

# elektor

l'électronique imaginative



N° 313/314  
JUILLET/AOÛT 2004  
mensuel  
(B) 1775 € • (C) 2715 (C) 14,55 € cm.  
DOM (survol) 18,55 € • (C) 17 €  
ISSN 0131-7450  
www.elektor.fr

**EXTRA**

## MICRO WEB SERVER

Télécommander  
via Internet



**NUMÉRO  
D'ÉTÉ  
DOUBLE**

# 117

## SCHÉMAS ASTUCES & IDÉES

Convertisseur 3 -> 5 V sans inductance



L 19624 - 314 - F: 10,30 € - RD

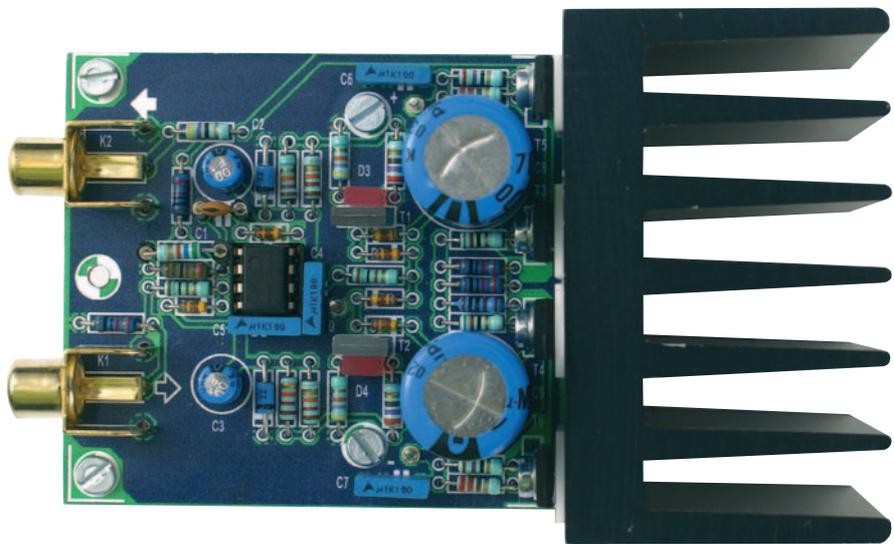
# Amplificateur HT

Les analyseurs audio, tels ceux de la série Audio Precision, sont dotés de générateurs qui sont malheureusement incapables de fournir le niveau de tension suffisant requis par certains tests. C'est la raison qui nous a poussé à développer cet étage d'amplification « booster ». Il fournit exactement la même tension qu'un amplificateur de 300 W connecté à une charge de 8 Ω. Les applications de ce petit amplificateur sont, par exemple, la mise à l'épreuve de filtres de mesure ou un changement de calibre automatique.

À une alimentation  $\pm 75$  V, de l'amplificateur peut fournir 50 V<sub>eff</sub>, ce qui signifie que pour cela il suffit de disposer d'un signal de 5 V<sub>eff</sub> fourni par le générateur, le gain ayant en effet été fixé à 10x. Souvent, à tension de sortie maximale, il n'est pas possible de disposer de la totalité de la bande passante du générateur, ce qui explique que nous ayons choisi de faire amplifier cette électronique un peu plus que strictement nécessaire pour la présente application.

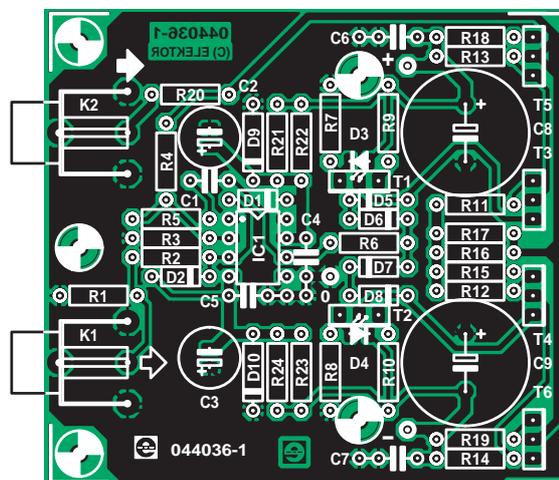
La courbe montre la distorsion harmonique totale (THD+N, N = Noise pour bruit) en fonction de la tension de sortie. On voit clairement qu'à 1 kHz (courbe A) on atteint à partir de quelque 10 V et à une charge de 10 kΩ, les limites de l'analyseur d'Audio Precision. Les escaliers que l'on découvre dans la courbe sont dus aux commutations de calibre de l'analyseur. À moins de 10 V, ce que l'on mesure en fait est du bruit. À 20 kHz (courbe B) la distorsion augmente progressivement, mais avec 0,008% à modulation proche du maximum à 50 V, elle reste très faible. Les 2 courbes représentées ici ont été relevées à une largeur de bande de 80 kHz.

Le cœur de notre amplificateur est une vieille connaissance, un NE5534, associé



à un étage tampon réalisé en technologie discrète. Cet étage est de la forme étage compound symétrique, ce qui permet d'obtenir une tension de sortie maximale. L'avantage de l'étage compound est de

permettre une amplification. Nous avons joliment tiré parti de cette possibilité ici, le NE5534 étant capable de travailler à  $\pm 22$  V au maximum (il travaille alors bien à la limite de ses possibilités !).



## Liste des composants

### Résistances :

R1, R16, R17 = 10 kΩ  
 R2, R6 = 100 Ω  
 R3 = 1 kΩ  
 R4 = 10 kΩ  
 R5 = 5 kΩ  
 R7, R8 = 47 kΩ  
 R9, R10 = 270 Ω  
 R11, R12 = 82 Ω  
 R13, R14 = 220 Ω  
 R15 = 1 kΩ

R18, R19 = 27 Ω  
 R20 = 47 Ω  
 R21 à R24 = 12 kΩ

### Condensateurs :

C1 = 22 pF  
 C2, C3 = 47 μF/25 V radial  
 C4 à C7 = 100 nF (C6/C7 100 V !)  
 C8, C9 = 470 μF/100 V radial

### Semi-conducteurs :

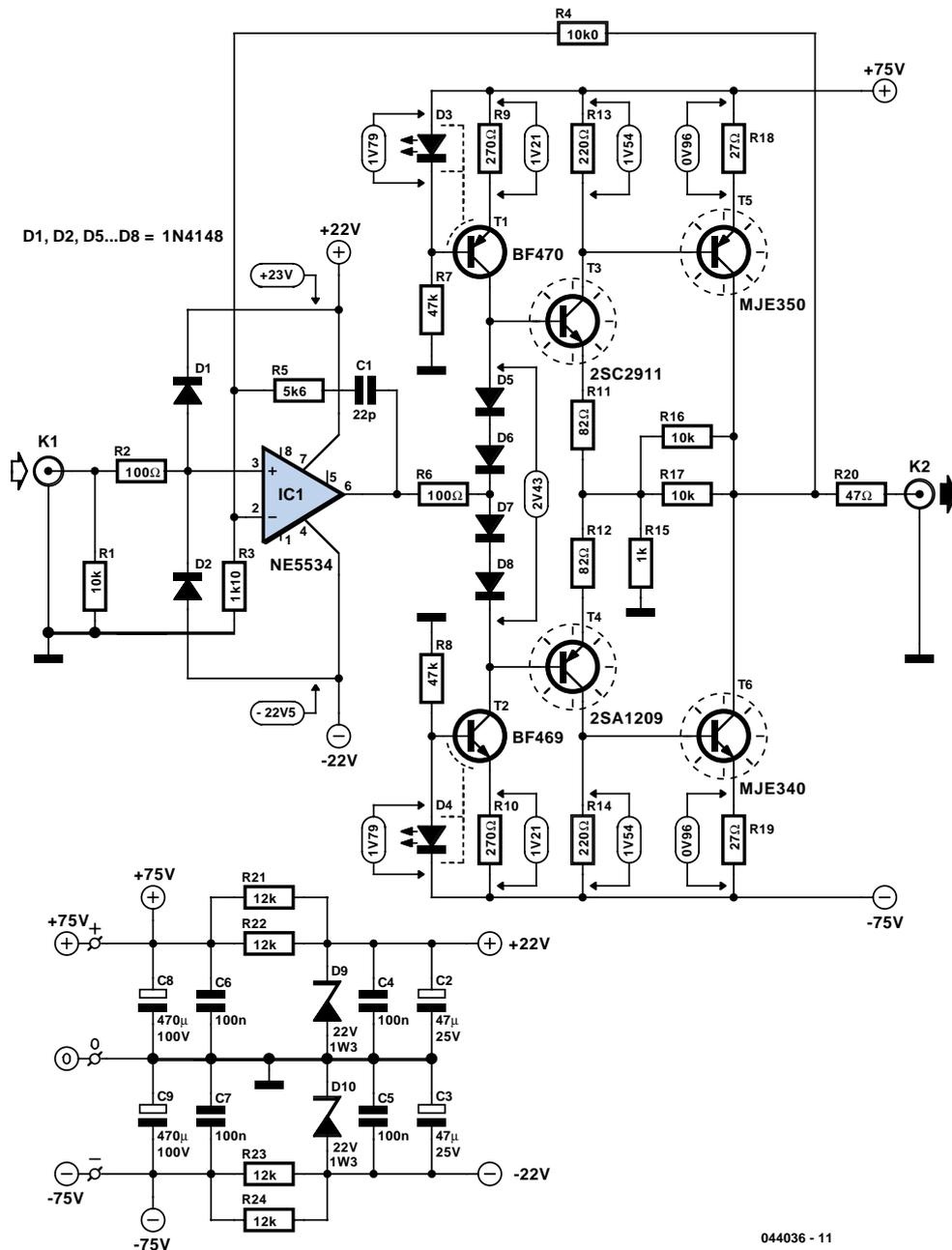
D1, D2, D5 à D8 = 1N4148  
 D3, D4 = LED rouge plate  
 D9, D10 = diode zener 22 V/1W3  
 T1 = BF470  
 T2 = BF469

T3 = 2SC2911  
 T4 = 2SA1209  
 T5 = MJE350  
 T6 = MJE340  
 IC1 = NE5534

### Divers :

K1, K2 = embase Cinch encartable (T-709G, Monacor) radiateur 2,5 K/W (tel que, par exemple, Fischer SK100, 50 mm de haut)

La platine 044036-1 est disponible auprès de ThePCBShop  
 Le dessin de la platine est téléchargeable depuis notre site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)



044036 - 11

Nous supposons que l'amplificateur opérationnel est capable de fournir, sans distorsion, une tension de  $15 V_{\text{crête}}$ . Ceci implique, au niveau de l'étage compound, un gain de 4,7x. Ce gain est déterminé par la contre-réaction locale que constituent les résistances R15 à R17. Celle-ci a été réduite au strict nécessaire, ce qui permet d'utiliser des résistances normales. Théoriquement, on s'attendrait à un gain de 6x, mais les étages T3 et T4 ont une influence sur la contre-réaction locale. Dans le cas d'une commande en tension continue, la dissipation de R16 (R17) sera, au maximum, de l'ordre de 0,3 W. Pour T5 et T6 nous avons choisi des MJE340 et MJE350. Cette paire n'a en effet pas été dépassée depuis nombre d'années déjà. À une tension collecteur/émetteur de 150 V, le MJE350 peut supporter un courant de collecteur de 40 mA. Avec un courant de repos de

35 mA circulant à travers T5 et T6, l'étage de sortie fonctionne bien sagement en classe A. Les contre-réactions locale et totale requièrent un courant maximum de 20 mA. En dépit de cette « charge nulle » les transistors de sortie travaillent encore largement à l'intérieur de leur zone de fonctionnement sûr (SOA = *Safe Operating Area*). La charge minimale sera de quelques kilohms.

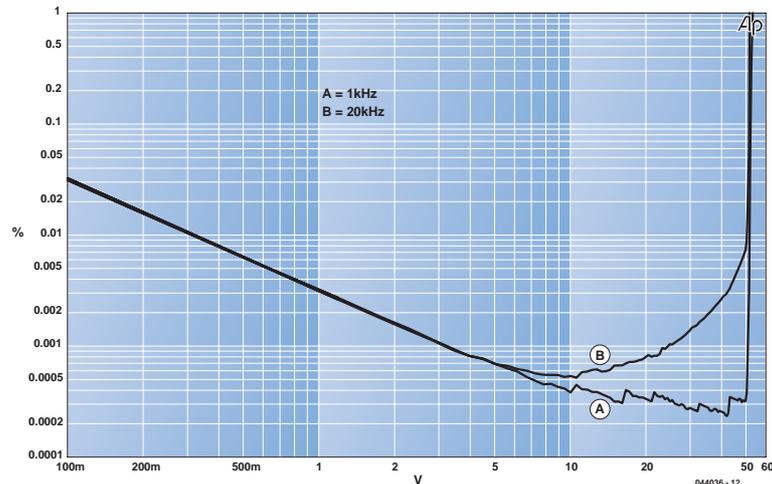
Tel qu'il est proposé ici, l'amplificateur n'est pas protégé contre les courts-circuits. On pourra éventuellement faire passer R20 à 1 kΩ ou le doter d'une limitation de courant. Toute modification se traduirait cependant par un risque de pertes au niveau de la qualité de l'amplificateur. Nous avons utilisé, pour les transistors de commande T3 et T4, une paire de transistors tout récents de Sanyo. Ceux-ci se caractérisent par une linéarité ( $h_{FE}$ ) sensiblement meilleure et une capacité ( $C_{ob}$ )

inférieure à celle des MJE. La tension collecteur/émetteur maximale est de 160 V. À cette valeur (CC) il est possible de traiter 7 mA encore (ou 20 mA pendant 1 s). La tension qu'auront à traiter ces transistors ne dépassera guère, en pratique, que 100 V. À un réglage de 7 mA, ces transistors aussi restent largement à l'intérieur de leur zone de fonctionnement. Étant donnée la tension d'alimentation élevée, il s'agit là de détails auxquels il faudra faire attention. Un quarteron de diodes du type 1N4148 force les transistors T3 et T4 à un courant fixe, de sorte qu'il n'est pas nécessaire, ensuite, de procéder à un réglage du courant de repos. Une paire de sources de courant symétriques polarise ces diodes à 4,5 mA (T1 et T2) environ. Nous avons utilisé ici des BF en raison de leur capacité encore plus faible. Si vous deviez avoir des problèmes à trouver des BF469

et BF470, vous pouvez utiliser les mêmes transistors pour T3 et T4, à savoir respectivement des 2SC2911 (NPN) et 2SA1209 (PNP).

