, d'une zone à pastilles sur laquelle vous pourrez disposer les dits composants d'E/S. Nous avons également prévu une possibilité de connecter au système, soit une horloge externe, soit une horloge pilotée par quartz ou une horloge pilotée par un réseau RC

ajustable. La première option est particulièrement utile lorsque l'on veut ralentir la vitesse d'exécution d'un programme à une vitesse permettant de vérifier l'exécution d'instructions individuelles (pas à pas).

Le système de développement dispose de sa propre tension d'alimentation de 5-V embarquée, basée sur un régulateur 7805 parfaitement domestiqué par les temps qui courrent. La tension d'entrée (non régulée), appliquée au bornier L1, ne devrait pas excéder 12-V; il se peut qu'il faille doter le régulateur d'un radiateur en fonction du courant drainé par les éléments connectés au bornier K5 (source de 5-V mise à la disposition de composants externes) et autres indicateurs à LED implantés sur la zone de prototypage.

Le quadruple interrupteur DIP S1 permet la sélection de l'une des sources de signal d'hor-



984060 - 11

des sources de signal d'horloge énumérées plus haut. On pourra, si besoin était, connecter un signal d'horloge externe au bornier K2. La LED D4 sert à visualiser l'activité d'une hor-

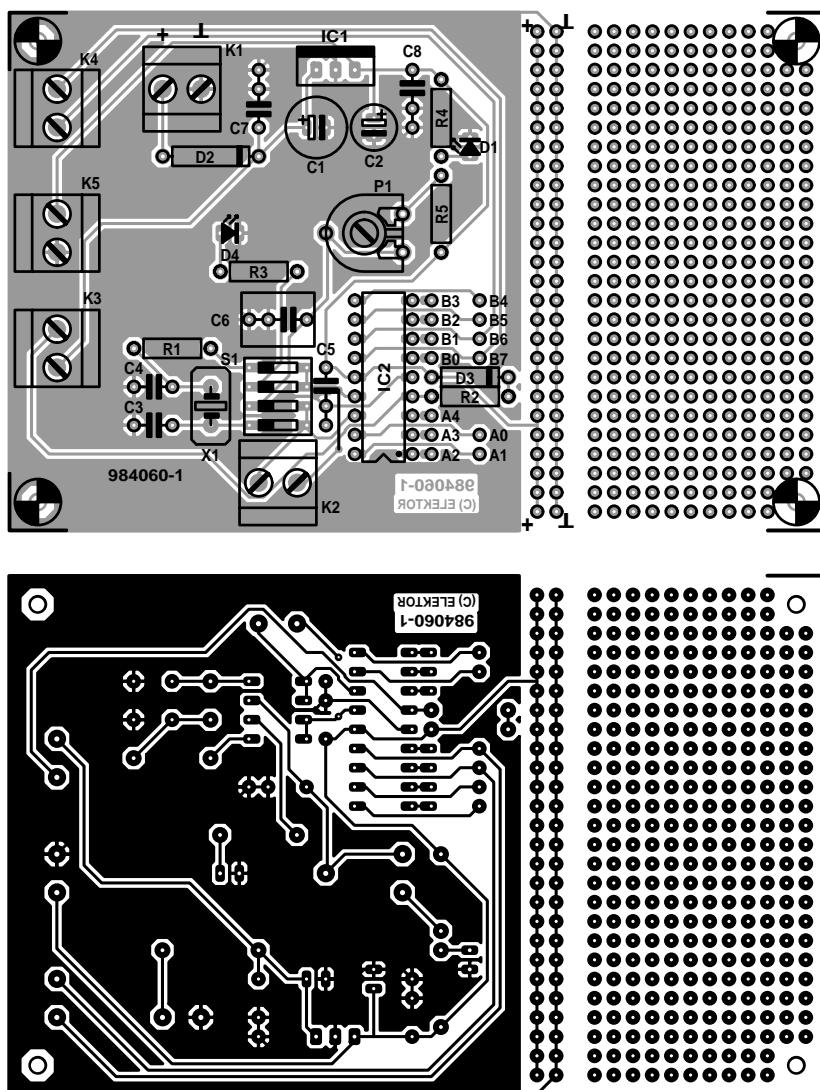
loge à fréquence très faible (mode pas à pas).

On pourra, en utilisant les fils

de soudure disposés tout autour du PIC, interconnecter une ou plusieurs lignes de port à la zone de prototypage pour y attacher des LED, des commutateurs, voire pour simuler des systèmes d'E/S.

Les borniers K3 et K4 ont servi à l'auteur pour ses propres projets. Le bornier K5 met à la disposition de dispositifs externes la tension de 5 V fournie par le régulateur de tension embarqué.

984060-I



#### Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 Ω  
R2 = 10 kΩ  
R3,R4 = 1kΩ5  
R5 = 4kΩ7

P1 = ajustable 100 kΩ horizontal

Condensateurs :

C1 = 100 μF/25 V radial  
C2 = 47 μF/16 V radial  
C3,C4 = 47 pF céramique  
C5,C7,C8 = 100 nF  
C6 = 680 nF

Semi-conducteurs :

D1,D4 = LED faible courant  
D2 = 1N4001  
D3 = 1N4148  
IC1 = 7805  
IC2 = PIC16C84

Divers :

S1 = inverseur DIP quadruple  
K1 à K5 = bornier encartable  
à 2 contacts au pas de 5 mm  
X1 = quartz 4 MHz

052

## convertisseur CC-CC discret

G. Baars

L'utilisation d'un circuit intégré spécialisé dans la conversion CC-CC ne se justifie, pour ce genre de traitement, pas toujours. Pour de très nombreuses applications on peut obtenir d'excellents résultats en faisant appel à des composants discrets. C'est très ce que prouve le convertisseur CC-CC simple décrit dans cet article. Ce convertisseur de tension à découpage repose sur un multi-

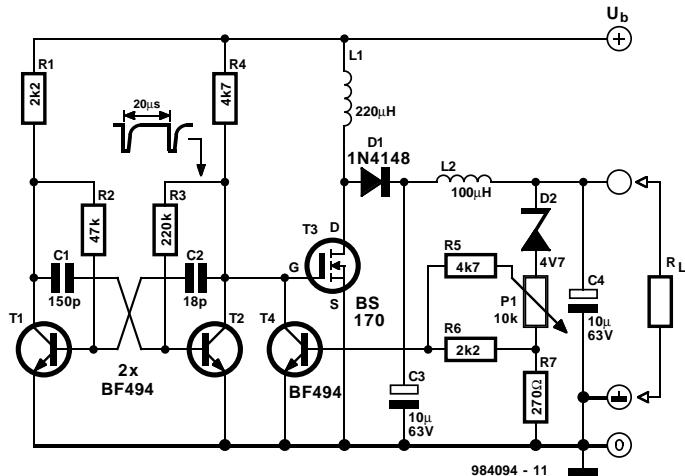
vibrateur astable épaulé par une paire de transistors, T1 et T2. En aval de cet équipage oscillant, on trouve un FET, T3, qui sert de tampon. Une self, L1, d'une inductance de 220 μH, est prise dans la ligne de drain du dit FET. La commutation impulsionnelle du courant qu'introduit cette self se traduit par la naissance d'une FEM (Force ElectroMotrice) conséquente. Une diode, D1, procède ensuite au redressement de

cette tension que le condensateur C3 lissee et que le réseau LC, constitué de L2 et C4, débarrasse des dernières impulsions parasites HF. La diode zener D2 joue son rôle dans la stabilisation de la tension de sortie. On a chute, aux bornes de cette diode, tout comme sur la jonction base-émetteur de T4, d'une certaine valeur de tension fixe. Il devient ainsi possible, en jouant sur le potentiomètre P1, d'ajuster la

tension de sortie, ne serait-ce que sur une certaine plage. Par la réinjection de la tension de sortie vers l'oscillateur on module l'oscillateur en fonction de la puissance drainée à la sortie. Cette approche se traduit par un rendement relativement élevé de près de 70%. La tension de ronflement superposée sur la tension de sortie vaut de l'ordre de 10 mVcc. Ce circuit est utilisable pour des tensions d'entrée s'étalant de 3

à 6 V, tension qu'il convertit en tensions de sortie pouvant aller jusqu'à 15 V maximum. Hors-chARGE, la consommation de courant est de 25 mA environ. Le courant maximal que puisse fournir la sortie est de quelque 50 mA. Si vous envisagez de faire fournir à ce circuit les dits 50 mA de façon continue il sera préférable de remplacer le BS170 par un exemplaire de FET plus puissant tel que le BUZ10.

984094-1

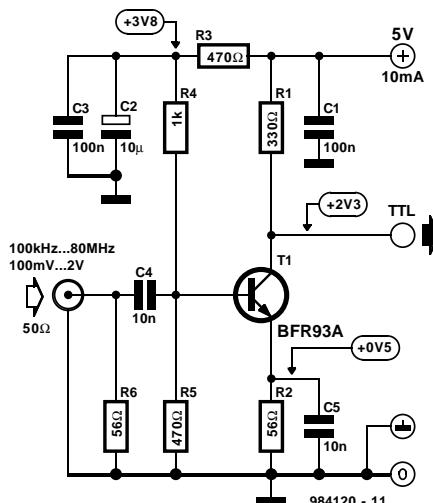


**053**

## convertisseur sinus/TTL

**G. Klein**

Ce présent montage sert à la conversion de signaux d'entrée sinusoïdaux en niveaux de sortie TTL. Il peut traiter des signaux à partir de 100 mV et, avec le type de transistor indiqué, peut travailler à des fréquences allant jusqu'à 80 MHz. Le transistor T1 monté en émetteur commun est, par le biais de son diviseur de tension constitué par R3 à R5, prépolarisé de façon telle que l'on ait, sur la résistance de sortie R1, une chute de tension pratiquement égale à la moitié de la tension d'alimentation. Lorsqu'il est attaqué par un signal dont l'amplitude peut être comprise entre 100 mV et un niveau TTL (qui correspond à quelque 2 V<sub>eff</sub>), ce circuit fournit en sortie des



signaux rectangulaires. Nous avons, lors d'essais exhaustifs, constaté que la fréquence la plus faible utilisable est de l'ordre de 100 kHz à un signal d'entrée de 100 mV et d'environ 10 kHz en cas de présence à l'entrée de signaux de niveau TTL.

R6 sert à adapter l'entrée à 50 Ω. Cette valeur d'impédance classique dans le monde de la mesure garantit l'absence, en cas d'utilisation de câbles coaxiaux de forte longueur, d'effet de conducteur. On pourra, si l'on utilise ce circuit dans un montage doté d'une limitation bien conçue, supprimer la résistance R6, l'entrée voyant dans ce cas-là son impédance s'établir à une valeur supérieure de 300 Ω.

984120-1

**054**

## commande up/down pour contrôle de tonalité

Ce montage a été conçu comme extension des commandes de tonalités (pour les graves et les aigus respectivement) décrites ailleurs dans ce magazine. Les dites commandes de tonalités font appel à des commutateurs

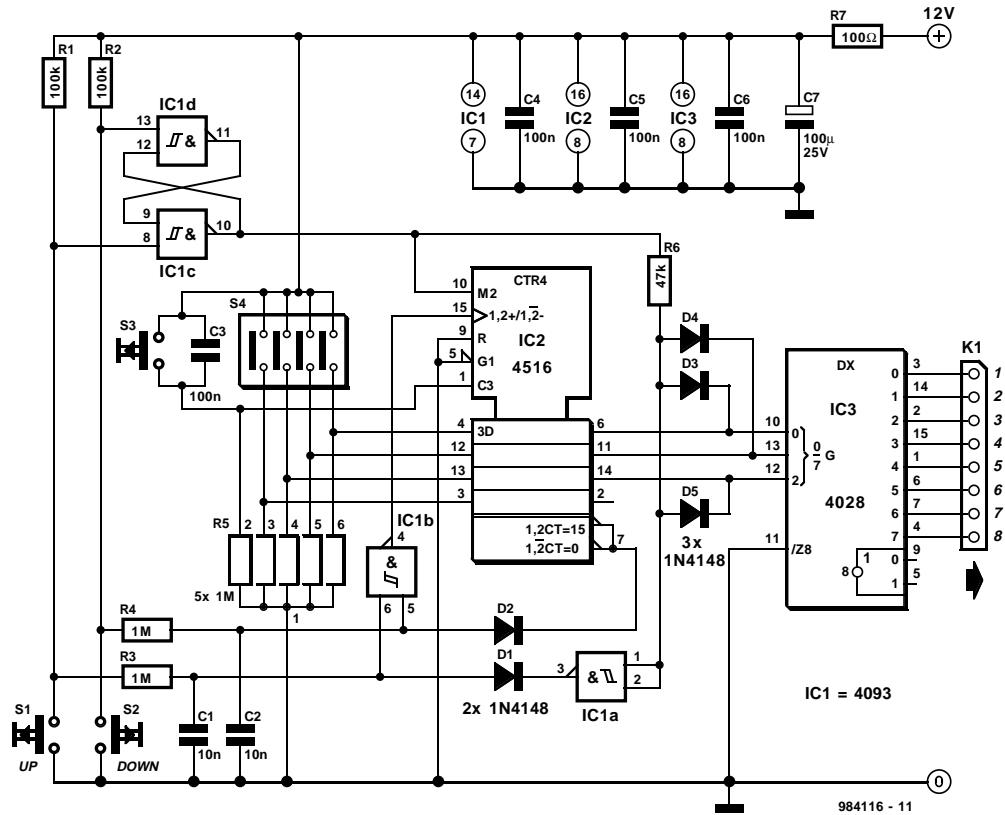
électroniques eux-mêmes pilotées par le biais d'un commutateur rotatif multiposition. La présente électronique devra se substituer au dit rotacteur et offre la possibilité de commander le réglage de tonalité par le

biais de touches « up » (+) et « down » (-). Une troisième touche permet à l'utilisateur de passer rapidement à une position préprogrammée du réglage de tonalité en question. La commande des commutateurs

électroniques faisant partie du réglage de tonalité fait appel à un décodeur BCD-décimal du type 4028, IC3, qui est lui-même attaqué par un compteur/décompteur (*up/down counter*, d'où les « up » et « down »

rencontrés quelques lignes plus haut) préprogrammable à 4 bits, IC2. On n'utilise, au niveau du compteur, que les 3 bits de poids faible. Le bit de poids fort (MSB) du décodeur IC3 est forcée à zéro (par sa mise à la masse), de sorte que l'on n'en utilise que les 8 premières sorties. Ces sorties sont reliées, par l'intermédiaire de l'embase K1, les entrées de commande des SSM2404 des circuits de réglage de tonalité.

S1 et S2 servent d'organes de commande. S3 est la touche de prise d'état préprogrammé évoquées quelques lignes plus haut. Les données de référence destinées aux entrées de programmation sont fixées par le biais du quadruple interrupteur DIP, S4. Le condensateur C3 a pour mission de faire en sorte qu'à l'application de la tension d'alimentation le compteur prenne automatiquement en compte les données de programmation. S1 et S2 pilotent, comme le montre un examen du schéma, une bascule S/R bistable qui détermine le niveau appliquée à l'entrée U/D\ du compteur IC2. Les réseaux RC R3/C1 et R4/C2 remplissent, de concert avec le trigger de Schmitt IC1b, une fonction anti-rebond et de légère temporisation de l'impulsion d'horloge. Le léger retard ainsi introduit garantit l'arrivée de l'impulsion d'horloge (sortie IC1b) qu'une fois que l'état du compteur est parfaitement défini. Pour éviter que le compteur IC2 ne puisse passer de sa valeur maximale à sa valeur minimale et inversement, on procède, à la position maximale, à la position maximale, à un blocage



de l'impulsion d'horloge. En ce qui concerne la position minimum, on fait tout simplement appel, pour ce blocage, à la sortie de retenue (CO pour *Carry Out*) du compteur; sa broche 7. Nous avons prévu, pour remplir une fonction identique pour la position maximale cette fois, une circuiterie auxiliaire sous la forme des composants suivants : R6, D3, D4, D5, IC1a et D1, D2 force la broche 5 de IC1b au niveau bas à l'atteinte de l'état minimum tant qu'il n'y a pas d'action sur la touche « up » S1.

D1 remplit une fonction identique à l'atteinte de l'état maximal sur la broche 6 de IC1b cette fois. La résistance R6 sert à annuler l'inhibition de l'horloge lors d'un décomptage; une action sur la touche « down » se traduit par le passage au niveau haut de la sortie de IC1a. On pourra, si l'on tient à connaître, à tout moment, l'état du réglage up/down, prendre à la sortie de IC3 8 LED à haut rendement (anodes reliées aux sorties, cathodes interconnectées et mises, par le biais d'une résis-

tance de 10 kΩ commune, à la masse). On pourrait envisager la mise en place, à la sortie de IC1c ou de IC1d, d'une LED additionnelle visualisant, selon le cas, une amplification ou une atténuation. Au repos, la consommation de courant du montage est de quelque 20 µA; elle passe à de l'ordre de 0,14 mA lors d'une action sur S1 ou S2. Le réseau RC que constituent R7 et C7, assure un découplage efficace entre l'électronique numérique et l'alimentation analogique.

984116-11

055

## indicateur d'oscillation

**F Hueber**

Conçu à l'origine en vue de surveiller un circuit oscillant, le présent montage peut, universellement, servir d'indicateur de niveau pour des signaux de tension alternative. Il ne comporte qu'un unique circuit intégré CMOS à 4 portes NAND, dont trois d'ailleurs seulement sont utilisées, la quatrième pouvant servir à d'autres fins. En ce qui concerne les portes, il s'agit de

la variante à entrées à trigger de Schmitt.

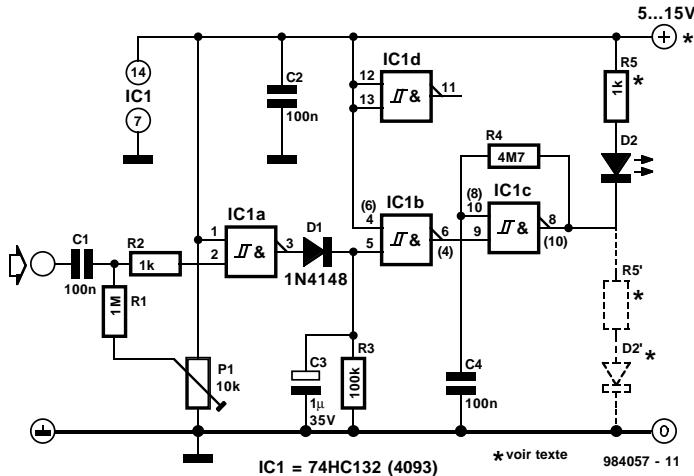
Si l'on travaille avec une alimentation de 5 V, on utilisera de préférence un 74HC132, si la tension d'alimentation dépasse cette valeur on se rabattra sur un grand nombre 093. Si, du point de vue de leur fonctionnement, ces 2 circuits intégrés sont très proches, leurs brochages sont différents eux. Si l'on compare le 4093 au

74HC132, les broches 4 et 6 ainsi que 8 et 10 sont intervertis. Le schéma donne, entre parenthèses, les numéros de broches différents d'un type à l'autre.

Le signal d'entrée à surveiller est transmis, débarrassé de toute composante de tension continue par le condensateur C1, à l'entrée de la première porte. La résistance R2 protège, de concert avec les diodes de pro-

tection internes dont est doté le circuit intégré, l'entrée contre des niveaux de tension trop élevés. R1 force alors l'entrée, en l'absence de signal d'entrée, au niveau haut, de sorte que la sortie de la porte présente un niveau logique bas. Ce n'est que l'arrivée d'un signal d'entrée d'amplitude suffisante qui fera passer l'entrée à « 0 » pendant la demi-période négative, de sorte que la sortie de la porte

passe au niveau haut au rythme de la fréquence du signal d'entrée. La première porte à trigger de Schmitt convertit ainsi des signaux d'entrée de forme sinusoïdale en signal rectangulaire qui, par le biais de la diode D1, charge le condensateur C3. Dès que la tension aux bornes de ce condensateur dépasse le seuil de commutation de l'entrée de la seconde porte, cette dernière bascule et partant bloque, par le zéro présenté par sa sortie, l'oscillateur clignotant basé sur la troisième porte. En cas de diminution du signal appliquée à l'entrée, voire de sa disparition complète, le condensateur C3 se décharge au travers de la résistance R3. Le passage en-deçà du seuil de commutation de IC1b se traduit par l'apparition d'un « 1 » à la sortie de cette porte et libération de l'oscillateur IC1c, processus visualisé par le clignotement de la LED. Le mode de visualisation dépend de la connexion de la LED. Si celle-ci est reliée à la tension d'alimentation positive (+Ub), elle restera éteinte tant qu'il y a un signal en entrée et se mettra à clignoter lorsque le signal d'entrée tombe en-deçà d'un seuil minimum ou s'il venait à disparaître totalement.



Si, au contraire, la LED est reliée à la masse (branchement représenté en pointillés sur le schéma), la LED restera allumée en permanence tant que l'on a application d'un signal à l'entrée et elle se mettra à clignoter lors de la chute de niveau du dit signal. Le dimensionnement indiqué pour un 74HC132 et pour  $R = 1 \text{ k}\Omega$  vaut pour une tension d'alimentation de 5 V. La consommation de courant avec LED est alors de l'ordre de 3 mA, la fréquence d'entrée pourra se situer entre 10 Hz et

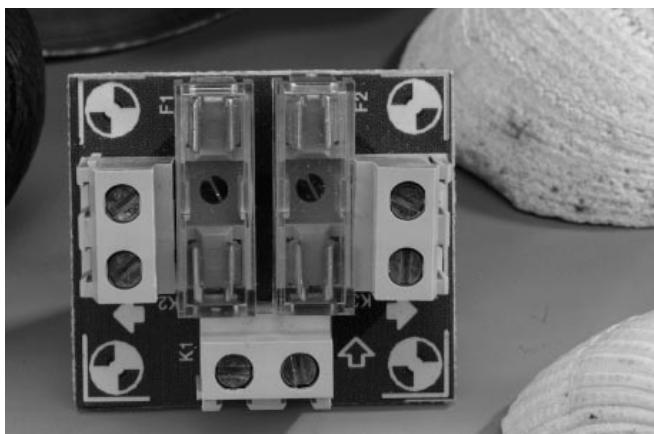
10 MHz. Il faudra, dans le cas du choix d'une tension d'alimentation plus élevée, entre 9 et 12 V, adapter la valeur de R5; étant donné que le 4093 (un HEF4093 par exemple), est plus lent, la fréquence d'entrée maximale sera de l'ordre de 3 MHz. Si l'on tourne l'ajustable en butée (curseur à  $+Ub$ ) le seuil de réponse ( $U_{ec}$  à l'entrée) sera, en fonction de la tension d'alimentation, comprise entre 3,5 V (à  $Ub = 5$  V) environ et 7 V ( $Ub = 12$  V). Si l'on met l'ajustable en butée dans l'autre sens (curseur à la masse), on

relèvera la sensibilité la plus élevée à 1,5 Vcc ( $Ub = 5$  V) environ.

Le point de commutation est relativement pointu, une chute de la tension d'entrée de 50 à 100 mV s'avère suffisante. S'il devait se faire que le niveau d'entrée soit trop élevé, on pourra, par la prise, à l'entrée, d'un ajustable, ajuster le niveau du signal de manière à ce qu'il se trouve dans la plage requise, juste au-delà du seuil de commutation.

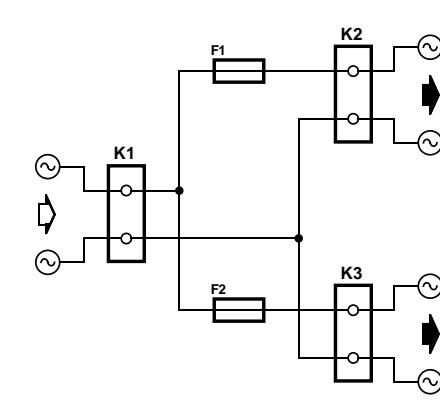
984057-1

## 056 distributeur secteur pour amplis BF de puissance

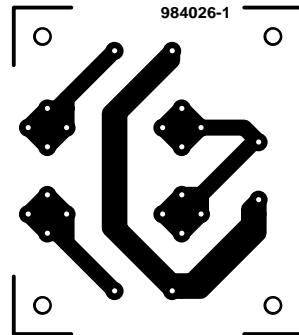
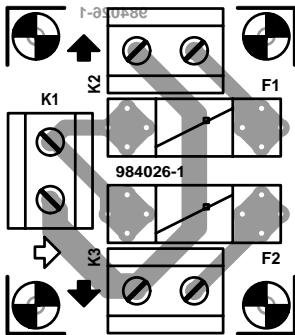


Sur de nombreux amplificateurs BF de puissance de réalisation personnelle, et même sur certains de ceux qui peuvent se targuer d'avoir été construits en respectant toutes les règles du noble art de la « réalisation

d'amplificateur audio de haut de gamme », les primaires des transformateurs secteurs sont tout simplement connectés en parallèle et protégés par un seul fusible « bien barraqué ». Il peut s'agir soit d'un unique



transformateur imposant, soit d'une paire de transformateurs alimentant chacun leur monobloc, soit même d'une triplète de transformateurs dont le plus petit sert à alimenter la circuiterie auxiliaire telle qu'un dispositif de protection. L'utilisation d'un seul et unique fusible est déconseillée vu qu'il doit posséder des caractéristiques lui permettant de faire face au courant de mise sous tension important que connaissent les transforma-



### Liste des composants

Divers :  
K1 à K3 = bornier encartable  
à 2 contacts au pas de  
7,5 mm

F1,F2 = porte-fusible encartable  
avec capuchon  
2 fusibles de caractéristiques  
répondant à l'application

teurs de bonne taille. De plus, on ne sait jamais, en cas de fusion du fusible, quel est le

monobloc ou le sous-ensemble responsable de ce claquage, encore qu'il suffise souvent de

mettre son odorat à contribution voire de s'aider d'éventuels signaux indiens (de fumée)... Le petit circuit présenté ici permet de distribuer la tension secteur d'entrée, en toute sécurité, entre 2 charges dotées chacune de leur propre fusible (de caractéristiques adéquates). Ce circuit n'étant pas doté d'une ligne de terre, il ne

pourra pas être utilisé pour une unité extérieure, c'est-à-dire ne se trouvant pas à l'intérieur d'un coffret mis à la terre correctement. Nous vous recommandons, si vous voulez en savoir plus sur le sujet, de (re)lire la page « sécurité » publiée à intervalle plus ou moins régulier dans le présent magazine.

984026-1

057

## régulateur 5 V ULP

Rassurez-vous, le ULP énigmatique du titre signifie tout simplement Ultra Low Power, pour indiquer qu'il s'agit d'un montage à la consommation intrinsèque extrêmement faible. Un coup d'œil au schéma vous fera sans doute hauser les sourcils : faut-il vraiment faire aussi compliqué pour, à l'aide composants ésotériques, émuler un régulateur de tension tripode. Permettez-nous d'attirer votre attention sur le fait que la consommation de courant de régulateur de 5 V n'est qu'une fraction de celle d'un 78L05 standard. Dans le cas d'une tension d'entrée de 9 V, la consommation de courant hors-chARGE est inférieure à 50  $\mu$ A, valeur qui justifie amplement l'« adjectif » ULP.

Entrons au cœur du montage. Il est constitué d'une référence à barrière de potentiel (**bandgap reference**) simple, basée sur T1 et IC1, suivie en aval d'un étage d'amplification prenant la forme de la paire IC2 et T1. La tension de référence vaut de l'ordre de 1,22 V, IC2 la faisant ensuite passer à 5 V. P1 permet d'ajuster à 5 V très précisément la valeur de la tension de sortie. La tension appliquée à l'entrée pourra prendre n'importe quelle valeur entre 6,5 et 30 V. Avec le dimensionnement du schéma le courant de sortie maximal sera de l'ordre de 10 mA.

Il faudra, pour assurer un fonctionnement idéal du montage, que T1a et T1b soient identiques. Ceci explique que nous ayons fait appel à un transistor

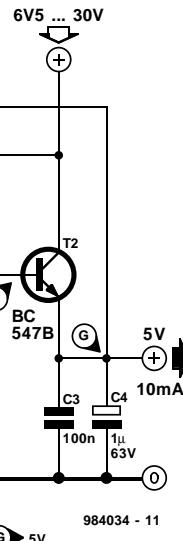
double du type MAT02. On pourra également, pour la présente application, utiliser un MAT01, SSM2404 210 ou LM394. On pourrait, en principe, même utiliser 2 transistors BC courants voire même une paire de diodes, à condition de les avoir sélectionnées pour leur tension de seuil identique. IC1 et IC2 sont 2 amplificateurs opérationnels programmables du type OP22. Au niveau de IC2 cela a l'avantage de permettre un paramétrage aisément du courant de sortie maximal en définissant, pour l'amplificateur, par le biais de R9, un courant d'alimentation diffé-

Tableau 1.

$V_{ent}$	$I_0$	$V_{sor}$	$V_{ronfl}$
7 V	43 $\mu$ A	5,002 V	110 mV <sub>CC</sub>
9 V	49 $\mu$ A	5,002 V	100 mV <sub>CC</sub>
15 V	68 $\mu$ A	5,002 V	70 mV <sub>CC</sub>
30 V	123 $\mu$ A	5,002 V	50 mV <sub>CC</sub>

rent; ce courant peut se situer entre 500 nA et 400  $\mu$ A. Il ne faudra pas oublier qu'un courant de sortie plus important peut nécessiter un transistor de sortie plus costaud !

Le filtre R6/C1 bloque le passage vers l'entrée de IC2, d'impulsions parasites qui pourraient se trouver en sortie. Le condensateur C2 sert à augmenter la stabilité du régulateur, lors d'une charge impulsionale



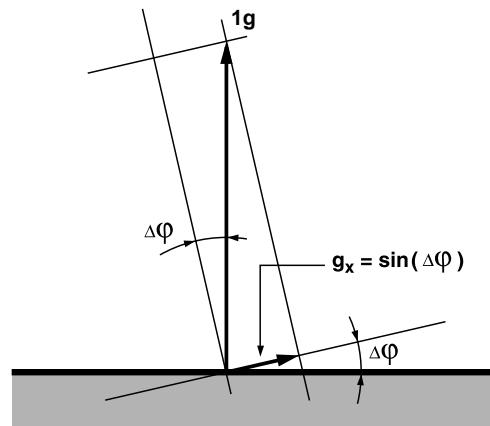
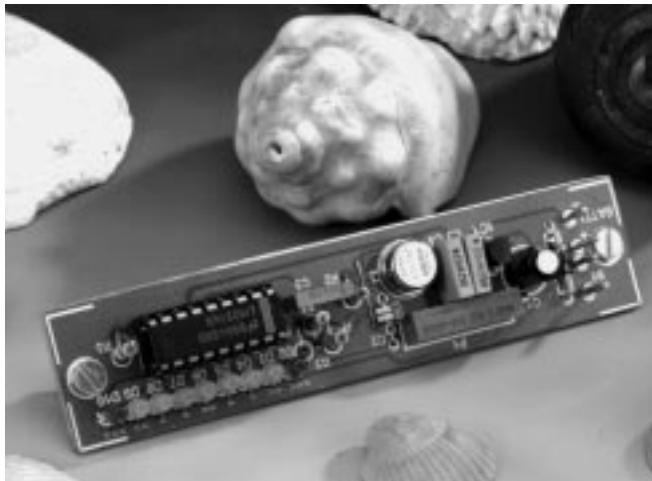
\* voir texte

maximale en particulier. Il nous faut signaler la très haute impédance du circuit, ce qui sous-entend, lors de son utilisation, de l'implanter de préférence dans un boîtier blindant de manière à le protéger contre l'influence de parasites magnétiques et électromagnétiques extérieurs.

Pour tester le régulateur on le charge à 1 mA continu, pour ensuite augmenter le courant de sortie pulsant (rapport cyclique de 50%) jusqu'à 1 mA. Le tableau 1 récapitule les résultats de mesure, Io représentant la consommation propre du circuit.

984034-11

# niveau à bulle électronique



Nous avons le plaisir de vous proposer ici l'homologue électronique du niveau à bulle traditionnel (celui utilisé par les maçons et autres charpentiers) doté d'un petit tube de verre en forme de haricot rempli d'alcool et contenant une bulle d'air dont la position permet de déterminer l'horizontalité d'un plan sous quelque forme que ce soit.

## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 1MΩ8

R2 = 47 kΩ

R3 = 270 kΩ

R4 = 3kΩ9

P1 = 20 kΩ ajustable multi-tour horizontal

### Condensateurs :

C1 = 100 µF/16 V radial

C2 = 100 nF Sibatit (Siemens)

C3,C4 = 22 nF MKT (Siemens)

C5 = 100 nF MKT (Siemens)

### Semi-conducteurs :

D1 = 1N4001

D2,D10 = LED rouge haut rendement

D3,D4,D8,D9 = LED jaune haut rendement

D5,D6,D7 = LED verte haut rendement

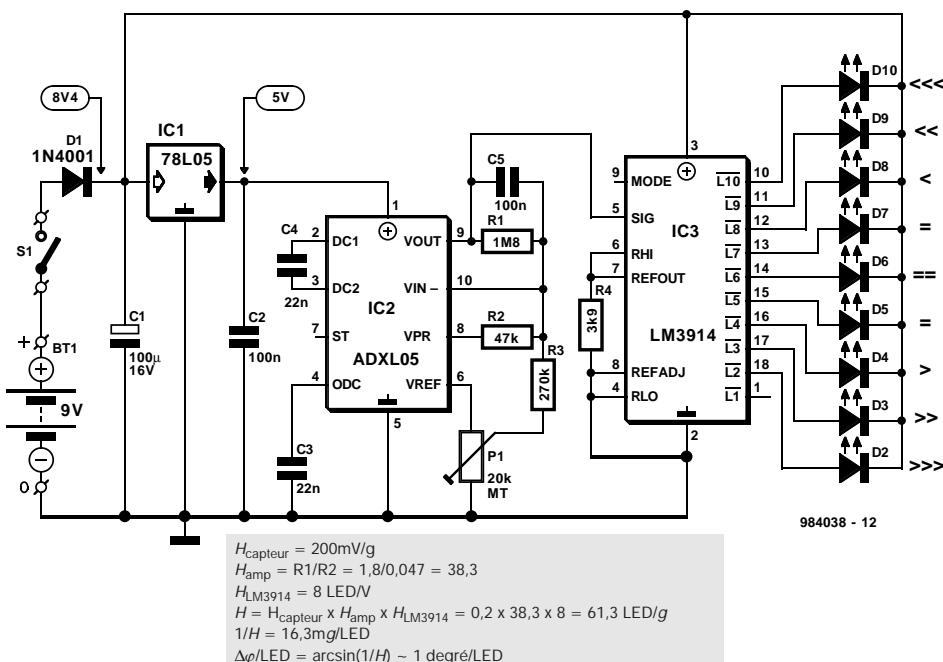
IC1 = 78L05

IC2 = ADXL05JH (Analog Devices)

IC3 = LM3914N (National Semiconductor)

### Divers :

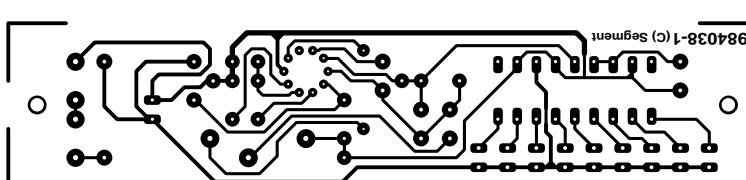
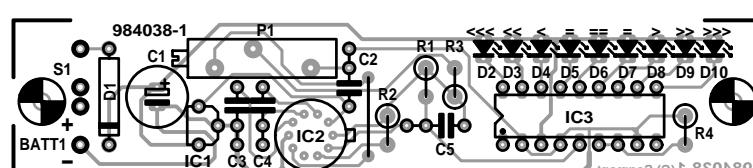
S1 = interrupteur marche/arrêt à contact travail pile 9 V avec connecteur à bouton pression



Le coeur de notre montage est un capteur d'accélération (g-mètre) de l'écurie Analog Devices, un ADXL05 (1,2).

Lorsqu'il est positionné horizontalement, ce capteur détecte une force gravitationnelle de 0 g. La sensibilité du capteur est de

l'ordre de 200 mV/g. Le tampon de sortie interne a été conçu de manière à fournir un gain égal à (R1/R2) soit de l'ordre de 38,3,



ce qui fait passer la sensibilité standard à 7,66 V/g. La sortie de l'ADXL05, sa broche 9, attaque l'entrée de signal d'un LM3914, un CAN avec fonction de driver de barregraphe à LED, IC3. La résistance connectée au LM3914, R4, définit l'allumage de la LED de pleine échelle, D10, lorsque la tension d'entrée est de 1,25 V. Ceci signifie que le pas du barregraphe à LED est de 0,125 V, la sensibilité du niveau à bulle passant à 16,32 mg par LED, ce qui revient à 1 LED par degré d'inclinaison.

Il est à noter que le fonctionnement du circuit est affecté par des variations de température. La dérive atteignant 0,4 mV par degré Celsius à un gain unitaire, la variation (gradient de dérive en température) à la sortie atteint 15 mV/°C pour un gain de 38,3. Ceci se traduit par une variation de 8 °C par LED, ce qui implique qu'il faut, avant de s'en servir, calibrer l'appareil. L'ajustable P1 et la résistance R3 remplissent une double fonction : ils constituent un double réseau de compensa-

tion de la dérive (*offset*), ±0,3 V environ et font en sorte que la LED centrale, D6 soit allumée lorsque le capteur se trouve très précisément à l'horizontal (potentiel 0 g). On jouera alors sur l'ajustable P1 jusqu'à obtenir l'allumage de D6. A supposer que le capteur soit placé sur une surface bien horizontale, on fera subir à l'instrument une rotation de 180 °. On divise alors par 2 le nombre de LED décalées vers la gauche ou la droite et on joue avec douceur sur P1 jusqu'à ce que le nombre de LED trouvé se trouve décalé de part et d'autre de D6. On vérifiera le réglage par une nouvelle rotation de 180 ° de l'appareil. L'erreur par rapport à D6 devrait être la même, mais dans l'autre sens cette fois. Le niveau à bulle électronique tire, de la pile compacte de 9 V qui l'alimente, de l'ordre de 20 mA.