Le pilotage de cet étage se fait par le biais de D5 à D8, de sorte que l'amplificateur peut se contenter de compenser la différence de courant au niveau de T3 et T4. La résistance R6 protège la sortie de IC1 contre un retour (feedback) capacitif éventuel de l'étage de sortie. Les résistances R4 et R3 déterminent la contre-réaction totale. Cette dernière est fixée de façon relativement précise à un gain de 10x ( $A = 1 + R4/R3$ ), la résolution de cette équation donnant exactement 10,09x. R5 et C1 constituent la compensation de l'ensemble de l'amplificateur en dotant l'amplificateur opérationnel d'une contre-réaction locale. Ne perdez pas de vue qu'une adaptation du gain se traduit automatiquement par un changement de cette compensation.

Un NE5534 est, en interne, compensé pour des gains égaux ou supérieurs à 3. Partant, le rapport entre R5 et R3 doit être supérieur à 2. Avec ses 11 MHz (mesurés à 40 V<sub>eff</sub>), la largeur de bande de l'amplificateur est plus qu'honorable. R2, D1 et D2 constituent la protection en entrée. R1 détermine l'impédance d'en-



trée qui vaut partant 10 k $\Omega$ . Rien n'interdit de donner à R1 une valeur plus importante mais cela se traduira par un offset de sortie plus important. Le courant de polarisation de IC1 atteint aisément 0,5  $\mu$ A, ce qui explique l'offset de 50 mV à la sortie. Cette valeur ne devrait pas poser de problème pour la majorité des applications. L'alimentation de l'amplificateur opérationnel est dérivée de l'alimentation  $\pm 75$  V d'origine à l'aide d'une paire de diodes zener. Le paramétrage se fait par la prise en parallèle de 2 résis-

tances de sorte qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser des résistances de puissance spéciales. Les condensateurs C6 à C9 découplent l'étage de sortie, C2 à C5 se chargeant du découplage de l'amplificateur opérationnel. Sur notre prototype, la consommation de courant totale atteignait, une fois le circuit chaud, quelque 57 mA. On pourra utiliser, pour l'alimentation de l'amplificateur, le circuit baptisé « alimentation HT » décrite ailleurs dans ce même numéro.

# Surveillant de courants d'air

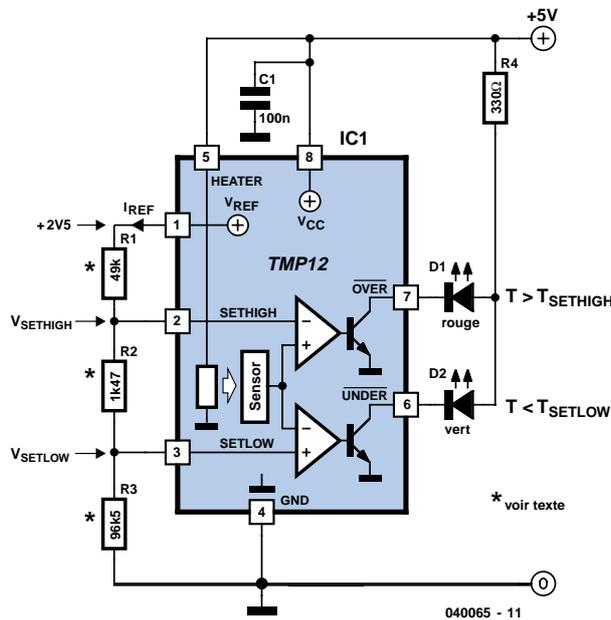
Gregor Kleine Ing. Dipl.

La surveillance des ventilateurs et autres machines soufflantes est normalement basée sur la consommation. Si elle se trouve entre certaines valeurs, on peut supposer que le ventilateur tourne et fait circuler l'air de refroidissement. Un dépassement du seuil inférieur vers le bas ou peut-être même du seuil supérieur vers le haut est le signe que quelque chose ne tourne pas rond : l'appareil est défectueux ou bloqué.

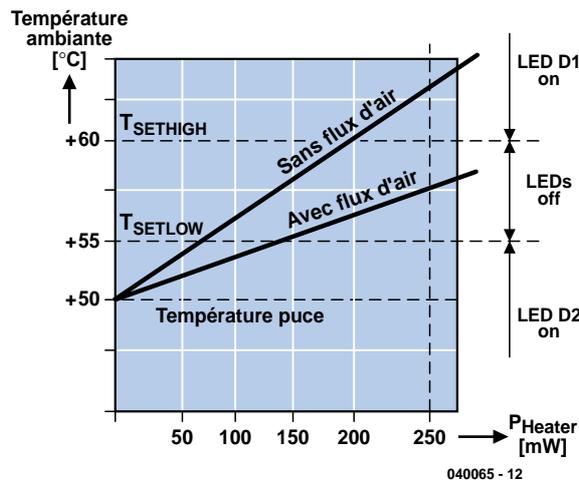
Le composant capteur TMP12 de Analog Devices ([www.analog.com](http://www.analog.com)) permet de surveiller directement le courant d'air frais. Cette puce contient un capteur de température et une résistance chauffante ainsi que 2 comparateurs et une source de tension de référence. La **figure 1** montre le circuit complet de ce « surveillant de courants d'air ». Le diviseur de tension R1, R2 et R3 fixe les seuils de tension ainsi que – par l'entremise du courant de charge  $I_{REF}$  – l'hystérésis aux points de commutation. La résistance de chauffage interne peut être reliée directement à la broche 5 (Heater) ou à la tension d'alimentation de +5 V par la résistance série R4 pour réduire la consommation interne. Dans notre cas, 2 LED sont commandées par les sorties collecteur ouvert UNDER (broche 6) et OVER (broche 7).

Le fonctionnement du capteur TMP12 repose sur le principe suivant : la puce, chauffée par la résistance intégrée, est refroidie par le courant d'air. Qu'arrive-t-il si le courant d'air disparaît ou s'affaiblit par suite d'une défectuosité du ventilateur ou de la présence d'un obstacle dans l'arrivée d'air ? La température augmente jusqu'à ce que la dissipation, par exemple par la platine, soit de nouveau en équilibre avec la chaleur interne produite. La **figure 2** représente ce processus sous la forme de 2 courbes. La puissance dissipée dans la résistance de chauffage interne de  $100 \Omega$  portée sur l'axe X peut atteindre 250 mW lorsque la broche 5 est directement raccordée à +5 V. En l'absence de chauffage, la température du capteur est proche de la température ambiante, supposée ici égale à +50 °C. Lorsque la puissance de chauffage augmente, les 2 courbes permettent de déterminer l'accroissement de température de la puce – avec ou sans courant d'air. Plus précisément, on choisit les

1



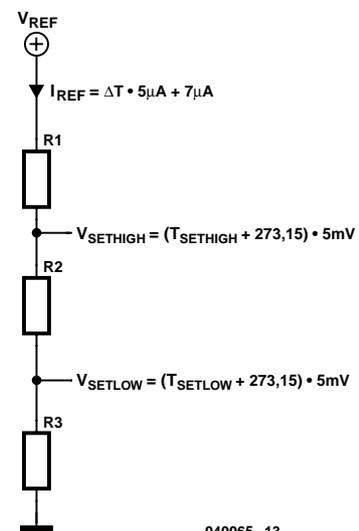
2



seuils de température  $T_{SETHIGH}$  et  $T_{SETLOW}$  de sorte à placer la courbe avec courant d'air entre les 2 seuils de température, étant donnée la puissance dissipée dans l'élément de chauffage (ici 250 mW). On obtient ici +55 °C et +60 °C.

Le diviseur de tension R1 à R3 fixe la position absolue des seuils de tension et l'hystérésis aux points de commutation. Cette dernière fonction est assurée par le courant  $I_{REF}$  traversant le diviseur de tension. La **figure 3** donne la formule appropriée.  $\Delta T$  est l'hystérésis de 2 °C qui engendre ici un courant  $I_{REF}$  de 17  $\mu A$ . On obtient les tensions aux nœuds du diviseur de tension à partir des seuils de température.  $V_{SETHIGH} = 1,666 V$  avec +60 °C et  $V_{SETLOW} = 1,641 V$  avec

3



+55 °C.  $V_{REF} = 2,5 \text{ V}$  permet de calculer les valeurs de R1 à R3 à partir du courant dans la résistance et de la chute de tension à ses bornes. Le schéma indique les valeurs calculées sans tenir compte de leur disponibilité. Comme les seuils de température sont relativement proches dans notre cas, il faut reproduire autant que possible les valeurs de résistance

obtenues. On fera appel à des résistances fixes en parallèle ou en série ou à des potentiomètres d'ajustage. Le TMP12 permet d'engendrer des signaux de supervision numériques pour un processeur ou (à l'aide de circuits d'attaque en aval) de mettre en marche un ventilateur auxiliaire. Le TMP12 peut aussi commander l'extinction d'un four lorsque

la température nominale est atteinte. Un four de ce type permet par exemple de faire fonctionner un oscillateur à quartz à une température assez élevée pour le rendre thermiquement insensible (enceinte à régulation de température). La fiche de données indique que cette puce peut être utilisée entre  $-40 \text{ °C}$  et  $+125 \text{ °C}$ .

# Chargeur de CdNi

Wolfgang Schmidt

Un chargeur CdNi simple sortira comme par enchantement de la caisse à bricolage si l'on dispose d'un régulateur de tension économique LM317 ou 78xx. Ce chargeur possède un afficheur de charge et un afficheur de fin de charge. Le courant, limité par R3 et un transistor, permet de charger un nombre quelconque d'éléments jusqu'à la tension de fin de charge déterminée par le régulateur. L'omission du condensateur de lissage (C1) permet d'effectuer une charge pulsée. Celle-ci permet de choisir un courant de charge plus élevé ; le fonctionnement de la régulation ne change pas.

Le fonctionnement est très simple : tant que les éléments ne sont pas complètement chargés, le régulateur n'agit pas sur le courant de charge, qui est toutefois limité par R3 et le transistor T1. On a

$$I_{\max} \approx 0,6 \text{ V} / R3$$

Pour  $I_{\max} = 200 \text{ mA}$ , on a  $R3 = 3 \Omega$ . La LED indique que la limitation de courant est active, donc que la charge des accumulateurs n'est pas complète.

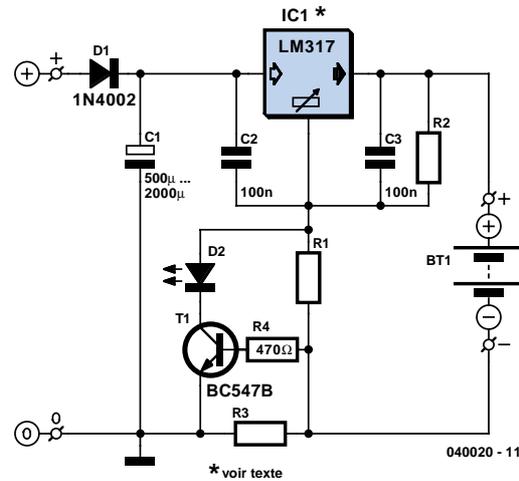
La LED positionne la connexion de référence du régulateur de tension à environ 2,9 V. Il faut donc charger au moins un

certain nombre d'éléments : la tension entre la connexion de référence et la sortie du LM317 est de 1,25 V, de sorte qu'il faut charger au moins 3 éléments ( $3 \cdot 1,45 \text{ V} > 2,9 \text{ V} + 1,25 \text{ V}$ ) ; ce nombre passe même à 4 dans le cas du 78xx dont la chute de tension atteint environ 3 V (plus 2,9 V).

Le courant diminue progressivement à la fin de la charge des accumulateurs ; la limitation de courant devient inactive et la LED s'éteint. À ce moment-là, la tension de référence du régulateur ne dépend que du diviseur de tension R1/R2. Avec un régulateur 7805, la valeur de R2 sera telle qu'il y

passera un courant de 6 mA. Le courant dans R1 est égal à cette valeur plus le courant du régulateur (environ 4 mA), soit environ 10 mA. La résistance R1 est égale à  $390 \Omega$  pour une tension de  $9 \text{ V} - 5 \text{ V} = 4 \text{ V}$ . La tension de fin de charge est alors d'environ 8,9 V. Il est parfois nécessaire d'ajuster R1 pour tenir compte de l'influence de la charge et du type du régulateur sur le courant passant par celui-ci.