## Références

*ADXL05, accéléromètre, fiche d'application, Elektor, avril 1997  
accéléromètre, Elektor, juin 1998*

984038-1

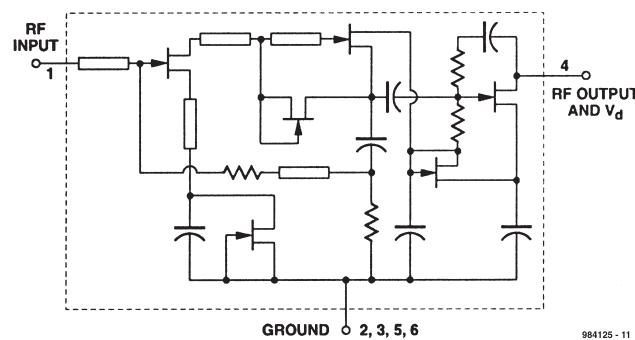
059

# amplificateur 6 GHz à faible bruit

G. Kleine

Hewlett-Packard vient de lancer un nouveau MMIC (**Monolithic Microwave Integrated Circuit**) sur le marché, composant qu'ils ont porté sur les fonds baptismaux sous la dénomination de MGA86563. Ce MGA86563 est un amplificateur GaAs (arsénide de gallium) faible bruit pouvant travailler jusqu'à 6 GHz et doté d'un dispositif de génération de tension de polarisation. Ce composant se contente d'une alimentation de +5 V et ne consomme que 14 mA vu que les alimentations en continu des différents transistors intégrés dans le MMIC sont commutées par des sources de courant constant prises en série. Ceci permet de se passer de la résistance de limitation de courant classique avec sa, ô combien peu sympathique, chute de tension.

Le gain introduit par le MGA86563 est de l'ordre de 22 dB à 2,4 GHz, étant toujours



de l'ordre de 15 dB à 500 MHz et à 6 GHz. Le facteur de bruit est, entre 1 et 5 GHz, inférieur à 1,8 dB avec un minimum de 1,5 dB à 1,5 GHz. On notera que le facteur de bruit croît sensiblement lorsque la température augmente.

La puissance de sortie du MGA86563 se situe à 4 dBm; elle peut être accrue de l'ordre de 1 dBm par augmentation à

+7 V de la tension d'alimentation. Le MGA86563 est proposé en un boîtier très compact du type SOT-363.

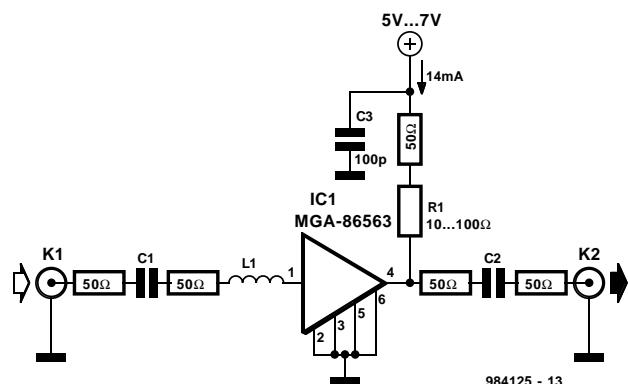
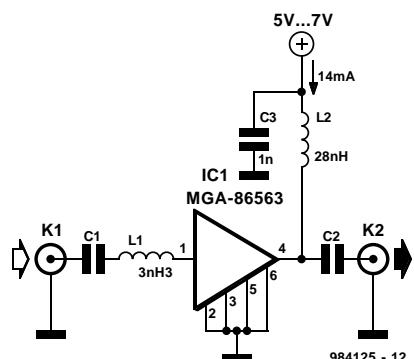
Le circuit d'application simple proposé ici et capable de travailler jusqu'à 2,5 GHz environ, fait appel à une self CMS de 3,3 nH (L1) en vue d'optimiser l'adaptation d'entrée à 2 GHz. La self L2 ne doit pas présenter de résonance dans son domaine

de fréquences de service, de qui explique qu'elle ne fasse que 28 nH, valeur relativement faible. Si l'on travaille à des fréquences sensiblement moindres il ne faudra pas hésiter à donner à cette self une valeur plus importante.

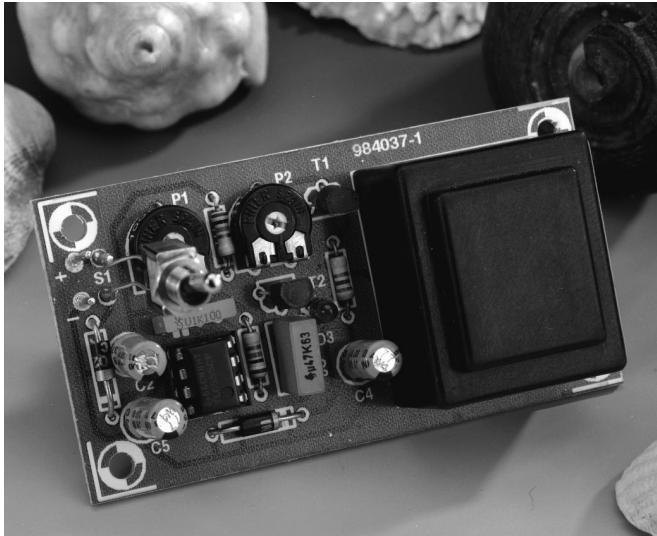
Des applications allant jusqu'à 6 GHz impliquent un câblage selon les règles de la HF faisant appel à des lignes microstrip jusqu'au niveau du MGA86563. La self servant au découplage du signal par rapport à la tension d'alimentation ne pourra plus être du type CMS (Composant pour Montage en Surface). Il vaudra mieux utiliser à une ligne microstrip ( $\lambda/4$ ) court-circuittée par C3 et amortie par R1. L1 sert ici encore à l'adaptation de l'entrée et à l'adaptation du niveau de bruit et devra être dimensionnée en fonction de la plage de fréquences de service.

*Source : Fiche de caractéristiques du MGA-86563, Hewlett-Packard*

984125-11



# **stimulateur musculaire à faible impact**



Utilisé avec précaution, ce montage peut produire une stimulation, à petite échelle, des muscles. Les 2 électrodes sont appliquées sur la peau dans la zone du muscle à stimuler. La distance entre les électrodes devra être comprise entre 1 et 5 cm. Le montage produit des impulsions de tension à une fréquence ajustable pouvant aller de 0,6 à 4 Hz. Le niveau de la tension de sortie est lui aussi ajustable entre 0 V et 250 V. L'énergie impulsionnelle maximale que puisse produire le circuit est limitée à de l'ordre de 0,4 mJ, niveau généralement

admis comme ne présentant pas le moindre danger.

Le TLC555, IC1, est monté en multivibrateur astable (MVA). L'ajustable P1 permet de jouer sur la fréquence du signal de sortie. Le transistor T1 et l'ajustable P2 constituent une source de tension ajustable qui, par le biais de la résistance R3, charge le condensateur C4 jusqu'au niveau de tension défini par l'ajustable P2. L'examen de l'expression mathématique de l'énergie stockée dans le condensateur et qui s'énonce  $0,5 \cdot C \cdot U_2$ , montre que C4 stocke une quantité d'énergie

relativement bien définie inférieure ou égale à 0,4 mJ. La mise en charge, à travers R3, du condensateur C3, constitue une technique simple et sûre pour limiter la puissance maximale pouvant être transférée au muscle. En ce qui concerne la durée d'activité des impulsions (*on-time*), la résistance de sortie du TLC555 combinée à la capacité de C3 limite à 0,5 ms la durée de conduction du transistor T2. Pendant cet intervalle, le transistor T1 connecte l'enroulement basse-tension du transformateur Tr1 en parallèle sur C4, permettant ainsi le transfert vers les électrodes de l'énergie stockée dans le condensateur et depuis celles-ci vers la peau du « cobaye ». La LED D3 visualise l'activité impulsionale. Il vous faudra réaliser vous-même la platine nécessaire, mais nous vous en proposons un dessin des pistes et une sérigraphie de l'implantation des composants.

*bras ou des jambes, mais ne saurait être utilisée en vue d'une stimulation cardiaque. En cas de doute, posez la question à votre médecin.*

984037-I

## Liste des composants

### Résistances :

R<sub>1</sub>,R<sub>2</sub> = 10 kΩ

$$R_3 = 4k\Omega$$

P1 = adjustable 100 kΩ

## horizontal

### Condensateurs :

C1 = 100 nF MKT (Siemens)  
 C2,C4,C5 = 10  $\mu$ F/16 V radial  
 C3 = 470 nF MKT (Siemens)

### Semi-conducteurs :

Semi-conductor  
D1 D2 = 1N4001

D3 = LED rouge à haut rendement

element  
T1 = BC547B

T1 = BC347B  
T2 = BC337

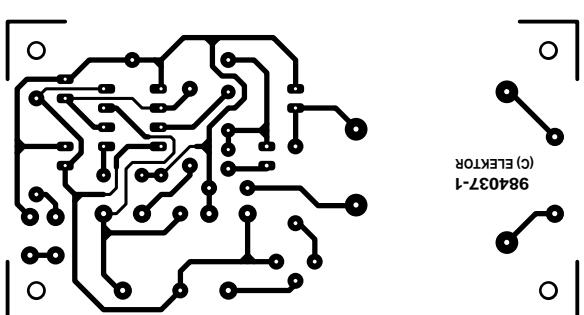
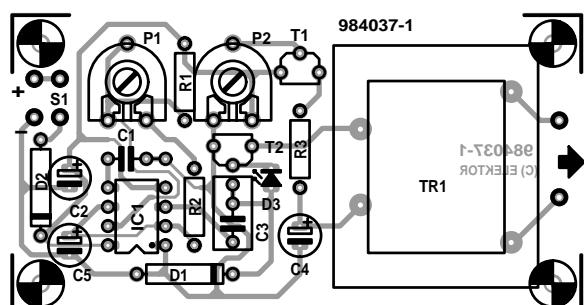
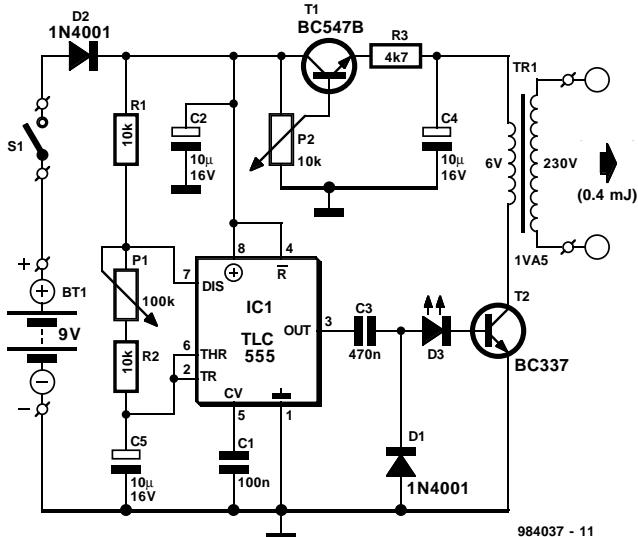
IC1 = TLC555CP (Texas Instruments, doit impérativement être un CMOS)

Divers :

Bt1 = pile compacte 9 V avec connecteur à pression

S1 = interrupteur  
marche/arrêt

Tr1 = transformateur secteur  
6 V/1,5 VA, tel que, par  
exemple, VTR1106  
(Monacor)

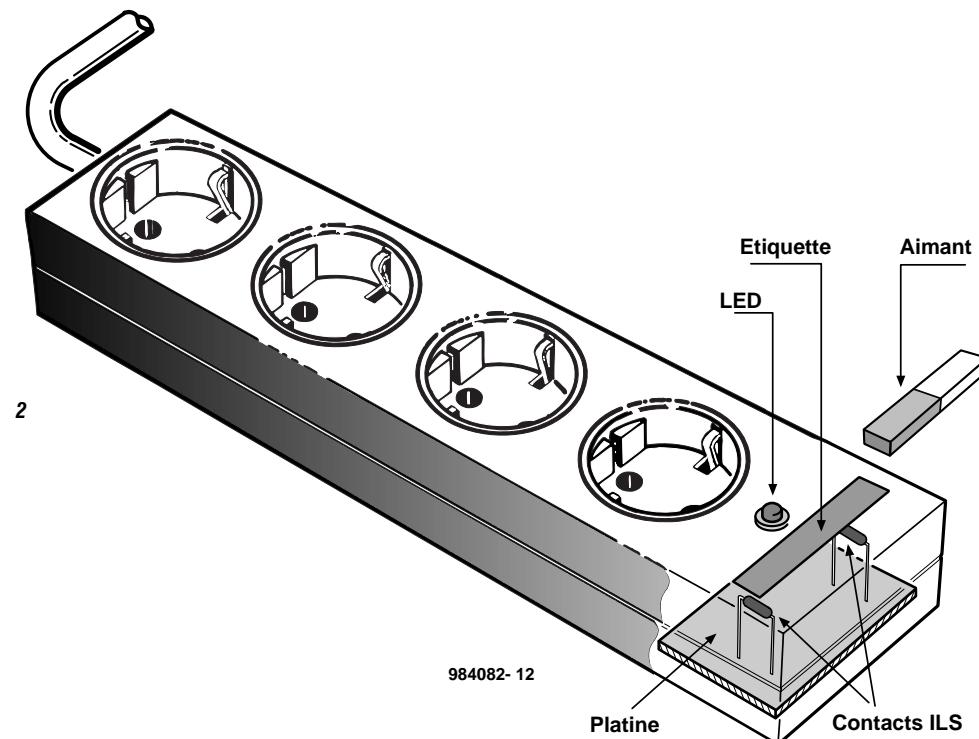
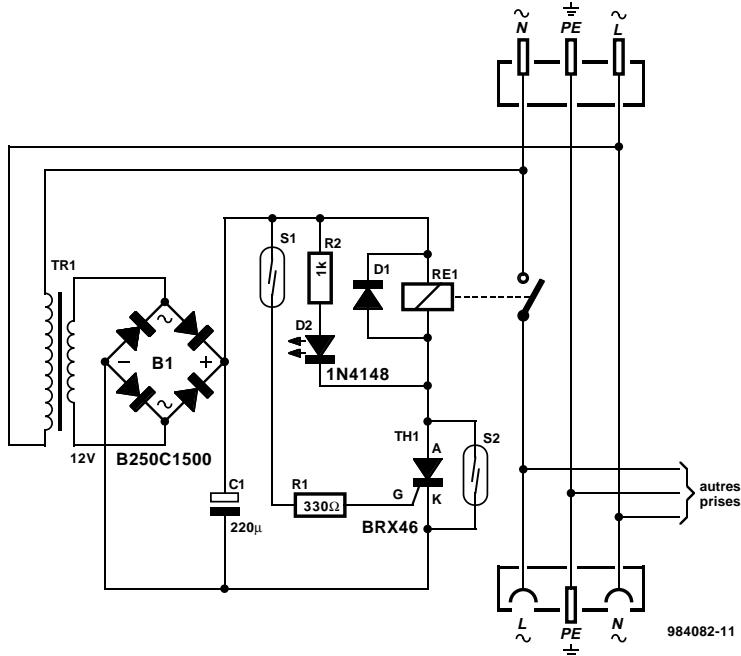


# rampe multiprises à commutateur secret

P. Lay

Personne ne doute, les possesseurs de systèmes micro-informatiques encore moins que les autres, de l'utilité d'une rampe multiprises, sur laquelle viennent se brancher plusieurs appareils que l'on peut mettre simultanément, par une simple action sur l'interrupteur à bascule qu'elle comporte, sous tension. Leur seul inconvénient, si tant est que l'on puisse parler d'inconvénient, est leur accessibilité. N'importe qui peut appuyer sur l'interrupteur et les appareils sont alimentés. Cette utilisation intempestive et illégale –du point de vue du propriétaire lorsqu'il n'a pas donné son accord à l'utilisation du système– est hors-question si on

1



dote la rampe d'un commutateur secret. Qui oserait imaginer, à moins d'être lecteur du numéro de juillet/août 98 d'Elektor, que la rampe multiprises puisse être dotée d'une électronique secrète qui coupe la ligne de phase et que seule la prise d'une mesure connue des seuls initiés permet de la rétablir pour que la rampe soit à nouveau en mesure de

fournir la tension du secteur. Cette électronique-mystère est en fait un relais et son circuit de commande qui prend la forme d'un thyristor et de 2 contacts ILS (Interrupteur à Lame Souple, également connu sous la dénomination de relais Reed), S1 et S2. En cas d'activation, par le biais d'un aimant, du relais ILS S1, on aura circula-

tion, via la résistance R1, d'un courant suffisamment important pour produire l'amorçage du thyristor. Une fois amorcé, le thyristor active le relais et la tension du secteur apparaît sur les contacts de la rampe multiprises. On aura, simultanément, allumage de la LED D2 qui indique que le dispositif est opérationnel. Le thyristor reste

conducteur même après disparition de la tension d'amorçage vu que la tension de maintien est dépassée. Cette situation reste inchangée jusqu'à ce que l'on ait fermeture, par un second passage de l'aimant, du second relais ILS qui lui court-circuite le thyristor. Ce changement d'état le fait tomber en-deçà de la tension de maintien de sorte que le thyristor bloque, ce qui se traduit par un décollage du relais et, partant, la coupure de la ligne de phase et donc la mise hors-tension secteur de la rampe. Le transformateur Tr1, associé au pont de redressement B1 et au condensateur C1, constitue une alimentation primitive non régulée, la diode D1 étant la diode de roue libre classique que l'on retrouve avec toutes les bobines de relais.

La figure 2 vous propose une coupe de notre rampe multiprises « trafiquée ». On fixera les relais ILS sur l'intérieur de la coquille de la rampe, avec de la colle bi-composant ou par toute autre technique, en veillant à ce qu'ils réagissent au champ magnétique produit par un aimant passé à proximité du point marqué subrepticement sur la rampe.

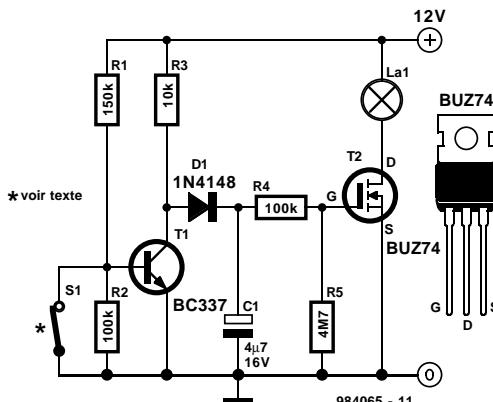
984082-11

062

# gradateur pour plafonnier

W. Labudda

Le thème de l'éclairage automobile intérieur reste d'actualité tant qu'il restera des voitures ne possédant pas ces accessoires (dits, à tort, de luxe) et ces véhicules se comptent encore par millions. La variante proposée ici produit un allumage et une extinction progressives du plafonnier de sorte qu'après une longue randonnée nocturne (ou quelqu'autre activité nocturne ayant pour location une voiture) on ne doit pas confronté à la lumière éblouissante de l'ampoule du plafonnier lors de l'ouverture de la porte. Tout le monde sait que la temporisation de l'extinction du plafonnier après entrée dans le véhicule favorise la fermeture de la ceinture de sécurité et la mise de la clé dans le contact. Comme il faut pouvoir continuer d'utiliser le contact de porte il est inévitable d'avoir à procéder à une petite modification du câblage électrique. Pour obtenir l'allumage du plafon-



nier, le contact de porte, à l'ouverture de la porte, se ferme le circuit électrique de l'ampoule étant alors clos vers la masse. Lorsque la porte est fermée, le transistor T1 relié au contact est en conduction de sorte que le transistor T2 est bloqué et que le plafonnier reste éteint. Lorsque, à l'ouverture de la porte, le contact se ferme, il met la base de T1 à la masse de

sorte que ce transistor bloque. C1 se charge alors, via la résistance R3 et la diode D1, relativement vite, faisant entre T2 en conduction de sorte que le plafonnier s'allume.

Si maintenant, on referme la porte, T1 se remet à conduire et partant bloque la charge de C1. Ce condensateur se décharge alors lentement au travers de la résistance de forte valeur,

$4M\Omega$ , R5, de sorte que T2 reste en conduction pendant un certain temps avant de devenir progressivement bloquant. Résultat : l'ampoule continue de brûler pour s'éteindre graduellement.

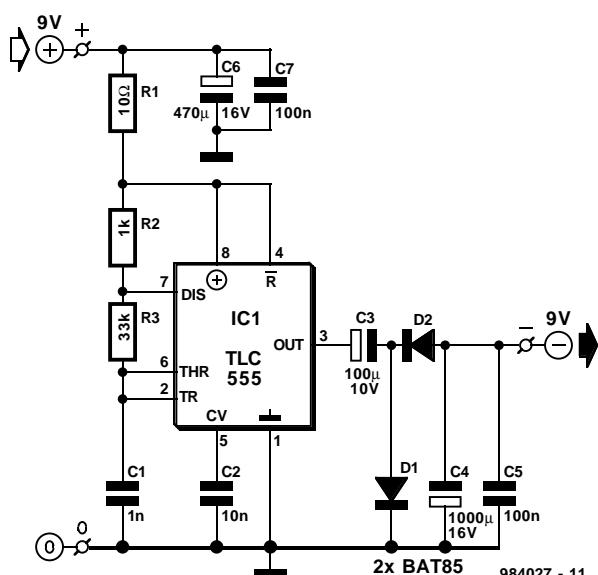
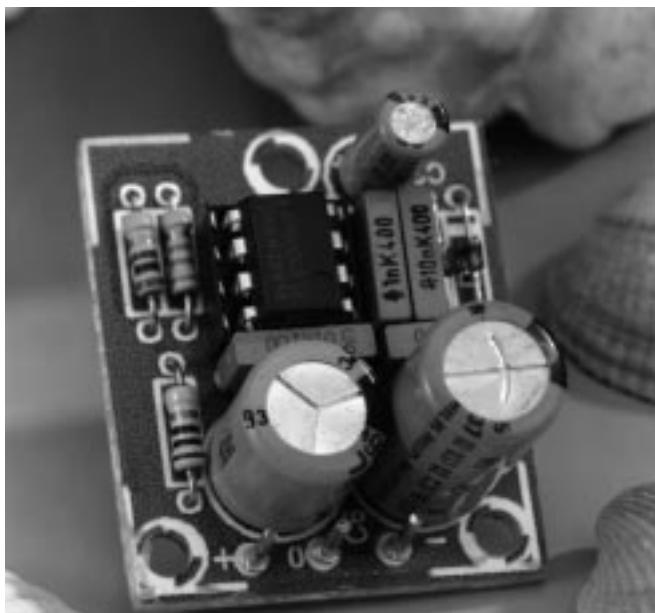
Le choix des valeurs attribuées à R3, R5 et C1 définit la durée de la temporisation; rien n'interdit de les modifier dans certaines limites. Le choix, pour R3, d'une valeur plus élevée augmente la progressivité de l'extinction du plafonnier lors de l'ouverture de la porte.

On pourra utiliser, pour T2, pratiquement n'importe quel MOSFET de puissance à canal N; étant donné les crêtes de tension présentes sur le réseau de bord d'une voiture, il faudra veiller à ce que la tension drain-source admissible du transistor choisi soit de 50 V au minimum. Le BUZ74 adopté par l'auteur tient, en ce qui concerne cette caractéristique, même 500 V.

984065-1

063

# convertisseur CC-CC



Le présent montage repose sur un circuit qu'il n'est plus nécessaire de vous présenter, un températeur du type 555. Il convertit une tension positive de 9 V en une tension négative. Il se peut que l'on ait besoin d'un tel convertisseur CC-CC lorsque l'on travaille avec des équipements alimentés par pile ou que l'on fait appel à des circuits intégrés d'une génération précédente nécessitant une polarisation négative à courant faible. On pourra également faire appel à la présente électronique lorsque l'on ne veut utiliser qu'une seule pile pour alimenter un montage requérant une alimentation symétrique.

#### Tension de pile: 9,1 V

$R_L$	$I_S$	$V_-$	Rendement
infinie	4,8 mA	-8,89 V	0%
6,8 k $\Omega$	6,0 mA	-8,3 V	18%
1,5 k $\Omega$	9,55 mA	-7,2 V	40%
680 $\Omega$	13,43 mA	-5,93 V	42%

Le TLC555 de Texas Instruments est une version CMOS de son homologue bipolaire, le NE555, plus ancien. S'il vous est impossible de mettre la main sur un TLC555, rien ne vous interdit d'utiliser un 7555. Notre TLC555 est monté ici en multivibrateur astable dont la fréquence de travail est déterminée par les valeurs de R2, R3 et C1. Cette fréquence est ici de l'ordre de 20 kHz. Le signal rectangulaire produit par l'oscillateur présente un rapport cyclique proche de 0,5; il attaque un redresseur en cascade, C3/D1/D2/C4. Notez l'utilisation de BAT85, des diodes Schottky, ceci en raison de la

#### Liste des composants

Résistances :

R1 = 10  $\Omega$   
R2 = 1 k $\Omega$   
R3 = 33 k $\Omega$

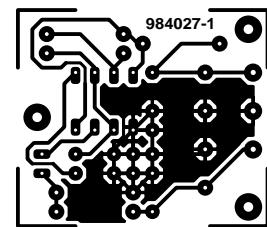
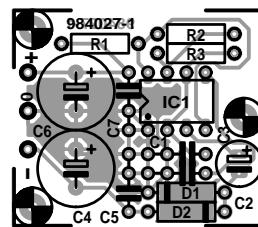
Condensateurs :

C1 = 1 nF

C2 = 10 nF  
C3 = 100  $\mu$ F/10 V radial  
C4 = 1 000  $\mu$ F/16 V radial  
C5,C7 = 100 nF  
C6 = 470  $\mu$ F/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1,D2 = BAT85  
IC1 = TLC555 ou 7555



faible chute de tension qu'elles introduise dans le sens direct, 0,4 V seulement au lieu des 0,7 V des diodes silicium courantes telles que la 1N4148. C4 filtre la tension redressée, C5 servant à éliminer le bruit HF. La triplette R1, C6 et C7 découpe la tension d'alimentation du TLC555. La consommation de courant du circuit dépend pour une grande part de

la charge prise à la sortie -9 V. Comme le montre le tableau ci-dessous, la sortie devrait pouvoir fournir de l'ordre de 10 mA avant que la tension de sortie ne s'effondre.

Nous vous proposons un dessin de platine miniature qui vous permettra d'intégrer ce convertisseur dans un équipement ne disposant que de peu de place libre.

984027-1

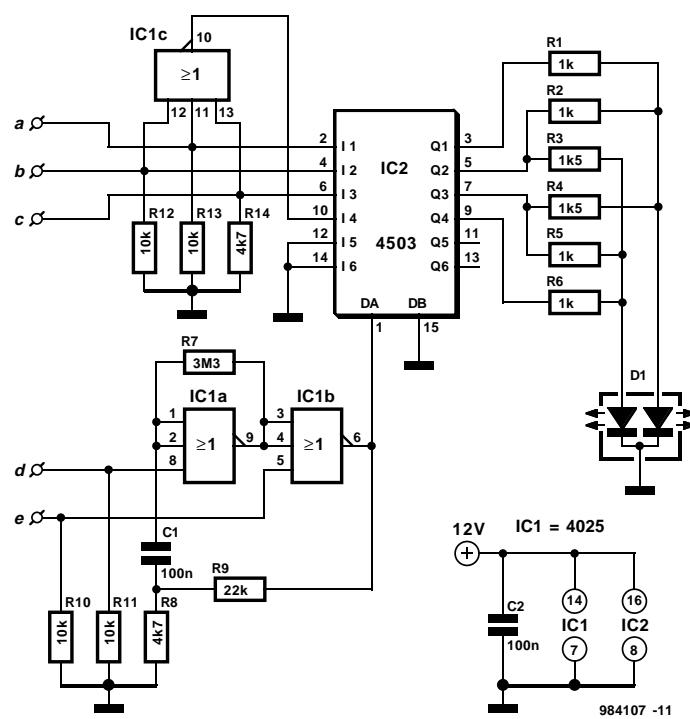
064

## LED multicolore

Projet : V. Mitrovic

Combien de conditions une seule et unique LED permet-elle, à votre avis, de visualiser ? 2, 3 peut-être ? En vous aidant de l'électronique décrite ici, beaucoup plus !

Il nous faut admettre que nous avons ici fait appel à une LED bicolore. Un composant de ce genre comporte 2 puces photovoltaïques, émettant, en règle générale, respectivement de la lumière rouge et de la lumière verte, encapsulées dans le même boîtier. Une telle LED comporte 3 broches : 2 pour les anodes et une pour la cathode commune aux 2 diodes. Cette approche permet une activation séparée de chacune des 2 LED. Il devient possible ainsi d'obtenir différentes couleurs en jouant sur le courant traversant les 2 diodes. Il n'y a pas de problème à percevoir un minimum de 4 couleurs : rouge pur, vert pur, orange ( $I_R \sim 2I_G$ ) et jaune



$(I_G \sim 2I_R)$ .

Ici, les LED sont attaquées par des tampons 3 états du type 4503, qui contrairement à la plupart de ses congénères de la famille 4000 CMOS, est capable de fournir jusqu'à 10 mA de courant de sortie. Les résistances R1 à R6 limitent le courant à travers les LED. On pourra leur attribuer une valeur en fonction de la luminosité et des couleurs désirées.

À l'origine, le circuit a été déve-

loppé pour donner l'état de 3 entrées a, b et c (non binaire, c'est-à-dire que l'une d'entre elles seulement était, à un instant donné, au niveau « 1 »), la configuration (a=b=c=0) représentant le quatrième état. Ce dernier état est décodé par la porte NAND IC1c. Les portes IC1a et IC1b, qui sont interconnectées pour constituer un circuit oscillant générant approximativement 2 impulsions par seconde, introduisent un effet

additionnel. Les dites impulsions servent au pilotage de l'entrée de validation commune DA, la broche 1, du 4503, produisant ainsi un effet de clignotement. La commande de l'oscillateur se fait par les entrées « d » et « e ». La mise au niveau haut de ces 2 entrées arrête l'oscillateur et le driver de LED. Si e=0 et d=1, les sorties du 4503 sont mises à haute impédance (3 états), le circuit étant lui mis en mode de veille à

faible consommation (*power-down standby*).

Bien que prévu à l'origine pour une tension d'alimentation de 12 V, ce montage ne fera pas le difficile et travaillera parfaitement à toute tension d'alimentation comprise entre 5 et 18 V. Les entrées non utilisées des circuits CMOS doivent être forcées à la masse par le biais de résistances-talon de 10 à 100 kΩ.

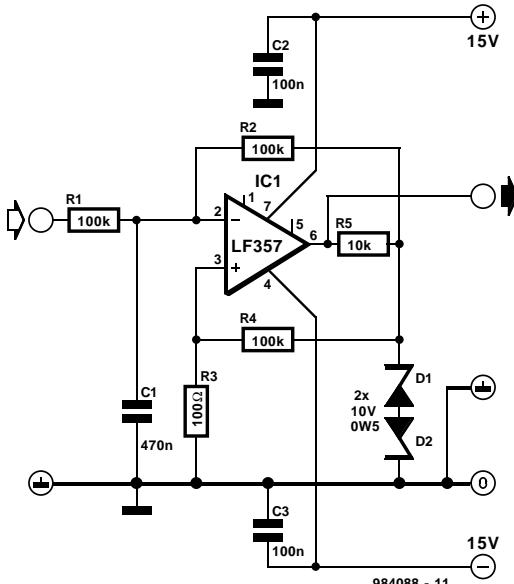
984107-1

065

## modulateur impulsion/fréquence

Le modulateur impulsion/fréquence combiné proposé ici constitue un circuit compact et efficace. Il est possible d'influencer la largeur d'impulsion du signal de sortie en influençant, par l'intermédiaire de la résistance R1, le point de basculement du comparateur IC1 à l'aide d'un courant de commande. Les résistances R3 et R4 déterminent l'hystéresis. Sur le présent montage, le pilotage du comparateur par le biais de cette tension de commande se traduit par un décalage non seulement de la largeur d'impulsion mais également de la fréquence. Dans le cas d'une tension d'entrée de 0 V, la fréquence atteint sa valeur maximale qui est, avec le dimensionnement choisi ici, de l'ordre de 3,8 kHz. La tension de sortie présente une amplitude de  $\pm 12$  à 13 V.

Plus on décale, à l'aide d'une



tension de commande, le point de fonctionnement, plus il faudra de temps pour disposer aux bornes de C1 d'un niveau de tension repassant en-deçà du seuil de IC1.

Si la tension de commande dépasse la tension zener, l'oscillateur s'arrête. La durée de période maximale est de 25 ms, valeur que l'on peut aisément modifier en jouant sur la valeur de C1. Il va sans dire que tout redimensionnement exerce également une influence sur la fréquence maximale. Le rapport cyclique est inversement proportionnel à la valeur de la tension de commande. La largeur d'impulsion minimum que l'on puisse espérer à la fréquence la plus faible possible est de 6  $\mu$ s. La consommation de courant est inférieure à 5 mA.

984088-1

066

## électrificateur d'expérimentation

d'après une idée de P. Lay

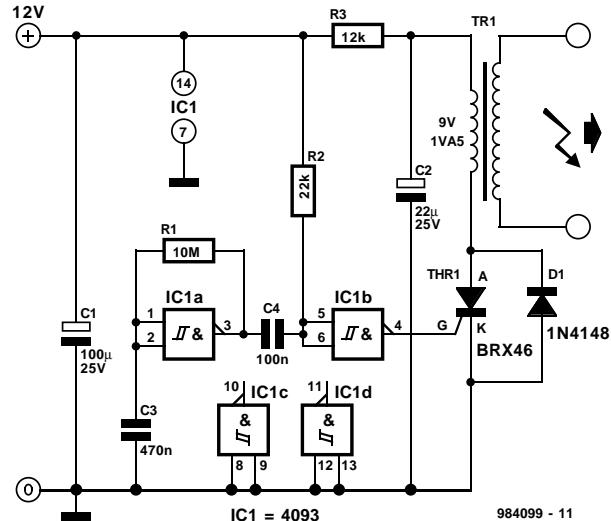
Ce montage de 3 sous est destiné à permettre de procéder à des expériences innocentes (et ne présentant pas le moindre danger) avec des impulsions de haute tension (HT); son principe

de fonctionnement est proche de celui d'une clôture électrique telle qu'on les rencontre dans la campagne. La fréquence de répétition des impulsions est de l'ordre de 0,5 Hz (une impulsion toutes les 2 s), fréquence définie

par la constante de temps du réseau RC R1/C3 de l'oscillateur basé sur la porte IC1a. L'étage monté en aval transforme le signal rectangulaire en impulsions en aiguille. Le réseau de différentiation R2/C4

définit, de concert avec le seuil de commutation de l'entrée à trigger de Schmitt de IC1b, la durée de ces impulsions, qui est de l'ordre de 1,5 ms. La sortie de IC1b est reliée directement à la grille du thyristor Thr1 de

sorte que les dites impulsions amorcent directement le thyristor. La génération de la HT requise fait appel à un petit transformateur secteur dont l'enroulement secondaire (enroulement 9 V) devient ici le primaire et, en association avec C2, constitue un circuit résonant. C2 se charge, à travers R3, jusqu'à atteindre le niveau de la tension d'alimentation de 12 V. Dès qu'une impulsion en provenance de IC1b amorce le thyristor, le condensateur se décharge à travers l'enroulement secondaire du transformateur. L'énergie stockée dans le condensateur n'est pas perdue, mais est transférée au transformateur (il serait plus juste de dire qu'elle est transmise au champ magnétique que le transformateur crée sous l'effet de la circulation de courant). Ce flux de courant cesse dès que le condensateur est déchargé. Le champ diminue, s'effondre pour induire, dans l'enroulement du transformateur, une tension (tension de self-induction) de polarité inverse à la tension appliquée précédemment au transformateur. Le sens de circulation du courant reste donc le



984099 - 11

même, le condensateur C2 se voyant cependant chargé en polarité inverse de sorte qu'il adopte une polarité négative. Lorsque le transformateur a rendu au condensateur l'énergie qu'il avait stocké, le sens de circulation du courant s'inverse et le condensateur C2 chargé négativement se décharge à travers la diode D1 et l'enroulement du secondaire. Dès la première décharge du condensateur C2 le thyristor se voit privé de courant et partant bloqué. Après la seconde décharge de C2 c'est D1 qui bloque, le trajet vers le transformateur étant de ce fait bloqué et le condensateur se recharge, par le biais de R3, à

12 V. Le processus reprend au début dès l'impulsion suivante produite par IC1b. Comme le transformateur induit, après la fin de la décharge du condensateur, du côté du primaire, une tension non seulement primaire mais également secondaire, on a apparition sur l'enroulement du secondaire, à chaque amorçage du thyristor 2 impulsions de tension de polarités inverses. Ces tensions de self-induction du côté du secondaire (enroulement 230 V du transformateur) sont, de par le nombre plus élevé de spires, bien plus élevées, pouvant atteindre, hors-charge, plusieurs centaines de volts. Vu, cependant, que le condensateur ne stocke qu'une quantité d'énergie relativement faible (la consommation de courant du circuit ne dépasse guère 2 mA), la tension de sortie ne présente pas le moindre danger pour les humains ni pour les animaux. Elle suffit cependant pour produire une réaction sensible (contraction, pour ne pas dire tétonisation, des muscles).

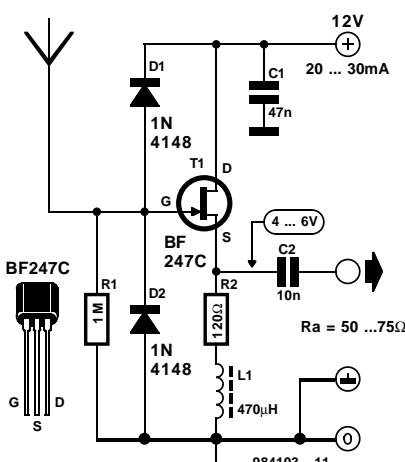
984099-1

067

## antenne active

Dans le cas de la réception de signaux HF, la longueur de l'antenne joue un rôle presque insignifiant sur le rapport signal/bruit tant que le niveau du bruit intrinsèque du récepteur ne dépasse pas le niveau de bruit en provenance de l'extérieur. Il est possible partant, d'obtenir d'excellents résultats de réception avec une antenne télescopique si tant est que l'on trafique dans la plage de fréquences allant de 10 kHz à quelque 30 MHz.