Le condensateur de lissage sera adapté au courant de charge. On peut, comme mentionné au début, éliminer ce condensateur pour obtenir une charge pulsante.



# Mesureur de puissance HF linéaire

Gregor Kleine Ing. Dipl.

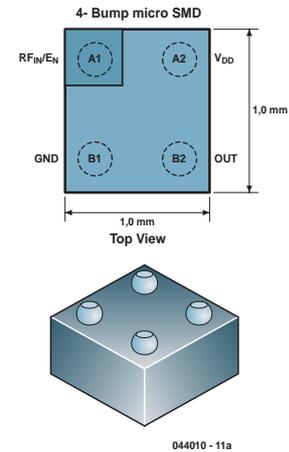
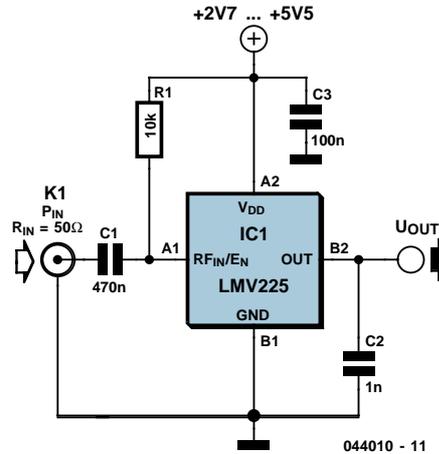
National Semiconductor propose le LMV225, un mesureur de puissance linéaire en boîtier CMS dans la plage de fréquence 450 MHz à 2 000 MHz. Ce circuit intégré ne nécessite que 4 composants externes.

Un condensateur de couplage sépare le signal d'entrée de la tension continue du circuit intégré. Le circuit intégré est activé par le niveau de la tension continue appliquée au plot d'entrée par la résistance de 10 kΩ : le détecteur est activé et consomme environ 5 à 8 mA quand elle dépasse 1,8 V. Le circuit intégré passe en mode d'arrêt (*shutdown*) et ne consomme plus que quelques μA lorsque la tension du plot A1 passe à moins de 0,8 V. On peut donc commuter le LMV225 entre l'état actif et l'arrêt en reliant la résistance 10 kΩ à un signal logique. Un condensateur de 100 nF filtre la tension d'alimentation située entre +2,7 V et +5,5 V et envoie les résidus HF à la masse. Il faut encore mentionner le condensateur de sortie qui forme un filtre passe-bas avec le circuit interne du LMV225. La fréquence de coupure de ce filtre est d'environ 8 kHz avec 1 nF. Elle est donnée par la formule

$$f_C = 1 / (2 \cdot \pi \cdot C_{OUT} \cdot R_O)$$

dans laquelle  $R_O$  représente la résistance de sortie interne de 19,8 kΩ. Le filtre de sortie passe-bas détermine le pourcentage de modulation d'amplitude que le détecteur laisse passer.

La sortie à résistance élevée fournit une tension proportionnelle à la puissance avec une pente de 40 mV par dB. La ten-

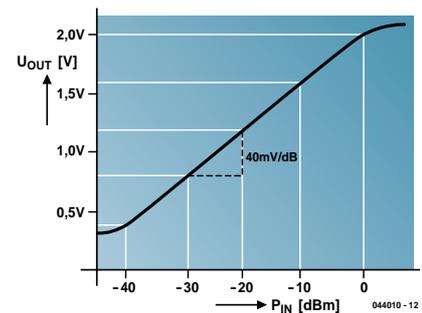


sion de sortie est égale à 2,0 V à 0 dBm et à 0,4 V à -40 dBm. La valeur 0 dBm correspond à une puissance de 1 mW à 50 Ω. Ce sont 224 mV efficaces pour une tension sinusoïdale. La relation entre la puissance et la tension est en général différente pour les signaux modulés. Le tableau indique quelques valeurs supplémentaires de puissance et de tension dans le cas d'une tension sinusoïdale. La résistance d'entrée du détecteur LMV225, de l'ordre de 50 Ω, facilite l'adaptation de puissance usuelle en technique HF. La fiche

de données du LMV225 indique comment une résistance série permet de décaler la plage de mesure de 40 dB vers des niveaux de puissance plus élevés. Le LMV225 est un résultat de la technique des portables. Cela explique son boîtier CMS minuscule (seulement 1 mm · 1 mm) à 4 perles de soudure (similaire aux boîtiers BGA à matrice de billes). Les plots de connexion sont désignés par A1, A2, B1 et B2 selon la notation matricielle. Le coin où se trouve A1 est biseauté.

(044010-1)

dBm	mW	U <sub>eff</sub> (sinus)
-40	0,0001	2,24 mV
-30	0,001	7,07 mV
-20	0,01	22,4 mV
-10	0,1	71 mV
0	1	224 mV
10	10	707 mV





# Modules LCD peu onéreux

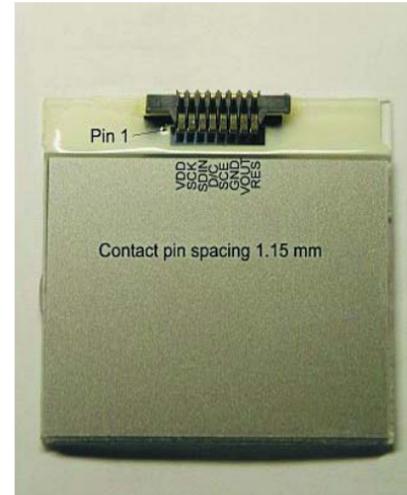
Les modules LCD ne sont pas spécialement bon marché chez les revendeurs de matériel électronique et certainement pas quand il s'agit d'afficheurs graphiques. Si la grandeur de l'affichage n'a pas beaucoup d'importance et s'il ne vous faut qu'un petit écran, une solution intéressante est sûrement le module LCD d'un téléphone portable.

Ce genre de modules, vous pouvez l'acheter pour quelques euros sur eBay ou naturellement le récupérer sur un appareil hors d'usage. Ils disposent normalement d'une interface I<sub>2</sub>C, si bien que le piloter par un microcontrôleur devrait être chose aisée. Une courte recherche sur Google

(par exemple à propos de construction personnelle de lecteur MP3) vous donnera suffisamment d'idées sur la façon d'accorder matériel et logiciel.

Vous pouvez de la sorte acheter sur eBay un écran de Nokia 3310 à partir de 3 euros. Ce module recèle un PD8544, une matrice de LCD de 48 x 48 pixels avec le contrôleur et le pilote de Philips, commandé par I<sup>2</sup>C. Toutes les informations sur cette puce sont détaillées dans le feuillet de caractéristiques, elles vous permettront d'en percer les mystères ! Voyez à ce sujet : [www.semiconductors.philips.com/acrobat/datasheets/pcd8544\\_1.pdf](http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/datasheets/pcd8544_1.pdf)

(040174-1)





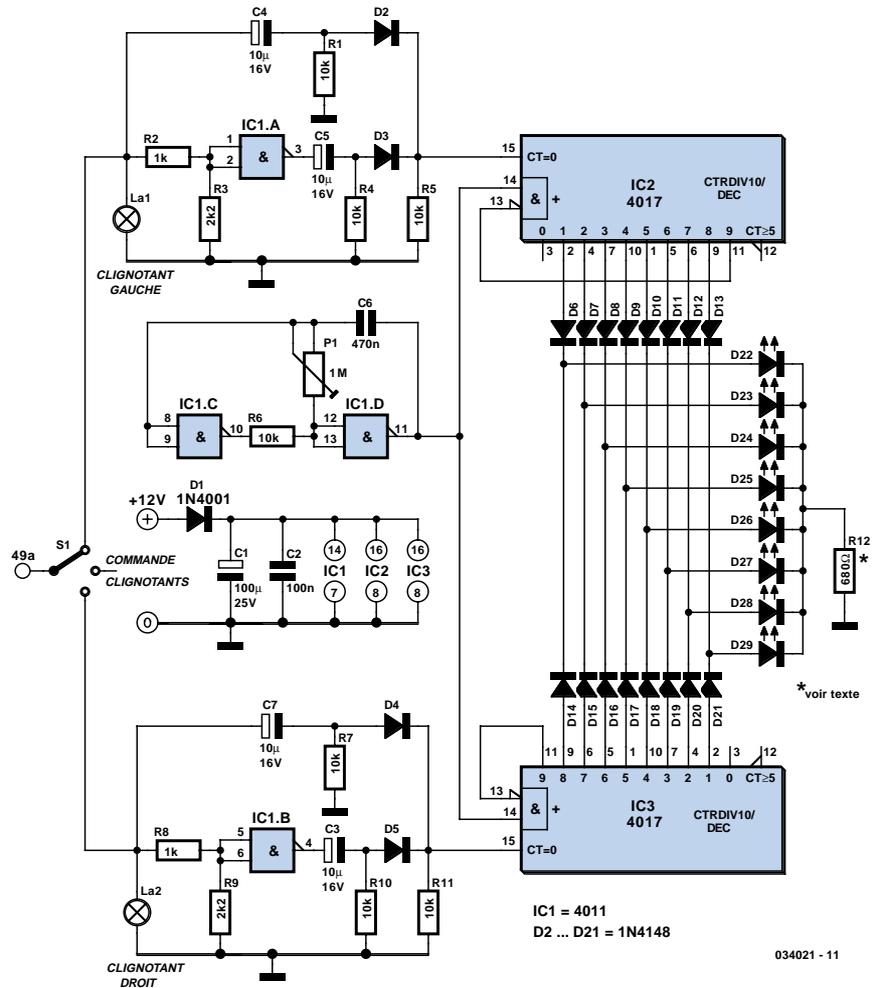
# Contrôle de clignotant

Ludwig Libertin

Encore un contrôle de clignotant pour véhicules réels ou miniatures, mais différent. La lumière défile en direction du clignotant mis (gauche ou droit). Un bel effet pour qui aime les jeux de lumière...

Le circuit se compose de 2 compteurs (IC2 et IC3) remis à zéro par l'intermédiaire de C4 ou C7 dès qu'un clignotant (La) s'allume. La lumière défile une fois, puis s'arrête, car la sortie supérieure est reliée à l'entrée d'activation (Enable). Dès que la lampe s'éteint, la logique NAND IC1.A ou IC1.B envoie une impulsion de réinitialisation supplémentaire à son compteur qui recommence à s'incrémenter. P1 permet d'ajuster la vitesse de défilement de l'affichage. Les LED s'allument séparément (sauf dans le cas du feu de détresse). R12 permet alors de régler facilement la luminosité. Le circuit peut aussi être modifié en remplaçant les diodes « normales » par des LED dont les cathodes ont une liaison commune avec la masse par R12, voire en ajoutant une seconde résistance de limitation de courant ; on aura de la sorte 2 fois plus de LED à s'allumer. Il pourra même être possible alors de faire s'allumer les LED dans le sens de virage. Les LED D22 à D29 du schéma disparaissent alors.

(034021-1)



034021 - 11

# Réseau domestique pour ADSL

Avec l'arrivée des liaisons Internet rapides à base d'ADSL, il devient encore plus intéressant de créer un petit réseau domestique à base d'Ethernet et de connecteurs RJ45. Non seulement il vous devient alors possible de transférer des données d'un ordinateur à l'autre, mais également de surfer à toute vitesse (celle de votre connexion ADSL) sur le Net. Il vous faut bien entendu disposer d'un modem ADSL doté d'un routeur. Ceci ne marche pas si l'on dispose uniquement d'un simple modem USB.

Dans le cas d'ordinateurs portables il est recommandé d'opter pour l'approche Ethernet (sans fil). On peut également envisager l'option sans fil pour des PC « ordinaires », si la mise en place de câbles devait s'avérer trop problématique voire impossible. Il ne faudra cependant pas oublier que la portée d'une liaison sans fil n'est pas toujours aussi grande qu'on pourrait le supposer.

Il faudra, en cas d'utilisation d'un routeur, réaliser un réseau en forme d'étoile. Partant, il part, à partir de chaque connexion du routeur, un câble de 90 m de longueur au maximum vers un boîtier de connexion auquel est connecté un PC. On utilisera pour cela du câble CAT5 à 8 brins, utilisable pour des vitesses allant jusqu'à 100 Mb/s. Les 8 brins sont organisés en 4 paires de 2 brins, les 2 brins d'une paire étant torsadés. Il est important de bien identifier ces paires et de veiller à ce qu'elles restent le mieux torsadées possible. Il faudra veiller, au niveau des points de branchement, à ce que les sections non torsadées soient le plus court possible, quelques centimètres au maximum. Si l'on ne veille pas à ce point critique, il est fort probable que le réseau ne pourra pas fonctionner à pleine vitesse, voire que l'on se trouve confronté à des problèmes potentiels (dont parasites).