Il ne faudra cependant pas perdre de vue alors la nécessité d'adaptation correcte de l'antenne au récepteur. Plus l'antenne est courte plus sa résistance apparente est importante. Dans le cas d'une antenne rigide, cette résistance apparente peut atteindre plusieurs kilohms. Vu que la somme de la résistance apparente et de la résistance de rayonnement doit être égale à la résistance d'en-



trée du récepteur, à savoir entre 50 et 75 Ω, il faudra impérativement prendre des mesures d'adaptation. C'est très précisément la fonction du montage proposé ici. Le FET monté en source-suiveuse présente une impédance d'en-

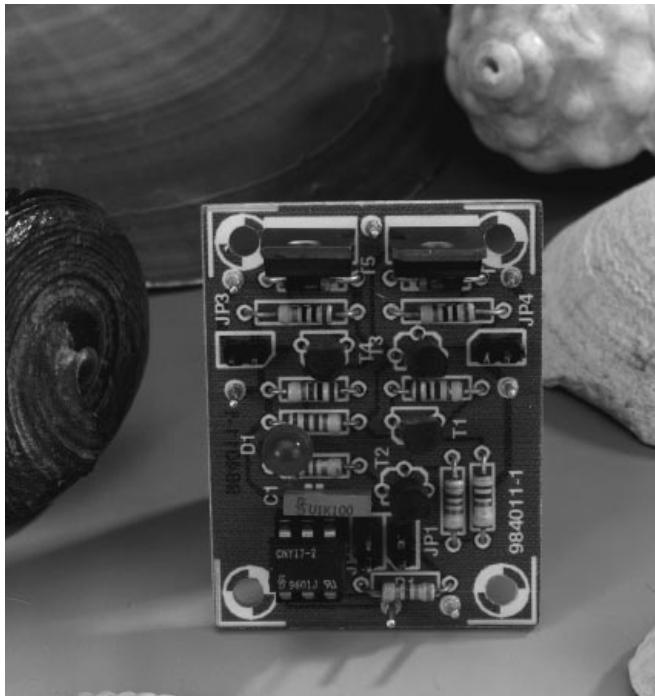
sistor aux fréquences élevées. Les diodes D1 et D2 limitent à +12,6 et -0,6 V respectivement la tension de signal.

L'antenne télescopique pourra avoir une longueur comprise entre 0,5 et 1 m, ce qui se traduit par une plage de fréquences de réception allant de 10 kHz à 100 MHz. La consommation de courant est, avec ses quelque 20 à 30 mA, relativement importante de sorte qu'il faudra doter le convertisseur d'impédance de sa propre alimentation de 12 V, voire dériver cette alimentation de celle du récepteur, mais certainement pas envisager une alimentation par piles ou accus.

La liaison entre l'antenne télescopique et le FET doit être aussi courte que possible, la liaison asymétrique (coaxiale) de 50 ou 75 Ω allant au récepteur pouvant elle être légèrement plus longue.

984103-1

# sortie numérique à driver sink/source



R. Veltkamp

Lorsque l'on utilise un PC ou un système à microcontrôleur pour piloter de vraies charges telles qu'ampoules, relais et moteurs, le monde de la micro-informatique se trouve partagé en 2 camps : les programmeurs et les spécialistes matériel. Il semblerait que les personnes

combinant ces 2 domaines soient plutôt rares ! Quoi qu'il en soit, le présent article est

destiné au second de ces groupes. Le schéma montre un driver de puissance mono-canal à entrée à isolation galvanique (optionnelle) et une sortie de puissance capable tant de drainer du courant (*sink*) que d'en fournir (*source*), d'où le titre.

Si l'on n'a que faire d'une isolation galvanique de l'entrée, on pourra omettre l'opto-coupleur et planter les 2 cavaliers. Dans ce cas, le circuit est piloté par un signal logique compatible TTL. En cas d'utilisation de l'opto-coupleur, le circuit de commande répond à une boucle de courant d'une intensité comprise entre 10 et 20 mA.

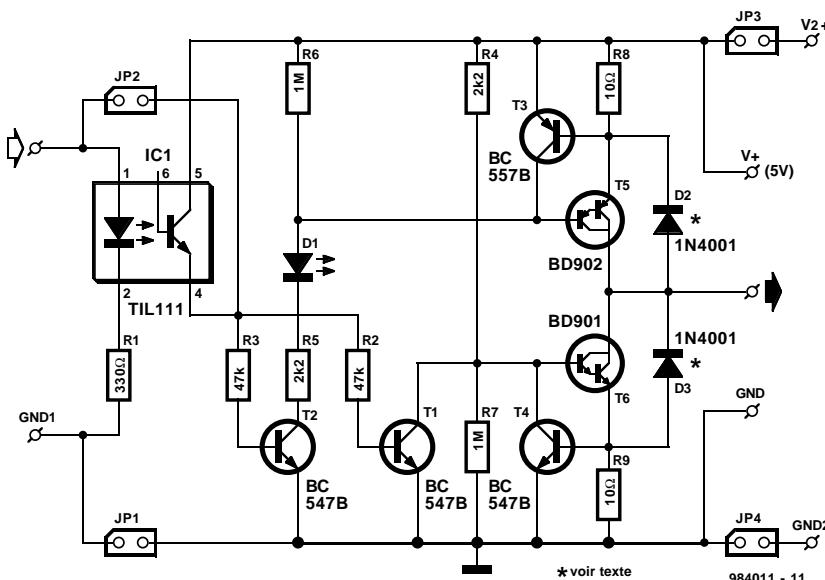
Une LED, D1, est prise dans la ligne de collecteur de l'étage d'amplification T2 en vue de fournir une indication d'activité du canal bien visible. Le driver sink/source de puissance symétrique consiste en une paire de transistors darlington complémentaires BD901/902 dotés

chacun de sa résistance de limitation de courant, R8 et R9. La résistance R8 définit le courant maximum à fournir (*source*), alors que R9 détermine le courant maximum à drainer (*sink*). On calcule les 2 courants à l'aide de la formule :

$$I = 0,65 \text{ V/R.}$$

Notons que le montage du driver source de tension sink lui-même a une consommation propre de quelque milliamperes seulement.

Les diodes D2 et D3 ne sont nécessaires que si l'on a à piloter des charges inductives telles que bobines de relais et que l'on utilise des paires de darlington différentes telles que les BD911/912. Contrairement aux BD901/902, la paire complémentaire BD911/912 ne possède pas de diodes de limitation de pics d'énergie (*anti-surge*) prises dans la ligne collecteur/émetteur. Il va sans dire qu'il faudra prévoir, en fonction du courant drainé ou fourni, un refroidisseur sur les



## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 330  $\Omega$   
R2,R3 = 47 k $\Omega$   
R4,R5 = 2k $\Omega$   
R6,R7 = 1 M $\Omega$

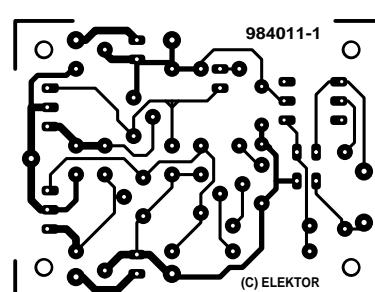
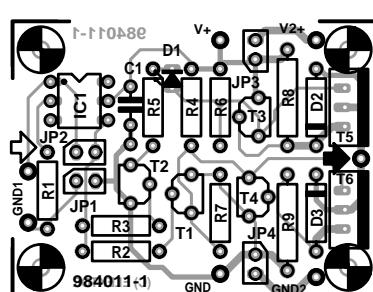
Condensateurs :

C1 = 100 nF

### Semi-conducteurs :

D1 = LED  
D2,D3 = 1N4001 (optionnelle, cf. texte)  
T1,T2,T4 = BC547B  
T3 = BC557B  
T5 = BD902 ou BD912 (cf. texte)  
T6 = BD901 ou BD911 (cf. texte)  
IC1 = TIL111 ou 4N35 ou CNY17-2

Divers :  
JP1 à JP4 = embase autoséable mâle à 2 contacts avec cavalier radiateur pour T5/T6 si nécessaire



transistors darlington.

Il faudra planter les cavaliers JP3 et JP4 au cas où les charges pilotées ne sont pas déjà reliées à une ligne d'alimentation. En cas de présence de ces 2 cavaliers, le courant de charge sera dérivé de la pla-

tine du driver.

Le présent driver peut se targuer d'être rapide : il peut supporter des fréquences de commutation allant jusqu'à de l'ordre de 3 kHz sans problème en cas d'utilisation (comme le suggère le schéma) d'un opto-

coupleur du type TIL111. On pourra même envisager des fréquences plus élevées si l'on opte pour un opto-coupleur plus rapide. S'il vous faut piloter plusieurs canaux, 4 par exemple, il vous faudra réaliser un driver sink/source par canal.

Nous vous proposons le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de cette réalisation pour que vous puissiez la réaliser vous-même.

984011-I

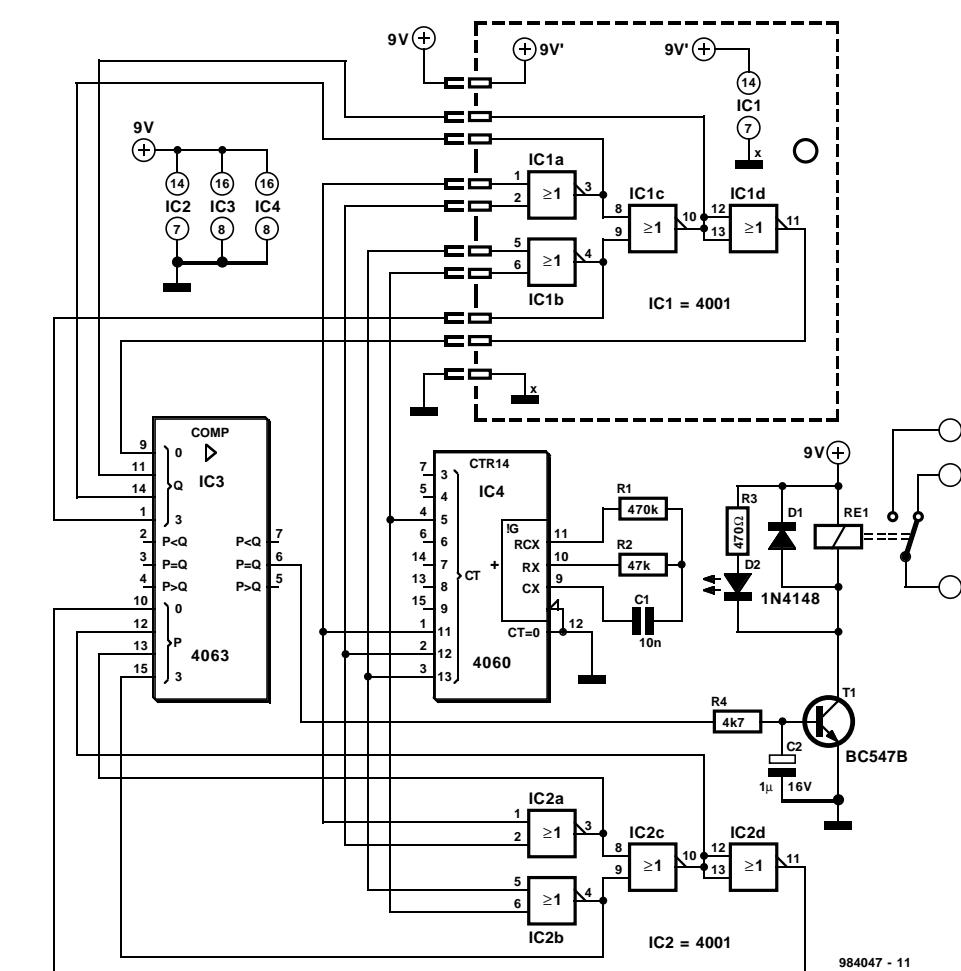
069

## Safety Key

projet : P. Lay

Safety Key est une clef électronique prenant la forme d'une carte à puce discrète. Cette « carte à puce » est en fait une petite platine dotée d'un circuit intégré. Comme l'illustre le schéma, il s'agit en fait d'un circuit intégré CMOS standard, un 4001, IC1, qui constitue, sur la platine, un circuit en logique câblé tout simple. Les entrées et sorties de cette circuiterie logique sont reportées jusqu'à un connecteur. On utilisera de préférence, pour IC1, sa version CMS et, pour l'embase de contact, un exemplaire aussi petit que possible, ceci en vue de réaliser la platine la plus compacte possible. Il suffit d'enrober l'électronique dans de la résine pour disposer d'une clef électronique compacte et robuste que l'on peut fort bien ajouter à un trousseau de clefs existant.

Après nous être intéressés à la clef, il nous faut maintenant parler de la « serrure » électronique correspondante. Il faut bien entendu que l'embase qu'elle comporte soit compatible mécaniquement avec le connecteur de la clef. L'astuce de la serrure est, au niveau de l'électronique, qu'elle comporte la même circuiterie, basée sur IC2 cette fois, que la clef. IC3, un comparateur à 4 bits, procède alors à la comparaison de la logique interne avec le circuit de la clef. Pour ce faire, on attaque les 2 électroniques à l'aide d'un signal à 4 bits fourni par un compteur binaire à 14 étages, IC4. En cas de présence de la bonne clé dans l'embase, la sortie 6 de IC3 présente un niveau haut et fait entrer T1 en conduction de sorte que le relais RE1 colle et que la LED D2 s'illumine. C2 est chargé



984047 - 11

d'éliminer d'éventuelles impulsions de niveau bas de courte durée nées de différences de durées de transfert entre les 2 circuitries logiques.

Il existe 2 possibilités pour le codage de ce système de serrure + clef électroniques : ce n'est qu'à condition d'une correspondance entre les circuits logiques et d'un brochage identique du connecteur de la clef et de l'embase de la serrure que le relais permettra l'ouverture de la porte. On pourra envisager, pour

des raisons de sécurité, d'effacer au papier-ponce le numéro de type du circuit intégré de la clef et d'utiliser de la résine opaque. Il existe un petit risque latent vu que l'on pourrait imaginer, de par l'intégration effectuée par la paire R4/C2, avoir une commande du relais (en ouverture) même si toutes les comparaisons du comparateur à 4 bits IC3 ne sont pas positives. Il est cependant très simple de sécuriser le test de vérification du codage par la prise d'une

diode, une 1N4148, en parallèle sur R4; l'anode de la dite diode sera reliée à la base de T1.

La tension d'alimentation peut prendre n'importe quelle valeur comprise entre 5 et 15 V, l'important étant de respecter la tension de service du relais. La consommation est, au repos, de l'ordre de 1 mA; lorsque le circuit est activé, ce courant nécessaire dépend principalement du relais monté dans la serrure.

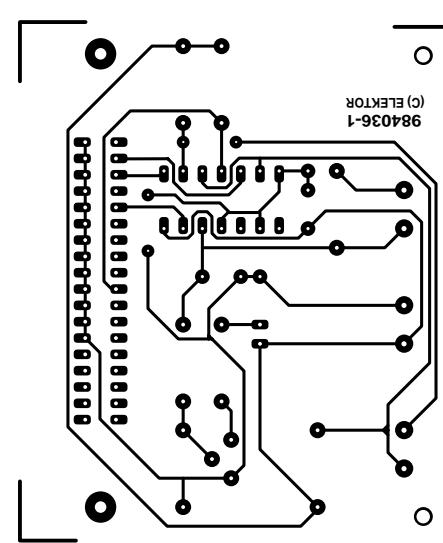
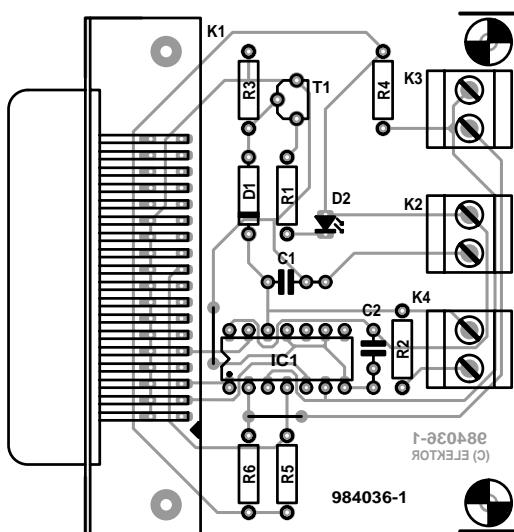
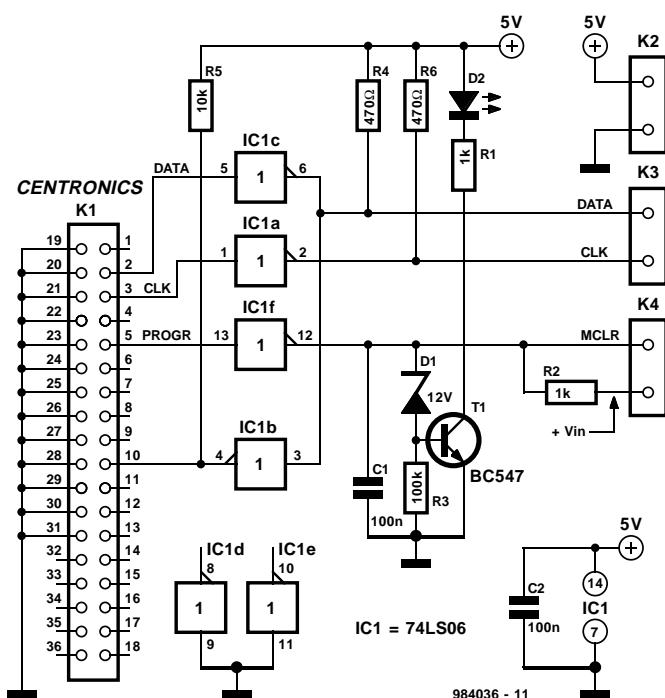
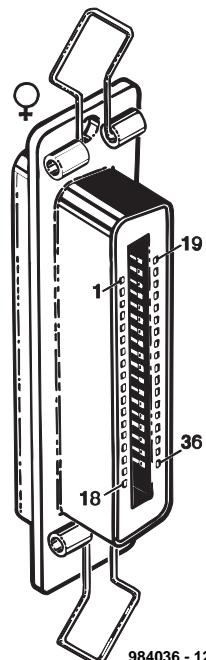
984047-I

# programmateur de PIC16C84 pour le port Centronics

R. Weber

S'il existe un programme de shareware pour la programmation des PIC16C84 qui soit apprécié par les amateurs, c'est sans doute PIP02 de Silicon Studio. Le montage décrit dans le présent article utilise lui aussi ce programme, mais en combinaison avec un pilote (*driver*) spécial écrit par Dave Tait. Ce pilote, baptisé DTAIT.EXE, permet au logiciel PIP02 de communiquer avec le matériel du programmeur de PIC par le biais du port parallèle (Centronics).

Le matériel lui-même ne représente pas grand chose, d'autant plus qu'il ne coûte pratiquement rien, le composant le plus cher étant sans doute l'embase Centronics encartable. Un



## Liste des composants

Résistances :

R1,R2 = 1 kΩ  
R3 = 100 kΩ  
R4,R6 = 470 Ω  
R5 = 10 kΩ

Condensateurs :  
C1,C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener  
12 V/400 mW  
D2 = LED  
T1 = BC547  
IC1 = 74LS06

Divers :  
K1 = embase Centronics  
encartable  
K2 à K4 = bornier à  
2 contacts au pas de 5 mm

unique 74LS06 (sextuple inverseur à collecteur ouvert) sert à établir la communication entre le port Centronics et le PIC (à programmer). On commence par intervertir 3 lignes de données du port Centronics, D0, D1 et D3, avant de les appliquer au PIC à programmer. D0 fournit les données, D1 les impulsions d'horloge et D3 les impulsions de programmation. L'information renvoyée par le PIC vers le PC commence par subir une inversion par la porte IC1b avant d'être appliquée à la ligne BUSY de l'embase Centronics.

La connexion du PIC à pro-

grammer respecte le câblage suivant :

K3 DATA → RB7 (broche 13)  
 K3 CLOCK → RB6 (broche 12)  
 K4 MCLR → MCLR (broche 4)  
 K2 +5 V → VDD (broche 14)  
 K2 GROUND → VSS (broche 5)

La borne + Vin de K4 est reliée à une tension de 12 V externe en vue d'être utilisé pour la programmation. La LED D2 s'allume lors de l'application d'impulsions de programmation. La diode zener D1 protège la base de T1 contre la tension de programmation. Le programmeur a besoin de 2 tensions d'alimentation externes : 12 V (tension de programmation du

PIC) et 5 V (tension d'alimentation du 74LS06 et de la LED).

Les 2 programmes nécessaires pour la mise en oeuvre du programmeur peuvent être téléchargés gratuitement (rappelons-vous cependant qu'il s'agit de shareware et que donc si ces programmes vous sont utiles, prenez une licence) depuis Internet à l'adresse (URL) suivante :

[http://www.sistudio.com/  
sistudio/download/html](http://www.sistudio.com/sistudio/download/html)

DTAI T. EXE est extrait du fichier « PINAPI Drivers DOS Pack 1 ».

Une fois que vous avez télédé-

chargé ces programmes, tout ce qu'il vous restera à faire est d'écrire le fichier batch suivant :

DTAI T. EXE 7406

PI PO2. EXE

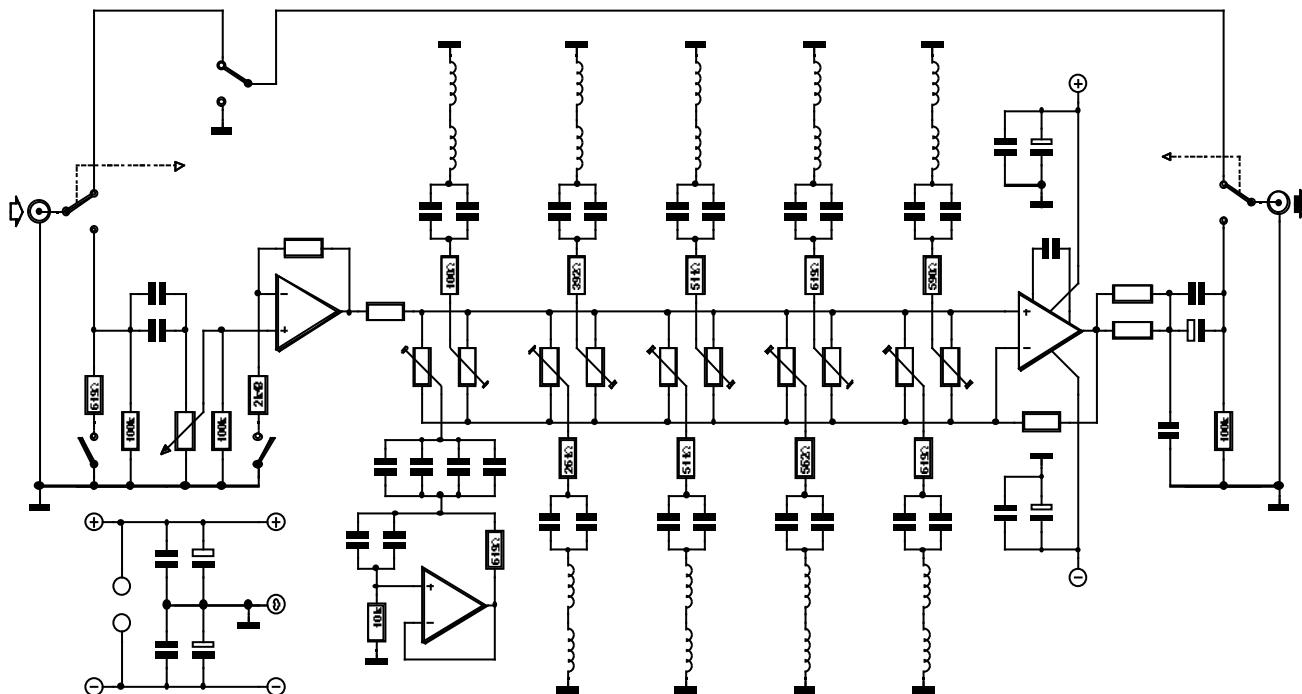
DTAI T. EXE REMOVE

et de le lancer depuis l'invite DOS (>).

Nous vous proposons ci-contre le dessin des pistes et la sériographie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de cette réalisation. Elle est disponible auprès des adresses habituels.

984036-1

# 071 égaliseur audio à 10 bandes



projet : P. Staugaard

La caractéristique évidente de cet égaliseur est, outre sa modularité, son universalité, de sorte que l'on pourra fort bien l'utiliser pour peaufiner le réglage de tonalité d'installations audio et autres installations de sonorisation (dite PA ou Public Address hors-Hexagone), tables de mixage voire instruments de musique électroniques.

Un premier coup d'œil rapide au schéma permet de saisir la

structure d'ensemble de ce montage. Les contacts de relais pris en entrée et en sortie permettent, en combinaison avec l'inverseur S2, de choisir le canal désiré. Il est également possible, à ce niveau, de relier directement, si on le désire, l'entrée à la sortie. Les inverseurs S1/S3 permettent eux de jouer sur l'impédance d'entrée et le gain de l'égaliseur. Le spectre de fréquences audio a été subdivisé en 10 bandes

allant de 31 Hz à 16 kHz. 10 bandes impliquent autant de filtres. 9 des ces filtres sont passifs, un seul d'entre eux actif. On voit immédiatement que les 9 filtres passifs sont identiques, la seule différence entre eux étant le dimensionnement des selfs et des condensateurs; les valeurs des filtres LC requises sont obtenues par mises en série ou en parallèle de composants. Le filtre destiné à la fréquence la plus grave est du type actif

pour la simple et bonne raison que la self qu'il requiert deviendrait, en version passive, trop encombrante en raison de sa valeur. Ce filtre de 31 Hz est réalisé selon les règles classiques autour de l'amplificateur opérationnel IC2a. Toutes les selfs utilisées dans les filtres sont, sans la moindre exception, des selfs de choc miniatures faciles à trouver en raison de leur valeur courante. Le filtre centré sur L1 et L2 tra-

vaille à la fréquence la plus faible (62 Hz) qu'il soit possible de traiter à l'aide de composants passifs courants. Si l'on augmente les valeurs de R19 et R23, ainsi que celles de P1 à P10, on peut, en principe, accroître quelque peu le facteur Q (de qualité) des filtres, mais cela se paie au niveau du niveau de bruit de l'amplificateur opérationnel IC1. Avec le dimensionnement du schéma, la plage de réglage est de l'ordre de  $\pm 11$  dB, excursion qui devrait, dans la majorité des cas,

s'avérer suffisante. Il n'est pas envisageable, sans procéder à des modifications drastiques, d'envisager une plage plus étendue (même dans son état actuel, l'égaliseur peut déjà introduire une limitation sérieuse de la plage de dynamique). L'ajustable P11 permet de régler le niveau d'entrée, option pouvant s'avérer nécessaire pour le réglage de la balance entre des canaux stéréos ou lorsque l'un des amplificateurs de puissance dispose d'un réglage physiologique (*loudness*).

On pourra utiliser différents types de circuits intégrés pour les amplificateurs opérationnels. Sur notre prototype nous avons utilisé pour IC1 un LT1007 (Linear Technology) et un OP275 (Analog Devices) pour IC2. On peut fort bien opter, dans le cas de IC1, pour un OP27 (Analog Devices) ou un NE5534 (Philips Semiconductors); on a, en ce qui concerne IC2, le choix entre les types AD712 (Analog Devices), LM833 (National Semiconductor) et NE5532 (Philips Semiconductors).

conductors). Si l'on utilise, pour IC1, un NE5534, il faudra implanter C2 (22 pF), ce condensateur pouvant être omis dans les autres cas.

Le montage sera alimenté par une alimentation symétrique régulée de 15 V. On pourra utiliser une recette classique à base de régulateurs des types 7815 et 7915. Le transformateur pourra rester compact, sachant que le montage ne consomme guère plus de 10 mA.

984118-1

072

## testeur de CC pour 24 V

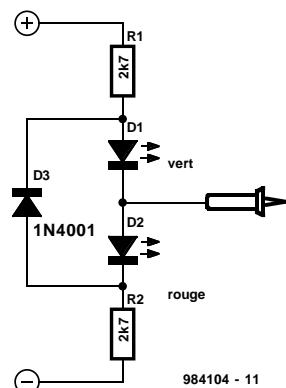
**W Mannertz**

Ce testeur de tension continue ultra-simple est destiné au test d'installations de bord électriques travaillant à 24 V telles celles que l'on trouve à bord des bateaux. Pour peu que l'on modifie la valeur des résistances de limitation qu'il comporte en aval des LED, il devient également possible de l'utiliser pour tester des installations électriques fonctionnant à d'autres valeurs de tension. En optant pour des résistances de 1,2 k $\Omega$ ,

on pourra tester un système 12 V, l'utilisation de résistances de 4,7 k $\Omega$  permettant elle de tester une installation 48 V. Le testeur est connecté aux pôles positif et négatifs de l'installation à l'aide de grippes-fils ou de pinces crocodile, la pointe de touche venant sonder le potentiel dont on désire connaître la valeur. Si le point touché par la sonde se trouve au potentiel du pôle positif on aura allumage de la LED rouge, si elle est en contact avec celui de

la masse ce sera la LED verte. Si l'installation n'est pas mise à la terre, ce mini-testeur peut également servir à tester un court-circuit à la masse; en effet, on n'aura, en cas de mise en contact de la pointe de touche avec la terre, allumage de l'une des LED que si et seulement si l'on se trouve en présence d'un court-circuit à la terre.

984104-1



984104 - 11

073

## amplificateur symétrique pour photodiodes

Lorsqu'une photodiode se trouve à une distance relativement importante de l'électronique à laquelle elle transmet son information, il arrive souvent que des parasites se glissent sur le câble de liaison, même s'il s'agit d'une liaison blindée. Il existe cependant une technique simple pour éliminer une part importante de ces parasites vu que, électroniquement, il n'est pas difficile de distinguer les parasites du signal proprement dit, si tant est que la photodiode soit montée en mode « flottant »,

c'est-à-dire sans se trouver en contact avec la masse. En effet, si le signal capté remonte toujours les conducteurs de la liaison asymétriquement, alors que les parasites que se sont glissés sur la liaison sont eux symétriques. En d'autres termes : il s'agit d'un parasite lorsque la tension varie, par rapport à un potentiel fixe (la masse par exemple), de la même façon en amplitude et en phase sur les 2 lignes. Si, au contraire, la variation de tension sur les 2 conducteurs est très exacte-

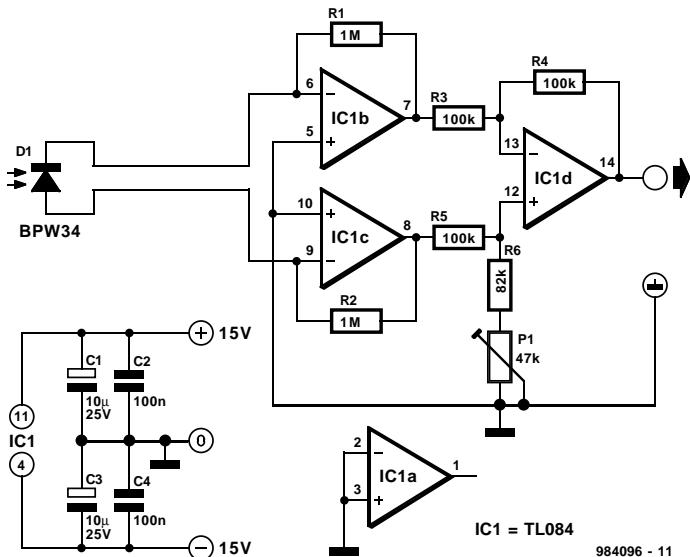
ment en anti-phase, on a de fortes chances qu'il s'agisse du signal utile.

On fait appel, lorsqu'il s'agit, simultanément, d'amplifier un signal utile en anti-phase et d'éliminer un parasite en phase, à ce que l'on appelle un amplificateur différentiel. La variante que nous vous proposons ici comporte 2 amplificateurs opérationnels montés en amont, IC1b et IC1c, qui convertissent un courant de diode en une tension. La conversion courant/tension dépend des résistances R1

et R2. Il n'est donc pas nécessaire de prévoir, dans l'étage d'amplification différentielle classique monté en aval, un réglage du gain.

Le gain de l'étage d'amplification différentielle répondant à la formule suivante :

$U_{\text{sort}} = (U_{\text{ent2}} - U_{\text{ent1}}) \cdot R4/R3$  à condition que  $R3 = R5$  et  $R4 = R6 + P1$ . Si toutes ces résistances ont la même valeur, nous trouvons en présence d'un gain unitaire. La tension de sortie du circuit répond alors à la formule suivante :



(CMR = *Common Mode Rejection*) dépend de l'identité des paires  $R_3 = R_5$  et  $R_4 = R_6 + P_1$ . Il est possible, par le biais de  $P_1$ , d'éliminer des tolérances, non pas seulement dans le cas des résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Si l'on utilise les amplificateurs opérationnels du schéma, le taux de réjection en mode commun que l'on peut espérer atteindre est de l'ordre de  $>60$  dB lorsque la photodiode est reliée à l'électronique par une paire de câbles blindés torsadés (*twisted pair*). La consommation de courant est de l'ordre de 10 mA.

984096-1

$$U_{\text{sor}} = (R_1 + R_2) \cdot I_{D1}$$

On voit également que, dans le

cas idéal et lorsqu'il s'agit de signaux symétriques, la paren-

thèse  $U_{\text{ent}2} - U_{\text{ent}2}$  s'annule. La réjection en mode commun

**074**

## temporisateur 555 en verrou

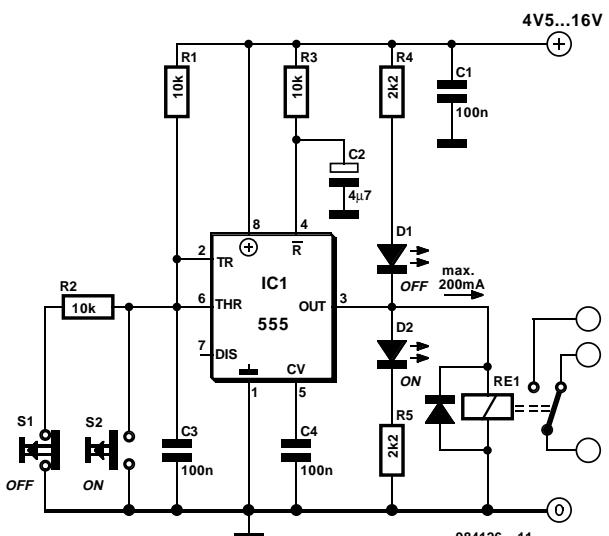
G. Klein

Le temporisateur (*timer*) de type 555, ô combien fameux dans le monde des amateurs de montages électroniques à réaliser soi-même, convient fort bien lorsque l'on veut commuter des charges alimentées en faible tension et ce jusqu'à un courant de 2 A. Ce que l'on sait moins est que l'on peut également s'en servir comme verrou doté d'une entrée de commande.

Si l'on interconnecte les entrées de déclenchement (*trigger*), sa broche 2 et de seuil (*threshold*), sa broche 6, et qu'ensuite on met ces 2 broches à la moitié de la tension d'alimentation on pourra commuter la sortie en utilisant la technique suivante : si l'on fait passer la tension présente au point nodal broche 2/brocbe 6 au potentiel de la tension d'alimentation, la sortie basculera vers la masse. Si,

à l'inverse, on force ce point nodal au potentiel de la masse, la sortie basculera au niveau de

la tension d'alimentation. Le circuit décrit ici repose sur ce mode de fonctionnement en



verrou du temporisateur 555, en vue de réaliser un interrupteur marche/arrêt bifilaire. On a établissemment, par le biais du bouton-poussoir S1 et des résistances R2 et R1, de l'entrée du 555 à la moitié de la tension d'alimentation. En cas d'action sur S2, la sortie transmet la tension d'alimentation et la LED D2 s'allume. L'ouverture de S1 se traduit par une augmentation de la tension d'entrée au-delà des 2/3 du niveau de la tension d'alimentation de sorte que IC1 rebascule. La LED D1 s'allume. La paire R3/C2 garantit, lors de l'application de la tension d'alimentation, la prise, par la sortie, d'un état défini.

Source : *Electronic Design*, novembre 1995

984126-1

Publicité

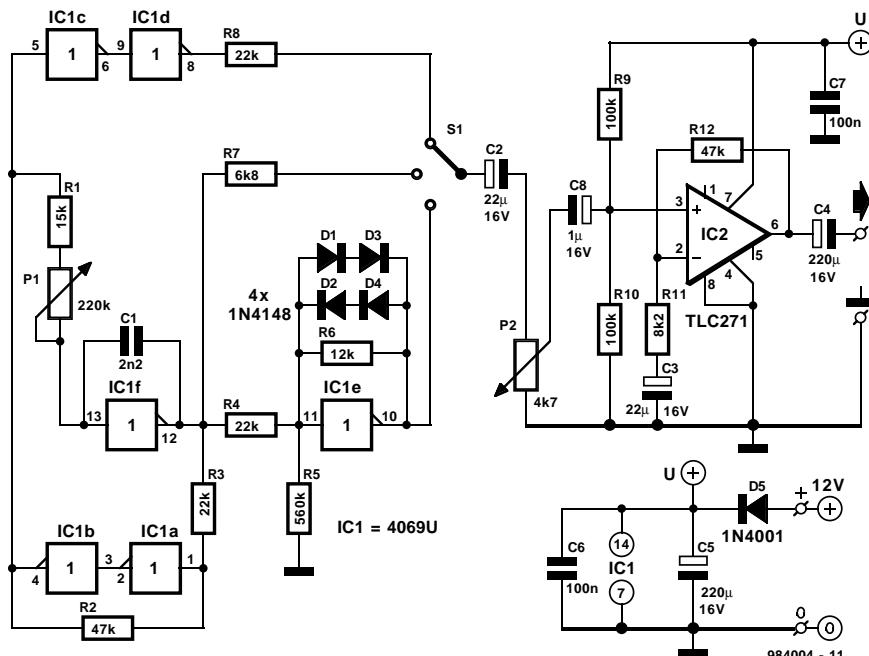
# générateur de fonctions à faible coût

G. Baars

Nous avons le plaisir de vous proposer ici un générateur de fonctions qui, bien qu'il ne risque pas de vous ruiner, n'en fournit pas moins en sortie des formes d'ondes parfaitement acceptables pour nombre d'applications que vous risquez de rencontrer dans votre vie quotidienne d'amateur d'électronique. Notre générateur vous propose des signaux sinusoïdaux, rectangulaires et triangulaires dont la plage de fréquences s'étend de 1 kHz à quelque 15 kHz. Il offre également une possibilité de réglage du niveau de sortie entre 0 et de l'ordre de 10 Vcc. Si elles sont frugales, ces caractéristiques n'en font pas moins de ce générateur un instrument de test parfaitement utilisable lors de la mise au point de réalisations audio, lors d'expérimentations ou de dépannages. Ce montage n'utilisant que des composants courants, son prix de revient reste très modeste.

Intéressons-nous au fonctionnement. Les inverseurs IC1a et

IC1b sont connectés aux résistances R2 et R3 pour constituer un tampon présentant une certaine hystérisis. En combinaison avec R1, P1 et C1, un autre inverseur intégré dans le 4096, IC1f, remplit une fonction d'intégrateur. Le potentiomètre P1 définit la constante de temps de l'intégrateur. Un tampon au comportement de comparateur à hystérisis combiné à la fonction d'intégration remplie par IC1f, tout cela nous donne un oscillateur dont la fréquence de sortie



## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 15 k $\Omega$   
R2, R12 = 47 k $\Omega$   
R3, R4, R8 = 22 k $\Omega$   
R5 = 560 k $\Omega$   
R7 = 6 k $\Omega$   
R9, R10 = 100 k $\Omega$   
R11 = 8 k $\Omega$

P1 = potentiomètre linéaire  
220 k $\Omega$

P2 = potentiomètre linéaire  
4 k $\Omega$

### Condensateurs :

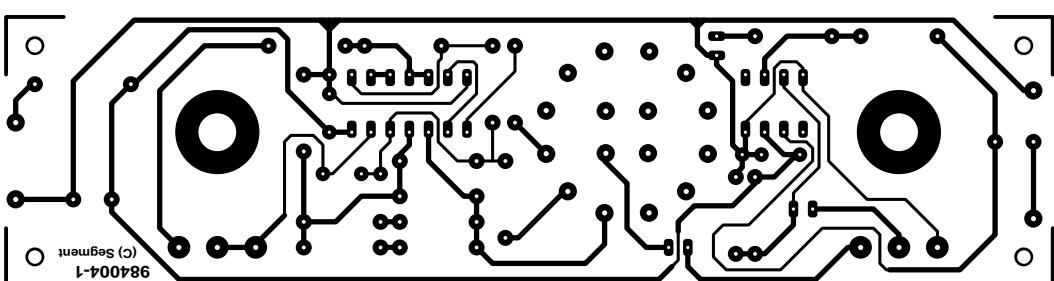
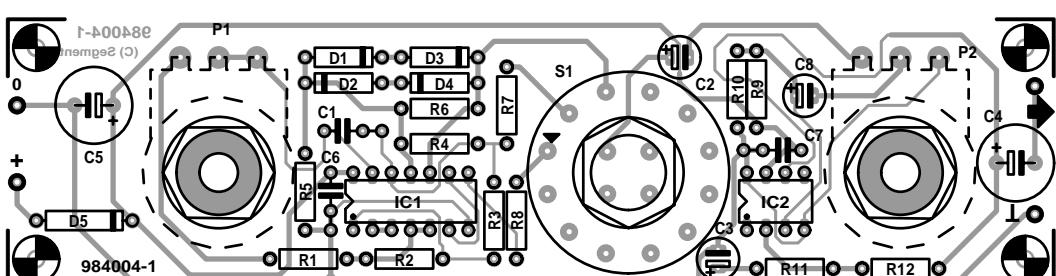
C1 = 2nF2 MKT (Siemens)  
C2, C3 = 22  $\mu$ F/16 V radial  
C4, C5 = 220  $\mu$ F/16 V radial  
C6, C7 = 100 nF Sibatit (céramique miniature, Siemens)  
C8 = 1  $\mu$ F/16 V radial

### Semi-conducteurs :

D1 à D4 = 1N4148  
D5 = 1N4001  
IC1 = 4069U (U = variante non tamponnée)  
IC2 = TLC271CP (Texas Instruments)

### Divers :

S1 = rotateur  
3 circuits/4 positions  
encastrable



est pilotée par P1. Le tampon fournit un signal de sortie rectangulaire, l'intégrateur un signal triangulaire. Le signal rectangulaire subit une mise en forme par le biais d'une paire de portes additionnelles, IC1c et IC1d, avant d'être appliquée, à travers R8, à l'une des bornes du sélecteur de forme d'onde, S1. Le signal triangulaire est lui aussi appliquée à ce commutateur, à travers R7 cette fois. Le signal triangulaire fourni par IC1f est appliquée à un circuit de mise en forme sinusoïdal constitué par IC1e, R4 à R6 et les

diodes D1 à D4. Le signal de sortie disponible alors est appliqué, directement cette fois, au sélecteur de forme d'onde. Les 3 formes d'onde présentant chacune un niveau différent, le signal sinusoïdal ayant le niveau le plus faible, il va falloir faire en sorte que leurs niveaux soient pratiquement identiques. Cette remise à niveau est obtenue par l'intermédiaire des résistances R7 et R8 mentionnées plus haut pour les signaux triangulaire et rectangulaire respectivement en combinaison avec le potentiomètre de com-

mande de niveau, P2. L'amplificateur opérationnel TLC271 est câblé pour un gain de 6,7x en vue de l'obtention en sortie d'un niveau de sortie maximal (hors charge) de quelque 10 Vcc. L'impédance de charge minimale à respecter est de quelque 600  $\Omega$ . Le générateur de fonctions est alimenté par une source de tension régulée de 12 V, sa consommation de courant étant de l'ordre de 20 mA, valeur dépendant bien entendu de la taille de la charge connectée en sortie. La platine dessinée à l'intention

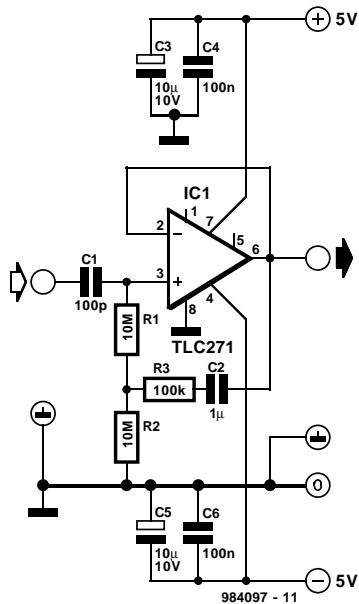
de ce projet reçoit tous les organes de commande, c'est-à-dire la commande de fréquence, le sélecteur de forme d'onde et le potentiomètre de réglage du niveau de sortie, ce qui élimine tout câble délicat source d'erreurs. On montera la platine (qu'il vous faudra réaliser vous-même) dotée de ses composants en sandwich sur la face avant (dotée des orifices nécessaires au passage des axes des organes de commande) du boîtier où on veut mettre cette réalisation et l'affaire sera réglée.

984004-1

**076**

## rehausseur d'impédance d'entrée II

Dans les cas de mise en oeuvre d'amplificateurs opérationnels à contre-réaction en tension alternative, l'impédance d'entrée est, en fait, déterminée par la résistance servant à définir le réglage en tension continue et qui force l'entrée de signal à un potentiel prédéterminé. Si l'on fait appel à un amplificateur opérationnel à entrées CMOS tel que le TLC271 de Texas Instruments, la dite résistance peut atteindre une valeur très élevée. Vu qu'il est extrêmement difficile de mettre la main sur des résistances d'une valeur supérieure à 10 M $\Omega$ , on pourrait mettre à profit une variante bootstrap (qui est un rehaussement artificiel de l'impédance d'entrée) qui, logiquement, augmenterait l'impédance d'entrée « artificiellement ».



Dans le présent schéma, R1+R2 constituent la résistance de définition du réglage en courant continu. En l'absence de mesures additionnelles, l'impédance d'entrée serait de 20 M $\Omega$ . On procède cependant, par le biais du réseau C2/R3, à un couplage actif en phase d'une partie du signal d'entrée, de sorte que l'on aura circulation, à travers R1, d'un courant alternatif plus faible. Ceci nous donne, avec le présent schéma, la valeur d'impédance d'entrée donnée par la formule suivante :

$$R_{ent} = ((R2+R3)/R3) \times R1 + R2$$

Avec le dimensionnement du schéma, l'impédance d'entrée vaut quelque 1 G $\Omega$ , la consommation de courant atteignant elle de l'ordre 3 mA.

984097-1

**077**

## détecteur de présence à infrarouge

*K. Hagen*

Le détecteur de présence, objet de cet article, utilise un capteur infrarouge (IR) réflex et est en mesure de détecter l'approche d'objets à courte distance (de

quelques millimètres à plusieurs centimètres). L'industrie (et les installations sanitaires) utilise ce type de détecteur de présence/commutateur pour ouvrir, par exemple, une vanne d'eau

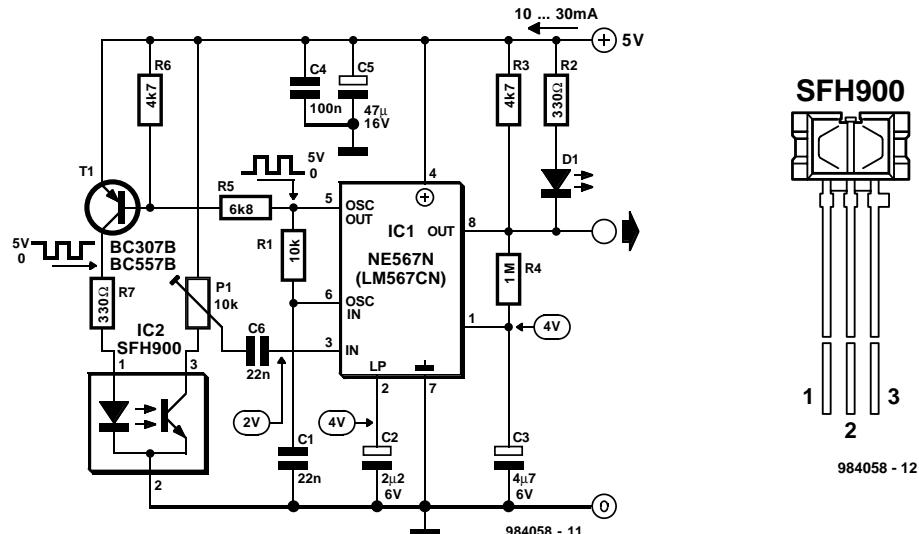
en association avec une soupape magnétique.

Le capteur IR utilisé ici est un SFH900 de Siemens, un composant hybride constitué d'une LED d'émission IR (LED IR) et,

en tant que capteur IR, d'un phototransistor. Le reste de l'électronique se résume à un unique circuit intégré, fort connu d'ailleurs puisqu'il s'agit d'un décodeur de tonalité/PLL

du type NE567N de l'écurie Philips/Signetics, composant que connaît également National Semiconductor sous la dénomination de LM567CN cette fois. Ce circuit procède à la comparaison, par le biais d'une PLL (**P**hase **L**ocked **L**oop = boucle à verrouillage de phase) la fréquence d'un signal d'entrée à celle définie par l'oscillateur interne embarqué à bord du dit circuit intégré. Lorsque la fréquence d'entrée d'une bande passante donnée se situe à l'intérieur de cette plage, la sortie du circuit intégré, sa broche 8, bascule d'un niveau haut vers un niveau bas. Ce composant est très exactement celui dont nous avons besoin pour la présente application.

La paire R1/C1 définit à 4,5 kHz environ la fréquence de travail de l'oscillateur interne. Le signal (rectangulaire) disponible à sa sortie, sa broche 5, attaque, par le biais du transistor T1, la LED intégrée dans le capteur-réflex qui émet ainsi un signal IR impulsif cadencé à la dite fréquence. Le phototransistor présent dans le SFH900 est parfaitement protégé par rapport à la LED d'émission qu'il ne peut pas capter ce signal directement. Ce n'est que lorsque le rayonne-



ment IR émis se réfléchit sur un objet proche que le phototransistor fournit un signal à la broche 3 du détecteur/PLL. En cas de correspondance de la fréquence, la sortie (broche 8) du circuit intégré passe à la masse, basculement qui se traduit par l'allumage de la LED de signalisation D1 prise à la sortie. La comparaison de fréquence faite par la PLL évite que le circuit ne réagisse à la réception d'une quelconque lumière parasite incidente. L'ajustable P1 pris à l'entrée (broche 3) du circuit

permet de régler la sensibilité de détection.

Dans la présente situation, le montage consomme entre 10 et 30 mA.

IC2 pourra être un autre type de capteur-réflex à condition qu'il présente une construction similaire. On pourrait, par exemple, envisager de réaliser un capteur-réflex en technologie discrète et utilisant une LED d'émission IR et un phototransistor distincts, à condition de bien protéger, optiquement, le phototransistor par rapport à la

LED d'émission.

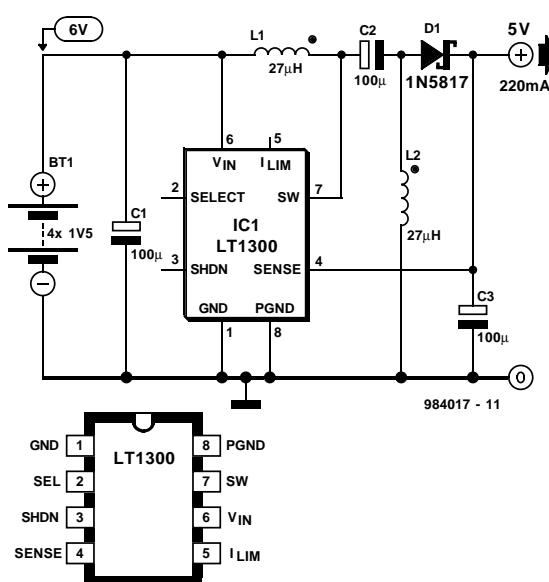
Il est également possible, si l'on prévoit un étage à relais piloté par un niveau logique de 5 V ou tout autre relais à semi-conducteur, que l'on connectera à la sortie (broche 8), de commander des charges plus importantes. Si l'on a besoin, pour ce pilotage, d'un certain courant, on pourra supprimer la LED D1, le circuit intégré étant alors en mesure, à sa broche 8 (sortie à collecteur), de mettre jusqu'à 100 mA à la masse.

984058-1

## 078 régulateur 5 V à faible chute de tension

*application Linear Technology*

Il semblerait, à première vue, que le porte-piles à 4 piles bâton soit devenu la variante d'alimentation par piles la plus utilisée. Ce n'est pas pour rien que l'on vend ce type de piles le plus souvent par set de 4 ou de 8. La tension de 6 V résultant de la mise en série de ces 4 éléments semble, dans la pratique, être une valeur utilisable presque partout. Il n'en reste pas moins que cette valeur est limite lorsque l'on envisage d'alimenter une électronique numérique travaillant sous 5 V. Un set de 4 piles neuves possède une tension inter-bornes de l'ordre de 6,4 V, sachant que celle-ci sera tombée, à la fin de la vie utile des piles, à quelque 3,2 V seulement. Si, dans ce contexte,



nous voulons disposer d'une tension de 5 V stable sur l'ensemble de la durée de vie du set, il nous faudra faire appel à un régulateur capable d'une part d'abaisser la tension trop importante disponible en début de vie du set et de la rehausser vers 5 V lorsque la tension du set est devenue trop faible. Cette double fonction est difficile à réaliser à l'aide de composants « ordinaires » mais grâce au LT1300, un circuit intégré spécialisé de Linear Technology, cela devient (presque) un jeu d'enfant.

Jetons un coup d'œil au schéma. On peut le subdiviser en un rehausseur (*step-up*) et un abaisseur de tension (*step-down*). La première fonction est remplie par le commutateur

intégré dans le LT1300 associé à la self L1, la self L2 en combinaison avec D1 et C3 constituant la section abaissée de tension. Le condensateur électrochimique C2 se charge jusqu'au niveau de la tension d'entrée et remplit la fonction d'une sorte de bascule entre les 2 sous-ensembles. Le point nodal L1/C2 oscille entre la masse et

$V_{IN}$  plus  $V_{OUT}$ , le point nodal L2/C2 oscillant lui entre  $-V_{IN}$  et  $V_{OUT} + V_{D1}$ .

Le montage est en mesure, à une tension de sortie de 5 V, de fournir un courant maximal de 220 mA. Le rendement se situe entre 70 et 80%, ce facteur dépendant fortement de la qualité des selfs et condensateurs utilisés. Des condensateurs de

bonne qualité coûtent plus cher, les selfs de meilleure qualité ne coûtent pas nécessairement plus cher, mais sont plus encombrantes. Il faudra donc trouver un compromis acceptable. Le condensateur électrochimique C2 doit pouvoir, dans le cas le plus défavorable (*worst case*), pouvoir supporter un courant de 0,4 A à une tension d'entrée de

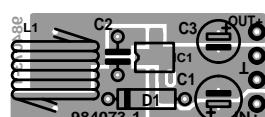
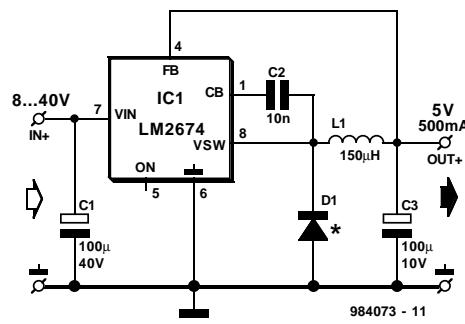
3 V. Nous avons, sur notre prototype, fait appel à des condensateurs spéciaux de Sanyo caractérisés par une résistance de perte de  $0\Omega 045$  et un courant d'ondulation maximal de 2,1 A. Les selfs spéciales que nous avons utilisées présentaient une résistance interne de  $0\Omega 058$ .

984017-1

## 079 alimentation à découpage simple

(application  
National Semiconductor)

Depuis de nombreuses années, National Semiconductor propose des circuits intégrés permettant la réalisation d'alimentations à découpage compactes. Si leur mise en oeuvre est bien souvent d'une étonnante simplicité, cela tient en partie à la disponibilité d'une bonne documentation. Le montage proposé ici est basé sur 2 nouveaux membres de cette famille de circuits intégrés spécialisés, les LM2671 et LM2674, est un exemple typique d'une alimentation à découpage réalisée à l'aide de circuits intégrés dédiés. Ces composants existent pour diverses tensions de sortie, à savoir 3,3, 5 et 12 V. Il existe également une variante de ce circuit intégré permettant de réaliser une alimentation à découpage à tension de sortie variable. Si on les utilise dans les limites définies par le fabricant, ces circuits intégrés sont en mesure de fournir un courant de 500 mA au maximum. La



valeur de la fréquence de découpage, 260 kHz, peut surprendre. L'avantage de cette approche est de permettre l'utilisation d'une bobine et d'un condensateur de petites valeurs, ce qui se traduit par un rendement élevé et des dimensions extrêmement compactes. Dans des conditions normales, ce ren-

dement atteint 90%, pouvant même, au mieux, grimper jusqu'à 96%.

Ces composants sont pourvus d'une protection contre une surcharge en courant ou un dépassement de température. Le LM2671 est doté d'un certain nombre de dispositifs additionnels tels qu'un démarrage en

douceur (*soft start*) et une possibilité de travailler avec un générateur d'horloge externe. Cette capacité permet la synchronisation de plusieurs convertisseurs en vue de mieux contrôler le rayonnement électromagnétique (CEM).

L'application que nous vous proposons fournit, à une tension de sortie de 5 V, un courant de 0,5 A. La diode D1 est une diode Schottky ( $U_{inv} \geq 45$  V et  $I_{max} \geq 3$  A); notons qu'il est, en principe, possible de la remplacer par n'importe quel exemplaire de diode Schottky dont les caractéristiques répondent aux exigences ci-dessus. On pourra, pour de plus amples informations au sujet de ces composants ainsi que pour des programmes de développement, faire un tour sur le site Internet de National Semiconductor à l'adresse suivante :

[http://www.national.com/sw/  
SimpleSwitcher/](http://www.national.com/sw/SimpleSwitcher/)

984073-1

## 080 capteur de température bifilaire

(application  
National Semiconductor)

Lorsqu'il faut procéder à des mesures de température à un endroit difficile d'accès, on se

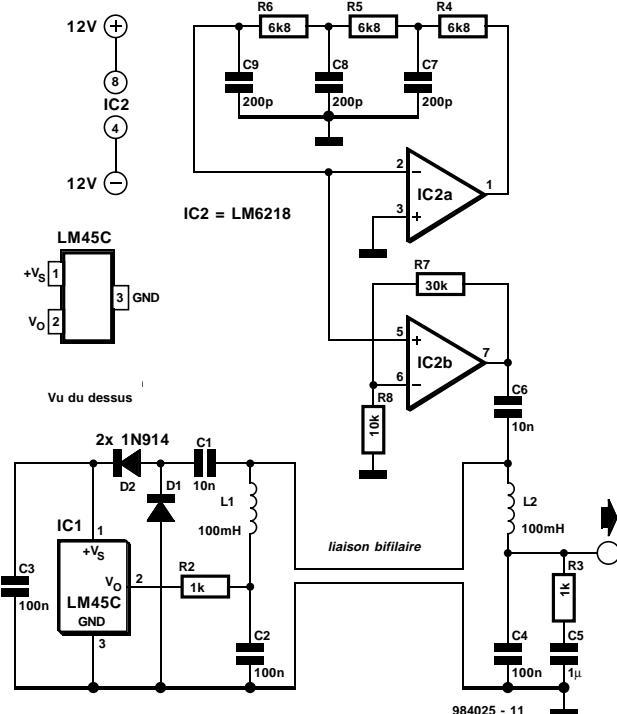
voit pratiquement toujours obligé de relier le capteur de température à l'instrument de mesure par le biais d'un câble. Il est intéressant, dans ces

conditions, de pouvoir limiter au strict minimum le nombre de conducteurs nécessaires. On a besoin, en règle générale, d'au moins 3 lignes, une pour le

signal de sortie, la seconde pour la masse et la troisième pour la tension d'alimentation. Il faut, si l'on veut ramener ce nombre à 2 lignes seulement, combiner le

signal de sortie et la tension d'alimentation. C'est le cas avec les capteurs de température bifilaire du type LM335 et autres composants similaires, mais les dits capteurs fournissent une tension de sortie proportionnelle à la température absolue, ce qui n'est pas toujours pratique. Si l'on préfère disposer d'un signal de sortie proportionnel à la variation de température en degrés Celsius, et que l'on tienne à garder les avantages présentés par la liaison bifilaire, la solution à base de LM45 présentée ici tombera à pic. Le signal de sortie fourni par le capteur prend la forme d'une tension continue, alors que l'alimentation se fait par le biais d'une tension alternative.

La source d'alimentation du capteur est un générateur sinusoïdal basé sur les amplificateurs opérationnels A1 et A2. La tension alternative produite est appliquée, par le biais du condensateur de couplage C6, à la ligne de signal de la liaison bifilaire. Le capteur LM45 est



doté, sous la forme du quartet D1/D2/C1/C2, d'un redresseur

doubleur de tension qui convertit la tension alternative qui lui

est appliquée en une tension d'alimentation continue. La résistance R2 isole la sortie de la capacité de charge et la self de choc L1 couple le signal de sortie du capteur à la liaison bifilaire. L1 et C2 protègent la sortie à l'encontre de la tension alternative présente sur la liaison entre le capteur et l'instrument de mesure.

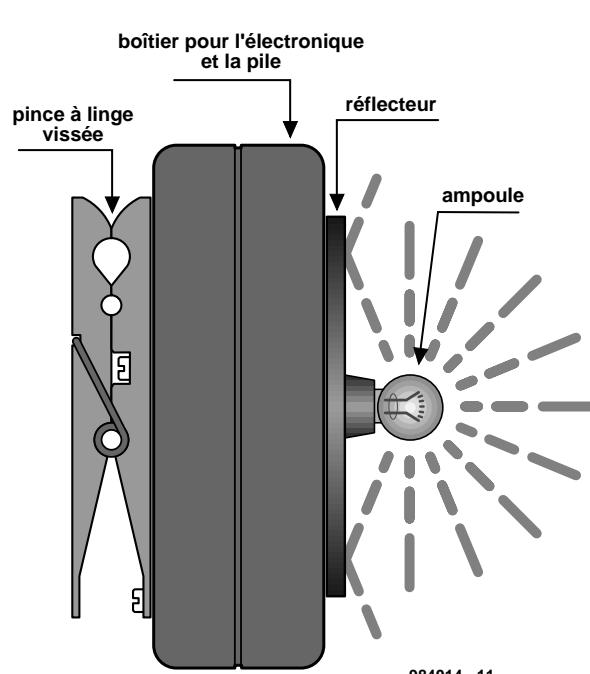
À l'autre extrémité de la liaison, R3, L2 et C4 constituent un filtre passe-bas qui empêche le passage de la tension alternative vers le signal de sortie. Le condensateur C5 empêche la circulation d'un courant continu à travers la résistance R3, sachant que cela aurait pour conséquence d'atténuer inutilement la tension proportionnelle à la température. La charge de sortie doit impérativement présenter une impédance élevée, de préférence de 100 kΩ ou plus. La consommation de courant ne dépasse pas quelques milliampères.

984025-I

# 081 « œil de chat » clignotant économique

P. Lay

Les cyclistes, qu'ils soient à mobylette, bicyclette ou tricycle, les joggeurs, sans même parler des piétons, mettent, lorsqu'ils « se promènent » la nuit, le plus souvent porteurs d'habits de couleur sombre et qu'il croisent le flot de la circulation motorisée, leur existence en danger, pour la bonne et simple raison que les conducteurs de véhicules automobiles ne les voient que très tard. On trouve, dans le commerce, toute une panoplie de matériels de protection allant du gilet (non pas pare-balles ni de sauvetage) mais doté de bandes réflectrices au bandeau à LED clignotantes à porter au bras, que vous devriez d'ailleurs, en tant qu'amateur (éclairé) d'électronique, être en mesure de fabriquer vous-même. Nous vous proposons une version de ce genre d'équipement. Tout ce dont on ait besoin est un boîtier miniature plat disposant de suffisamment de place pour une paire de piles



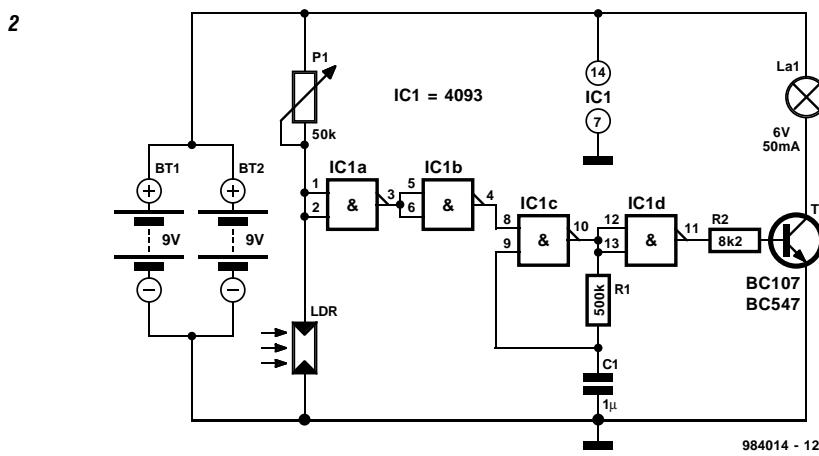
compactes de 9 V et le rien d'électronique objet de cet article, une pince à linge en bois

et un disque réflecteur à facettes (dit « œil de chat »). Ce disque sera collé sur le boîtier et percé,

en son centre, par un trou de 10 mm de diamètre par lequel passera une ampoule à incandescence miniature montée sur son socle. La pince à linge est elle montée sur le dos de notre boîtier (à l'opposé du disque réflecteur); on pourra éventuellement également disposer à cet endroit, ou ailleurs, un interrupteur marche/arrêt miniature (cf. figure 1).

L'électronique, dont on retrouve le schéma en figure 2, se compose d'un commutateur de seuil photo-sensible, constitué par P1, la LDR et IC1a, un inverseur, IC1b, un oscillateur, IC1c, R1 et C1, un tampon (IC1d, R2 et T1) ainsi qu'une ampoule à incandescence miniature 6 V ou 9 V dont la consommation de courant ne dépasse pas 50 mA au maximum. Le diviseur de tension comprend une résistance photo-sensible (LDR = ***Light Dependent Resistor***) et un ajustable par le biais duquel on règle la sensibilité du commutateur IC1a. Il va sans dire qu'il

faudra éviter que la LDR soit exposée directement à la lumière produite par l'ampoule de manière à ce qu'elle mesure le niveau de luminosité ambiante. Dès que la lumière ambiante tombe en-deçà du seuil critique défini à l'aide de P1, la sortie de IC1a passe au niveau bas, IC1b au niveau haut, de sorte que l'oscillateur trouve sa liberté. L'étage de commande met l'ampoule alternativement en et hors-fonction. On peut bien évidemment envisager de remplacer l'ampoule par une LED dotée de sa résistance de limitation de courant. On pourrait penser à des LED à très haute luminosité « crachant » 1 000 mcd ou plus, dont la directivité du faisceau de



lumière est supérieure à celle des ampoules à incandescence ordinaires. Il faudra cependant

faire attention à ce que le courant maximal à travers le transistor ne dépasse pas 50 mA. Le

montage travaille à toute tension d'alimentation comprise entre 3 et 12 V. 984014-1

28

# convertisseur A/N à 4 bits

G. Baars

Ce montage étonnamment simple travaille selon un principe basé sur l'addition pondérée et le transfert du niveau d'entrée analogique et des niveaux de sortie numériques. Ce convertisseur A/N fait appel à des comparateurs et des résistances. Le nombre de bits est, théoriquement, illimité. Il faut, par bit, un comparateur plus un certain nombre de résistances de couplage. Comme le dit le titre, le schéma que nous vous proposons est celui d'un convertisseur A/N à 4 bits.

Le dimensionnement des résistances se fait selon les rapports suivants :

survivors :

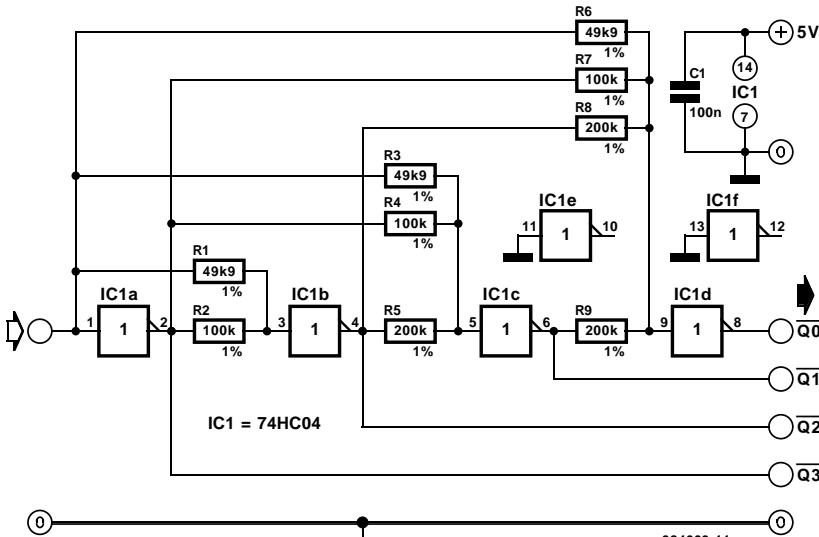
$$B_1 \cdot B_2 = 1 \cdot 2$$

$$R_1 \cdot R_2 = 1 \cdot 2$$

$$R3 \cdot R4 \cdot R5 = 1 \cdot 2 \cdot 4$$

$$R6 \cdot R7 \cdot R8 \cdot R9 = 1 \cdot 2 \cdot 4 \cdot 8$$

Outre le fait que les valeurs des résistances doivent être, pour la résolution, respectées le plus précisément possible, la linéarité de ce montage dépend principalement de la précision de la tension de seuil des comparateurs. La dite tension de seuil doit se situer le plus près possible de la moitié de la tension d'alimentation. Il faut en outre que les comparateurs aient la résistance de sortie la plus faible et la résistance d'entrée la plus élevée par rapport à la résistance de charge.



possibles sans oublier bien entendu le gain le plus élevé possible. Tout non respect de l'une de ces exigences du cahier des charges par les comparateurs a des conséquences immédiates pour la linéarité du convertisseur. À condition de ne pas utiliser de valeurs de résistances trop faibles, et pour peu que l'on fasse appel à des inverseurs à entrée à FET, les conditions de la situation idéale sont presque remplies.

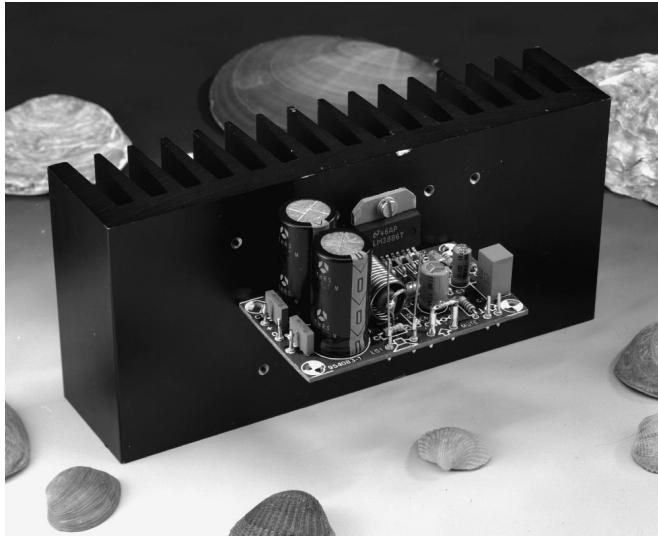
Dans la variante proposée ici, nous avons utilisé des inverseurs CMOS en tant que compara-

teurs. En dépit de leur gain trop faible il est apparu, qu'en pratique, ils convenaient parfaitement pour la présente application. Rien n'interdit d'utiliser de vrais comparateurs. Il faudra alors tenir compte de la plage des tensions de sortie et fixer les entrées non inverseuses à un potentiel égal à la moitié de la tension d'alimentation. On pourra, si l'on est critique en ce qui concerne la précision, utiliser par exemple des comparateurs du type TLC3704, ce type de circuit intégré possédant une sortie en totem-pole. On pourra

interconnecter les entrées non inverseuses (+) entre elles et les forcer, par le biais d'un diviseur de tension constitué de 2 résistances de  $10\text{ k}\Omega$ , à la moitié de la tension d'alimentation ou à une tension de référence.

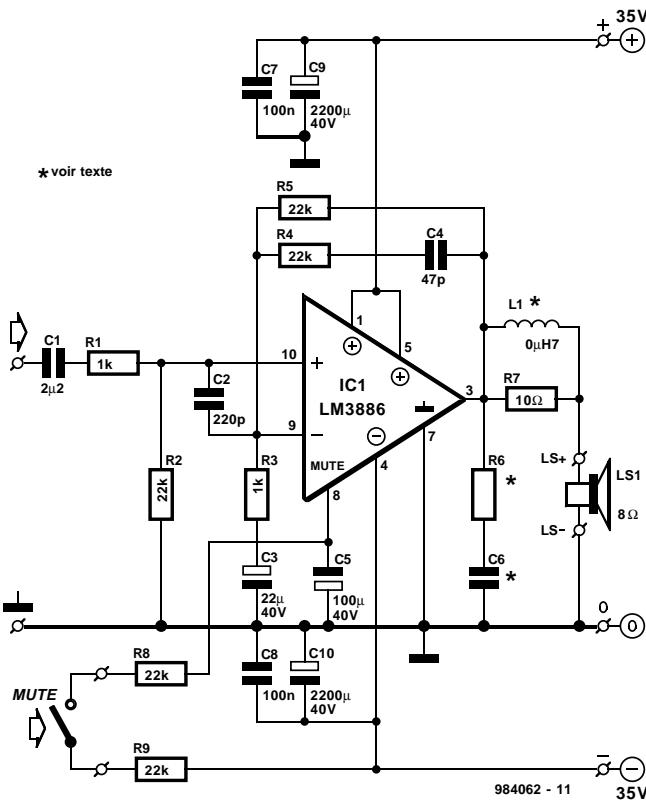
Signalons, pour finir, qu'il est très important que l'attaque du convertisseur A/N se fasse à partir d'une source à faible impédance. On pourra, le cas échéant, utiliser un amplificateur opérationnel en tant que tampon d'entrée. La consommation de courant du circuit est inférieure à 5 mA. 984009-1

# amplificateur 100 W mono-circuit



## Caractéristiques techniques :

Sensibilité d'entrée :	$1 V_{eff}$ (63 W dans $8 \Omega$ )
Puissance de sortie, $8 \Omega$ :	63 W (DHT < 1 %)
Puissance de sortie, $4 \Omega$ :	108 W (DHT < 1 %)
Facteur d'atténuation ( $8 \Omega$ ) :	>450 à 1 kHz >170 à 20 kHz
Taux de montée :	>10 V/ms (temps d'établissement = 5 ms)
Bandé passante de puissance :	8 Hz à 90 kHz
Rapport signal/bruit :	94 dB (1 W dans $8 \Omega$ )
Courant de repos :	50 mA



S'il faut en croire National Semiconductor, le LM3886 est un amplificateur audio de puissance de 150 W haut de gamme doté d'un silencieux (*mute*). Les performances du LM3886, dit NS, lorsqu'il fait appel à sa circuitterie de protection SPIKE (*Self Peak Instantaneous Temperature (Ke)*), le placent une classe au-dessus des amplificateurs discrets ou hybrides en définissant une zone d'opération sûre (SOA = *Safe Operating Area*) protégée dynamiquement. Le LM3886 arrive sous la forme d'un boîtier TO220 à 11 broches étagées non isolées.