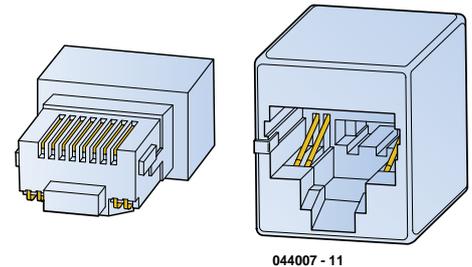
Le câblage lui-même est on ne peut plus simple. Connecter les câbles de manière à ce que les plots de même ordre soient interconnectés. Le contact 1 d'un côté avec le contact 1 de l'autre, la broche 2 avec la broche 2 et ainsi de suite. Ceci vaut également pour les câbles d'interconnexion reliant les boîtiers de contact et le PC (le cas échéant, on pourra même connecter le câble directement au PC). Ce n'est qu'au cas où l'on interconnecterait deux PC directement (sans routeur donc) qu'il faudra utiliser un câble croisé. Les connecteurs sont pressés sur le câble à

l'aide d'une pince spéciale. Notons qu'il est également possible de se passer de pince spéciale et de s'aider d'un tournevis, mais cette opération est loin d'être simple, aussi la déconseillons-nous.

Les brins du câble ont différentes couleurs, leur attribution n'étant pas réglée au niveau européen (EN50173); le choix vous est laissé. La plupart du temps on utilise le code des couleurs selon la norme américaine T568B :

- |                |          |
|----------------|----------|
| 1 orange/blanc | 2 orange |
| 3 vert/blanc   | 4 bleu   |
| 5 bleu/blanc   | 6 vert   |
| 7 marron/blanc | 8 marron |

Les brins couleur/blanc et les brins de couleur unique s'alternent ainsi parfaitement. Pour Ethernet seuls sont nécessaires les brins 1, 2, 3 et 6. Les brins centraux 4 et 5 sont placés au milieu de la combinaison à base de vert et peuvent être utilisés pour la téléphonie analogique. Il faudra veiller dans ce cas-là à ce que les brins 4 et 5 ne soient pas connectés aux embases Ethernet vu que les tensions du téléphone analogique sont tellement élevées qu'elles endommageront une carte Ethernet et/ou un routeur. Reliez les brins 4 et 5 ensuite vers des connecteurs téléphone de type RJ11. Nous ne le conseillons pas mais cela est possible... ISDN aussi pourra utiliser les mêmes



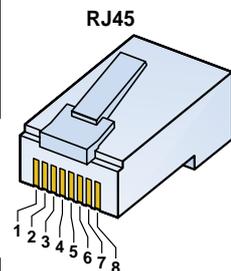
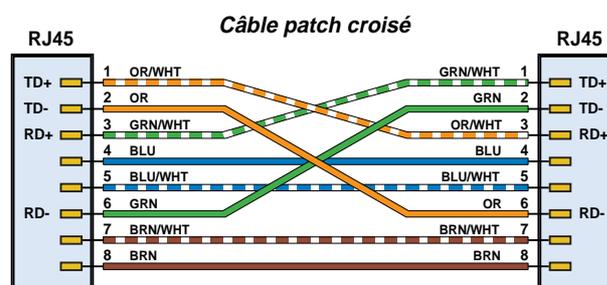
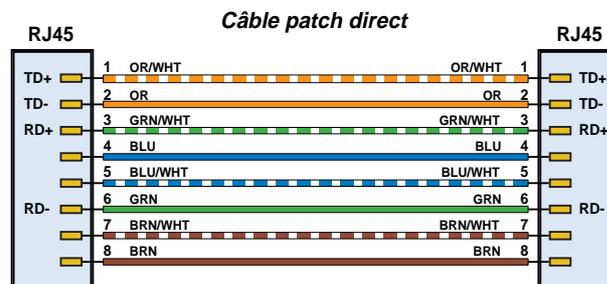
044007 - 11

connecteurs RJ45 et câblage. Il n'est cependant pas possible de mettre ISDN et Ethernet sur un même câble. En effet, ISDN utilise les brins 3, 6 et 4, 5.

En cas d'utilisation de câbles patch, essayez de bien organiser tout cela à l'aide d'un rien de couleur. Bleu pour Ethernet (rouge pour connexions croisées), jaune pour la téléphonie analogique et vert pour l'ISDN. Si l'on ne dispose pas de câbles de couleur, on pourra utiliser de petites étiquettes ou des manchons de couleur.

À titre d'information sachant que vous n'aurez pas encore affaire à eux dans le cas d'un réseau domestique : il existe, depuis 2 ans, un connecteur GG45 compatible avec le RJ45. Le GG45 comporte 4 contacts supplémentaires et est conçu pour des vitesses allant jusqu'à 600 Mb/s (Catégorie 7/Classe F).

(044007-1)



Connecteur RJ45 8 voies

044007 - 12

# Émetteur IR à HT12E

Peter Verhoosel

Nous avons eu l'occasion, à maintes reprises déjà, de vous proposer dans nos colonnes des émetteurs infrarouge (IR) à base de HT12E, un encodeur de l'écurie Holtek. L'aspect intéressant du présent projet est qu'il a été comprimé suffisamment pour que la totalité de l'émetteur IR puisse prendre place dans un petit porte-clé pratique.

Nous avons décrit le détail du fonctionnement du HT12E à de nombreuses occasions, de sorte que nous nous limiterons ici au strict indispensable. Les entrées A1 à A8 de IC1 peuvent être paramétrées de manière à constituer une adresse; il va sans dire que cette adresse devra être la même que l'adresse paramétrée sur le récepteur.

Sur la platine, les lignes d'adresse sont, à l'origine, toutes forcées à la masse par le biais d'une fine piste de cuivre, ce qui se traduit par le choix de l'adresse 0. Il suffit, pour forcer au niveau haut l'une quelconque (ou plusieurs) des entrées, de couper au cutter la mini-piste correspondante. Ce changement d'adresse ne s'impose en fait qu'au cas où l'on aurait plusieurs émetteurs d'actifs dans un même environnement.

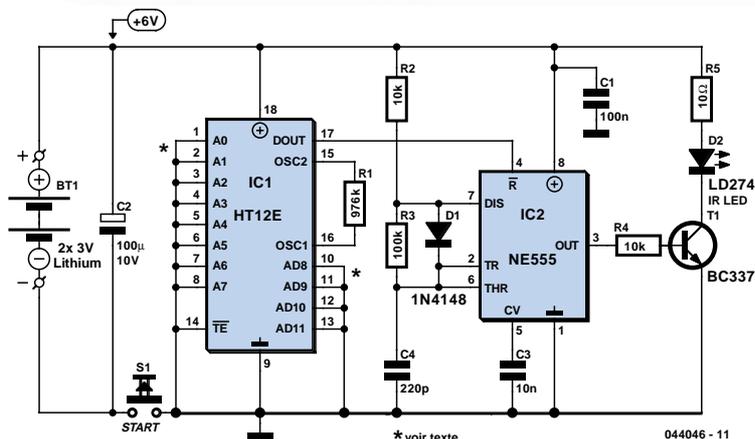
Ce que nous venons de dire vaut également pour les 4 lignes de données, mais cela ne présente pas d'importance si l'on utilise le montage décrit ailleurs dans ce numéro sous la dénomination de « commutateur IR multiposition ».

On dispose, sur la broche 17 de IC1, du code généré, code qu'IC2 module ensuite sur une porteuse de 40 kHz. Au travers de R4, le transistor T1 pilote la LED infrarouge, ce qui se traduit par l'émission d'un code IR.

L'alimentation de l'électronique se fait par le biais d'une paire de piles-bouton au lithium de 3 V chacune. Le circuit n'est alimenté qu'après action sur le bouton d'émission S1. Dans le cas d'une utilisation normale, la durée de vie des piles devrait être supérieure à un an !.

La réalisation ne devrait pas poser de problème. Attention au « développement vertical » des composants. Ceci explique qu'il ne soit pas question d'utiliser de support pour circuit intégré.

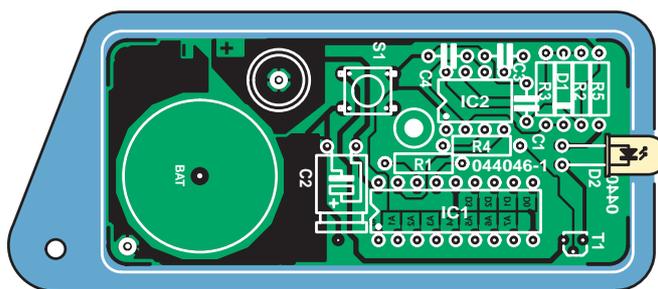
Le support de pile prend la forme, sur le bas, d'un trombone soudé à cet endroit; il constitue la masse. Pour constituer la partie supérieure du support de pile nous



allons utiliser un une languette automobile fixée à l'aide d'un petit boulon M3. La hauteur de T1 pouvant se traduire par des problèmes de fermeture du mini-boî-

tier, il faudra commencer par coucher ce transistor à plat sur la platine avant de le souder.

(044046-1)



## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 976 kΩ  
R2, R4 = 10 kΩ  
R3 = 100 kΩ  
R5 = 10 Ω

### Condensateurs :

C1 = 100 nF  
C2 = 100 µF/10 V radial  
C3 = 10 nF  
C4 = 220 pF

### Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148  
D2 = LED IR (telle que, par exemple, LD274)  
IC1 = HT12E (Holtek)  
IC2 = TLC555  
T1 = BC337

### Divers :

S1 = bouton-poussoir miniature (HAK) boîtier : série KM Box UM14  
La platine 044046-1 est disponible auprès de ThePCBShop  
Le dessin de la platine est téléchargeable depuis notre site ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)).

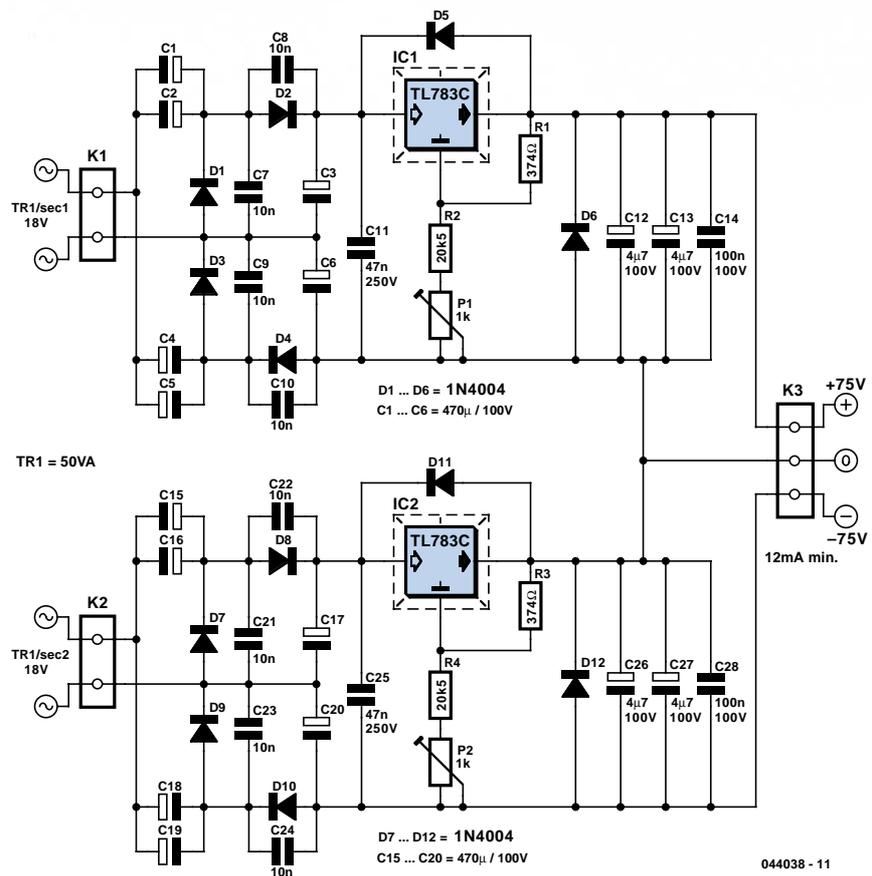
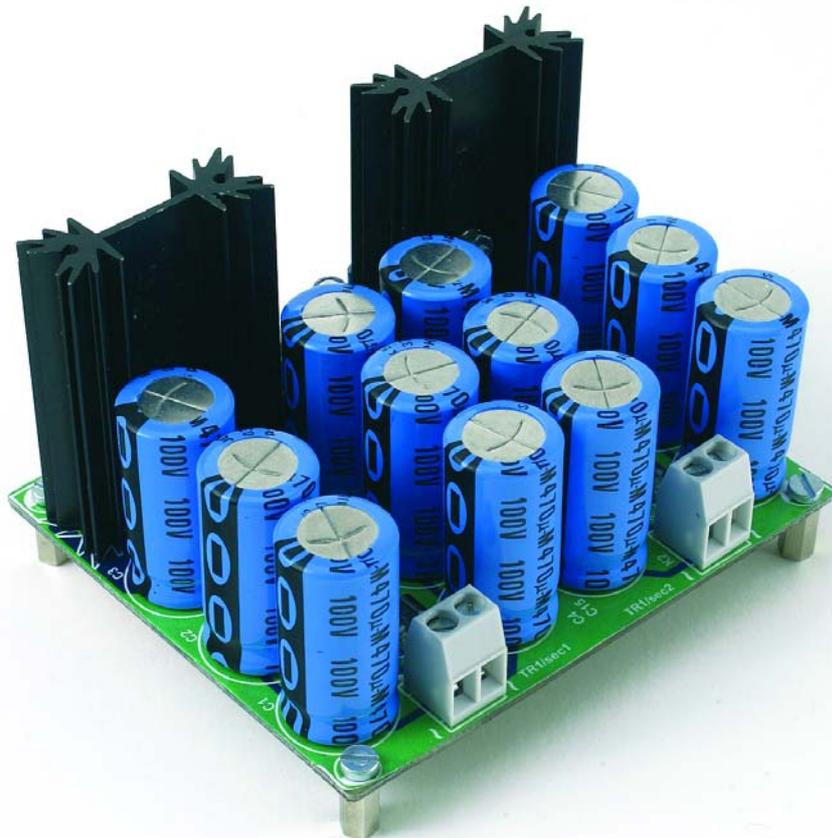
# Alimentation HT

Cette alimentation a été spécialement conçue à l'intention de montage requérant une tension sensiblement supérieure à la normale (saisonnière) pour fonctionner. Lors de tests d'amplificateurs de classe D ou T, l'appareillage de mesure est souvent sensible à la composante HF qu'il est impossible d'éliminer totalement. Nous avons, à des fins de test, développé un filtre (décrit ailleurs dans ce magazine sous le titre de « Filtre de mesure pour classe D (T) ») capable de filtrer cette composante hors de la tension de sortie élevée d'un amplificateur de puissance sans pour autant introduire d'atténuation. Ceci implique bien évidemment de disposer aussi d'une tension d'alimentation élevée. Il nous faut, pour tester le filtre, un étage de puissance capable de rehausser le signal fourni par un analyseur audio pour l'amener au niveau correspondant à celui d'un amplificateur de puissance (décrit également dans ce numéro sous la dénomination de « Amplificateur HT »).

Bien souvent, les générateurs des analyseurs ne peuvent pas fournir plus de 10 à 15 V<sub>eff</sub>. Ceci explique que nous ayons opté, pour les 2 réalisations, pour une tension d'alimentation de ±75 V.

Pour faciliter la réalisation de cette alimentation symétrique, nous avons dessiné un circuit imprimé à son intention. Le stabilisateur utilisé est un circuit intégré datant déjà quelque peu, un TL783C, sachant que ce composant n'a pas de problème avec des tensions allant jusqu'à mais ne dépassant pas 125 V (différence maximale de tension entre l'entrée et la sortie). Ce régulateur est en outre en mesure de fournir un courant pouvant aller jusqu'à 700 mA. Un diviseur de tension pris à l'entrée *adjust* permet de jouer sur la tension. Les ajustables P1 et P2 permettent de régler les tensions de sortie « au quart de poil » de manière à avoir une parfaite symétrie.

D'après la fiche de caractéristiques, la réjection de l'ondulation résiduelle est de 76 dB, mais comme nous avons a dessein opté pour une dissipation moindre au niveau du diviseur de tension (valeurs de résistances plus élevées), il se peut que la valeur de cette réjection soit plus faible. Si vous voulez utiliser un diviseur de tension standard il faudra tenir compte d'une augmentation de la dissipation au niveau de R2 (R4), facteur dont la valeur peut dépasser 1 W. Il devrait y avoir la place pour l'implantation d'une résistance



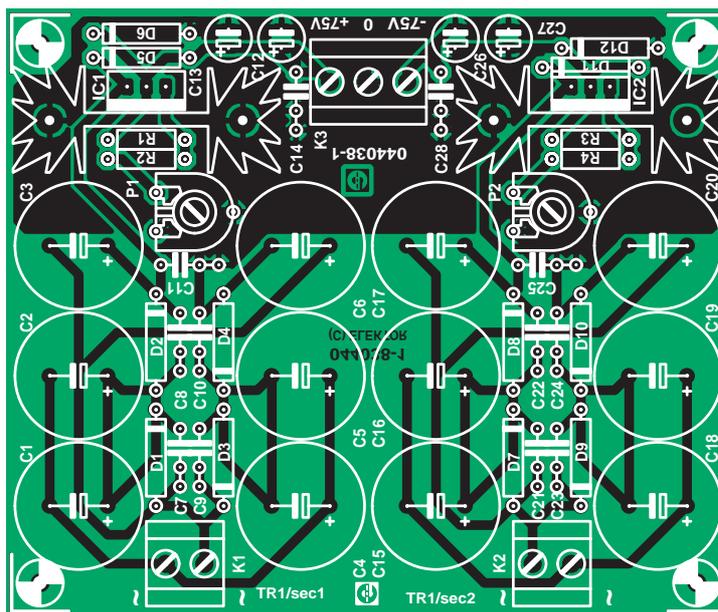
044038 - 11

de puissance montée verticalement. La charge nulle ayant alors diminué, il faut veiller à drainer un courant de 12 mA au minimum sachant qu'il faut au régulateur un courant de 15 mA au minimum pour pouvoir fonctionner correctement.

La fourniture de tension aux régulateurs se fait par le biais de redresseurs en cascade symétriques, de sorte que l'on peut envisager l'utilisation d'une tension de transformateur standard de 2 x 18 V. Il faudra cependant utiliser impérativement un transformateur doté de 2 enroulements secondaires isolés galvaniquement l'un de l'autre vu que les potentiels des enroulements ne se trouvent pas au niveau de la masse de sortie. En ce qui concerne l'enroulement connecté au bornier K1, le potentiel est positif par rapport à la masse, +50 V environ dans le cas d'une charge de 100 mA. Le potentiel de l'enroulement connecté au bornier K2 est négatif lui, -25 V environ à une charge de 100 mA, potentiel plus faible vu que la sortie du régulateur est reliée à la masse de sortie, ce qui lui permet de fonctionner en régulateur négatif.

Le premier condensateur de la cascade (C1+C2) possède une capacité 2 fois supérieure à celle du second condensateur (C3). La raison de cette approche est de diminuer l'influence de la décharge de C1 et C2 au cours de la charge de C3. Ceci se traduit par une petite augmentation de la tension de sortie et une diminution de l'ondulation résiduelle. De manière à accroître encore la tension, on a généré, par cascade, tant d'une tension négative que d'une tension positive, ce qui en théorie permet, à partir d'une tension alternative de 18 V, de générer une tension supérieure à 100 V ( $2 \times 2 \times \text{racine}^2$ ), transfo de 50 VA. Cette tension élevée est nécessaire vu que le régulateur est spécifié pour une chute de tension d'au moins 25 V entre l'entrée et la sortie !

Dans la pratique, il apparaît que la tension de chute (*dropout*) atteint de l'ordre de 8 V sous 200 mA. À cette charge, la tension d'entrée était d'environ 86 V avec une ondulation de 5,2 VCC. Avec un transformateur de 50 VA, la puissance de sortie



## Liste des composants

### Résistances :

R1, R3 = 374 Ω  
R2, R4 = 20kΩ5  
P1, P2 = ajustable 1 kΩ

### Condensateurs :

C1 à C6, C15 à C20 = 470 μF/100 V radial  
C7 à C10, C21 à C24 = 10 nF  
C11, C25 = 47 nF/250 V  
C12, C13, C26, C27 = 4μF7/100 V radial  
C14, C28 = 100 nF/100 V

### Semi-conducteurs :

D1 à D12 = 1N4004  
IC1, IC2 = TL783C

### Divers :

K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm  
K3 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm  
2 x radiateur SK104 (Fischer, hauteur 50 mm, 9 K/W)  
2 x plaquette d'isolation T0-220 pour IC1 et IC2  
La platine 044038-1 est disponible auprès de ThePCBShop  
Le dessin de platine est également téléchargeable depuis notre site ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr))

maximale atteint 30 VA. Détail intéressant : à une charge de 200 mA, la perte de puissance (dissipation) dans le régulateur est légèrement inférieure à celle relevée à une charge de 100 mA (2,2 watts au lieu de 2,5). Les radiateurs adoptés (SK104, hauteur de 50 mm) ont une résistance thermique de 9 K/W, de sorte qu'ils atteignent déjà une température « intéressante » à cette intensité de courant.

L'attrait de ce circuit est que le redressement au niveau de chacune des moitiés de l'alimentation ne requiert que 4 diodes, tout comme cela est le cas avec un

pont de redressement standard. Les petits condensateurs de 10 nF amortissent les crêtes de commutation des redresseurs. Veillez bien au respect de la tension de service des condensateurs.

IC1 et IC2 devront être montés de façon à être isolés par rapport aux radiateurs (sur la platine, ces derniers se trouvent en effet reliés à la masse).

Il est vital d'être bien conscient de l'existence de tensions élevées sur le montage, tensions qui peuvent dépasser 200 V !

# Générateur d'impulsions

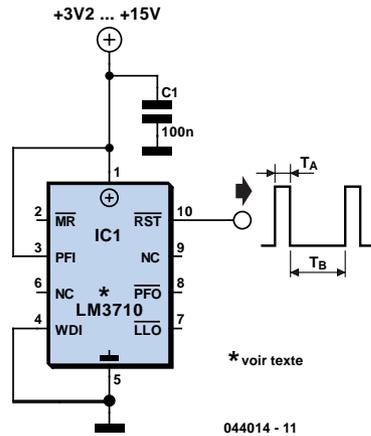
## à longue période

Gregor Kleine Ing. Dipl.

Deux composants suffisent pour réaliser un générateur d'impulsions rectangulaires à très longue période : un LM3710 de National Semiconductor et un condensateur de filtrage de 100 nF pour éliminer les signaux parasites.

Il suffit de tirer parti du temporisateur de surveillance et de réinitialisation du LM3710. Le temporisateur de surveillance est réinitialisé quand un flanc est appliqué à l'entrée WDI (broche 4). Si WDI se trouve en permanence à la masse, le temporisateur de surveillance ne reçoit pas de flanc et atteint sa limite. Il émet une impulsion de réinitialisation de durée  $T_A$  après un intervalle  $T_B$ , puis il est rechargé. Et le cycle se répète. On trouve donc à l'entrée RESET (broche 10) des impulsions de période  $T_A + T_B$ .

La période peut atteindre 30 s comme le montre le tableau. Les 2 intervalles  $T_A$  et  $T_B$  sont fixés par le temporisateur du circuit intégré. Ce dernier est livré en 4 « tailles ». Il faut donc choisir la version du LM3710 qui fournira la période désirée. Les types sont classés ci-dessous. La tension de seuil de réinitialisation ne joue aucun rôle dans cette application du



## Numéro de type LM3710

LM 3710 a b cc ddd

a = Circuiterie en sortie : X = CMOS, Y = Open Drain

b = Timing (cf. tableau)

cc = Boîtier : MM = MSOP, BP = micro SMD

BP = micro SMD

ddd = Tension de seuil de reset (par ex. 450 pou 4,50 V)

	<b><math>T_A = 1,4 \text{ ms}</math></b> (1 à 2 ms)	<b><math>T_A = 28 \text{ ms}</math></b> (20 à 40 ms)	<b><math>T_A = 200 \text{ ms}</math></b> (140 à 280 ms)	<b><math>T_A = 1,6 \text{ s}</math></b> (1,12 à 2,24 s)
<b><math>T_B = 6,2 \text{ ms}</math></b> (4,3 à 9,3 ms)	LM3710 XE...	LM3710 XF...	LM3710 XG...	LM3710 XH...
<b><math>T_B = 102 \text{ ms}</math></b> (71 à 153 ms)	LM3710 XJ...	LM3710 XK...	LM3710 XL...	LM3710 XM...
<b><math>T_B = 1,6 \text{ s}</math></b> (1,12 à 2,4 s)	LM3710 XN...	LM3710 XP...	LM3710 XQ...	LM3710 XR...
<b><math>T_B = 25,6 \text{ s}</math></b> (17,9 à 38,4 s)	LM3710 XS...	LM3710 XT...	LM3710 XU...	LM3710 XV...
$T_A$ = Reset Timeout Period $T_B$ = Watchdog Timeout Period				

LM3710. Les types en gras étaient disponibles lors de la clôture de rédaction. On trouvera les informations de dernière minute sur la page d'accueil du fabricant [www.national.com](http://www.national.com). Les indications entre

parenthèses donnent la plage min./max. des périodes  $T_A$  et  $T_B$  pour lesquelles le LM3710 a été testé. Le circuit fonctionne entre +3,3 V et +5,5 V.

# Commutateurs Master-Slave

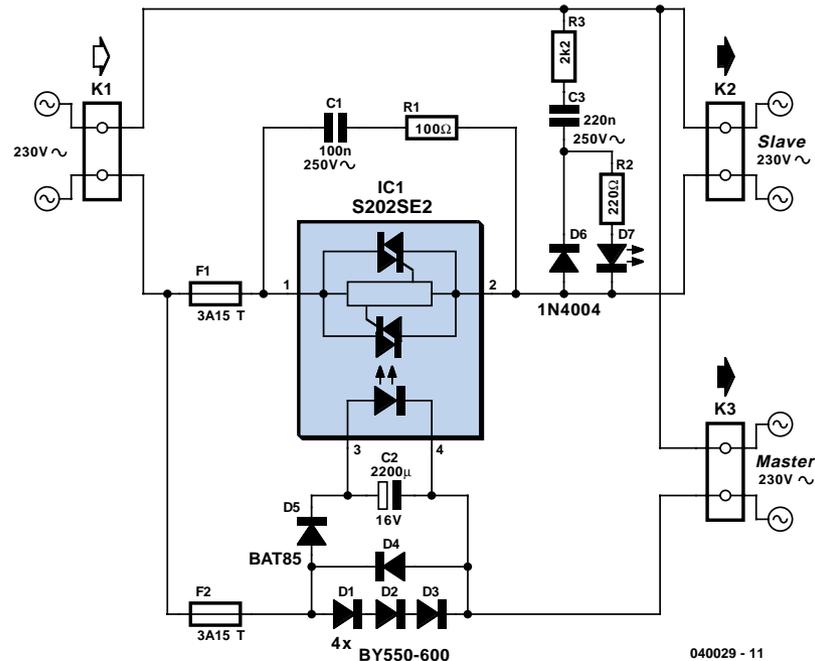
Karl Köckeis

Si les commutateurs Master-Slave ne sont plus politiquement corrects, ils sont par contre diablement utiles pour mettre en marche et arrêter à partir d'une unité principale plusieurs appareils reliés au secteur, par exemple un ordinateur ou une installation Hi-Fi. Le relais statique (*solid-state relay*) semble tout destiné à devenir le composant (maître) du commutateur maître/esclave. Ce type de relais à semi-conducteurs est peu encombrant et ne nécessite que peu de composants externes. Il ne nécessite pas non plus de bloc d'alimentation secteur fournissant la tension de commande. Un commutateur maître/esclave équipé d'un relais à semi-conducteurs est donc plus économique. Il est aussi plus « propre », car son commutateur intégré à zéro de tension supprime les pointes de courant initial polluant le secteur.