Nous avons poussé le LM3886 dans ses derniers retranchements en le dotant d'un circuit imprimé existant. Lors de nos tests, le prototype était alimenté à l'aide d'une tension symétrique de  $\pm 35$  V régulée. Nous avons mesuré une puissance de sortie maximale dans  $8 \Omega$  de quelque 63 W avec un niveau d'entrée de  $1 V_{eff}$ . Le passage à une impédance de  $4 \Omega$  a permis de faire passer cette puissance, dans les mêmes conditions, à pas moins de 108 watts. Dans la pratique, ces niveaux de puissance peuvent être considérés comme des niveaux « musique », mais il ne faudra pas perdre de vue que norma-

## Liste des composants

Résistances :  
R1,R3 = 1 kΩ  
R2,R4,R5,R8,R9 = 22 kΩ  
R6 = inutilisée, cf. texte  
R7 = 10 Ω/5 W

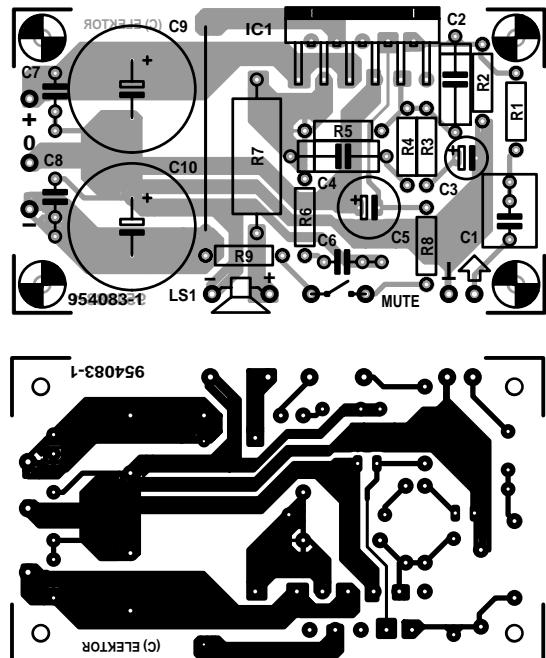
Condensateurs :  
C1 = 2 μF2 MKT (Siemens) au pas de 5 ou 7,5 mm  
C2 = 220 pF/160 V axial polystyrène (Siemens)  
C3 = 22 μF/40 V radial  
C4 = 47 pF/160 V axial polystyrène (Siemens)  
C5 = 100 μF/40 V radial  
C6 = inutilisé (cf. texte)  
C7,C8 = 100 nF  
C9,C10 = 2 200 μF/40 V radial diamètre maximum 16 mm

Selfs :  
L1 = 0,7 μH 13 spires de fil de cuivre émaillé de 1,2 mm de section (18 SWG) avec diamètre intérieur de 10 mm effectuées sur R7

Semi-conducteurs :  
IC1 = LM3886T (National Semiconductor)

Divers :  
radiateur pour IC1 : spécifications Rth < 1 K/W

lement, l'amplificateur n'est pas alimenté à l'aide d'une alimentation régulée !



Un point important auquel il faudra faire très attention est le refroidissement du circuit intégré de l'amplificateur. La capacité de refroidissement du modèle de radiateur donné dans la liste des composants n'est suffisante que pour des impédances de charge de  $6\Omega$  et plus. Même si l'on utilise un radiateur de résistance thermique inférieure à  $1\text{ K/W}$ , le circuit intégré produira un point chaud (*hot spot*) sur la surface du radiateur où la résistance thermique est, localement, notamment supérieure

aux spécifications. En se rappelant de cela, il est judicieux d'abaisser la tension d'alimentation à quelque  $\pm 30\text{ V}$  si l'on veut utiliser l'amplificateur pour attaquer une charge de  $4\Omega$ . Il ne faudra pas oublier non plus, que la mise en place d'une plaque d'isolation en mica ou en céramique introduit une augmentation de la résistance thermique de  $0,2$  à  $0,4\text{ K/W}$ . La languette métallique du dos du circuit intégré se trouve au potentiel négatif de l'alimentation.

Le réseau de Boucherot C6/R6

n'est normalement pas nécessaire dans la présente application et pourra être supprimé à moins que l'amplificateur ne présente des velléités d'instabilité au cas où l'on tenterait une réalisation par trop différente de celle présentée ici. La mise en place des composants sur la platine disponible aux adresses habituelles est l'affaire de quelques minutes. Il faudra plus de temps pour percer le trou dans le radiateur et le fixer en place dans le boîtier. On notera que la tension de service des condensateurs

est de  $40\text{ V}$ . Il ne faudra donc jamais utiliser une tension dépassant cette valeur. Le tableau ci-contre vous donne les résultats des mesures effectués dans notre laboratoire sur le prototype.

984062-I

#### Références :

1. Note d'application LM3386, amplificateur de puissance 150 W avec silencieux, Elektor mai 1995
2. Amplificateur audio 50 W monocircuit, Elektor décembre 1995

**084**

## générateur de fonctions

### Caractéristiques techniques :

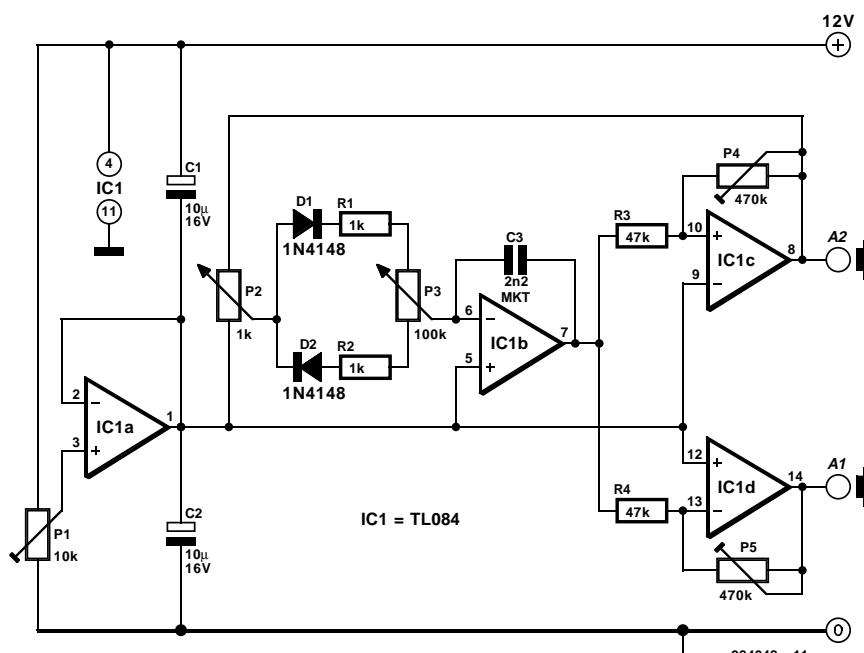
- ▶ Triangle, dents de scie ou rectangle
- ▶ Choix de la forme de signal indépendamment de la fréquence (triangle, dents de scie)
- ▶ Rapport cyclique du signal rectangulaire ajustable indépendamment de la fréquence

### Domaines d'application :

- ▶ Mesure
- ▶ Commande par largeur d'impulsion (MLI = PWM)

### U. Kunz

Les générateurs de signaux triangulaires peu sophistiqués ont l'inconvénient de ne pas permettre, dans la plupart des cas, de jouer sur la forme du signal de sortie. La réalisation que nous vous proposons offre d'intéressantes perspectives, permettant la génération, sans la moindre discontinuité, d'une forme de signal allant d'une tension en dents de scie à attaque et chute linéaires jusqu'à un signal en dents de scie à attaque raide et chute lente en passant par un signal triangulaire symétrique. Le choix de la forme d'onde est indépendant de la fréquence, élément sur lequel il est possible de jouer entre  $0,2\text{ Hz}$  et  $8\text{ kHz}$ . On dispose, simultanément, à la sortie de signal rectangulaire, un signal au rapport cyclique ajustable indépendant de la fréquence. L'électronique se compose d'un



intégrateur, basé sur IC1b, dont la tension de sortie est appliquée à l'entrée du comparateur IC1c, amplificateur opérationnel à la sortie duquel on dispose du signal rectangulaire. Le signal de l'intégrateur subit, par le biais de l'amplificateur IC1d, un gain tel que l'on utilise, pour le signal triangulaire et en dents de scie, l'excursion totale de la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel. Le réglage sans discontinuité de la fréquence se fait par réinjection, par l'intermédiaire du potentiomètre P2, du signal du

comparateur vers l'entrée de l'intégrateur. La présence de ce potentiomètre, absent dans les solutions classiques, permet de jouer sur la tension d'entrée appliquée à l'entrée de l'intégrateur et partant de faire varier la fréquence. Le réseau constitué par D1, D2, R1, R2 et P3, permet d'adopter, pour le condensateur d'intégration, des durées de charge et de décharge différentes. C'est ainsi qu'il devient possible d'ajuster la forme du signal disponible à la sortie A1 et de jouer sur le rapport cyclique du

signal rectangulaire présent lui à la sortie A2. Le réglage du gain, obtenu par action sur P5, n'a pas d'effet sur la fréquence ajustée à l'aide de P2. Le choix du type d'amplificateur opérationnel joue un rôle sur la raideur de flanc, sur le comportement d'entrée en et de sortie d'oscillation ainsi que sur la plage d'excursion de la tension de sortie (*rail to rail* ou avec chute de tension). Le TL084 utilisé ici semble constituer un compromis acceptable – il a également pour lui son prix intéressant – entre ces fac-

teurs à priori contradictoires. L'implantation du petit nombre de composants requis pourra se faire sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles.

La consommation de courant ne dépasse pas 12 mA. Rappelons, en guise de conclusion, les fonctions des différents potentiomètre et ajustables :

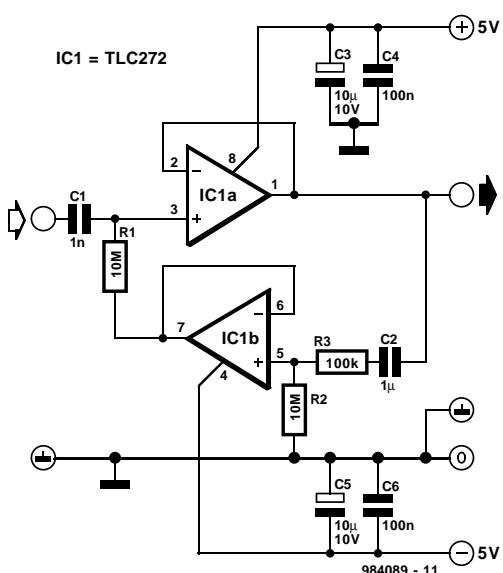
- P1 Point nul virtuel à  $Ub/2$
- P2 Fréquence
- P3 Forme d'onde
- P4 Hystéresis du comparateur rectangulaire

- (fréquence/ amplitude du triangle)
- P5 Gain du triangle/dents de scie.

984048-1

## 085 rehausseur d'impédance d'entrée

Dans le cas de circuits utilisant un amplificateur opérationnel couplé en tension alternative, la résistance d'entrée ne dépend en fait que de la valeur de la résistance servant à réaliser le réglage en tension continue. Si l'on utilise des amplificateurs opérationnels CMOS, cette résistance pourra atteindre des valeurs très élevées. Le seul problème pratique est que la valeur de résistance la plus élevée disponible couramment est  $10 \text{ M}\Omega$ . Ceci explique que la mise en oeuvre d'un circuit de rehaussement artificiel de l'impédance (dit *bootstrap*) puisse constituer une solution. Ce circuit permet, comme nous l'expliquions quelques lignes plus haut, de rehausser artificiellement l'impédance d'entrée à une valeur extrêmement élevée. Dans le présent schéma,  $R_1$  constitue la résistance de réglage de l'amplificateur opérationnel IC1a. L'extrémité de la résistance qui se trouve ici connectée à la broche 7 de IC1b serait, dans le cas d'une



approche classique, normalement reliée à la masse. Dans ces conditions, l'impédance d'entrée

vaudrait donc  $10 \text{ M}\Omega$ . Si maintenant, on relie, par le biais du tampon IC1b, l'autre extrémité

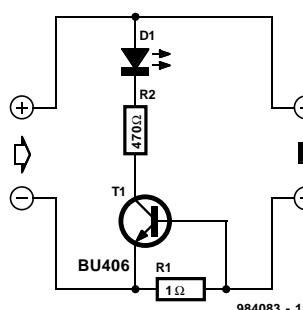
de cette résistance à la masse pour une tension continue uniquement, en raison de la présence du réseau  $C_2/R_3/R_2$ , notre amplificateur opérationnel se trouve doté du réglage en courant continu (CC) requis. Au niveau des tensions alternatives, le signal d'entrée est réinjecté de sorte qu'il ne circule, à travers la résistance  $R_1$ , qu'un courant faible. Le circuit répond alors à la formule suivante :  $R_{\text{ent}} = ((R_2 + R_3) / R_3) \cdot R_1$ . Avec le dimensionnement du schéma, l'impédance d'entrée vaudra ainsi de l'ordre de  $1 \text{ G}\Omega$ . Il faudra, lors du dimensionnement du circuit, tenir compte d'une exigence importante : le facteur de compensation  $R_2/(R_2 + R_3)$  ne doit pas dépasser 0,99. En d'autres termes : la résistance  $R_3$  doit avoir une valeur de  $100 \text{ k}\Omega$  au minimum si l'on donne à  $R_2$  une valeur de  $100 \text{ M}\Omega$ . Si l'on ne respecte pas cette règle, le circuit devient instable.

984089-1

## 086 voyant de charge pour bloc secteur

Jean Gonzalez

Nombreux sommes-nous à posséder un chargeur pour les batteries CdNi standard, mais, tôt ou tard, on se trouve confronté à un bloc d'accus moins « courant ». En attendant de se fabriquer ou d'acheter le chargeur de course « qui-fait-tout-mieux-et-plus-vite-mais-qui-est-plus-cher », on patiente avec ce bon



vieux bloc secteur de 500 mA ajustable, qui fait presque tout mais plus ou moins bien et pas vite. Si l'on veut charger selon cette technique rustique on se trouve confronté aux contraintes suivantes : ➤ avoir une idée du courant de charge. En cas d'utilisation d'un bloc peu puissant et non régulé (parce que le

moins cher) on pourra ajuster le courant en jouant sur la tension;

→ savoir si le courant circule effectivement. Si on charge une lampe de plongée pour une plongée de nuit il faut être sûr qu'il n'y a pas de faux contact. Un voyant sensible au courant est donc préférable à une simple LED de présence de tension sur le bloc.

→ ne pas l'oublier en charge. Il faut un voyant et charger dans un endroit où l'on passe souvent.

Sur le schéma proposé ici, la LED s'allume dès que la tension base-émetteur du transistor

atteint environ 0,2 V soit un courant de 200 mA si R1 fait 1 Ω ou environ 40 mA si R1 fait 4Ω7.

La chute de tension induite par ce voyant ne peut jamais dépasser 0,7 V ( $V_{be}$  du transistor); si le courant continue d'augmenter alors que  $V_{be}$  a atteint 0,7 V, c'est la base du transistor qui absorbe l'excès de courant. Il faut donc utiliser un transistor de puissance bien que le courant de collecteur soit faible. Le choix est tombé sur le BU406, peu cher, peu encombrant (boîtier TO220) et capable d'encaisser 4 A dans la base.

On a donc, ainsi, résolu les 2 dernières contraintes, par la

présence d'un voyant sensible au courant débité. Reste le problème de connaître le courant débité. La tension sur la résistance R1 donne une image du courant débité tant que  $V_{be}$  est inférieure à 0,6 V, mais on peut aussi intercaler un ampèremètre pour connaître le courant de charge sur les différents calibres de tension du bloc. Ensuite, on choisira entre charge pas trop lente, en 5 h environ par exemple par Cah/5 ou plus lente encore, 10 h à Cah/10 (Cah, la capacité exprimée en (m)Ah/h est souvent mentionnée sur la batterie). Plus le courant de charge choisi est faible, moins le risque d'oubli en charge n'a de conséquence.

On pourra, dans certains cas, intégrer ce montage directement dans le boîtier du bloc secteur (à condition de savoir ce que l'on fait en raison de la présence du secteur) ou le mettre à la suite dans un mini-boîtier du type télécommande.

Attention : une inversion de la polarité du bloc batterie peut détruire pas mal de choses et il n'est pas possible de protéger avec une diode car le courant devient énorme mais sans s'inverser; il faut donc protéger avec un fusible ou un poly-switch.

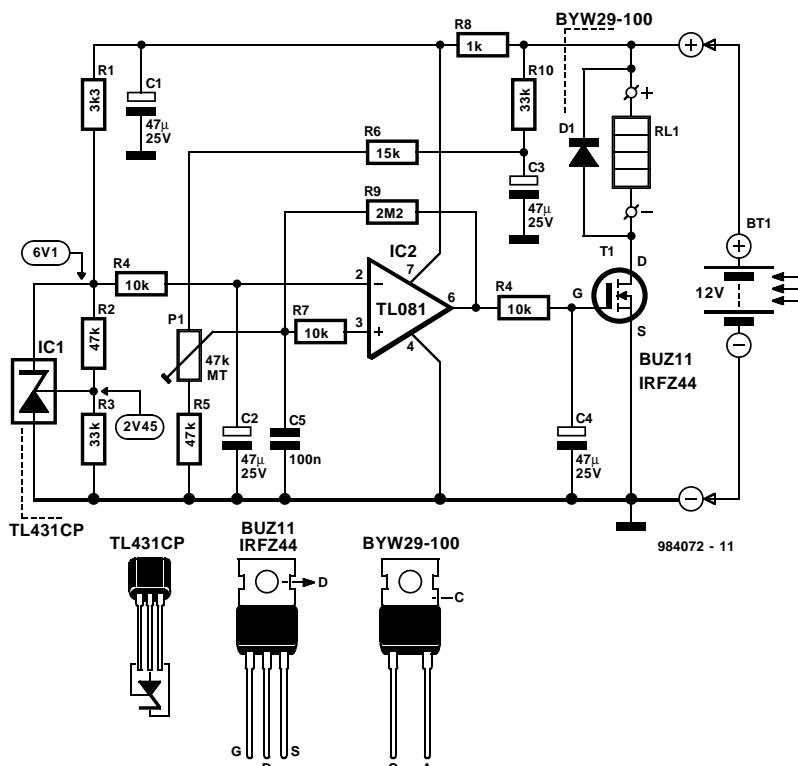
(984083-I)

**087**

## chargeur solaire « vert »

projet : W. Zeiller

Normalement, les installations à panneaux solaires dotées d'une batterie-tampon sont dimensionnées de façon à ce que la batterie puisse se charger même dans des conditions d'ensembelement moyennes. Partant, lorsqu'il fait très beau, la batterie se recharge très rapidement risquant, si le régulateur de charge ne remplit pas correctement sa fonction, une surcharge. Ce type de régulateur repose sur le principe dit de shunt, éliminant dans une résistance parallèle l'énergie excédentaire produite par l'installation solaire voire en court-circuitant purement et simplement le module. Il est bien évidemment décevant que le courant solaire obtenu à la suite d'un investissement conséquent ne soit pas mieux mis à contribution. Le régulateur (pour panneaux) solaire décrit ici sert à dériver le courant excédentaire —la batterie étant chargée à sa capacité maximale— vers un appareil en attente. Il pourrait, par exemple, s'agir d'un réfrigérateur portatif alimenté en 12 V et doté d'éléments Peltier, d'une pompe assurant une circulation d'air dans la cuve de récupération de l'eau de pluie, voire une ventilation basée sur un ventilateur fonctionnant sous 12 V. Le courant dérivé par le présent régulateur de charge pourrait éven-



tuellement, la batterie principale étant pleinement rechargeée, servir à la charge d'une seconde batterie. Il ne faudra pas oublier dans ce cas non plus, de prévoir une protection contre la surcharge de la seconde batterie vu que l'on risquerait une augmentation dangereuse des 2 tensions de batteries lorsqu'elles sont

toutes 2 pleinement chargées. Il faudra, si l'on veut que la batterie solaire pilotée par notre régulateur de charge ne soit pas surchargée, que le courant traversant la charge se substituant au shunt soit suffisamment important pour pouvoir absorber la totalité de la puissance excédentaire fournie par le panneau solaire, ce qui correspond, dans le cas d'un module 100 W, à jusqu'à 100 watts. Il faudra alors avoir besoin d'un courant de quelque 6 à 8 A à une tension d'alimentation comprise entre 12 et 15 V. Lorsque, le rayonnement solaire diminuant, la tension tombe en-deçà de la tension de gazage de quelque 14, 4 V, un

FET à canal N de puissance, T1, mettra la charge hors-circuit. Ce point de déconnexion est bien respecté, même en cas de variations de température importantes, grâce à la tension de référence fournie par un TL431, IC1. Le comparateur nécessaire prend la forme d'un amplificateur opérationnel à FET du type TL081, qui travaille, de par la présence de R9 ( $2M\Omega$ ) avec une petite hystérésis de 0,5 V. Le condensateur C5 ralentit quelque peu le processus de commutation, ce qui ne pose pas de problème vu que le FET commute encore plus lentement de par la présence de C4. Cette commutation douce a l'avantage d'éviter la production

de rayonnement parasite dû aux flancs raides et de limiter le courant de démarrage du moteur, mais présente l'inconvénient d'introduire, lors de la commutation, au niveau du FET des pertes de 25 W au maximum, ce qui implique de le doter d'un (petit) radiateur.

Le réglage du montage est enfantin : on commence par mettre P1 en butée de manière à ce que son curseur soit en contact avec R5. Une fois que la batterie a atteint la tension devant se traduire par une déconnexion (13,8 à 14,4 V), on joue doucement sur P1 jusqu'à obtenir le basculement de la sortie du comparateur, sa

broche 6, d'un niveau bas ( $< 1$  V) vers un niveau haut ( $> 10$  V), ce qui se traduit par la mise en circuit de la charge au travers du FET T1.

On utilisera de préférence, pour P1, un potentiomètre multitor voire un potentiomètre à 10 tours. Lors de la première mise sous tension il faut, aux condensateurs électrochimiques du montage, quelque 2 s avant qu'ils ne soient chargés, durée pendant laquelle la sortie du comparateur est haute et partant la charge brièvement connectée au système par le biais de T1.

On pourra, s'il devait se faire que T1 ait à effectuer une commutation à impédance particu-

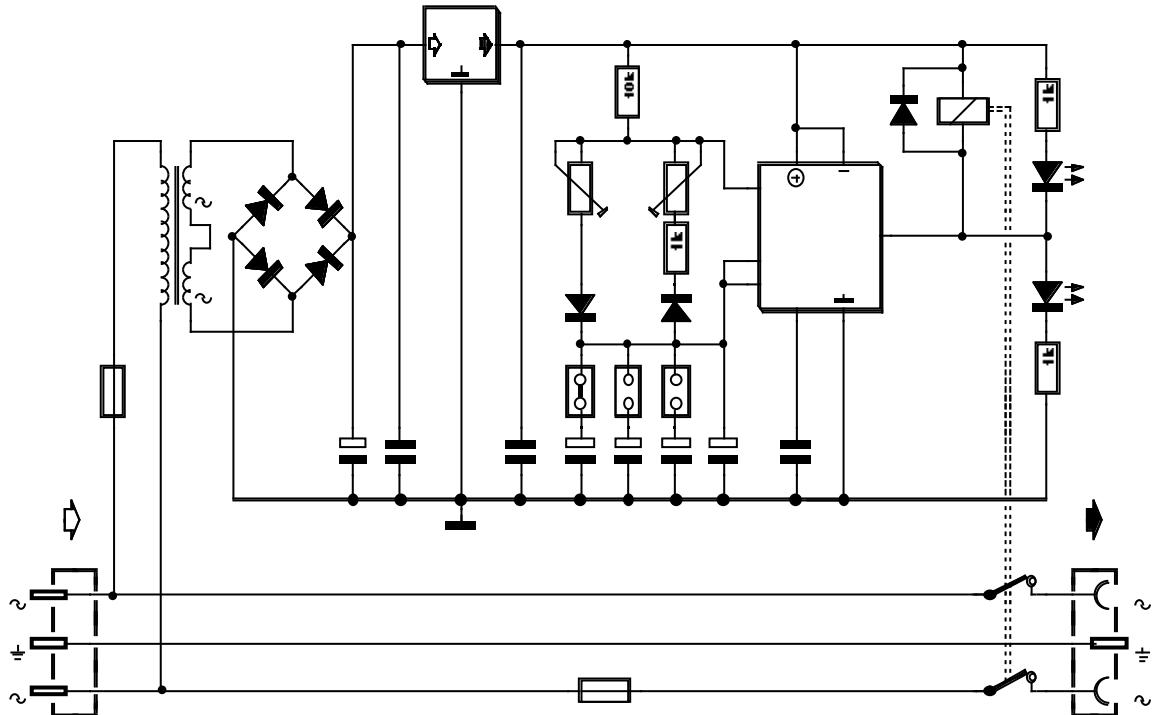
lièrement faible, remplacer le BUZ11 par un IRF44, capable, avec 150 W au maximum, de commuter une charge de 2 fois plus importante; ce composant possède une résistance d'activité ( $R_{on}$ ) de 24 m $\Omega$  seulement. Il faudra impérativement, étant donné les courants très importants auxquels on peut se voir confronté dans le cas d'un court-circuit de batterie, prévoir, dans la ligne allant au régulateur, un fusible dimensionné en fonction de la charge.

La consommation propre du circuit est faible, étant de l'ordre de 2 mA à l'état bloqué et de moins de 10 mA lorsque T1 est passant.

984072-I

88  
088  
0

## générateur d'impulsions secteur



G. Klein

Ce circuit pilote la tension du secteur avec des intervalles de mise en et hors-fonction indépendants, dont la durée peut être réglable entre 1 s et 10 mn. Il pourra servir, par exemple, lors de tests longue durée d'appareils ou pour une mise sous tension, à intervalle régulier, de l'une ou l'autre machine.

Le transformateur Tr1 fournit, épaulé par le pont de redressement et le régulateur de tension 7812, une tension régulée de 12 V destinée à l'alimentation du temporisateur et du relais. Le NE555, vous aurez reconnu le triple cinq, numéro typique du temporisateur, est câblé de façon telle qu'il est possible d'ajuster séparément les temps de charge

et de décharge du condensateur dont dépendent ces constantes chronologiques. L'implantation d'un cavalier sur une embase à 2 rangées de 3 contacts met à disposition 4 plages de durées différentes. La position 1-2 donne les durées les plus longues, suivie de 3-4, 5-6 et de la position 1-3 qui se traduit par les durées les plus courtes.

Dans ce dernier cas, seul le condensateur électrochimique de 10  $\mu$ F, en tout état de cause connecté en permanence au 555, est de la partie; on pourra, si besoin était, éventuellement en diminuer encore la capacité. Les 2 ajustables de 500 k $\Omega$  permettent un réglable fin des temps de mise sous et hors-tension. La résistance de 1 k $\Omega$

prise en série avec l'un des ajustables de  $500\text{ k}\Omega$  définit la durée de décharge minimale. Le temporisateur pilote un relais qui par le biais des 2 contacts qu'il comporte, commute les

2 lignes actives du secteur. Les 2 LED visualisent l'état de l'appareil : lorsque la tension du secteur est transmise, la LED rouge est allumée, lorsqu'elle ne l'est pas, c'est au tour de la LED

verte de l'être. Le fusible de 0,1 A protège le transformateur secteur et la partie basse-tension. Le fusible de 4 A à tempérisation moyenne (ni lent ni rapide) protège le relais contre

toute surcharge. Il faudra en adapter les caractéristiques à celles du relais.

984122-1

# 089 amplificateur audio 1 watt BTL

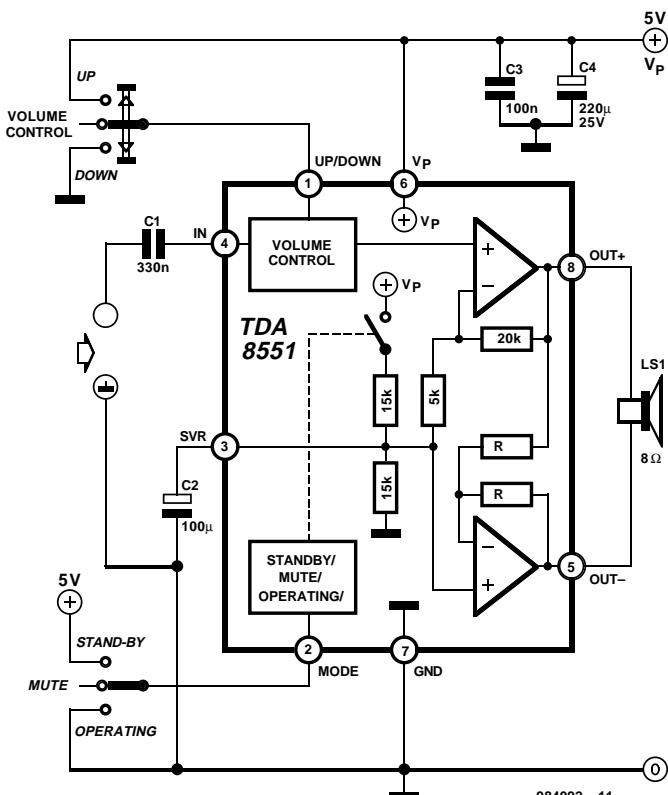
source : Philips Semiconductors  
Preliminary Specification

Le TDA8551(T) de Philips Semiconductors est un amplificateur de puissance audio BTL (**Bridge Tied Load**) capable de fournir une puissance de sortie de 1 W dans une charge de  $8\Omega$  à une DHT (**Distortion Harmonique Totale**) de 10% et ce avec une alimentation de 5 V. Le schéma que nous vous proposons combine la structure interne du TDA8551(T) et son schéma d'application typique. Il est possible de régler le gain de l'amplificateur par le biais de l'entrée de commande numérique du volume. Si l'on choisit le volume maximum, le gain sera de 20 dB. La broche MODE permet de faire fonctionner le circuit dans l'un des 3 modes disponibles :

- ♦ standby (broche MODE mise entre  $V_p$  et  $V_p - 0,5$  V),
- ♦ mute (silencieux, niveau de la broche MODE entre 1 V et  $V_p - 1,4$  V) ou
- ♦ normal (niveau de MODE inférieur à 0,5 V).

Le TDA8551 est doté d'une circuiterie interne de protection thermique avec mise hors-fonction automatique.

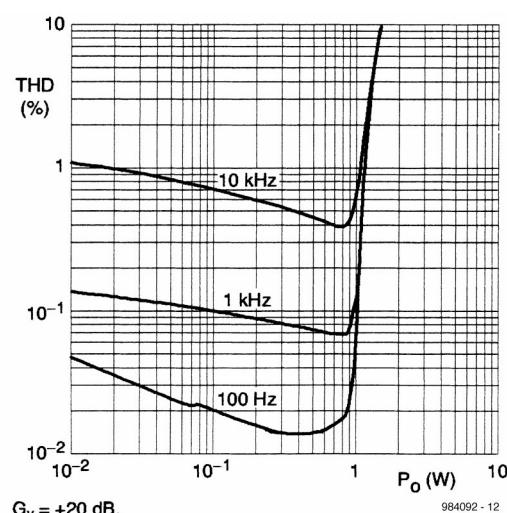
La chute de tension totale introduite par l'étage à 2 transistors CMOS complémentaires est inférieure à 1 V. Comme nous le disions plus haut, on dispose, avec une alimentation sous 5 V et avec un haut-parleur de  $8\Omega$ , d'une puissance de sortie de 1 W. La commande de volume bat une plage d'atténuation allant de 0 dB à 80 dB en 64 pas définis par le niveau 3 états présent sur la broche UP/DOWN : si la dite broche est flottante, le volume reste inchangé; en cas d'impulsions négatives le volume (logiquement) décroît, alors qu'il augmente en cas d'application d'impulsions positives. Chacune des impulsions appliquée sur la



984092 - 11

broche UP/DOWN se traduit par une variation de gain de 80/64 = 1,25 dB (valeur typique). Lors de la première application de la tension d'alimentation, l'atténuateur est mis à 40 dB (volume faible), de sorte que le gain de l'ensemble de l'amplificateur est alors de -20 dB. Il faudra appliquer quelques impulsions positives à la broche UP/DOWN avant d'atteindre un niveau sonore audible. Le graphique rend l'évolution de la DHT en fonction de la puissance de sortie. La consommation de courant au repos de l'amplificateur est donnée pour être de 10 mA typiques, courant auquel il faudra ajouter celui résultant de la tension d'offset de sortie divisée par l'impédance de la charge.

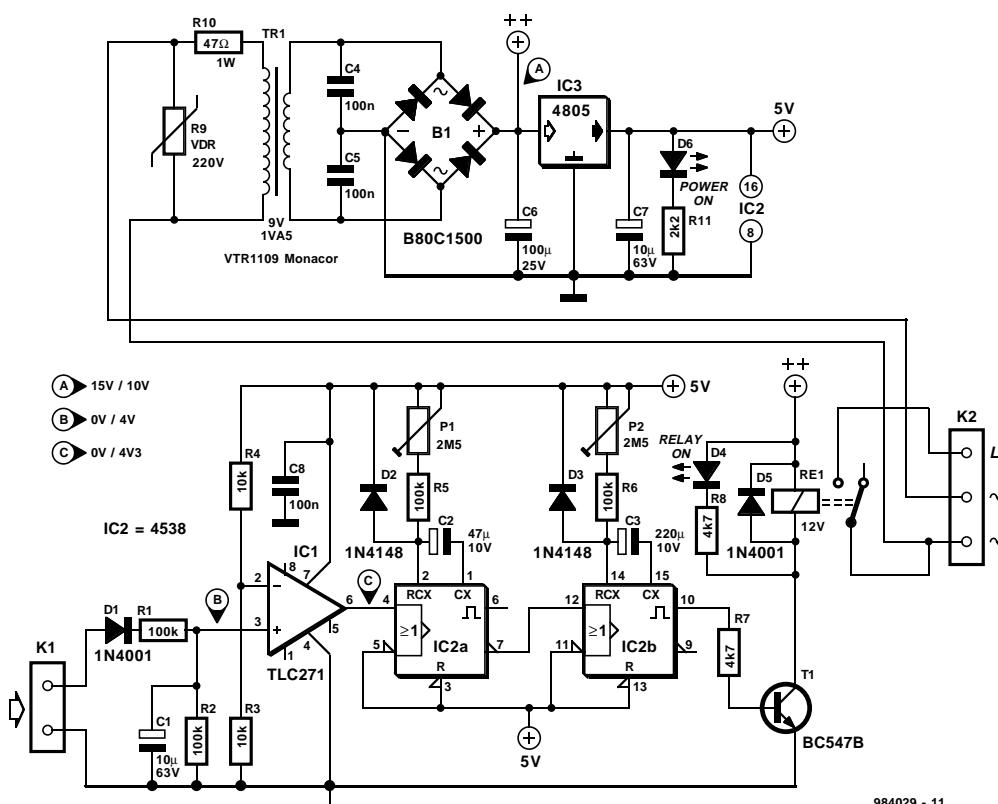
984092-1



G<sub>V</sub> = +20 dB.

984092 - 12

# éclairage anti-cambriole commandé par la sonnette de porte



condition que la dite sonnette soit une sonnette de porte de devant ou de derrière classique alimentée en 8 V continus ou alternatifs. L'entrée du circuit est tout simplement prise en parallèle sur le bouton de la sonnette. On fait appel à un relais en sortie de manière à pouvoir piloter facilement un éclairage, qu'il se trouve dans le couloir, ou à l'extérieur.

Une action sur le bouton de sonnette se traduit par la mise en charge du condensateur C1 dont la tension de bornes dépasse alors le seuil de commutation de 2,5 V définit pour le comparateur IC1. Dans ces conditions la sortie du comparateur bascule vers un niveau haut et déclenche

## Liste des composants

Résistances :  
 R1,R2,R5,R6 = 100 kΩ  
 R3,R4 = 10 kΩ  
 R7,R8 = 4kΩ  
 R9 = VDR 220 V, modèle miniature  
 R10 = 47 Ω/1 W  
 R11 = 2kΩ  
 P1,P2 = ajustable 2MΩ5

Condensateurs :  
 C1,C7 = 10 µF/63 V radial  
 C2 = 47 µF/10 V radial  
 C3 = 220 µF/10 V radial  
 C4,C5,C8 = 100 nF  
 C67 = 100µF/25 V radial

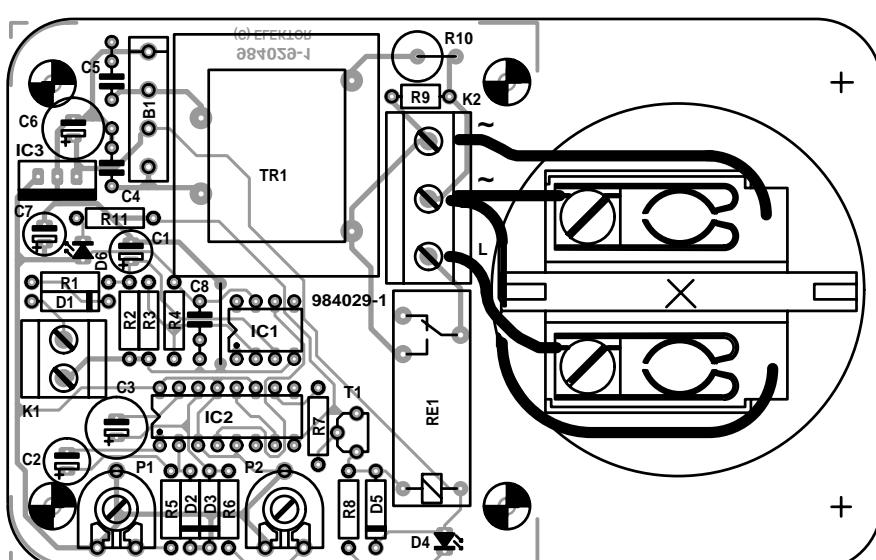
Semi-conducteurs :  
 B1 = B80C1500 rectangulaire, terminal négatif (-) à l'extrémité tronquée (80 V, 1,5 A continu)  
 D1,D5 = 1N4001  
 D2,D3 = 1N4148  
 D4,D6 = LED 5 mm  
 T1 = BC547B  
 IC1 = TLC271CP  
 IC2 = 4538  
 IC3 = 4805

Divers : K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm  
 K2 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 7,5 mm  
 Re1 = relais encartable 12 V à contact travail tel que, par exemple, V23057-B0002-A401 (Siemens)  
 Tr1 = transformateur secteur 9 V/1,5 VA, tel que, par exemple, VTR1109 (Monacor)  
 Boîtier = Micro type N12 par exemple

S'il existe une technique parfaitement normale et intégrée socialement pour savoir s'« il y a quelqu'un », c'est d'appuyer sur le bouton de la sonnette placée à l'entrée. Il se veut malheureusement que les aspirants monte-en-l'air utilisent le même moyen pour savoir si vous n'êtes

pas à la maison. Le présent montage trompera, nous l'espérons, un cambrioleur potentiel, en lui faisant croire, par l'allumage, après un court délai, d'un éclairage quelconque, que quelqu'un est sur le point d'arriver à la porte pour l'ouvrir. La durée de cette temporisation est ajustable entre 5 et 125 s environ. Dans le même ordre d'idées, la durée d'allumage de l'éclairage est ajustable, elle, entre 25 et 600 s (10 mn).