Un relais à semi-conducteurs de Sharp joue le rôle principal dans le circuit. Les diodes D1 à D4 servent de détecteur de courant. C2 est chargé par D5 et fournit la tension de commande du relais. La diode D5 doit être de type Schottky pour réduire autant que possible la chute de tension.

Un faible courant dans le circuit principal suffit à commuter le relais par l'opto-coupleur interne. La LED D1 témoin de fonctionnement est raccordée à la tension esclave du secteur par R2, R3, C3 et C6. L'élément RC R1/C1 protège le relais à semi-conducteurs des surtensions.

Le circuit se trouve à la tension du secteur. Il doit être donc protégé contre les contacts accidentels. Cette recommandation s'applique aussi à la LED qui doit être montée derrière une plaquette de plexiglas !



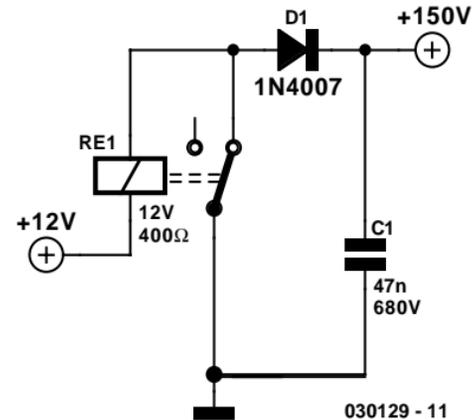
# Alimentation à découpage par relais

L'alimentation à découpage est extrêmement répandue, mais difficile à construire soi-même, autant qu'à en comprendre le fonctionnement. Il y faut pas mal d'expérience, les composants ne se trouvent pas aisément et une telle réalisation demande du temps. Le circuit présenté ici est purement didactique, il ne sert qu'à illustrer le principe des circuits de découpage dans les applications à réduction de tension. Il ne s'agit pas d'un projet à incorporer dans une vraie réalisation.

Le relais Re1 possède un contact fermé au repos et il est branché pour fonctionner

en vibreur. Dès la mise sous tension, le relais s'excite et écarte les contacts. On pourrait penser que le circuit est à présent ouvert. Mais l'énergie emmagasinée dans la bobine du relais va produire une tension induite, que D1 redressera, puis sera lissée par C1. La tension de sortie avoisine 150 V, mais le type de relais peut fort l'influencer. En général, un relais rapide donne une plus haute tension de sortie. Le circuit oscille à basse fréquence, aux alentours de 100 à 200 Hz, il produit un son de vibreur.

(030129-1)



030129 - 11

# Antigaspi pour relais

Myo Min

Certains relais chauffent s'ils sont activés longtemps. Le circuit présenté ici va exciter le relais comme d'habitude, mais réduire le courant de maintien d'environ 50 %, réduisant considérablement la chaleur dissipée et la perte d'énergie. Le circuit n'est utile qu'avec des relais qui doivent rester enclenchés pour de longues périodes.

L'équation suivante permet de calculer le circuit en fonction du relais dont vous disposez :

$$R3 = 0,7 / I$$

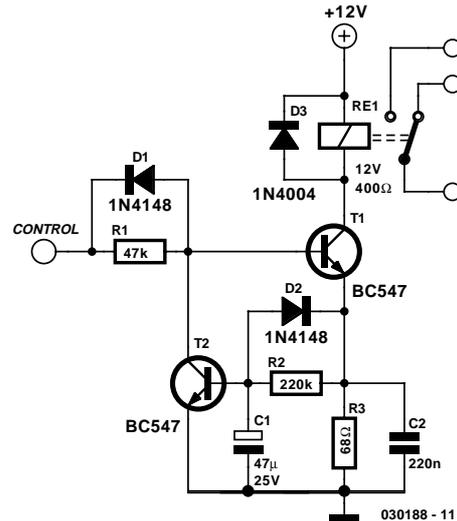
$$\text{Temps de charge} = 0,5 \times R2 \times C1$$

dans laquelle I est le courant de bobine. Après la chute du relais, il faut attendre un peu que le courant disponible soit revenu au maximum, pour réactiver le relais à pleine puissance. Minimiser ce délai consiste à prendre C1 aussi petit que possible. En pratique, il faut compter avec un retard minimum de 5 s et faire quelques essais. Le condensateur C2 permet d'envoyer brièvement la pleine ten-

sion sur la bobine de relais pour le faire coller rapidement.

Une cellule de retard composée de C1 et R2 commande, avec l'aide de T2, le courant qui circule dans la bobine du relais à travers T1 et R3, ce qui réduit effectivement de moitié le courant d'appel. La diode D2 décharge C1 quand la tension de commande est basse. Il faudra envi-

ron une seconde pour décharger totalement C1. T2 dérive le courant de polarisation de T1 quand le délai est écoulé. La diode D1 aide à décharger C1 le plus vite possible. Le relais présenté dans le circuit a pour caractéristiques 12 V et 400 Ω. Les valeurs de composants sont données seulement à titre indicatif.



030188 - 11

# Conversion en ligne

Chacun s'est un jour vu confronté à un terme totalement inconnu. Ou alors le nom évoque bien quelque chose, mais de quoi s'agissait-il encore ? L'Internet regorge de sites prêts à vous aider. Mais dans le domaine des mesures et des unités, le plus complet est probablement [www.onlineconversion.com](http://www.onlineconversion.com).

Il peut convertir en ligne toutes dimensions physiques, telles que longueurs, vitesses ou forces. Mais il offre aussi des outils de conversion pour les questions financières, les tailles des vêtements ou des termes utilisés dans les livres de cuisine, par exemple. D'ailleurs, tout ne doit pas forcément se pratiquer en ligne, il est possible de télécharger certaines parties pour les utiliser en solo.

(044052-1)

**Welcome to OnlineConversion.com**  
Electric Current Conversions

Convert what quantity?

From:	To:
abampere	abampere
ampere	ampere
biot	biot
centiampere	centiampere
coulomb/second	coulomb/second
deciampere	deciampere
dekaampere	dekaampere
electromagnetic unit of current	electromagnetic unit of current
electrostatic unit of current	electrostatic unit of current
franklin/second	franklin/second

**Convert**

Result (rounded to 7 decimal places):

**Info:** Amp is the most common symbol for ampere. Amps is ampere, milliamps is milliampere, kiloamps is kiloampere, etc.

# Avertisseur d'obscurité simple

## Myo Min

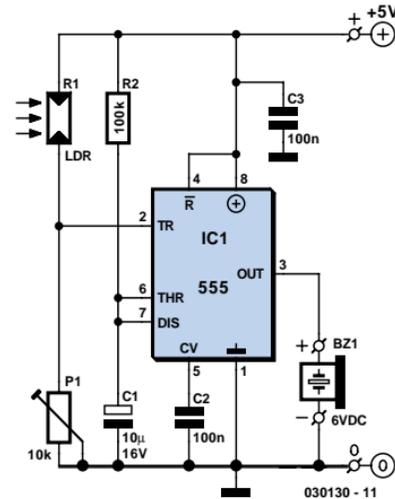
La plupart des alarmes actionnées par l'obscurité se composent d'amplificateurs opérationnels et de circuits logiques.

Nous avons choisi ici un procédé moins cher, basé sur le sempiternel 555, cette fois dans le rôle de multivibrateur monostable. La cellule R2 et C1 constitue un réseau d'une période de la seconde. Quand la LDR (résistance variable avec la lumière) est dans l'obscurité, sa résistance est élevée, ce qui entraîne la broche 2 du 555 à la masse. Le monostable

est alors déclenché et le vibreur piézo-électrique de 6 V résonne. P1 permet d'ajuster le seuil de lumière ambiante.

Vous pouvez fixer le circuit sur un mur de votre maison. Si vous avez réglé P1 pour la lumière existante, l'ombre portée par quiconque entre dans la pièce ou le couloir déclenchera l'alerte.

(030130-1)



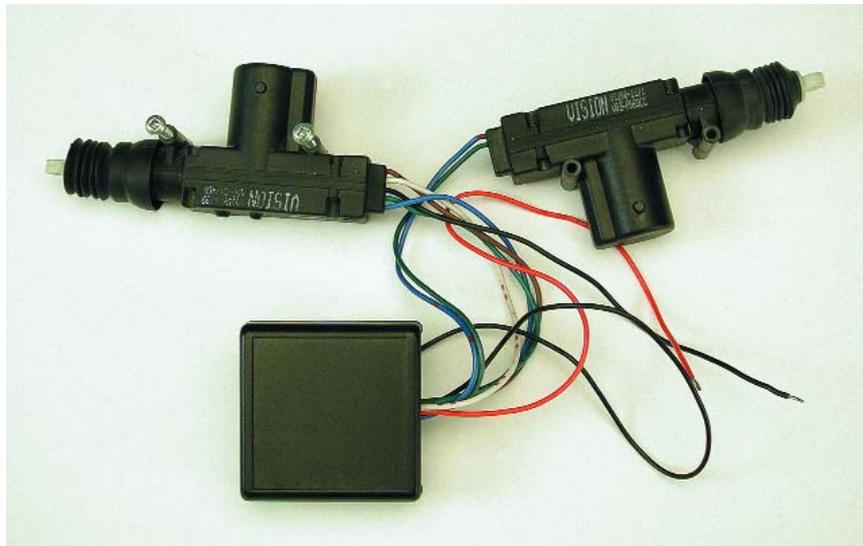
# Verrouillage de portières central

Christian Vossen

On trouve, pour quelques euros, dans les magasins d'accessoires automobiles, des ensembles permettant de doter une voiture (la sienne ou celle d'un autre, d'un verrouillage de portières central. À y regarder de près, un tel set se comporte en fait d'un certain nombre de moteurs. Il faut en outre disposer d'une unité de commande pour faire fonctionner l'ensemble; c'est d'elle dont il va être question dans le présent article.

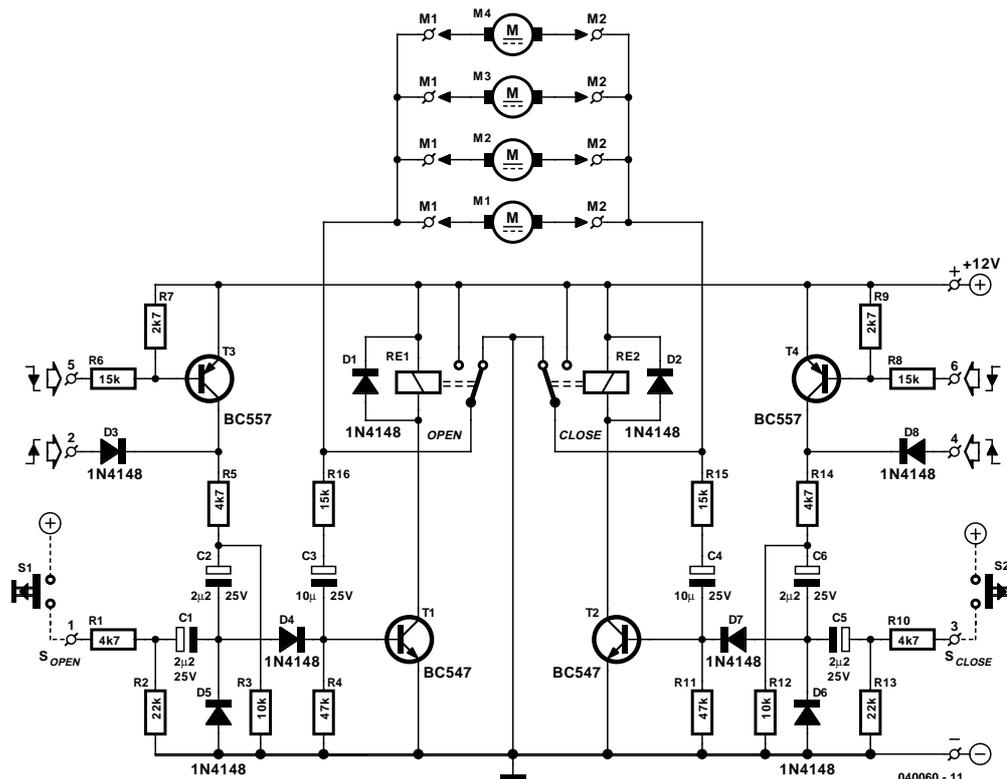
Il existe des moteurs à 5 et à 2 fils. Les moteurs à 5 fils sont utilisés sur les portes dotées d'une serrure. 2 des fils servent au moteur lui-même, les 3 autres servent au système du capteur (contact « ouvrir » et « fermer »). Ces capteurs permettent de déterminer s'il faut ouvrir ou fermer la portière. Partant, si la portière ne comporte pas de serrure, ces détecteurs sont superflus de sorte que l'on pourra utiliser un petit moteur à 2 fils.

La polarité du moteur sert à déterminer le sens de déplacement du « bitognot », vers le haut ou vers le bas. Il devient possible, en réalisant une électronique qui ne fait rien de plus que de changer la polarité du moteur, d'ouvrir ou de fermer une portière.



La bobine du petit moteur est connectée entre les points M1 et M2 du schéma. L'activation du relais Re1 se traduit par une rotation de tous les moteurs vers la gauche, par exemple. L'activation du relais Re2 les fait tourner vers la droite. Ceci dépend bien entendu de la polarité. Les détecteurs sont connectés à R1 et R10. Il est un point auquel il faut faire attention. Si re1 sert à l'ouverture de la portière il va sans dire que Re1 doit être connecté au contact « ouvrir ». Re2 sert alors à la ferme-

ture et R1-0 sera alors le contact « fermer ». Les réseaux RC R16/C3 et R15/C4 assurent l'activation des relais pendant une durée déterminée (que l'on pourra bien évidemment modifier au cas où cette durée s'avérait trop courte ou trop longue pour la portière concernée). Cette durée doit être tout juste suffisamment longue pour permettre d'ouvrir ou de fermer la portière. Le bon 3ème fil des détecteurs est le point commun; il devra être connecté à la tension de bord de +12 V.



# Liste des composants

## Résistances :

R1,R5,R10,R14 = 4k $\Omega$   
R2,R13 = 22 k $\Omega$   
R3,R12 = 10 k $\Omega$   
R4,R11 = 47 k $\Omega$   
R6,R8,R15,R16 = 15 k $\Omega$   
R7,R9 = 2k $\Omega$

## Condensateurs :

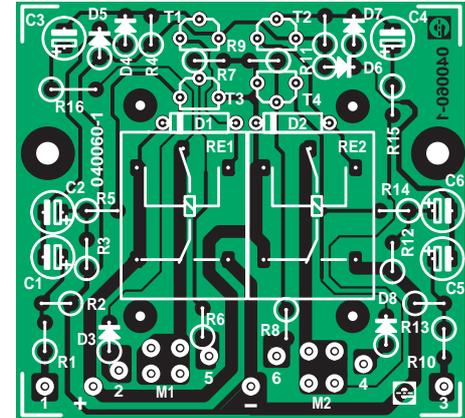
C1,C2,C5,C6 = 2 $\mu$ F/25 V radial  
C3,C4 = 10  $\mu$ F/25 V radial

## Semi-conducteurs :

D1 à D8 = 1N4148  
T1,T2 = BC547B  
T3,T4 = BC557B

## Divers :

RE1,RE2 = relais encartable 12 V, 1 x commutation, dimensions 19x15,5x15,5 mm (chez Conrad RFA par exemple 504289)  
Platine O40060-1 disponible auprès de ThePCBShop  
Le dessin de la platine est téléchargeable depuis notre site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)



Les réseaux RC des entrées  $S_{open}$  et  $S_{close}$  servent à faire en sorte que les petits moteurs ne soient pilotés qu'une seule fois lors de l'ouverture ou de la fermeture de la portière.

Nous avons en outre prévu un dispositif permettant de connecter éventuellement cette unité à une alarme automobile. Dans le commerce, il existe deux types d'alarmes, par commande positive ou négative. Nous avons veillé, de manière à rendre ce montage le plus universel possible, à pouvoir utiliser les 2 types d'alarme. C'est la fonction de l'électronique basée sur T3 et T4. Les entrées à diode (D3 et

D8) réagissent à un flanc montant, R6 et R8 à un flanc descendant. Ici encore, il est prévu une durée RC de manière à ce que les 2 relais ne soient activés qu'une seule fois.

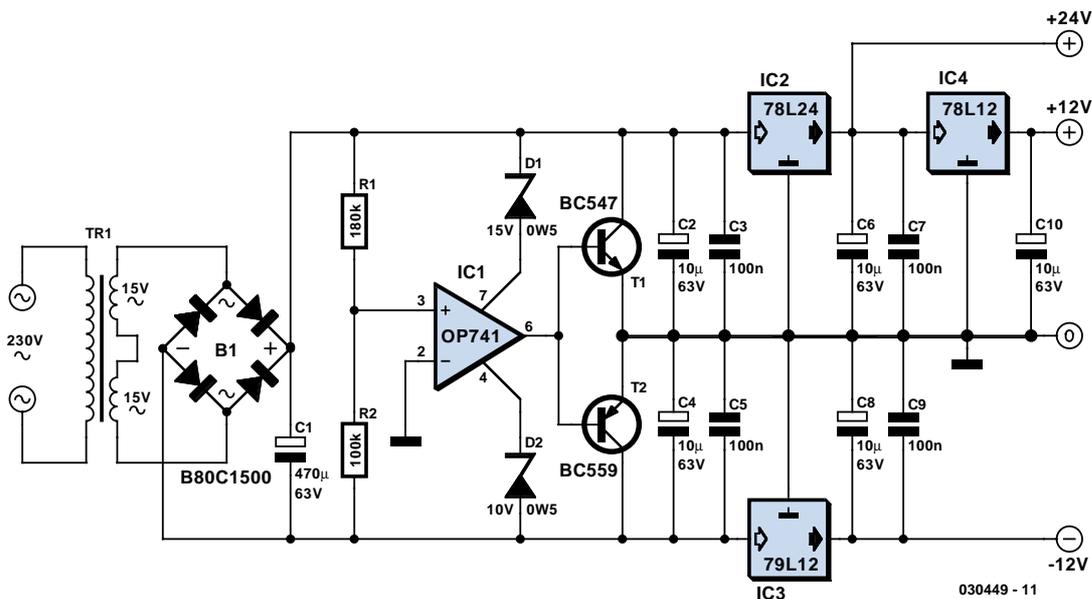
Il n'est peut-être pas nécessaire de le préciser, mais mentionnons-le quand même : chaque portière devra être doté d'une unité motorisée. Tous les fils de moteurs et de détecteurs sont connectés en parallèle à l'électronique.

Les relais eux-mêmes n'ont rien de critique, le type de relais utilisé ici présentant les caractéristiques suivantes : bobine 12 V/400  $\Omega$ ; courant de commutation

maximal 12 A (commutation), puissance maximale commutable 1 200 VA.

Note en guise de conclusion : l'automobile est, pour toute électronique, un environnement sévère. Veillez à effectuer de bonnes connexions, utilisez des contacts automobiles et fixez-les sur les bouts de câble en vous aidant de la pince prévue à cet effet. Il est préférable d'éviter les connexions soudées des câbles sachant que ces derniers ont tendance à rompre au point où le câble arrive dans la soudure, en particulier lors de vibrations. Fixez les câbles à distances régulières.

# Trois alimentations secteur



Bernd Schädler

Les petits transformateurs à bas prix ne fournissent en général qu'une ou deux tensions secondaires. Cela suffit pour la tension positive et la tension négative d'alimentation requises par exemple par les circuits des amplificateurs opérationnels. Qu'en est-il alors lorsqu'une tension supplémentaire plus élevée que chacune des tensions individuelles est requise (par exemple la tension de syntonisation d'un tuner) ? Le schéma présente une solution simple, encore susceptible d'améliorations. Un transformateur 2x15 V permet de fournir des tensions positives de 24 V et 12 V ainsi qu'une tension négative de -12 V. Le petit truc permettant d'atteindre +24 V consiste à créer une masse virtuelle avec

IC1. On connaît bien le circuit, basé sur un diviseur de tension composé de 2 résistances identiques, qui divise la tension  $V_{CC}$  d'environ 40 V à la sortie du redresseur en 20 V. Le nœud  $V_{CC}/2$  est tamponné par un ampli op pour que cette « masse virtuelle » puisse supporter une charge. Notre circuit est basé sur le même principe, mais la tension d'environ 40 V du redresseur, au lieu d'être divisée par 2, est partagée inégalement par R1 et R2. L'ampli op est suivi d'un étage final à transistor. Ils tamponnent la tension qui atteint 15 V par rapport à la valeur inférieure, et donc 25 V par rapport à la valeur supérieure. Les 3 tensions sont stabilisées comme indiqué avec des régulateurs 100 mA de type courant. Grâce à la faible consommation de l'am-

pli op son alimentation, elle aussi asymétrique, peut être réalisée à l'aide de 2 diodes zener.

Attention, la tension d'un petit transformateur est nettement plus élevée que la valeur nominale quand il n'est pas raccordé à une charge. Un circuit d'essai avec un transformateur 1,6 VA et 2 enroulements secondaires de 15 V chacun donne les résultats suivants : La charge de chaque tension 12 V positive ou négative peut atteindre 10 mA, celle de la sortie 24 V environ 20 mA sans aucune diminution de leur valeur. C'est plus qu'assez pour de petits circuits comme une boucle de 0(4) à 20 mA ! Une compensation supplémentaire est nécessaire lorsque la charge est plus complexe ou commute

# Stylo lumineux à LED

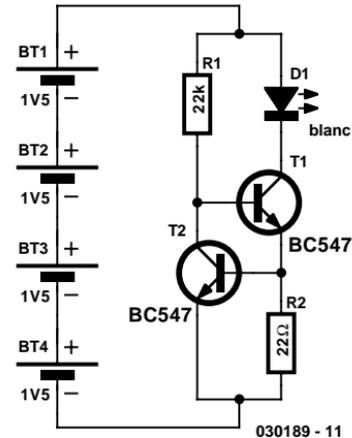
## Myo Min

Lors de leurs inspections, médecins comme mécaniciens utilisent fréquemment de très petites lampes. Pour solides qu'elles soient, leur point faible reste l'ampoule qu'il faut remplacer périodiquement. Or, quand vous en cherchez une, elle est presque toujours indisponible ou d'un coût rédhibitoire. Une LED dure beaucoup plus longtemps qu'une ampoule et les dernières versions blanches ultralumineuses offrent un très haut rendement énergétique. Léger inconvénient, elles nécessitent un petit circuit électronique additionnel, une source à courant constant, pour donner le meilleur d'elles-mêmes.

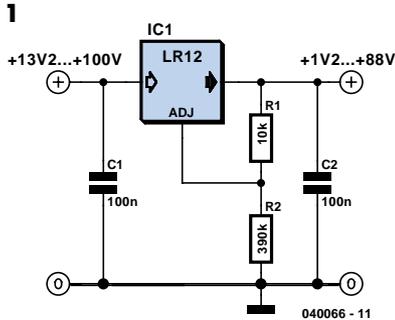
Ici, T1 et R1 allument la LED. La résistance R2 agit comme détecteur de courant pour T2 qui dérive une partie du courant de base de T1 dès que la tension aux bornes de R2 dépasse 0,65 V environ. On calcule comme suit la valeur à donner à R2 pour atteindre le courant constant voulu dans la LED blanche :

$$R2 = 0,65 / I_{LED}$$

Il n'est pas difficile de construire le circuit pour qu'il prenne les dimensions d'une pile AA. Une série de quatre piles modèle bouton remplacera la seconde pile AA dans le stylo lumineux.



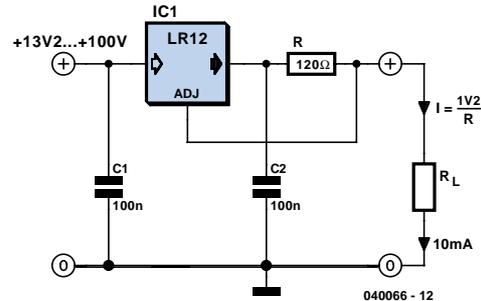
# Régulateur de tension 100 V



## Gregor Kleine Ing. Dipl.

La limite de la tension d'entrée des régulateurs ordinaires à 3 pattes comme le LM 317 est d'environ 30 V ; quelques types à tension élevée atteignent 60 V. Les régulateurs LR8 et LR12 de l'entreprise américaine Supertex ([www.supertex.com](http://www.supertex.com)) fonctionnent à des tensions plus élevées. Le LR8 accepte 450 V d'entrée mais ne fournit que 20 mA, tandis que le nouveau régulateur LR12 atteint 50 mA. La tension d'entrée de ce dernier est de +100 V, la plage de tension de sortie atteint +88 V.

2



Le réglage de la tension est assuré par la broche ADJ (= *ADJust*) raccordée à un diviseur de tension. Le circuit intégré ajuste la tension sur R1 à 1,2 V, de sorte que R2 détermine la valeur de la tension de sortie.

$$V_{OUT} = 1,2 \text{ V} [1 + (R2/R1)]$$

$$R2 = R1 \cdot [(V_{OUT}/1,2 \text{ V}) - 1]$$

Le courant traversant R1 et R2 devrait dépasser 100  $\mu$ A.