La platine a été dessinée de manière pouvoir être facilement intégré dans la circuiterie d'une sonnette de porte existante, à



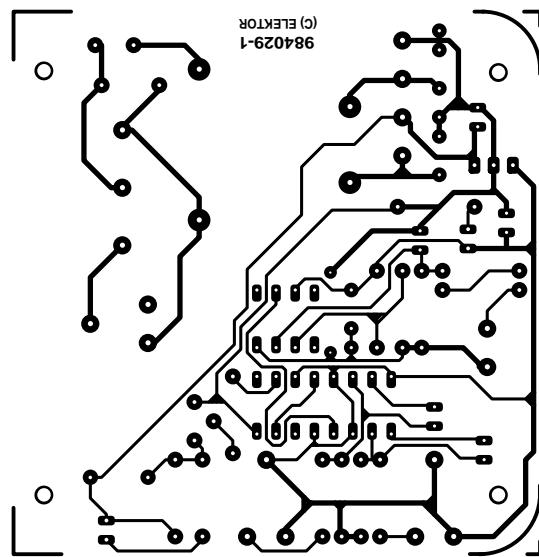
le multivibrateur monostable (MVM) IC2a. Le dit monostable définit le délai (temporisation) qui s'écoule avant la mise en fonction de la lampe. P1 permet de jouer sur la longueur de cette temporisation. Le second MVM, IC2b, sert à définir la durée d'allumage de l'éclairage, durée ajustable par le biais de P2. Une LED, D4, sert à visualiser l'activité du relais.

La seule caractéristique non conventionnelle de l'alimentation est qu'elle met à profit le fait que le petit transformateur de 9 V fournit sans problème 15 V. Il ne doit pas y avoir de problème, dans ces conditions, à utiliser un relais 12 V faible puissance, la tension non régulée chutant à quelque 10 V lors du collage du relais.

S'il devait se faire que la tension de votre sonnette est inférieure à 8 V environ, il se peut qu'il

vous faille diminuer quelque peu la valeur de R1. Si votre sonnette de porte est alimentée en continu, il faudra connecter la borne (+) de la sonnette à l'anode (pôle +) de la diode D1. On pourra là encore diminuer quelque peu la valeur de R1 le cas échéant.

Les dimensions de la platine ont été choisies de manière à pouvoir la placer dans un coffret pour adaptateur secteur Micro. Il faudra prêter une attention particulière à l'aspect du câblage reliant le bornier K2 et la prise secteur intégrée dans le boîtier. On s'assurera d'utiliser des conducteurs prévus pour la tension du secteur et vérifiera avec soin la fixation des extrémités des dits câbles dans le bornier monté sur la platine d'une part et dans la combinaison fiche/prise secteur. On veillera également, pour les



mêmes raisons de sécurité, à ce que la LED ne dépasse pas le plan du boîtier plus que nécessaire. La platine est disponible auprès des adresses habituelles.

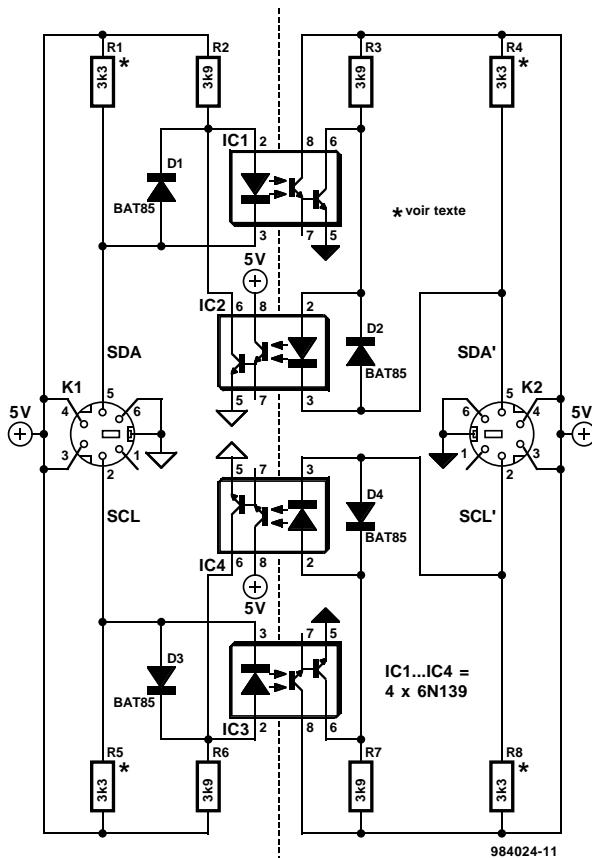
984029-1

# 091 isolation galvanique pour bus I<sup>2</sup>C

## application National Semiconductor

Nous avons découvert, lors d'une promenade impromptue dans la bibliothèque de schémas de National Semiconductor, une isolation galvanique pour bus I<sup>2</sup>C plus simple encore que celle que nous avons eu l'occasion, il y a quelque temps déjà, de vous proposer. Comme il est apparu, dans la pratique, que ce schéma remplissait parfaitement la fonction pour laquelle il avait été conçu, nous nous faisons un plaisir de vous le présenter.

Voici comment les choses se passent. Lorsque la ligne SDA se trouve à « 1 », tant sur le connecteur gauche que sur le connecteur droit, l'électronique est au repos et les opto-coupleurs IC1 et IC2 ne sont pas activés. Si la ligne SDA passe à « 0 » sur le côté gauche, on aura, à travers R2, circulation d'un courant par la LED intégrée dans IC1. La ligne SDA se voit alors, par le biais de D2 et de IC1, forcée au niveau bas du côté du connecteur droit. L'opto-coupleur IC2 ne transmet pas ce « zéro » vers la partie gauche de l'électronique sachant que la LED intégrée dans IC2 ne pré-



sente pas, pour le dit niveau, la polarité requise. On évite ainsi

que le circuit e se fige dans un état « nul » pour le reste de

l'éternité. Il suffit d'un coup d'œil pour constater que l'on se trouve en présence d'un schéma parfaitement symétrique; de ce fait, si SDA se trouve à zéro sur le côté droit, cet état est transmis au côté gauche. La moitié du schéma inférieure destinée à la ligne SCL est parfaitement identique à la partie supérieure. Quelques détails en guise de conclusion. Les résistances R1, R4, R5 et R8 sont les résistances de forçage au niveau haut (*pull up*) de 3kΩ3 classiques qui doivent être présentes dans toute ligne I<sup>2</sup>C. Si le système comporte déjà, ailleurs, ces résistances de pull-up, on pourra supprimer les 4 résistances en question. Il nous faut signaler que le courant présente ici une intensité légèrement supérieure à celle que l'on rencontre normalement pour la simple et bonne raison que les LED des opto-coupleurs dotées de leur propre résistance de limitation de courant se trouvent prises en parallèle sur les dites résistances de pull-up. Les courants en question restent cependant dans les limites des spécifications de la norme définie pour le bus I<sup>2</sup>C.

984024-1

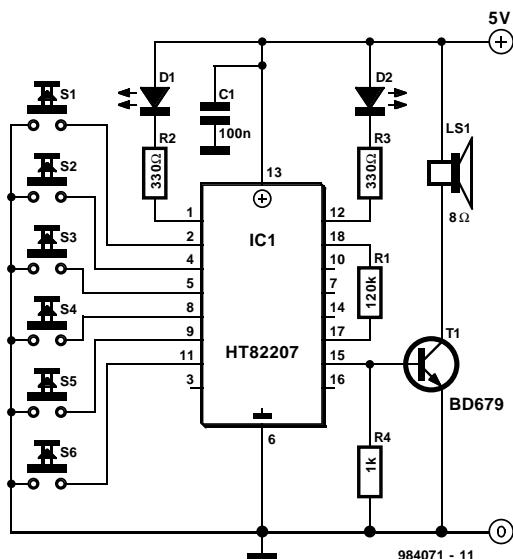
092

# générateur de bruits « western »

(application Holtek)

Les montages tels que celui que nous vous proposons ici constituent le summum de l'intégration. Il est vrai qu'il faut encore les doter de l'un ou l'autre composant externe mais dans le cas présent ceux-ci se résument à un haut-parleur miniature et aux quelques organes, des boutons-poussoirs, nécessaires à la manipulation du montage. La quasi-totalité de la réalisation est, c'est le cas de le dire, intégrée dans un circuit intégré, IC1.

De quel circuit intégré s'agit-il ? D'un HT82207, un générateur de bruits intégré. Ce circuit intégré standard à 18 broches intègre un nombre respectable de sous-ensembles destinés l'un à la génération de signaux audio, l'autre à leur mélange (*mixer*), un troisième à leur traitement, un autre encore à leur



Fonction des boutons-poussoirs S1 à S6

S1 : corne	S4 : coup de pistolet
S2 : hennissement	S5 : coup de fusil
S3 : bruits de sabots	S6 : coup de canon

mise en forme, tout ceci en vu de produire un certain nombre de bruits parfaitement reconnaissables. Comme le dit le titre, le présent montage a pour objectif de produire des bruits ayant, d'une manière ou d'une autre, trait au monde du western. Aux ordres des boutons-poussoirs S1 à S6, le montage produit des bruits allant des bruits de sabots de cheval, de tir de Winchester (ou autre fusil), de hennissement, de coup de pistolet, voire de canon sans oublier le son de la corne. Lors de certains jeux, ces bruits peuvent tomber à point et pourront donner une teinte très originale à d'autres événements.

Au repos, le montage n'a pas besoin de plus de 1 µA. Pour quelques dizaines de francs, on trouve ce composant, chez Conrad RFA en particulier.

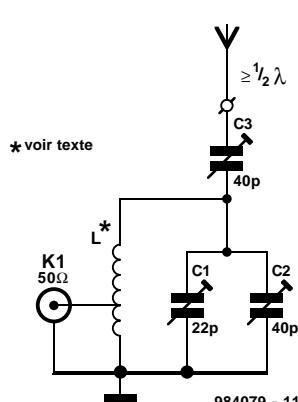
984071-I

093

# unité de syntonisation pour stations CB 27 MHz

**G. Baars**

La présente unité de syntonisation d'antenne (USA, dite ATU pour *Antenna Tuning Unit* en anglais) permet d'adapter des antennes filaires demi-onde ( $\frac{1}{2}\lambda$ ), voire de longueur supérieure, à l'entrée 50 Ω d'une station CB (*Citizen Band*) traînant sur 27 MHz. On pourra faire appel à cette USA pour les cas où une antenne filaire est moins « encombrante » qu'une antenne montée sur le toit ou couchée à plat. Elle pourra également rendre d'éminents services dans le cas d'antennes « improvisées » telles celles utilisées par les CBistes actifs sur un camping vu qu'il leur faut tirer une antenne entre une branche d'arbre d'une part et, par exemple, un piquet de tente de l'autre. Il faudra bien évidemment mettre en place une isolation des extrémités à l'aide, par exemple, d'une courte lon-



gueur de nylon. On pourrait même imaginer l'utilisation de cette USA pour syntoniser (accorder) sur une 27 MHz une longueur de fil de fer barbelé. La self présente sur le système, L1, comporte 11 spires de fil de cuivre argenté d'un diamètre de

1 mm environ (SWG20). Le diamètre intérieur de cette self sera de 15 mm, sa longueur, après l'étirage requis, de 4 cm environ. La prise intermédiaire de l'antenne vers le poste CB sera effectuée à 2 spires du côté froid (masse). Le montage dispose de 2 condensateurs ajustables servant au réglage de l'unité de syntonisation. Le condensateur variable à la capacité la plus faible, C1, sert au réglage fin, C2, servant lui au réglage grossier.

On procédera au réglage de ces ajustables en s'aidant d'un SWR-mètre (instrument servant à mesurer le taux d'ondes stationnaires, TOS, *Standing-Wave Ratio* en anglais d'où le SWR), instrument dont dispose la majorité des amateurs de CB enthousiastes; il vous faudra sinon essayer d'en emprunter (ou d'en louer) un. Après avoir sélectionné le canal 20 du poste CB

on met les ajustables C1 et C3 à mi-course. On actionne le bouton PTT (*Push To Talk*) et par action sur C2 on recherche le meilleur (c'est-à-dire le plus faible) TOS. Ensuite on joue alternativement sur C3 et C2 jusqu'à ce que l'on ait le TOS le plus proche possible de 1:1. On pourrait même envisager d'ajuster encore plus finement C1 pour une valeur de TOS meilleure. Il ne sera plus nécessaire de procéder à un réglage de l'USA tant que l'on ne change pas d'antenne ou que l'on ne modifie pas les caractéristiques physiques de celle ayant servi au réglage. On mettra, si la longueur de l'antenne filaire devait être de  $\frac{1}{2}\lambda$  très exactement, 5,5 m, C3 à sa capacité maximale. Bien que cette USA ait été conçue au départ pour des antennes demi-onde ou plus longues, on pourra fort bien

l'utiliser avec des antennes physiquement plus courtes. Supposons par exemple qu'une antenne ait une longueur physique de 3 m seulement, il faudra bobiner les 2,5 m restant sur une longueur de tube PVC. Ce faisant, on réalise ce que l'on appelle une antenne BLC (**Base**

*Loaded Coil*) raccourcie électriquement. Dans la pratique, la self rajoutée peut être légèrement plus courte que sa valeur théorique, de sorte qu'il faudra déterminer expérimentalement la meilleure longueur.

Il restera, pour terminer, à mettre l'USA dans un boîtier métallique pour éviter tout rayonnement indésirable. On veillera à pouvoir accéder aux ajustables par le biais de petits orifices percés aux endroits stratégiques, dans le boîtier de métal. Le branchement au poste CB fera appel à une embase SO239 (UHF) ou BNC

que l'on aura fixée sur le boîtier de l'unité de syntonisation d'antenne et à un morceau de câble coaxial 50 Ω de faible longueur dotés à ses extrémités des connecteurs requis.

984079-1

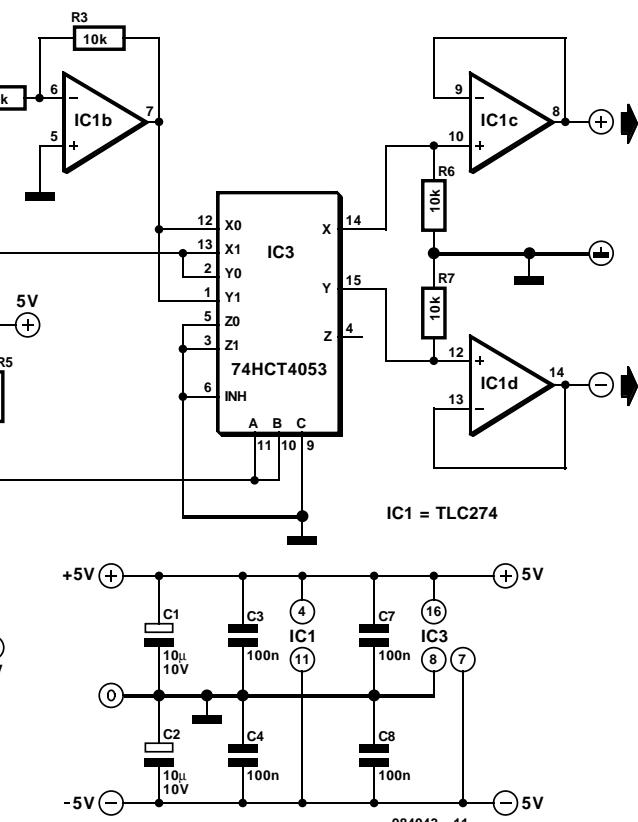
094

## redresseur double alternance symétrique

Les redresseurs actifs prennent le plus souvent la forme d'un circuit basé sur un amplificateur opérationnel et doté de diodes dans la ligne de contre-réaction. Cette approche classique convient à grand nombre d'applications mais elle n'en appelle pas moins une remarque. L'utilisation de diodes implique, par définition, l'introduction d'une erreur, pour la simple et bonne raison que les diodes ont un comportement en sens passant qui n'est pas linéaire. Cependant, dès lors que le gain en boucle ouverte des amplificateurs opérationnels utilisés est suffisamment élevé, l'erreur ainsi introduite sera tellement bien compensée que la non-linéarité finale du redresseur sera pratiquement négligeable. Cette situation est satisfaisante, mais cela n'est pas toujours possible. En règle générale, cela ne pose, aux fréquences faibles, que peu de problème, mais il se veut que dans le cas de l'amplificateur opérationnel standard, le gain en boucle ouverte diminue aux fréquences élevées. De ce fait, la non-linéarité des diodes est, aux dites fréquences, insuffisamment compensée, ce qui se traduit par la présence d'une distorsion gênante.

Le redresseur décrit ici ne connaît pas ce genre de problèmes. En effet, comme le montre le schéma, il ne comporte pas de diode dans le trajet du signal sur lequel on ne trouve que des composants au comportement linéaire. Le principe de fonctionnement de ce circuit de redressement « a-diодику » allie simplicité et astuce. Son cœur est constitué par le multiplexeur analogique IC3 et le comparateur IC2. On commence par tamponner, par le biais de

l'amplificateur opérationnel IC1a, le signal de tension alternative à redresser. On l'applique ensuite à 2 entrées du multiplexeur IC3, d'une part sous sa forme d'origine et de l'autre sous une forme inversée, l'opération d'inversion étant effectuée par IC1b. Outre cela, le signal d'entrée est également appliqué au comparateur IC2. La sortie de ce comparateur pendulera de ce fait entre les niveaux « haut » et « bas » au rythme du signal de tension alternative. Pourquoi tout ce traitement ?



IC1 = TLC274

984043 - 11

Hé bien, le multiplexeur ne cessera, au rythme du signal de commande du comparateur appliqué à sa broche 11, de basculer entre le signal d'origine appliqué à l'entrée X1 et celui, inversé, présent sur l'entrée X0. Le résultat de tout ceci est que l'on trouve, à la sortie du multiplexeur, un signal dont la polarité ne change plus et partant un signal de polarité constante, donc redressé. L'utilisateur peut choisir le signal qui l'intéresse sachant que l'on dispose en broche 14 du signal positif et en broche 15 du signal

négatif. IC1c et IC1d sont utilisés pour tamponner les signaux redressés.

Le redresseur possède une bande passante allant de 0 à 100 kHz. L'alimentation se fera à l'aide d'une petite alimentation symétrique de  $\pm 5$  V. La consommation de courant est de l'ordre de 6 mA.

984043-1

# alimentation symétrique XS

Cette alimentation symétrique XS (*eXtra Small*, pour ceux d'entre nos lecteurs qui n'auraient pas l'habitude d'acheter un petit Tshirt étroit à l'intention de l'un ou l'autre membre de leur famille) tombera à pic le jour où l'on a besoin d'une alimentation symétrique pouvant fournir un courant de quelques milliampères seulement. Le schéma que nous vous proposons est celui d'une alimentation  $\pm 15$  V capable de fournir en sortie un courant permanent de l'ordre de 25 mA avec un courant de crête de 100 mA. Pour peu que l'on fasse appel à d'autres transformateurs et/ou d'autres régulateur, la dite alimentation symétrique pourra être dimensionnée en vue de fournir en sortie des tensions de  $\pm 5$ ,  $\pm 9$ ,  $\pm 12$ ,  $\pm 15$ ,  $\pm 18$  et  $\pm 24$  V.

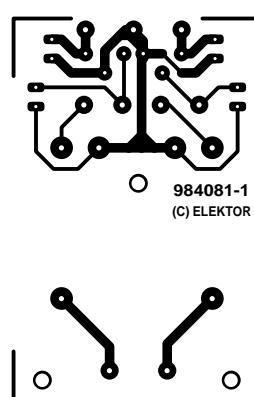
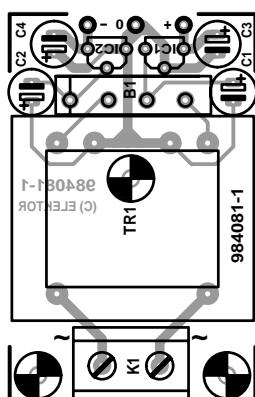
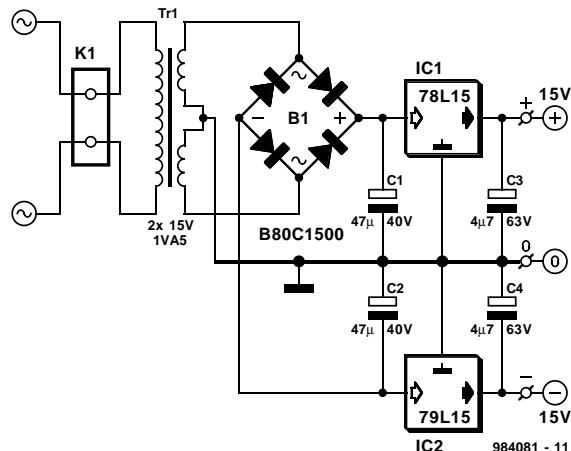
Attendez-vous cependant, pour les dernières valeurs de tension évoquées, à rencontrer des problèmes d'approvisionnement au niveau des régulateurs de tension négatifs. Vous ne devriez pas avoir de problème, vu sa compacité, à intégrer notre alimentation symétrique XS, à l'intérieur d'un appareil ou équipement existant.

L'un des inconvénients des transformateurs secteurs de faible capacité (produit Volt/Ampère [VA] faible) est qu'ils fournissent en sortie, hors-tension, une tension de secondaire relativement élevée. Hors-tension, le transformateur de Monacor mentionné dans la liste des composants fournit, dans le cas d'une tension secteur de 230 V, pas moins de 32 V aux bornes du régulateur de tension. Dans certains cas, la tension secondaire hors-tension risque de dépasser la valeur maximale de tension d'entrée admissible d'un régulateur de tension à puissance faible. Cette valeur est, typiquement, de 30 V dans le cas d'un régulateur 5 V, de 35 V dans celui des régulateurs 12 et 15 V et de 40 V pour les



derniers, à savoir les régulateurs 18 et 24 V. Il vous faudra, si vous vous attendez à être confronté avec une tension hors-tension proche du niveau maximal admissible indiqué par le fabricant, mettre en place des

résistances de shunt (*bleeder*, on pourrait presque parler de résistances de saignée, comme on les connaissait il y a quelques siècles) entre les 2 bornes du secondaire. Tachez de donner à ces résistances la valeur la plus



élevée possible en vue d'éviter toute dissipation inutile. Dans la majorité des cas, un courant de saignée de quelques milliampères suffit déjà pour amener la tension d'entrée du régulateur à un niveau ne présentant plus le moindre danger pour ce dernier. Bien que les transformateurs de la marque Hahn mentionnés dans la liste des composants ait le même brochage que celui des transformateurs de l'écurie Monacor, le modèle 3,2 VA est plus haut. En cas d'utilisation

de ce type de transformateur particulier, le courant de sortie permanent passe à l'ordre de 55 mA, à condition que l'on ait fait passer C1 et C2 à disons 100  $\mu$ F/25 V. Notez cependant qu'il vous faudra peut-être réduire la tension secondaire hors-tension en utilisant la technique évoquée plus haut. Il vous faudra fabriquer vous-même la platine de cette réalisation, circuit imprimé dont nous vous proposons le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants ci-contre.

984081-I

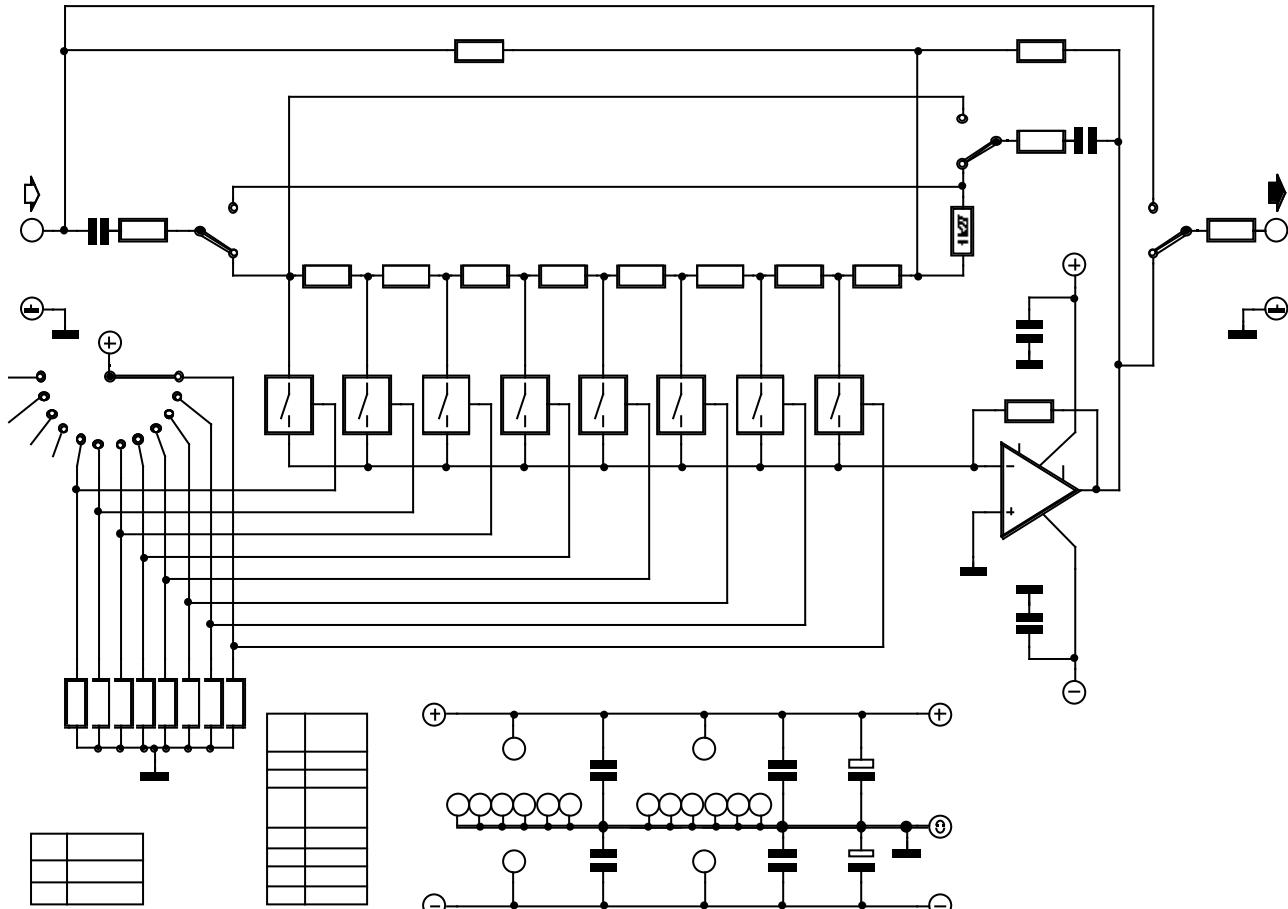
## Liste des composants

Condensateurs :  
C1,C2 = 47  $\mu$ F/40 V radial  
C3,C4 = 4 $\mu$ F7/63 V radial

Semi-conducteurs :  
IC1 = 78L15 (cf. texte)  
IC2 = 79L15 (cf. texte)  
B1 = BC80C1500 à boîtier rectangulaire (80 V tension de crête, 1,5 A continu)

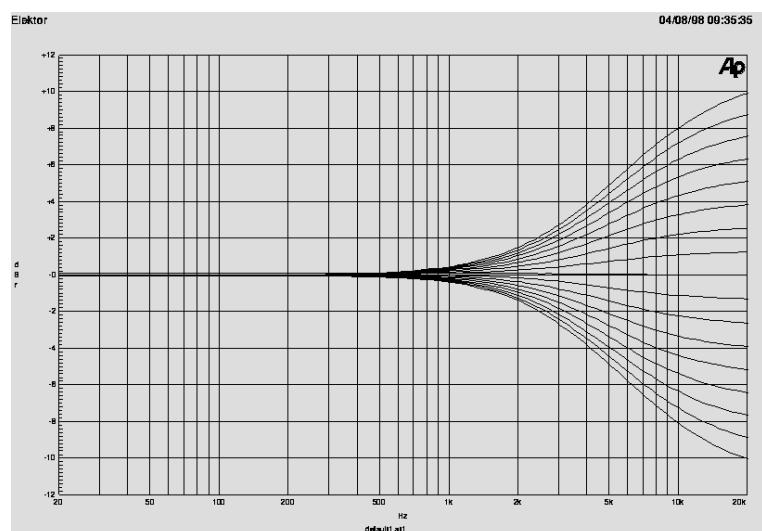
Divers :  
K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm  
Tr1 = transformateur secteur, cf. texte

Exemples :  
2x15 V/1,5 A : type VTR1215 (Monacor) ou type BV EI 302 2028 (Hahn)  
2x15 V/3,2 A : type BV EI 306 2078 (Hahn)



Nous vous avons, dans ce même numéro, présenté un contrôle de graves. Le présent montage connaît un mode de fonctionnement similaire et sert lui, au réglage des aigus. Il nous a fallu, procéder à l'une ou l'autre modification. L'une des différences entre les 2 schémas est la prise en série des condensateurs C1 et C2 avec le diviseur résistif R1 à R11. Les résistances R12 et R13 servent au réglage en tension continue de l'amplificateur opérationnel IC3. Pour éviter que les dites résistances n'aient d'effet sur la caractéristique, elles sont couplées au diviseur de tension et cela au point nodal de R9 et de R10. Dans ces conditions ces 2 résistances n'ont d'influence que sur le bruit basse-fréquence de l'amplificateur opérationnel et sur la charge à laquelle il est confronté. La valeur de 10 kΩ constitue un compromis accept-

table. Les fonctions des inverseurs et rotateur S1 à S3 sont les mêmes que celles remplies par les organes correspondants de la commande de graves. Le graphique de mesure permet d'illustrer clairement l'influence de ce montage. Il faudra, si l'on veut garantir une bonne symétrie entre les canaux gauche et droit choisir pour les résistances R1 à R13 ainsi d'ailleurs que pour les condensateurs C1 et C2, de préférence des composants à tolérance de 1%. Nous avons à dessein choisi de modifier quelque peu le dimensionnement des résistances R2 à R10 par rapport à leurs homologues de la commande de graves.



Avec le présent dimensionnement la plage de réglage débute au-delà de 20 kHz. Nous avons fixé à 11 dB le gain nominal pour être certains de disposer, à

20 kHz, d'une excursion de réglage de 10 dB. La consommation de courant du circuit est de  $\pm 10$  mA.

097

# testeur de câble pour PC

**S. Wolf**

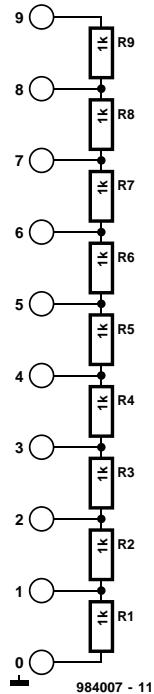
Il n'existe pratiquement pas d'idée géniale simple qu'il ne soit possible de simplifier encore plus. Nous vous avons proposé, dans le numéro double de l'an dernier, un connecteur d'adaptation sub D à 9 contacts pour tester les câbles pour ordinateur, connecteur dont les

bornes avaient été reliées, par le biais de résistance, à la masse (capot du connecteur, blindage), et cela de façon à ce que la valeur de la résistance (exprimée en kilohm) corresponde au numéro d'ordre de la broche (1 k $\Omega$  ainsi entre la broche 1 et la masse, 2 k $\Omega$  entre la broche 2 et la masse, et ainsi de

suite). Si l'on branche ce connecteur à l'une des extrémités du câble il est possible, à l'autre, en s'aidant d'un multimètre, de vérifier la continuité (c'est-à-dire l'absence de rupture de conducteur) de chacune des liaisons en mesurant la résistance entre un contact donné et le capot. La valeur affichée donne le numéro d'ordre du conducteur (si l'on mesure 7 k $\Omega$ , la mesure a dû s'effectuer sur le contact 7).

Le problème rencontré est que les séries-E ne connaissent pas de valeur de résistance paire, 6 k $\Omega$  par exemple, mais qu'il faudra se contenter de valeurs approchées. Le schéma de la **figure 1** ne connaît pas ce problème. Nous ne sommes pas en présence d'une mise en parallèle mais d'une mise en série qui n'utilise que des résistances de 1 k $\Omega$ . Le résultat est le même. Nous ne doutons pas que vous ayez des dizaines de résistances de 1 k $\Omega$  dans votre tiroir de surplus.

984007-11



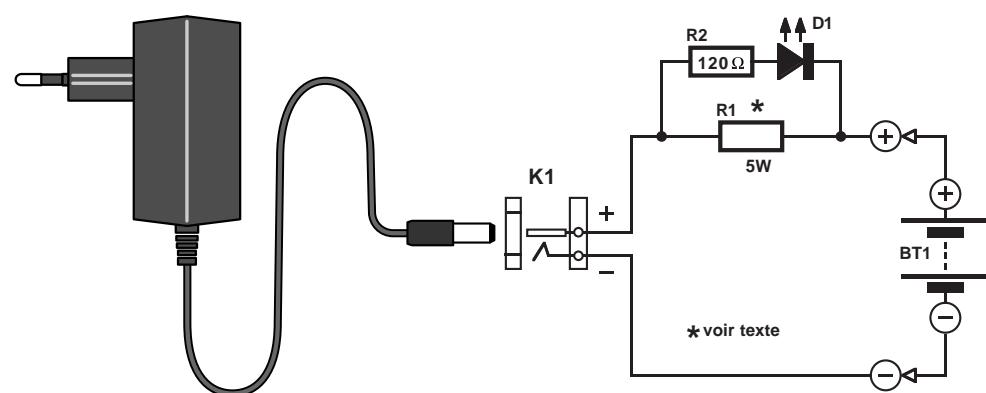
984007-11

098

# petit chargeur d'accus CdNi

Nombreux sont les chargeurs du commerce à reposer sur le présent schéma. Ce chargeur pour accus CdNi ultra-simple ne comporte en fait rien de plus qu'un adaptateur secteur, 2 résistances et une LED. La résistance R1 remplit une fonction double : elle sert d'une part à définir le courant de charge requis et de l'autre à produire une tension suffisante pour obtenir l'allumage d'une LED. La LED ne s'allume donc qu'en cas de circulation effective d'un courant (de charge).

Il s'avère, dans la pratique, que ce genre de montage fonctionne très bien. La charge se fait à un courant de l'ordre du quart de la capacité de l'accu (0,25 C) de sorte que si l'on recharge l'accu pendant 1 heure de trop cela n'a



984005 - 11

Tension d'accu	1,2	2,4	3,6	4,8	6	7,2	[V]
Tension minimum	4,7	6,1	7,5	8,9	10,3	11,7	[V]
Tension d'adaptateur	4,5	6	7,5	9	12	12	[V]
Valeur (théorique) de R1	12,4	12,8	13,2	13,6	20	14,4	[ $\Omega$ ]
Valeur E12 de R1	15	15	15	15	22	15	[ $\Omega$ ]
valeur de R2	120	120	120	120	240	120	[ $\Omega$ ]

pas de conséquence dramatique. De l'autre côté la recharge de l'accu est relativement rapide, de l'ordre de 4 à 5 heures. Le dimensionnement des composants répond à quelques

règles de base faciles à utiliser. Il faut commencer par connaître la tension nominale et la capacité de l'accu. On positionne alors la tension à fournir par l'adaptateur à une valeur égale à  $1,17x$  la tension d'accu plus 3,3 V (= tension aux bornes de R1). L'adaptateur doit pouvoir fournir un courant au moins égal à la moitié (0,5) de la capacité de l'accu. Le calcul de la valeur

de la résistance se fait par division de la tension 3,3 V par le quart (la charge se fait à 0,25 C, rappelez-vous) de la capacité de l'accu exprimée en Ah. La LED sera une LED rouge standard; c'est elle qui a la tension d'allumage la plus faible. Nous vous proposons ci-dessous un tableau récapitulatif qui vous évitera d'avoir à faire toutes sortes de calculs (c'est les

vacances !!!). Comme on le constate, la situation est simple, seules les valeurs pour une tension d'accu de 6 V différent. R1 sera une résistance ayant une puissance de 5 W. Le tableau est prévu pour des accus ayant une capacité unitaire (1 Ah). Il vous faudra, si votre accu possède une capacité différente, diviser la valeur (théorique) de R1 donnée

dans le tableau par la capacité de votre accu et opter ensuite pour la valeur de la série E12 (supérieur) la plus proche. Un exemple : supposons que vous ayez un accu de 6 V avec une capacité de 0,6 Ah : R1 ne vaudra pas y avoir de problème  $0 \Omega$  mais  $20/0,6 = 33 \Omega$ .

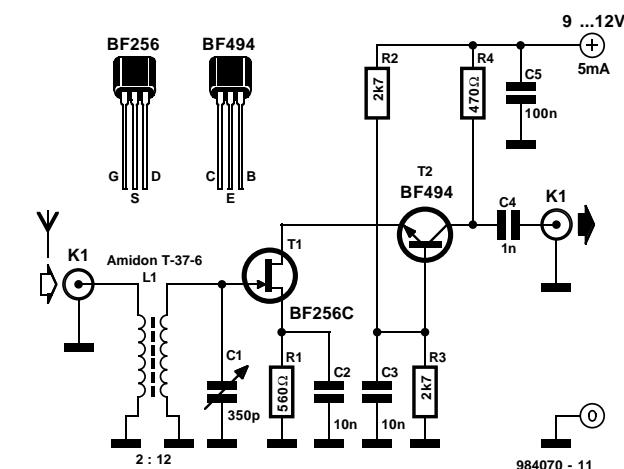
984005-1

099

## antenne O.C. active

*projet : G. Pradeep*

Le présent article est la preuve flagrante qu'il est possible, sans faire appel aux composants les plus exotiques, de réaliser un montage parfaitement utilisable et fonctionnel. L'électronique simple décrite ici utilise, au niveau des composants actifs, 2 composants classiques, à savoir un FET du type BF256C et un transistor HF tout ce qu'il y a de plus courant, un BF494 pour ne pas le nommer. Associé à quelques composants passifs, ces 2 transistors permettent de réaliser un amplificateur d'antenne remplissant parfaitement sa fonction. Comme le montre un coup d'œil au schéma, nos 2 transistors sont couplés en tension continue. Le FET T1 remplit une fonction double, celle d'amplificateur d'entrée et de tampon, le BF494 monté en



base commune se chargeant du gain de l'ensemble. Cet amplificateur a été calculé pour travailler aux fréquences comprises entre 10 et 30 MHz (et partant une bonne part du

domaines des Ondes Courtes, les O.C.); le gain qu'il introduit est de l'ordre de 20 dB. La self d'entrée L1 est bobinée sur un noyau torique du type T-37-6 (Amidon). Le primaire

prend la forme de 2 spires de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de diamètre, le secondaire étant lui constitué de 12 spires de ce même fil. On pourra, pour couvrir d'autres domaines de fréquences, expérimenter sur le nombre de spires. La syntonisation (accord) du réseau d'entrée doit, en principe, se faire, par le biais du condensateur ajustable C1, séparément pour chaque station. Le réseau étant relativement large, ce réglage se fait, en principe, assez simplement. L'alimentation prendra de préférence la forme d'un adaptateur secteur bien antiparasité fourni en sortie une tension comprise entre 9 et 12 V. La consommation de courant ne doit pas poser le moindre problème vu que l'amplificateur se contente de 5 mA seulement.

984070-1

100

## tachymètre de ventilateur d'U.C.

*projet : P. Teuwen*

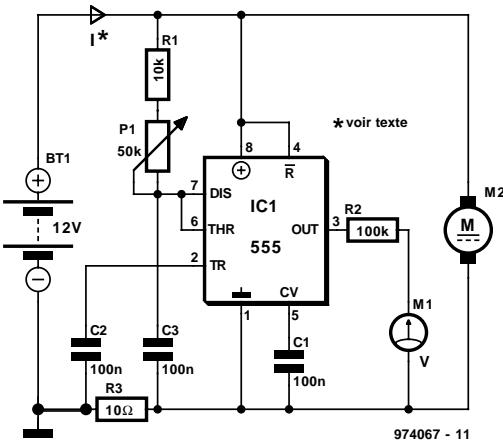
Le présent montage, au concept peu classique, est centré sur un temporisateur 555 monté en monostable (*one shot*). L'alimentation du moteur se fait au travers d'une résistance-série, R3. L'alimentation du 555 se fait elle en parallèle sur celle du moteur, et partant, également en

série avec notre résistance de  $10 \Omega$ , R3, la broche 1 du 555 étant connectée en aval de cette résistance (elle n'est donc pas, comme couramment, reliée à la masse). Dans le cas d'un moteur à courant continu on a toujours, en vue de créer un champ magnétique alternatif/tournant, com-

mutation (circuit marche/arrêt) des électro-aimants. Ce processus peut se faire mécaniquement, par le biais de charbons effleurant un collecteur, comme cela est le cas avec des moteurs de jouets, voire électroniquement, à l'aide d'un rien d'électronique intégrée dans le moteur, comme dans le cas du

moteur de ventilateur d'U.C. (**Unité Centrale**) ou de celui d'un lecteur de cassettes. Cette commutation aura lieu, dans la plupart des cas, au minimum tous les  $180^\circ$ , c'est-à-dire 2 fois par tour de moteur. La broche 2 du 555 (**T**Trigger = entrée de déclenchement) se trouve au 1/3 de la tension d'alimentation.

mentation nous apprend l'examen de la fiche de caractéristiques. La commutation des électro-aimants du moteur produit, aux bornes de R3, une courte crête de tension négative de quelques dixièmes de volt. Au cours d'une telle impulsion négative la tension de référence interne du 555 suivra le mouvement. Le niveau de tension présent sur l'entrée de déclenchement restera, par rapport au condensateur C2 qui lui se trouve à la « vraie » masse, constant, la tension aux bornes de C1 augmentant elle. En cas de circulation, à travers R3, d'un courant plus important, la tension de référence interne se verra, momentanément, rehaussée. Dans ces conditions, la tension présente à l'entrée de déclenchement (= C2) tombera, un



court instant, en-deçà de la 1/2 de celle présentée par l'entrée de suivi de tension (CV = *Control Voltage*) ce qui produira le déclenchement du 555. La tension de sortie du 555 sera,

en raison du train d'impulsions produit par le monostable, proportionnelle au régime du moteur. L'indicateur de régime du ventilateur prend la forme d'un petit galvanomètre à

bobine mobile rendant un courant de  $120 \mu\text{A}$  par un débattement à pleine échelle et possédant une résistance interne de  $750 \Omega$ . Il faudra, si l'on utilise un galvanomètre de caractéristiques différentes, adapter en conséquence la valeur de R2.

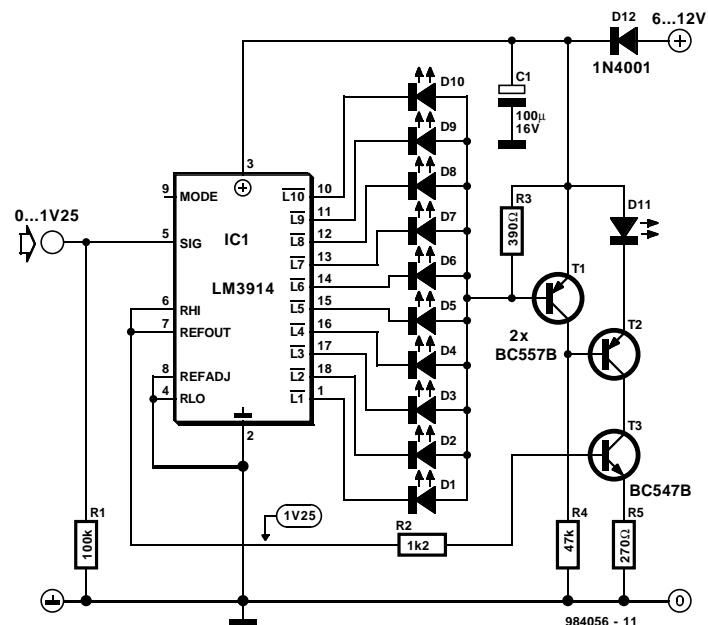
Attention ! Ce circuit ne fonctionne pas sur moteur antiparasité. S'il est impératif que le moteur soit déparasité, il faudra placer le condensateur de déparasitage sur l'ensemble du circuit et non pas uniquement sur le moteur. (Il faudra dans ce cas-là raccourcir au maximum les conducteurs reliant l'électronique au moteur et prendre un condensateur électrochimique de,  $100 \mu\text{F}/25 \text{ V}$  par exemple, en parallèle sur le galvanomètre).

974067-1

101

## indicateur d'extinction de barregraphe à LED

Cet indicateur à 3 sous peut, en principe, être combiné avec n'importe quel montage utilisant un barregraphe à LED piloté par un LM3914. Notre indicateur fera en sorte d'allumer une LED dès que toutes les LED pilotées par le LM3914 se seront éteintes. À quoi cela peut-il bien servir ne manquerez-vous pas de vous demander ? Hé bien tout simplement de la constatation que nous avons faite que l'extinction complète d'un barregraphe peut donner à penser, à tort, que l'appareil concerné se trouve hors-tension. L'appareil en question, oublié, continue de consommer du courant tout seul dans son coin, ce qui est particulièrement gênant dans le cas d'une alimentation par pile(s). Notre indicateur évite ce genre de situations et présente en outre l'avantage unique que bien que la LED d'indication utilisée ait une consommation de 2 mA, il ne draîne lui-même qu'un tout petit milliampère de l'appareil qu'il surveille – cette réduction de courant le rend encore plus intéressant dans le cas d'un montage alimenté par pile(s). Le principe de fonctionnement en est rapidement expliqué. Lorsque toutes les LED du barregraphe, D1 à D10, sont



éteintes, il n'y a pas de chute de tension aux bornes de la résistance R3. Dans ces conditions, T1 bloque et partant T2 entre en conduction. Ceci permet à T3 de constituer, en combinaison avec R5 et la tension de référence interne de IC1, une source de courant qui envoie un courant constant à travers D11 : la LED d'indication s'allume alors. Dès que l'une des LED D1 à

D10 s'allume, on constate une chute de tension aux bornes de R3 dont l'importance est suffisante pour faire entrer T1 en conduction. T2 bloque alors et, partant, il ne circule plus de courant à travers le collecteur de T3. Ce transistor ne trouve plus de contre-réaction au niveau de son émetteur ce qui a pour conséquence de faire diminuer sensiblement le courant traversant R2.

Il se veut, par hasard, que le dit courant détermine le courant circulant par le barregraphe. Si l'on prend les choses à rebours, il est facile de saisir d'où vient la réduction de courant évoquée en début d'article. En effet, dès que la source de courant T3 est active, le courant à travers R2, et ainsi celui circulant à travers l'ensemble du montage, diminue alors très sensiblement. 984056-1

G. Kleine

Lorsque l'on connecte 2 alimentations en parallèle, voire plus encore, en vue de disposer, par exemple, d'augmenter le courant de sortie disponible, on se trouve confronté au problème de faire fournir aux alimentations concernées la même tension de sortie très exactement si l'on veut distribuer relativement équitablement le courant à fournir par chacune d'entre elles. Il suffit de la moindre dérive thermique pour rompre l'équilibre si difficilement trouvé, de sorte que l'une des alimentations se trouve au bord de la pamoison, alors que l'autre se tourne quasiment les pouces, ne fournissant pratiquement plus de courant.

La solution à ce problème est un circuit intégré de Unitrode que ce fabricant a baptisé Load Share Controller, ce que l'on pourrait, mot à mot, traduire par contrôleur de partage de charge. Ce contrôleur est pris en parallèle sur chacune des alimentations concernées. Chacun de ces contrôleur de partage de charge mesure le courant de sortie de « son » alimentation et ajuste, par actions douces et progressives sur la ligne de contre-réaction, la tension de sortie de façon à maintenir l'équilibre de la répartition des courants. Les différents contrôleurs Load Share sont interconnectés par le biais d'un bus différentiel dit Share-Bus qui leur est propre qui augmente la tension de sortie de les alimentations ayant à fournir trop de courant jusqu'à ce qu'elles fournissent à nouveau leur part de courant. Il est intéressant de noter qu'il existe une possibilité, par un choix adéquat des résistances de détection de courant ( $R_{SENSE}$ ), d'arriver à une répartition déséquilibrée des courants à fournir par les différentes alimentations mises en jeu.

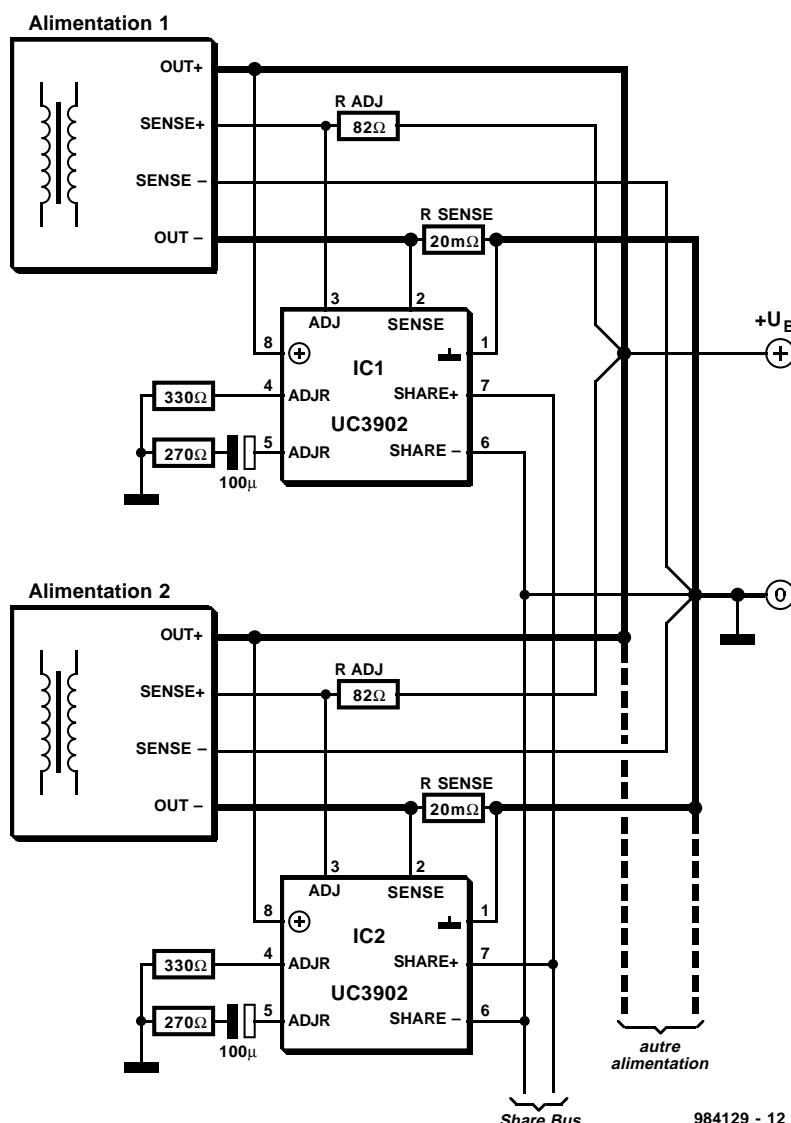
misses en jeu.  
Nous vous proposons, à titre d'exemple, une association de 2 alimentations qui doivent disposer, bien évidemment, d'une entrée de détection de courant (SENSE). On prend dans la ligne de sortie (OUT) de chacune d'entre elles une résistance de détection de faible valeur. On trouve, entre la ligne SENSE+ et le point nodal en

étoile de la ligne positive relié à la charge, une résistance  $R_{adj}$  permettant au contrôleur UC3902, d'intervenir dans la ligne de contre-réaction de l'alimentation par la dérivation à la masse d'un certain courant. Ceci force l'alimentation à augmenter sa tension de sortie. Il faut, pour chaque contrôleur de partage de charge, dimensionner 5 composants seulement. On pourra, en compléments des formules de calcul énoncées ci-dessous, consulter les fiches de caractéristiques des contrôleurs de Load Share UC1902, UC2902, UC3902 ainsi que la note d'application U-163 sachant que l'on y trouvera des informations sur le dimensionnement des dits composants.

084120 1

$$R_{SENSE} = V_{SHARE,MAX} / 40 \cdot I_{SOR,MAX}$$

$$R_{ADJ} = (\Delta V_{SOB,MAX} - I_{SOB,MAX} \cdot R_{SENSE}) / I_{ADLMAX} = 20...100 \Omega$$



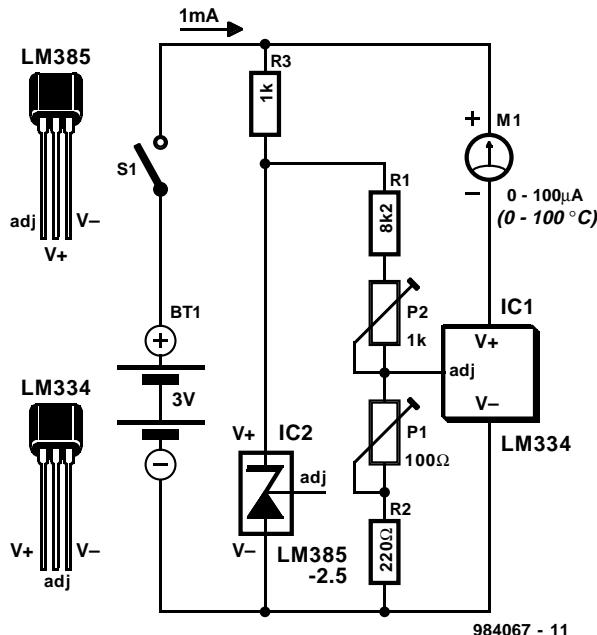
984129 - 12

# thermomètre de 0 à 100 °C

(application  
National Semiconductor)

Le cœur de ce montage est un circuit intégré qu'il n'est plus nécessaire de présenter aux lecteurs de ce magazine, à savoir un LM334 de National Semiconductor. Il s'agit d'un capteur fournissant un courant directement proportionnel à la température mesurée en °K (Kelvin). Cette unité de température ne conviendra que pour de rares applications, raison de l'intérêt indiscutable que présente l'alternative proposée ici. Dans le présent montage le capteur est en effet paramétré, par le biais de P1, à  $1 \mu\text{A}/^\circ\text{K}$ , l'offset de  $273^\circ$  étant ensuite éliminé à l'aide de P2. On dispose ainsi d'une tension de sortie directement proportionnelle à la température en degrés Celsius de sorte que l'on dispose d'un thermomètre simple mais précis pour des applications de tous les jours.

La réalisation de ce montage est enfantine. La source de réfé-



984067 - 11

rence du type LM385-2.5, IC2, crée une tension de référence de 2.5 V. Au niveau du capteur LM334 le paramétrage en cou-

rant dépend de la tension existante entre la broche « adjust » et la masse. On peut ainsi, par l'application à cet endroit d'une

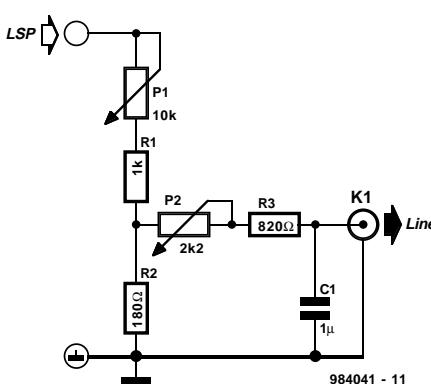
tension parfaitement définie, décaler à volonté le point zéro. La solution la plus simple pour procéder à l'étalonnage de notre thermomètre consiste à utiliser comme référence un bon thermomètre d'intérieur. On commence par court-circuiter le LM385 et on joue sur P1 jusqu'à ce que le galvanomètre M1 affiche une valeur de 273 augmentée de la valeur de la température ambiante. Si nous supposons une température ambiante de  $20^\circ\text{C}$ , on ajustera le courant à une valeur de  $293 \mu\text{A}$ . On enlève ensuite le court-circuit et on joue sur P2 cette fois pour lire sur l'instrument la valeur de la température ambiante, à savoir  $20 \mu\text{A}$  (pour autant de  $^\circ\text{C}$ ) dans le cas présent.

La consommation de courant du thermomètre est inférieure à 1 mA de sorte que la paire de piles R6 utilisées devrait durer une (quasi-)« éternité ».

984067-I

# filtre pour caisson de graves

Un coup d'œil au schéma nous apprend que nous nous trouvons ici en présence d'un filtre passif simple destiné, paradoxalement à être un filtre d'aiguillage pour caisson de graves actif. Quelle peut être une application potentielle de ce filtre ? Il est très fréquent que l'on ait envie de doter, bien longtemps après l'avoir achetée, d'un caisson de graves une installation audio existante. Il n'est pas rare non plus que l'on dispose, de l'un ou l'autre matériel qui pourrait, avec un rien de bonne volonté, faire office de caisson de graves, que ce soit, par exemple, une enceinte active ou tout simplement une enceinte passive accompagnée d'un vieux amplificateur. Pour peu que la plage de fréquences de cette vieille



984041 - 11

enceinte descend suffisamment dans le grave cette idée pourra prendre vie à condition de la doter d'un filtre ne laissant passer que les graves jusqu'à, disons, 100 voire 150 Hz. Et c'est bien là précisément ce que

fait le présent montage. Un caisson de graves est, le plus souvent, actif. Ceci sous-entend la présence d'une tension d'alimentation additionnelle, ce qui ne fait que compliquer la tâche de l'amateur entreprenant. Ceci

explique que nous ayons, ici opté pour une version de filtre passif conçu de plus de manière à accepter, comme signal d'entrée, le signal de haut-parleur de l'installation audio existante. Sachant que l'information de graves se trouve présente sur les 2 canaux stéréophoniques, il suffira tout simplement de dériver le signal du caisson de graves de l'une des 2 enceintes existantes, ce qui simplifie évidemment la connexion du caisson de graves. Nous avons choisi, à dessein, de concevoir un filtre le plus simple possible. 2 potentiomètres, 3 résistances et 1 condensateur, voilà la liste des ingrédients nécessaires. On se trouve en présence d'un filtre passe-bas du 1er ordre à niveau

d'entrée ajustable par P1 et à réglable, par P2, du point de coupure. Le signal en provenance du haut-parleur est appliqué au point « LSP ». Le diviseur de tension résistif P1/R1/R2 a été dimensionné pour le niveau de signal de sortie fourni par un amplificateur « lambda » de quelque 50 W. P2 permet de déplacer entre 50 et 160 Hz la fréquence de coupure du filtre. Nous avons sup-

posé, pour le choix des valeurs de P2, R3 et C1, que l'amplificateur de caisson de graves branché à l'embase K1 avait une impédance d'entrée classique de  $47\text{ k}\Omega$ . Il faudra, dans le cas d'une impédance d'entrée plus faible, augmenter quelque peu la valeur de C1.

La solution la meilleure consiste, pour le réglage, d'ouvrir à fond le volume de l'amplificateur du caisson de graves et

de rechercher le niveau requis en jouant sur P1. Ceci évite à tout jamais le risque de surmodulation ou d'endommagement de l'entrée de l'amplificateur du caisson de graves. Il faudra veiller, lors du branchement du filtre, à ce que la masse du signal en provenance du haut-parleur soit reliée à la masse de l'amplificateur du caisson de graves. S'il faut procéder à une inversion de phase, on optera de

préférence pour une inversion des connexions du caisson de graves.

Si vous tenez, pour éviter toute surprise désagréable, à doter l'entrée de l'amplificateur du caisson de graves d'une protection additionnelle, vous pourrez le doter du circuit de « protection anti-surmodulation » proposé ailleurs dans ce magazine.

984041-I

**105**

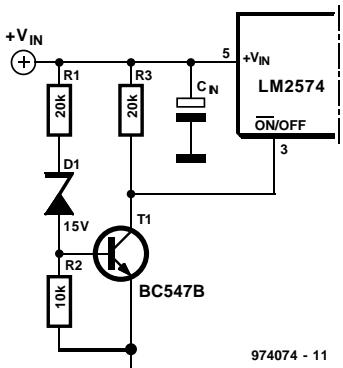
## démarrage en douceur pour alimentation à découpage

### application

*National Semiconductor*

Les alimentations à découpage abaissant une tension de façon importante présentent une caractéristique étonnante : le courant qu'elles drainent est inférieur à celui qu'elles fournissent. Ceci explique que la source de tension ait à fournir un courant sensiblement moindre que celui que consomme la charge. La raison en est qu'il faut comparer les puissances (tension x courant) d'entrée et de sortie. Il y a bien évidemment un petit hic : tant que, à la mise sous tension, la tension d'entrée n'a pas encore atteint une valeur suffisante, le régulateur tente, en dépit de cela, de tirer le courant maximum. Si l'alimentation n'est pas prévue en conséquence, elle se bloque. C'est pourquoi il est judicieux de bloquer le régula-

teur lors de la mise sous tension, par l'entrée on/off, jusqu'à ce que le condensateur électrochimique d'entrée ait atteint sa tension de service. Lorsqu'alors le régulateur se met à drainer du courant, le courant de charge sera devenu tellement faible que la source de tension n'en sera plus surchargée.



974074 - 11

L'électronique décrite ici possède une tension de sortie de 5 V et est alimentée par une source de tension de 24 V. Une bonne approche consiste à bloquer le régulateur jusqu'à ce que le condensateur ait atteint, au minimum, la moitié de la tension d'entrée. Ceci explique la présence d'une diode zener

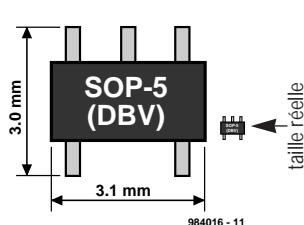
de 15 V. De nombreux régulateurs, ceux de National Semiconductor par exemple, possèdent un interrupteur marche/arrêt. Le présent montage le met à contribution. Cette entrée on/off est normalement prévue pour des niveaux TTL. Sachant cependant que dans la plupart des cas cette entrée prend la forme d'un transistor dont la base est accessible de l'extérieur, rien n'interdit de lui appliquer une tension de valeur plus élevée dès lors que l'on prévoit une résistance de limitation. Dans ce cas présent, nous avons utilisé une résistance de limitation de  $22\text{ k}\Omega$ . Dès que la tension aux bornes du condensateur électrochimique a atteint une valeur suffisante (de l'ordre de 17 V), le transistor T1 entre en conduction et, partant, active le régulateur.

984074-1

**106**

## une nouvelle logique

Il nous est arrivé, à plusieurs reprises, dans les numéros « Hors-Gabarit » des années passées, de vous donner des informations sur de nouvelles familles de circuits logiques. Nous aimerais, cette fois, attirer votre attention sur quelques



variétés de la série AHC (*Advanced High Speed*) évoquée dans le numéro de l'an dernier. Rappelons, pour vous rafraîchir la mémoire, que la série AHC(T) est 3 fois plus rapide que la série HC(T) et cela à une consommation 2 fois

moindre. Autre avantage de cette série est qu'elle peut être alimentée tant en 3,3 qu'en 5 V. Venons-en maintenant à la nouveauté. Depuis peu, Texas Instruments et Philips Semiconductors ont mis sur le marché un certain nombre de portes de

cette série sous la forme de ce qu'ils ont baptisé « single gate logic ». Comme le suggère cette dénomination, ces composants mettent à disposition une porte par boîtier et non pas 4 voire 6 comme cela était le cas jusqu'à présent. Le boîtier retenu pour ce type de circuits est le modèle SOP-5 dont on retrouve ici le modèle. Pour vous permettre de vous faire une idée sur la taille réelle de ce type de composant, nous l'avons représenté ici à l'échelle 1:1. Le boîtier CMS à 5 broches est un peu plus grand, exagérons un peu, qu'une tête de grosse épingle !

Cette nouvelle série de mono-portes a été baptisée « Microgate Logic » et bien qu'il ne

s'agisse pas en fait de composants révolutionnaires, ils présentent un certain nombre d'avantages. Les concepteurs de circuits électroniques n'ont plus à se casser la tête pour utiliser au mieux des quarterons de portes identiques et sont une fois pour toutes débarrassés de cette insatisfaction latente de voir un certain nombre des portes rester inutilisées. Il est en outre possible, dans une réalisation donnée, de toujours placer la porte à l'endroit le plus favorable. Non seulement cela rend le circuit imprimé plus fonctionnel et plus compact, cela ne peut qu'en améliorer les caractéristiques de comportement électromagnétique (EMI). Lorsque l'on utilise des composants à 4 ou 6 portes, leur positionnement est toujours un compromis qui se traduit par des liaisons bien souvent inutilement longues. On a, pour distinguer la « Microgate Logic » des composants ordinaires de la série AHC(T), placé le préfixe « 1G » devant leur dénomination : ainsi, un AHC1G00 n'est rien de plus qu'un unique exemplaire du 74AHC00, c'est-à-dire une unique porte NAND. La famille AHC s'est en outre vu dotée d'un certain nombre d'autres membres qui sont, de par leur taille, à l'opposé des minuscules mono-portes. En effet, dans la perspective des

bus à 16 voire 32 bits de large, on a imaginé des circuits intégrés dotés d'un nombre de portes plus élevés que celui que l'on connaissait jusqu'à présent. Cette série s'est vu attribuer la dénomination de « Widebus™ ». Prenons un exemple : le 74AHC16244 (vous le devinez sans doute) est un double 244, un tampon de données à 16 bits donc. Pour de plus amples informations sur le sujet nous vous proposons la page de garde de Texas Instruments sur Internet à l'adresse suivante : [www.ti.com/docs/asl/lit.htm](http://www.ti.com/docs/asl/lit.htm).

984016-1

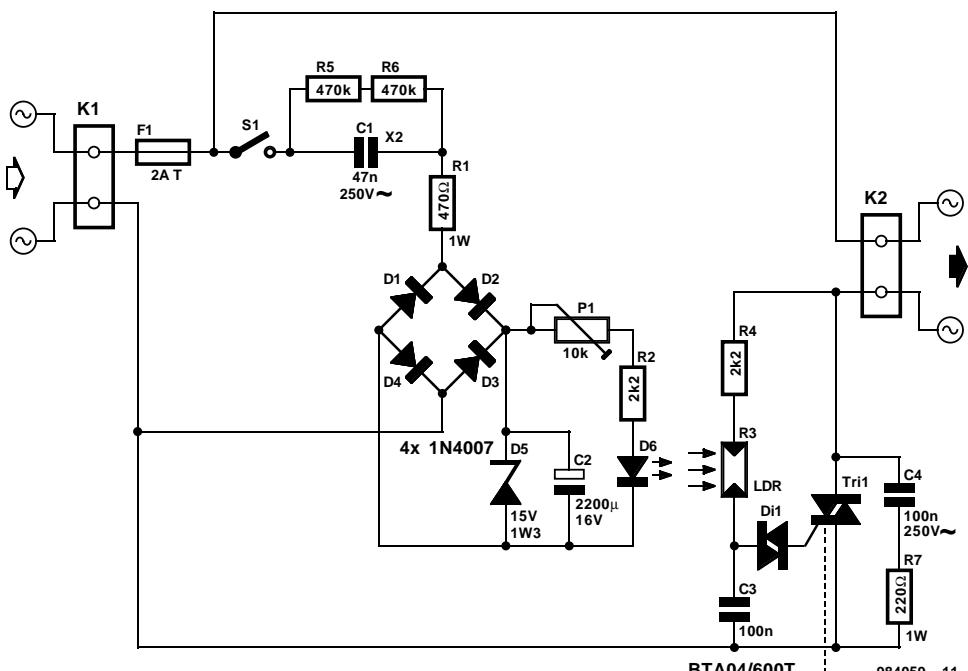
107

## gradateur automatique

projet : O. Schallmoser

Le gradateur automatique objet de cet article pourra prendre place dans le boîtier circulaire se trouvant directement derrière un interrupteur de commande d'éclairage. Il convient à toutes les ampoules à incandescence alimentées en 230 V. Ce gradateur, invisible de l'extérieur, remplit les fonctions suivantes : lors de l'activation de l'interrupteur l'ampoule atteint, au bout d'un processus de temporisation de mise en fonction d'une durée à peine sensible puisque de 400 ms seulement, sa pleine luminosité. Lors de la coupure de l'ampoule, celle-ci continue de briller pendant une vingtaine de secondes avant de voir sa luminosité diminuer progressivement jusqu'à ce qu'elle soit éteinte. Ceci permet d'éviter de se trouver dans le noir le dixième de seconde qui suit l'action sur l'interrupteur; on peut ainsi « couper la lumière » et se coucher tranquillement sans percuter le pied du lit ou renverser la table de nuit.

Voici comment on réalise cette fonction : après fermeture de S1 C2 se charge par le biais de C1, R1 et du pont de redressement que constituent les diodes D1 à D4. La diode zener D5 limite à quelque 15 V la tension pouvant s'établir aux bornes du condensateur électrochimique. De ce

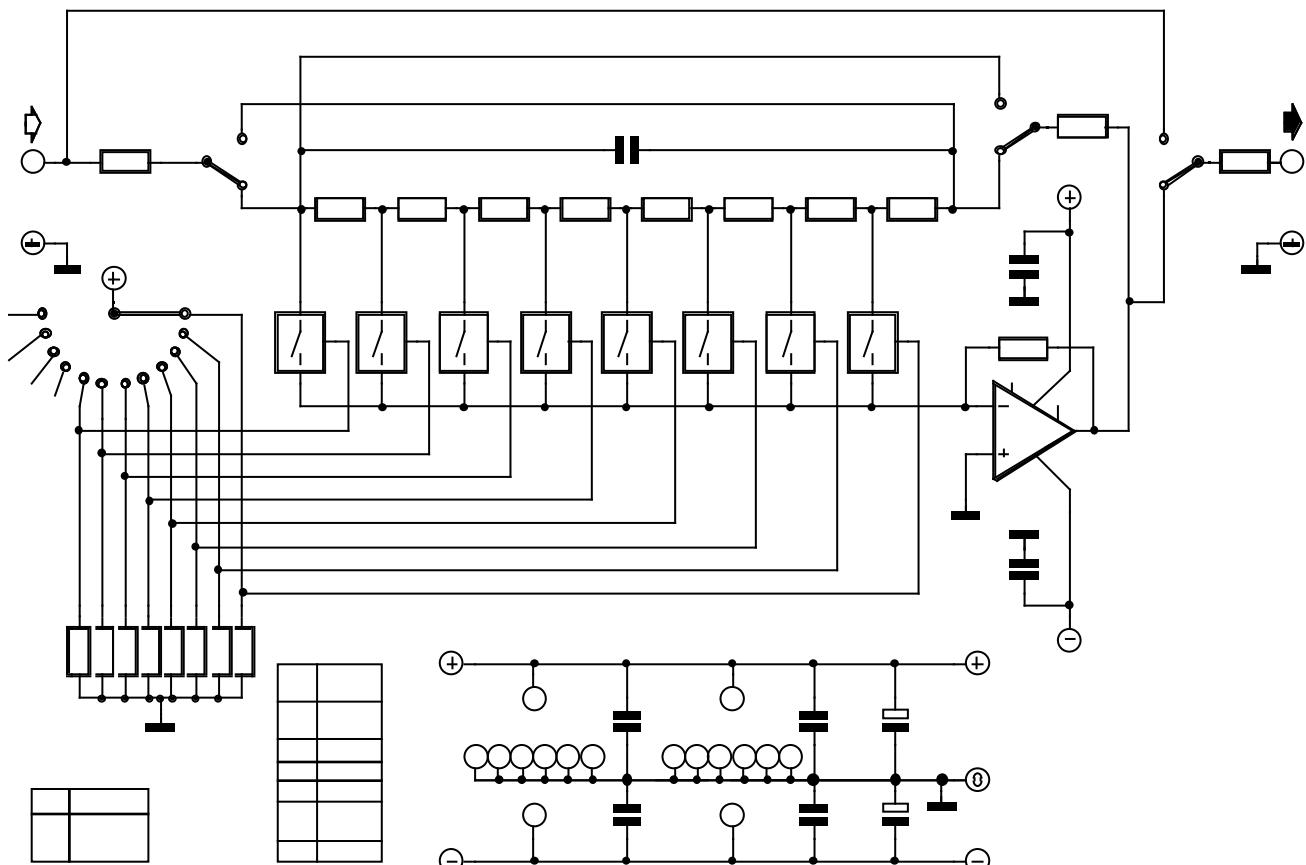


fait, la LED ne s'illumine que fort brièvement et déclenche, par l'intermédiaire de la LDR (**Light Dependent Resistor** = photorésistance) R3, le triac TR1 de sorte que l'ampoule s'allume. Une fois que l'on a actionné l'interrupteur pour couper la lumière, C2 se décharge au travers de P1, R2 et de la LED. La chute progressive de la tension aux bornes du condensateur électrochimique. De ce

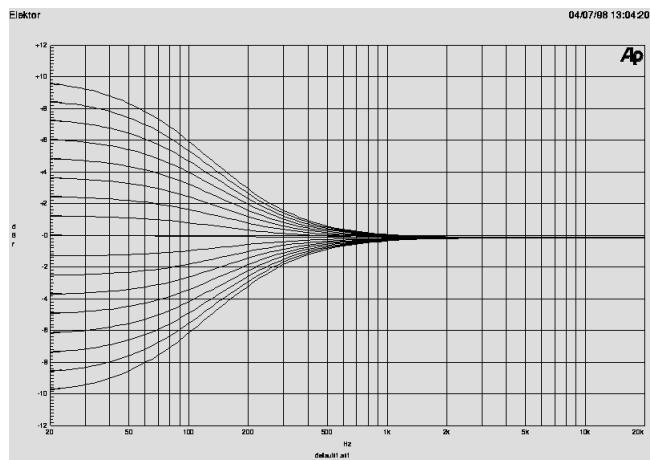
sateur se traduit par une diminution de la luminosité de la LED de sorte que la LDR qui voit sa résistance augmenter provoque, par découpage de phase, une gradation (réduction progressive) de la luminosité de l'ampoule. L'ajustable P1 permet de faire varier, dans les limites autorisées par la paire C2/R2, la durée du processus de gradation. Est-il bien néces-

taire de préciser que le montage ne peut fonctionner qu'à condition que l'on mette la LDR à l'abri de lumières parasites de façon telle qu'elle ne reçoive que la lumière de la LED. Le type de LDR n'est pas critique. Nous avons utilisé, sur notre prototype, une LDR ayant un diamètre de quelque 5 mm.

984059-I



L'un des problèmes les plus astreignants auxquels on ait affaire, lorsque l'on réalise une commande de tonalité (grave/aigu) conventionnelle en version stéréophonique, est l'obtention d'une symétrie quasi-parfaite entre les potentiomètres utilisés. La moindre dysymétrie peut se traduire, par des erreurs de phase et d'amplitude entre les 2 canaux. Vu d'autre part qu'il est souvent fait appel, pour ce genre de réglage, à des potentiomètres linéaires, le réglage de tonalité paraît, à l'écoute, ne pas se dérouler parfaitement. Il existe bien des potentiomètres spéciaux dits potentiomètres S qui éliminent ces inconvénients, mais il est malheureusement très difficile, pour un particulier, d'en dénicher. L'utilisation d'une commande faisant appel à un commutateur rotatif (rotacteur) et à un diviseur de tension discret peut constituer une alternative viable. Le problème auquel on se trouve confronté alors est qu'une commande tant soit peu fine nécessite plus de 6 pas et



que, nouveau problème, il n'existe pas de commutateur standard disposant d'un nombre de contacts plus important. Il est temps, n'est-ce pas, de mettre l'électronique à contribution. Le pilotage des commutateurs analogiques pourra se faire par le biais soit de commutateurs, soit de logique standard, soit d'un microcontrôleur. Les commutateurs utilisés ici nous viennent de l'écurie Analog

Devices : il s'agit de SSM2404 qui on la caractéristique appréciable de ne pas « cliquer ». Chacun de ces circuits intègre 4 commutateurs; notre montage en utilise 8, ce qui correspond à une paire de circuits intégrés. La taille de pas est de 1,25 dB (à 20 Hz), l'excursion maximale atteignant de ce fait 10 dB. La particularité de ce montage est la possibilité, par le biais de l'inverseur S1, d'une mise en

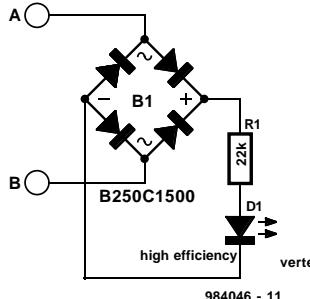
miroir du réseau; il devient ainsi possible d'amplifier ou d'atténuer les graves. L'utilisateur devra choisir s'il veut se limiter à une seule atténuation ou s'il veut étendre la plage d'excursion en poursuivant la division au niveau de la résistance R9. L'inverseur S2 permet de poncer l'ensemble de l'électronique, la mettant ainsi hors-fonction. Il faut, pour éviter que l'impédance de sortie de la source de signal n'ait d'influence sur le fonctionnement du circuit, que la dite source de signal ait une impédance de sortie faible de  $10 \Omega$  au maximum. La résistance R12 protège le circuit contre une résistance de charge qui serait trop faible.

À un gain maximum des graves à  $U_{ent} = 1 V_{eff}$ , la distorsion harmonique totale + bruit (THD+N) est inférieure à 0,001% sur la plage de fréquences s'étendant de 20 Hz à 20 kHz, la bande passante atteignant 80 kHz.

La consommation de courant est de l'ordre de 10 mA.

# indicateur de mise hors-fonction de modem

Nous ne saurions dire si le présent « montage » peut prétendre, de toutes les réalisations publiées dans Elektor, à la palme du schéma le plus simple. Il est certain que l'on pourra difficilement parler de « montage » avec un nombre de composants moindre. Un coup d'œil au schéma nous apprend qu'il s'agit, dans le cas du présent indicateur, moins d'une nouveauté technologique révolutionnaire que d'un petit gadget pratique. Ce montage n'en pourra pas moins constituer, pour les « internautes » invétérés, un auxiliaire pratique leur permettant de réduire les coûts de leur passion dévorante. Cet indicateur montre en effet au moindre coup d'œil, si la ligne



à l'illumination de la LED verte, que la ligne n'est pas occupée par erreur. De par la présence, à l'entrée, d'un pont de redressement, l'utilisateur n'a pas à se soucier de la polarité de la tension de ligne. Cette approche présente un avantage additionnel : inutile de prévoir de protection pour la LED contre une éventuelle inversion de polarité. Pour éviter de charger inutilement le réseau téléphonique nous utilisons, pour la LED, une LED à haut rendement (*high efficiency*). Celles-ci sont déjà très « parlantes » à un courant de 2 mA et c'est là très précisément le courant de LED défini par la résistance R1.

984046-1

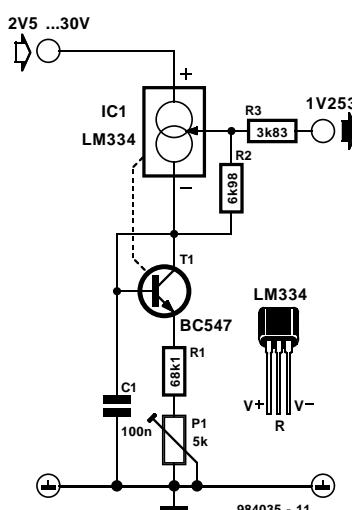
téléphonique est, après transfert d'informations par le biais du modem, à nouveau libre. Cela permet d'éviter des frais téléphoniques inutiles en cas de problème technique au niveau du modem.

Le principe de fonctionnement du circuit repose sur le fait que

le réseau téléphonique véhicule une tension de 40 V au minimum lorsqu'il n'est pas occupé. Dès que l'on établit une communication cette tension chute très sensiblement. Ainsi donc, si l'on prend ce circuit en parallèle sur les bornes a et b du téléphone, on saura avec certitude,

# référence de tension ULP

Le présent montage est une application de la source de courant réglable intégrée LM334. Il suffit de doter ce circuit intégré de quelque composants externes pour disposer d'une source de tension de référence présentant un coefficient de température et une consommation de courant intrinsèque très faibles. À la température ambiante, la référence de tension consomme moins de  $10 \mu\text{A}$ , courant qui n'augmente que de quelques  $\mu\text{A}$  en cas d'augmentation drastique de la température. Le qualificatif de ULP (*Ultra Low Power*) est donc parfaitement justifié. Le mode de compensation de la dérive en température adopté permet de doter ce circuit du tampon « référence à barrière de potentiel » (*bandgap*). Ce caractère de barrière de potentiel est obtenu par combinaison du coefficient de température positif du LM334 avec le coefficient de température négatif qui caractérise la jonction d'une diode. La « diode » utilisée ici est en la jonction base-émetteur



d'une tolérance de 1%. On se trouve en présence ici, vu que l'on dérive la source de courant IC1 au niveau de l'entrée de réglage, d'une source de référence à résistance de sortie négative de quelque  $3k\Omega$ . La résistance R3 amène cette résistance de sortie à une valeur de quelque  $400 \Omega$ , de sorte que la charge maximale admissible par la sortie ne doit pas dépasser  $5 \mu\text{A}$ . Les performances de cette référence de tension sont impressionnantes. Une croissance de la tension d'entrée de 5 vers 30 V se traduit par une variation de la tension de sortie de 1,2530 à 1,2536 V. Le coefficient de température reste inférieur à  $500 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , pouvant même atteindre  $5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  en cas de réglage parfait. Ceci implique cependant que l'on prenne le temps nécessaire pour découvrir, expérimentalement, la tension de sortie la plus favorable. Notre prototype consommait  $9,8 \mu\text{A}$  seulement (à une température de quelque  $22^\circ\text{C}$ ).

984035-1

d'un transistor, approche simplifiant énormément l'obtention d'un bon couplage thermique. Il faut, pour obtenir un coefficient de température pratiquement nul, ajuster, par le biais de P1, la tension de sortie du circuit à 1,253 V très exactement. Il est en outre essentiel que la résistance R2 et la combinaison R1+P1 aient un coef-

ficient de température identique. Il est recommandé, pour cette raison, après avoir ajusté la tension de sortie à la valeur requise, de mesurer avec précision la valeur de P1 pour ensuite remplacer la combinaison R1+P1 par une résistance de valeur fixe. On utilisera de préférence des résistances à film métal de la série E-96

# amplificateur pour casque, à LM4830

*application de  
National Semiconductor*

## Étage simple ou en pont

Le LM4830 est un amplificateur audio bi-canal intégré dans un boîtier SO ou DIP à 24 broches développé plus particulièrement pour les applications de radio mobile telles que les conférences télé-vidéo, les équipements de tête à casque d'écoute (*headset*), mais dont le concept est universel à un point tel que l'on peut fort bien l'utiliser à bien d'autres fins. Le LM4830, dont on retrouve la structure interne en **figure 1**, intègre un étage de puissance audio en pont (A1) capable, alimentée sous 5 V asymétriques, de fournir une puissance continue de 1 W dans  $8\ \Omega$  et cela sans que la distorsion harmonique totale (DHT) ne dépasse 1%. L'étage de puissance A1 est en mesure, non seulement d'attaquer symétriquement un haut-parleur miniature à faible impédance mais aussi, asymétriquement c'est-à-dire référencé à la masse par le biais d'un condensateur, un haut-parleur monophonique à impédance élevée tel ceux que l'on rencontre sur les casques d'écoute mobiles. C'est de l'entrée logique HS que dépend le mode de fonctionnement :

HS	A1	Mic
Bas	$V_{01}-V_{02}$	Mic2
Haut	$V_{01}$ -Masse	Mic1

La sortie  $V_{02}$  de l'amplificateur A1 passe, dans le second cas, à haute impédance. Si l'on met, par exemple, la sortie HS en circuit par le biais d'un contact d'un jack, le haut-parleur interne est désactivé lorsque l'on enfiche le jack mâle d'un ensemble d'écoute mobile dans la fiche. C'est la situation illustrée par le schéma de la **figure 2**. La limite de puissance (largement suffisante au demeurant) se situe à 100 mW sous  $32\ \Omega$ . Associé à la résistance propre du haut-parleur, le condensateur de couplage constitue un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure se situe juste en-deçà de 20 Hz ( $C_C = 1/2\pi R_L \cdot 20\ \text{Hz}$  avec  $16\ \Omega \leq R_L \leq 600\ \Omega$ ).

On découvre, en amont de l'amplificateur A1, dont le gain est, soit dit en passant, de 6 dB, un atténuateur programmable à

4 bits (*Latch and Decode*). Il est possible, par le biais des 4 entrées parallèles programmables D3 (de poids le plus fort, MSB) à D0 (de poids le plus faible, LSB), d'atténuer le signal audio de 30 dB au maximum et ce en 15 pas de 2 dB. Ceci donne au LM4830 une plage d'excursion allant de -24 à +6 dB. Lors de la mise sous tension le décodeur se trouve initialisé au niveau -16 dB. Il faut, pour pouvoir agir sur l'atténuateur, que l'entrée de charge, LD (pour **LoaD**), soit au niveau logique haut. Le transfert des données se fait en mode transparent et leur décodage est immédiat. Tout changement est ainsi pris en compte presque instantanément. Il en va différemment si l'entrée LD se trouve au niveau bas : les données présentes à cet instant sont alors stockées et le mode actuel du décodeur reste conservé jusqu'à ce que l'entrée LD passe au niveau haut.

## Préamplificateur

Le LM4830 comporte un préamplificateur pour microphone, A2, qui se laisse adapter à la courbe de réponse en fréquence du micro. Quelques condensateurs suffisent à la limitation de la bande passante. Une fois que l'on aura défini le gain on pourra déterminer la valeur des résistances et des condensateurs à l'aide des formules suivantes :

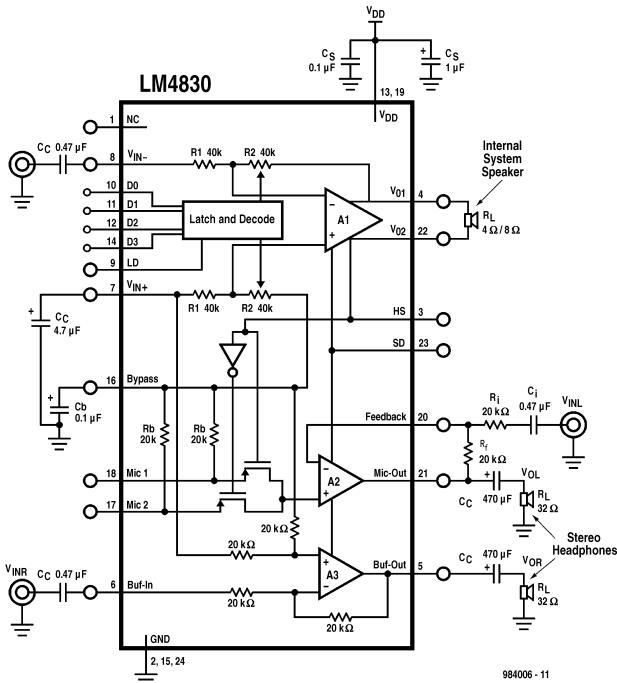
$$AVCL = 1 + R_f/R_i$$

$$f_{pb} = (\frac{1}{2}\pi R_f C_i)$$

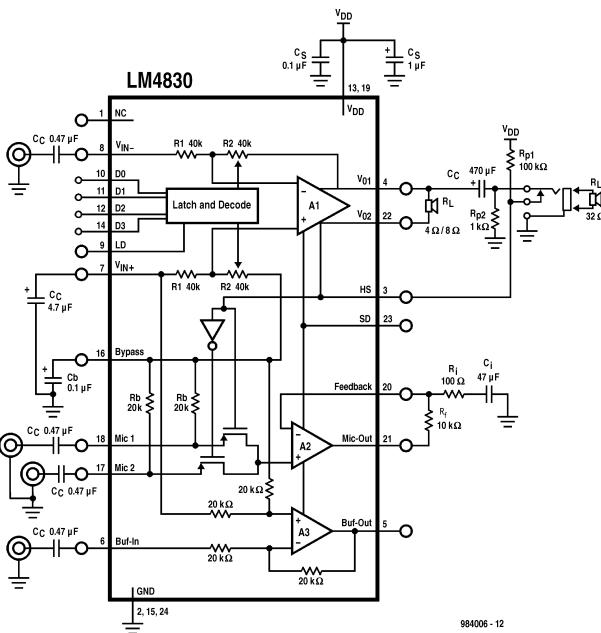
$$f_{ph} = (\frac{1}{2}\pi R_i C_i).$$

Le préamplificateur comporte 2 entrées; l'entrée Mic1, broche 18, est activée en cas de branchement d'un casque d'écoute mobile (HS = haut). Cette configuration (**figure 2**) assure une commutation automatique entre le micro interne et celui du micro de l'équipement de tête. A3, un second préamplificateur, est tout particulièrement destiné au pilotage de charge capacitives (câble de longueur importante). On y fait appel lorsque l'on veut, cf. le schéma de la figure 1, attaquer simultanément un haut-parleur interne et un casque d'écoute stéréophonique. Ces 2 amplificateurs sont montés en amplifi-

1



2



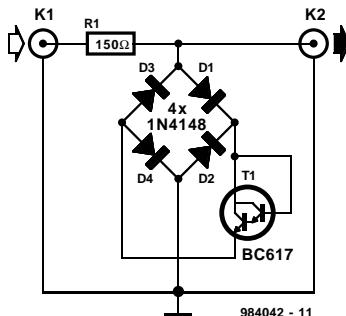
cateur à gain unitaire de sorte que l'on dispose d'une plage de dynamique de  $2,5\ \text{V}_{cc}$ . Le LM4830 dispose d'une fonction de mise en sommeil (lorsque l'entrée SD (*Shut Down*) est forcée au niveau haut) caractérisée par une consommation de courant extrêmement faible de  $0,5\ \mu\text{A}$  seulement de sorte que ce circuit est idéal pour les applications

mobiles. Le circuit intégré dispose également d'une protection interne contre une surchauffe. La fiche de caractéristiques du LM4830 est disponible sur le site Internet de National Semiconductor à l'adresse suivante : <http://www.national.com>.

984006-12

# protection anti-surmodulation

En dépit de son étonnante simplicité, le montage présenté ici permet de réaliser une protection efficace des entrées d'amplificateurs et de celles de haut-parleurs actifs. Certains d'entre vous se demanderont peut-être à l'encontre de quoi il faut bien protéger les dites entrées. Les niveaux ligne n'ont-ils pas été standardisés ? En fait c'est bien le cas. Il n'en reste pas moins que l'on se trouve, de temps à autre, confronté à des sources de signal qui ne respectent pas la moindre norme et qui fournissent, au lieu du  $1\text{ V}_{\text{eff}}$  classique, des signaux de sortie de plusieurs volts. Il arrive, dans certaines applications, que l'on applique, par le biais d'un diviseur résistif, le signal de sortie d'un amplificateur à l'entrée d'un autre amplificateur. Il est fort possible que



ces signaux dépassent largement le niveau ligne normé.

Par son principe, la protection proposée ici se rapproche beaucoup de la combinaison connue d'une résistance-série et d'une diode-zener, à ceci près qu'il n'est pas fait appel ici, à une diode zener classique, mais à un dispositif au comportement proche réalisé en technologie

discrete et comportant un petit pont de redressement et un transistor. Il apparaît, en pratique, que les diodes zener courantes entrent déjà en conduction à des tensions sensiblement inférieures à la tension zener en question introduisant ainsi une distorsion gênante. La zener de substitution utilisée ici rend possible une limitation relativement

bien définie et ne touche pas aux signaux dont le niveau est inférieur à la valeur critique. L'utilisation du darlington T1 en diode réduit au minimum le nombre de composants nécessaires et permet de se passer de diviseur résistif ou de potentiomètre.

Nos mesures montrent que le signal d'entrée reste, jusqu'à  $0,7\text{ V}_{\text{eff}}$ , exempt de distorsion. À la valeur-limite de  $1\text{ V}_{\text{eff}}$  la distorsion atteint de l'ordre de 0,02%. Au-delà, la limitation remplit son office avec efficacité. La tension de sortie maximale du circuit de protection atteint de l'ordre de  $3\text{ V}_{\text{crête}}$  sachant que la tension d'entrée doit alors être de quelque  $13\text{ V}_{\text{eff}}$ . Si l'on veut rehausser le seuil on pourra envisager de remplacer T1 par 3 ou 4 diodes prises en série.

984042-I

# « tampon » pour feu arrière

On ne peut que recommander, dans la perspective d'une sécurité routière accrue, aux cyclistes de doter leur véhicule automoteur d'un feu arrière qui reste allumé un certain temps après l'arrêt de la dynamo. Cette simple précaution les rend moins vulnérables lorsqu'il leur faut, à un croisement, mettre le pied à terre avant de pouvoir traverser. En principe, il n'est pas très difficile de modifier un feu arrière existant pour le doter d'une « post-combustion » au sens strict du mot. Le pas le plus important consiste à la mise en place d'un réservoir d'énergie sous une forme ou une autre. La durée pendant laquelle le feu arrière doit rester allumé étant courte il n'est même pas nécessaire de prévoir un accumulateur, on pourra fort bien se contenter d'un condensateur de forte capacité, une GoldCap de 1 F fait parfaitement l'affaire. Mais notre problème n'en est pas encore résolu pour cela. Jetons un coup d'œil au

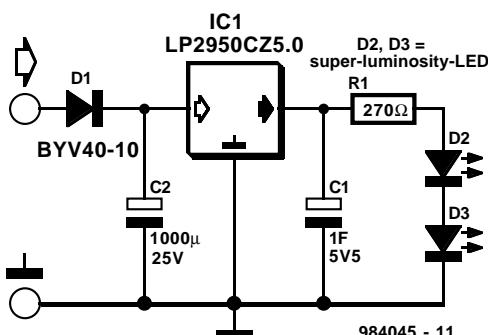


schéma. On constate, pour commencer, que la mini ampoule à incandescence a fait place à une paire de LED à forte luminosité prises en série, D2 et D3. Il suffit d'y faire passer un courant de  $6\text{ mA}$  pour les rendre parfaitement visibles, sensiblement moins que les  $50\text{ mA}$  exigés par l'ampoule d'origine. La résistance de protection R1 définit le courant.

On trouve, en parallèle sur les LED, un réservoir d'énergie prenant la forme d'une GoldCap de

1 F, C1. Vu sa capacité, ce condensateur est d'une capacité étonnante, mais il présente l'inconvénient d'avoir une tension de service de  $5,5\text{ V}$  seulement. Il faut partant prévoir un bon régulateur de manière à limiter efficacement la tension fournie par la dynamo. On ne peut pas utiliser de régulateur de tension standard sachant qu'ils ne fonctionnent plus correctement lorsque la tension d'entrée devient trop faible et que de plus ils videraient la

GoldCap lorsque la dynamo est à l'arrêt. Le LP2950CZ5.0 de National Semiconductor ne connaît pas ce genre de problème et comme il est du type à faibles pertes (*low drop*) c'est très exactement ce qu'il nous faut pour la présente application.

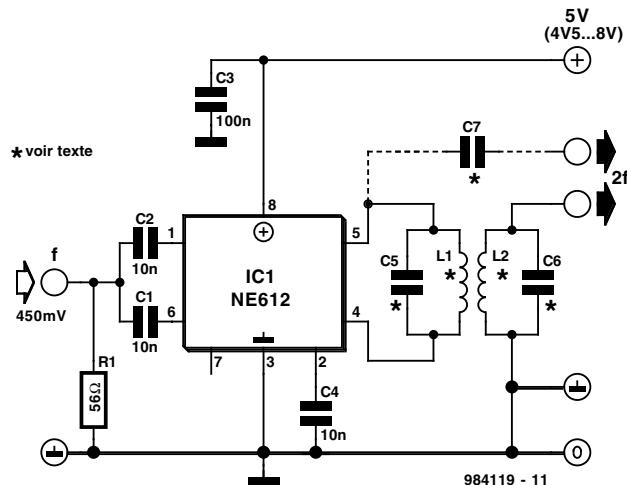
Il faudra bien entendu penser à redresser la tension alternative fournie par la dynamo avant de pouvoir l'appliquer au régulateur IC1. C'est la très précisément la fonction du redresseur monophasé que constituent D1 et C2. D1 est une diode Schottky de manière à limiter au maximum les pertes de tension induite par ce composant –d'autant plus que la liaison vers la masse par le biais du cadre de la bicyclette induit elle aussi certaines pertes. Le condensateur tampon C2 s'est vu attribuer une capacité bien « rondelette » de manière à assurer une recharge de la GoldCap même pendant les demi-périodes de la tension de dynamo.

984045-I

G. Kleine

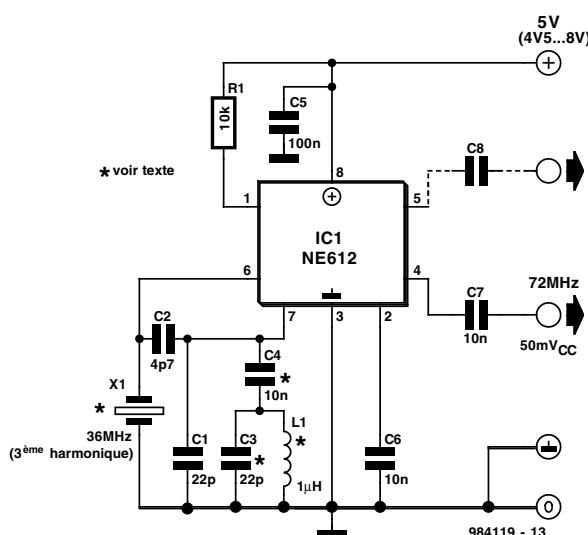
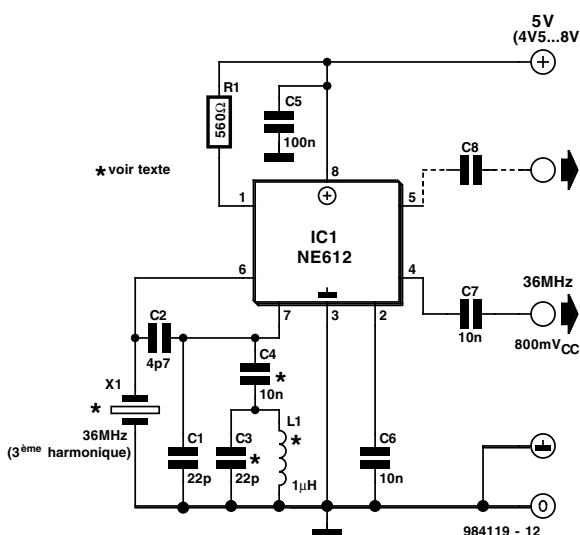
Le NE612 de Philips Semiconductors est un mélangeur actif doté d'un oscillateur utilisé à plusieurs reprises déjà dans l'un ou l'autre récepteur décrit dans Elektor en vue de convertir des signaux d'entrée à haute fréquence vers une Fréquence Intermédiaire (FI). Le NE612 peut également être utilisé dans le cas d'un récepteur à conversion directe dont la FI est nulle. Nous vous proposons, dans le présent article, pas moins de 3-applications de ce composant ô combien intéressant.

On peut utiliser le NE612 en **doubleur** de fréquence si l'on applique à la broche-6 de ce



mentale, de 36-MHz ici, toutes les harmoniques supérieures se situent à plus de 25-dB endéçà. On pourra obtenir des écarts plus importants par l'utilisation de filtres passe-bande. On pourra, en cas d'utilisation de quartz oscillant à leur fondamentale, supprimer le réseau L1/C3 accordé sur l'harmonique ainsi d'ailleurs que le condensateur de couplage-C4.

Le troisième schéma de notre trio est une combinaison des 2-applications précédentes:- **un oscillateur (overtone) à quartz avec doubleur de fréquence.** L'entrée du mélangeur (*mixer*), la broche-1 est reliée, par le biais de la résistance R1, à



circuit, broche qui se trouve normalement reliée au circuit de résonance de l'oscillateur, le même signal d'entrée. Le transistor de l'oscillateur (dont la base se trouve à la broche-6 et l'émetteur à la broche-7) travaille en amplificateur linéaire. Le signal de sortie correspond au double de la fréquence d'entrée. La fréquence fondamentale et les harmoniques 3f, 4f et au-delà ne présentent qu'un écartement relativement faible de 10-dB par rapport au double de la fréquence si l'on procède à un découplage par le biais du condensateur-C7. Il faudra de ce fait, dans le cas de doubleurs de fréquence fixes, prendre un filtre

passe-bande en aval de ceux-ci, filtre prenant ici la forme de 2-réseaux à couplage inductif (L1/C5 et L2/C6). Si l'on accepte une perte de niveau aux harmoniques plus élevées, on pourra également les utiliser en accordant le filtre passe-bande de sortie à la fréquence requise.

Seconde application intéressante du NE612: **un oscillateur (overtone) à quartz**. L'oscillateur interne du NE612 n'est normalement pas accessible et multiplie/mélange le signal d'entrée par/avec la fréquence de l'oscillateur de sorte que l'on dispose en sortie du produit de mélange ( $f_{\text{ent}} \pm f_{\text{OL}}$ ). Si l'on décale, comme montré sur

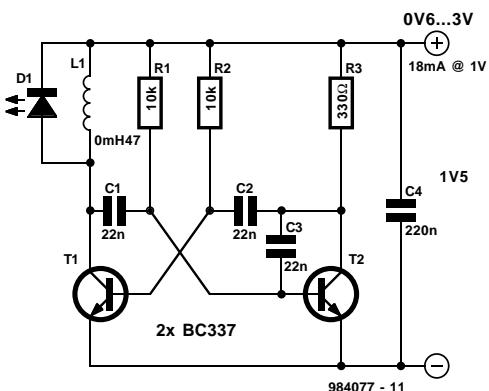
le présent schéma, à l'aide de la résistance R1, l'entrée-HF (broche-1) du multiplicateur, la sortie du mélangeur fournit la fréquence de l'oscillateur à niveau élevé. Le niveau de sortie maximal dépend de la valeur de la résistance R1 et de la tension d'alimentation. La valeur de  $560\text{-}\Omega$  déterminée expérimentalement semble, si l'on veut procéder à des expériences, convenir parfaitement. On obtient la tension de sortie maximale désirée dans le cas d'une alimentation sous  $+5\text{+V}$ . Si la première harmonique (*overtone*),  $72\text{-MHz}$  dans le cas présent, présente un écartement de  $10\text{-dB}$  par rapport à la fonda-

l'émetteur du transistor interne de l'oscillateur (broche-7). La valeur de 10-k $\Omega$  pour R1 nous semble la meilleure. Elle n'en est pas moins sensiblement plus faible que dans le circuit précédent, ceci en vue de l'obtention de la tension de sortie de 50-mV<sub>cc</sub> correspondant au spectre de sortie optimal. Les lignes des harmoniques du spectre de sortie se trouvent alors à un écartement d'au moins 20-dB par rapport à la fréquence de sortie requise (72-MHz dans le cas présent) de sorte que l'on pourra, dans bien des cas, se passer de filtre passe-bande de sortie.

# 115 éclairage de sécurité à piles de récupération

projet : W. Zeiller

On pourra, avant de donner au service d'élimination compétent les piles-bouton et plates usagées, grâce au montage proposé ici, s'en servir encore un bon moment et partant utiliser au mieux le reste d'énergie dont elles disposent encore souvent. L'idée à la base de cette réalisation est la constatation que les appareils ne nécessitant qu'une unique cellule pour leur alimentation, les horloges à quartz murales en particulier, cessent de fonctionner dès que la tension fournie par la pile tombe en-deçà de 1,2 V. La pile est, dans ces conditions, loin d'être totalement épuisée, le gros problème étant que l'on ne peut pas faire grand chose avec une unique cellule. Le présent circuit permet à une LED à haut rendement de briller à une luminosité très importante et ce à



une tension comprise entre 1,0 et 1,2 V, de sorte qu'elle pourra servir d'éclairage de d'orientation, d'éclairage de trou de serrure, voire d'éclairage de sécurité pour un « jogging » de nuit. Si l'on utilise une LED jaune et une pile neuve, on pourra même utiliser ce montage en tant qu'éclairage de secours permet-

tant, en voiture, la lecture de notes, voire, sur un pas de porte, la nuit, la lecture d'un nom sur une sonnette non éclairée. Normalement, à une tension inférieure à 1,5 V (pour une LED rouge) voire à 1,6 jusqu'à 2,2 V (pour les autres couleurs), une LED s'illumine faiblement si tant est qu'elle s'illumine

d'ailleurs. Le multivibrateur astable discret, constitué de 2 transistors et oscillant à une fréquence de l'ordre de 14 kHz, permet de contourner ce problème. La résistance de collecteur de l'un des 2 transistors a fait place à une inductance fixe prise en parallèle sur la LED. L'inductance produit, par self-induction, une augmentation de tension, de sorte que la LED s'illumine déjà à une tension d'alimentation de 0,6 V et plus pour atteindre une luminosité plus importante au-delà de 0,8 V.

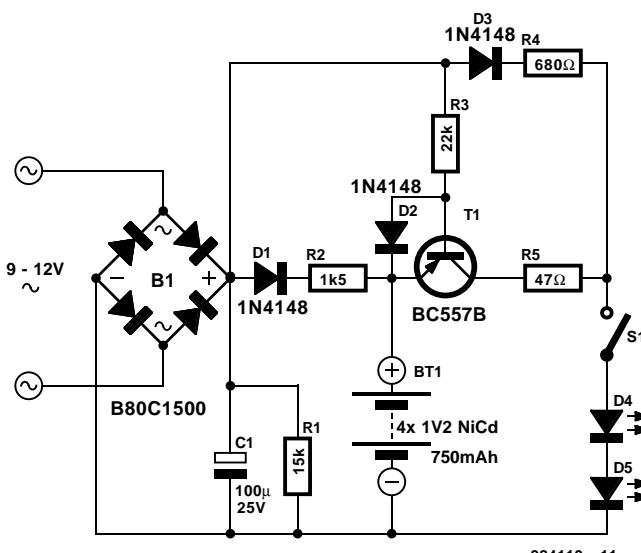
L'électronique peut être alimentée à une tension comprise entre 0,6 et 3 V; sa consommation est, à une tension d'alimentation de 1 V, de quelque 18 mA.

984077-1

# 116 éclairage de cagibi

Par principe autant que par habitude, le cagibi des compteurs d'eau, de gaz et d'électricité, est un réduit étroit ne comportant pratiquement jamais d'éclairage. En ce qui concerne l'électricité, on y trouve normalement, outre les fusibles et/ou les disjoncteurs, également le transformateur de la sonnette de la porte. Et c'est très précisément ce dernier qui va jouer un rôle important dans l'éclairage de secours que nous vous proposons dans le présent article. Cet éclairage de secours prend la forme d'une paire de LED très lumineuses. Elles sont alimentées par le biais d'un circuit compact capable, de par la présence d'un quartieron de cellules CdNi, d'assurer la pérennité de ce petit point de lumière même en cas de disparition de la tension du secteur.

La tension fournie par le transformateur de sonnette est



redressée par le pont B1 et tamponnée correctement à l'aide du condensateur-tampon (que pourrait-il être d'autre) C1. À

travers la diode D1 et la résistance-série R2 les accus sont alimentés en permanence à un courant de l'ordre de 7,5 mA.

De plus, la base de T1 est mise, par le biais de la résistance R3, à un niveau haut, de sorte que ce transistor bloque.

En cas de disparition de la tension du secteur, la tension disponible aux bornes des accus fera passer, à travers R3 et R1, et ceci une fois que le condensateur C1 se sera suffisamment déchargé à travers R1, le transistor T1 en conduction. Il faut bien entendu que l'interrupteur S1 soit fermé. On a, alors, circulation à travers les LED D4 et D5, un courant de l'ordre de 20 mA. Si l'on utilise des LED hyper-lumineuses (qui ont une luminosité de 3 Cd à un courant de 20 mA !), celles-ci donnent suffisamment de lumière pour permettre au technicien (vous en l'occurrence) de procéder au remplacement du fusible ou au réarmement du disjoncteur différentiel.

984110-1

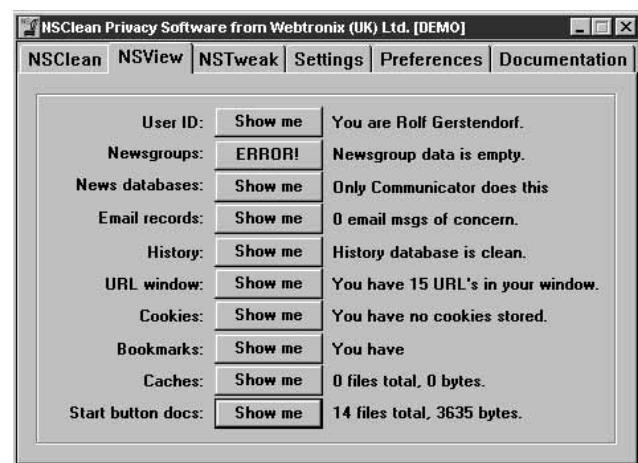
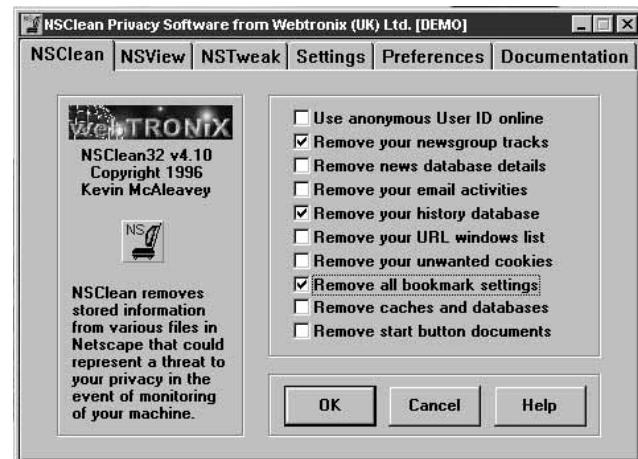
# électronique en ligne

## Pas de renifleurs sur Internet

L'un des phénomènes, désagréable s'il en est, ayant fait son apparition sur Internet est celui de fournisseurs qui, sans que l'Internaute ne le sache, recueillent le maximum d'informations personnelles à son sujet. Il ne faut, que fort peu de données personnalisées, pour générer un feedback aux conséquences imprévisibles quant aux intérêts et caractéristiques de l'internaute. En dépit de protestations virulentes des différents partis intéressés, particuliers et organismes semi-officiels compris, il existe un commerce actif de fichiers de données de ce genre. Ceci explique que l'internaute imprévoyant se retrouve enseveli sous des mégaoctets de pub en provenance de fournisseurs (internet) plus ou moins obscurs et illustrement inconnus.

Une promenade sur Internet laisse des traces tant sur votre propre ordinateur que sur celui du fournisseur d'accès (serveur) et le cas échéant sur celui du site visité. On a ainsi enregistrement dans le sous-répertoire /history, /temporary internet files ou autre, de tous les sites visités et, à chaque téléchargement, on dévoile son adresse de courrier électronique (*e-mail*) avec toutes les informations personnelles que cela sous-entend. L'internaute entre des informations, établit des listes d'URL et de fichiers favoris. L'une des formes les plus appréciées sont ce que l'on appelle des « Cookies », des petits fichiers destinés à des applications individuelles qui sont déposées sur l'ordinateur de l'internaute et auxquels le fournisseur peut s'adresser. Ces cookies présentent souvent un certain intérêt, permettant, par exemple, le stockage auprès d'un fournisseur de son numéro-client de sorte qu'il n'est pas nécessaire, chaque fois que l'on accède au dit site, de rentrer les informations requises. Il est malheureusement également possible, de tirer parti, en vue d'intentions, plus ou moins avouables, de ces informations, et cela est de plus en plus souvent le cas. Les programme butineurs (*browser*) les plus modernes avertissent l'internaute de l'existence de cookies, voire permettent de les « retourner à l'expéditeur », la répétition à plus soif de messages d'avertissement ne manquant pas de ralentir très sensiblement le trafic sur le Net, si tant est que l'on ne soit pas, après renvoi d'un cookie, purement et simplement rejeté lors de l'accès à un site donné.

Le fournisseur Internet anglais Webtronix propose, sur sa page de garde (*homepage*) <http://www.webtronix.co.uk/wsc.htm>, un programme baptisé respectivement NSClean (pour *NetScape*) et IEClean (pour *Internet Explorer*) qui, tout au long d'une promenade sur Internet, enregistre tous les accès à différents espaces de mémoire (disques



durs et mémoire-cache) pour, une fois la session sur Internet terminée, en éliminer les résidus. Le programme sait faire une distinction entre les différents espaces d'accès (sous-répertoire d'historique, fenêtre URL, cookies, repères (*bookmark*), etc...) de sorte qu'il est possible de procéder à un nettoyage sélectif de chacun de ces domaines par élimination ou conservation des différents fichiers. Autre caractéristique intéressante de IEClean et NSClean, leur fonction d'alias. Par une action sur une touche on a substitution à sa propre identité-utilisateur (ID = adresse e-mail) d'une identité fantaisiste tant que l'ordinateur reste en ligne. On évite ainsi de fournir sa véritable identité lors d'un accès à un serveur ftp.

Dans leur version 16 bits, NSClean et IEClean coûtent, pour Windows 3.1, 29,95 £, la version 32 bits pour Windows '95/NT coûtant elle 34,95 £. Les possesseurs d'une carte de crédit peuvent télécharger le programme directement; il faudra sinon procéder à une commande postale (+5 £ de frais de port).

985013-I