On peut aussi convertir très facilement un

LR12 en une source de courant constant. Une résistance R est connectée de façon à ce que la tension de référence de 1,2 V à ses bornes soit maintenue à cette valeur par le régulateur. Le courant est de 10 mA avec les valeurs indiquées. Comme mentionné plus haut, la limite de courant du LR12 se situe à 50 mA. Le condensateur de 100 nF assurant le filtrage à la sortie est indispensable pour assurer la stabilité du régulateur.

Le LR12 existe en boîtiers SO-8, TO-92 et TO-252/D-PAK.

# Gain nul en non inverseur ?

## Flemming Jensen

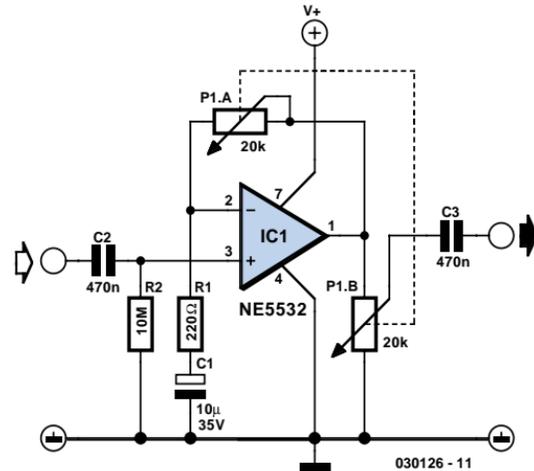
Tous les manuels d'électronique vous le diront : un amplificateur opérationnel non inverseur, il n'est pas possible d'en régler le gain jusqu'à zéro. Si vous voulez vraiment la sortie à zéro, la méthode habituelle consiste à faire précéder un amplificateur inverseur d'un tampon qui opère en adaptateur d'impédance.

Voici un truc qui permet de faire descendre à zéro la sortie d'un amplificateur non inverseur. Le secret, c'est un potentiomètre stéréo linéaire branché de façon telle que, quand on tourne l'axe dans le sens des aiguilles, la résistance dans P1a aug-

mente (le gain grandit), tandis que le curseur de P1a se dirige vers la sortie de l'amplificateur opérationnel (davantage de signal).

Quand le curseur tourne dans l'autre sens, la résistance de P1a diminue, ce qui abaisse le gain et P1b fournit en même temps un signal moindre à la charge. De cette manière, on peut ramener à zéro le signal à la sortie.

(030126-1)



030126 - 11

# Oscillateur 32 kHz très faible puissance

## D. Prabakaran

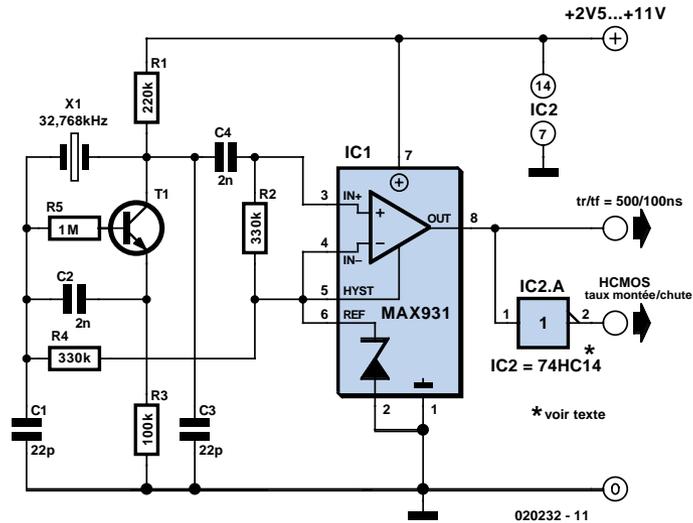
L'oscillateur d'horloge 32 kHz faible conso présente différents avantages par rapport à un circuit d'oscillateur conventionnel à base d'inverseur CMOS. Ce dernier type d'oscillateur se caractérise souvent par des problèmes, tels que, par exemple, des variations importantes du courant d'alimentation sur la plage des tensions d'alimentation allant de 3 à 6 V, et la difficulté de faire tomber la consommation de courant en deçà de 250  $\mu$ A. En outre, le fonctionnement peut devenir aléatoire lorsque la tension d'alimentation varie beaucoup et en raison des tolérances importantes des caractéristiques d'entrée de l'inverseur d'un fabricant à l'autre.

Le circuit présenté ici ne souffre pas des problèmes mentionnés plus haut. Ne consommant pas plus de 13  $\mu$ A d'une source d'alimentation sous 3 V, il est constitué d'un amplificateur/oscillateur à 1 transistor, T1, et d'un composant combinant les fonctions de comparateur et de référence, IC1. La base de T1 est polarisée à 1,25 V par le biais de la paire R4/R5 et de la référence IC1. T1 pourra être n'importe quel transistor faible signal disposant d'un gain ( $\beta$ ) correct de 100 ou plus à 5  $\mu$ A (courant défini ici par R3 qui fixe la tension de collecteur à quelque 1 V en deçà de  $V_{CC}$ ). Le gain nominal de l'amplificateur est de 2 V/V environ. Le quartz épaulé par les conden-

sateurs de charge C1 et C3 constitue le trajet de contre-réaction autour de T1, transistor dont le déphasage de 180° induit l'oscillation. La tension de polarisation de 1,25 V pour le comparateur intégré dans le MAX931 est définie par la référence au travers de la résistance R2. L'oscillation de l'entrée du comparateur est ainsi centrée précisément autour de la tension de référence. Sous 3 V, et à 32 kHz, le circuit intégré ne consomme pas plus de 7  $\mu$ A.

La sortie du comparateur peut drainer (*sink*) et fournir (*source*) 40 et 5 mA respectivement, ce qui est largement suffisant pour la plupart des charges à fai-

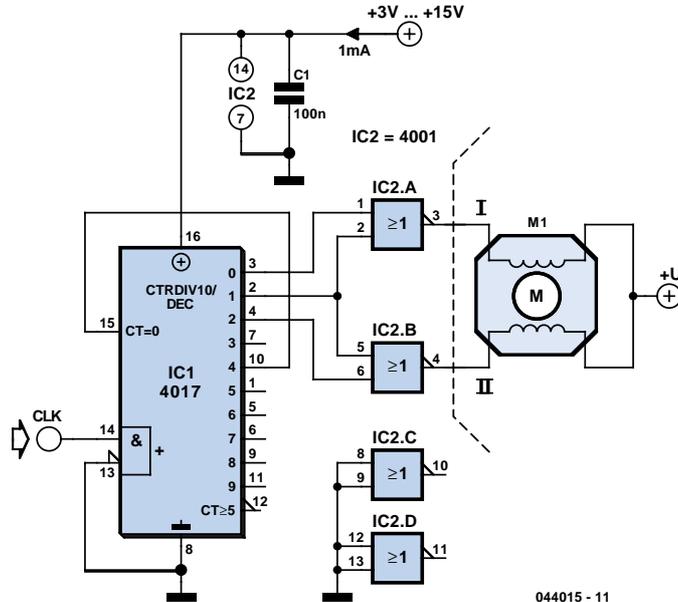
ble consommation. Cependant, les durées de montée et de chute modérées de 500 et 100 ns respectivement, peuvent se traduire, en cas d'utilisation de circuits de logique CMOS haute vitesse standard, par des courants de commutation supérieurs à la normale. Le trigger de Schmitt 74HC14 optionnel présent à la sortie du circuit supporte les durées de montées/chute du comparateur au prix d'une très minime consommation de courant additionnelle. Pour de plus amples informations au sujet du MAX391 : [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).



# Générateur pour moteur pas à pas

Apparemment, le moteur pas à pas, un sujet qui fait florès ! Ce petit montage s'occupe de décaler de 90 degrés un signal d'horloge issu d'un générateur d'onde carrée pour former les deux signaux nécessaires aux enroulements du moteur. Le prix à payer, c'est une division par quatre de la fréquence de l'onde, mais pas de souci, il n'y a qu'à remonter la fréquence d'origine, n'est-ce pas ? Facile de voir dans le diagramme temporel que l'on combine les états du compteur 4017 à l'aide de portes OU pour former des ondes carrées décalées l'une par rapport à l'autre. De la sorte, on obtient la séquence voulue : une bobine excitée en positif et l'autre en négatif, les deux en négatif, la seconde en positif et la première en positif et finalement les deux en positif.

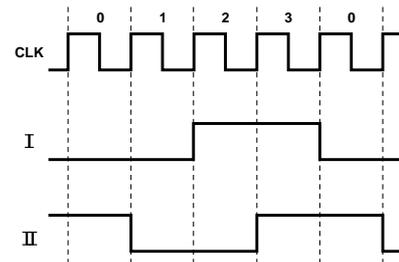
À l'intérieur du 4017, il y a un diviseur par dix, suivi d'un décodeur. La sortie « 0 » est active (UN logique) aussi longtemps que le compteur est à zéro. Sur le flanc positif du signal d'horloge, le compteur passe à « 1 » et la sortie 1 s'active. Et cela continue jusqu'à ce que la sortie 4 passe au UN logique. Cette ligne est reliée à l'entrée de mise à zéro, ce qui ramène **instantanément** la puce à l'état nul. Si vous observez les sorties à l'oscilloscope, il vous faudra beaucoup de



044015 - 11

circonspection pour distinguer cette impulsion, tellement elle est brève. La sortie d'une porte OU ne peut hélas délivrer que quelques milliampères, certainement pas de quoi attaquer directement un moteur pas à pas. Mais un circuit de commande approprié a déjà été décrit dans le numéro de mai d'Elektor, il s'intercale entre le générateur et le moteur.

(044015-1)



044015 - 12

# Pilotage de la centrale USB via HTML

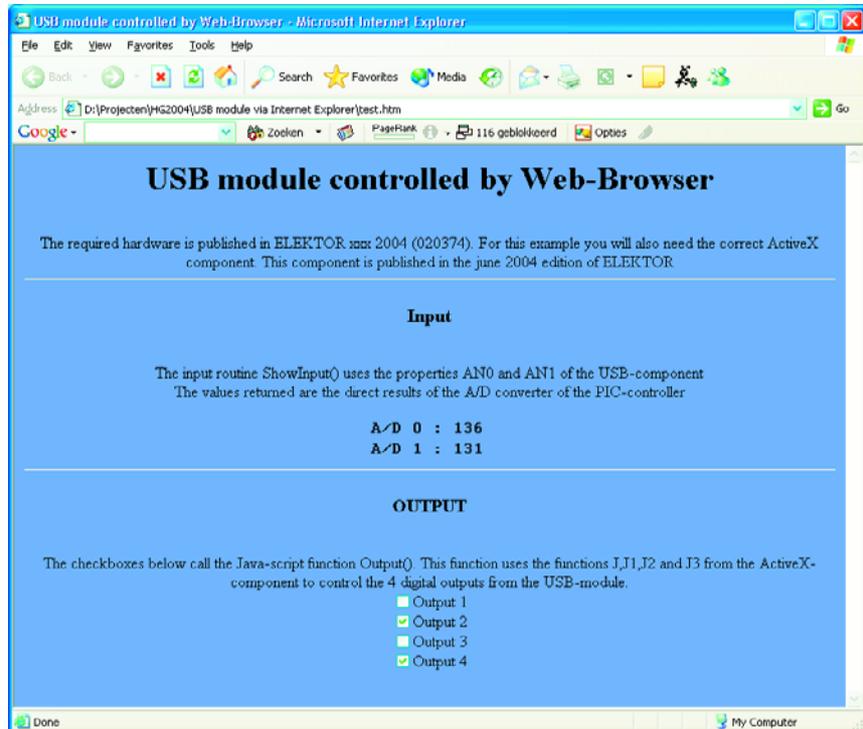
Dans le numéro de juin, nous avons décrit une composante ActiveX permettant de piloter la centrale d'acquisition USB (ELeKTOR novembre 2003). Grâce à elle, les programmeurs expérimentés en C/C++, Delphi, VB et autres, pourront utiliser cette centrale d'acquisition pour leurs propres applications.

Ce que l'on sait peut-être moins est que l'on peut également utiliser des composantes ActiveX depuis un butineur (*browser*) Web dès lors qu'il supporte les scripts et ActiveX. Ceci explique que nous ayons écrit un fichier HTML de démonstration permettant le pilotage de la centrale d'acquisition USB par le biais de Javascripts et ActiveX. Ce fichier est à télécharger gratuitement depuis notre site ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)) sous la dénomination **044034-11**. Pour placer une composante ActiveX sur une page Web, il faut utiliser un tag `<OBJECT>`. Il nous faut alors donner un nom et spécifier ce que l'on appelle un CLASSID (**ID**entificateur de **CLASSE**). Ce CLASSID est un nombre qui indique quel type de composante ActiveX doit être utilisé. Vu qu'il est pratiquement impossible de mémoriser de mémoire tous ces différents numéros, Microsoft a créé un programme baptisé ActiveX Control Pad. Il est facile, à l'aide de ce programme, de placer une composante ActiveX sur une page Web et d'en adapter facilement à son goût les caractéristiques.

Maintenant que nous avons placé une composante ActiveX sur la page, nous pouvons, à l'aide de Javascript par exemple, de faire remplir des fonctions à cette composante ou de nous fournir des données. Dans ce cas-là, la partie Javascripta pour fonction de faire en sorte que lors de l'ouverture d'une page, il y ait établissement d'un canal de communication avec la centrale USB.

De plus, on a création d'un temporisateur (*timer*) dont la fonction est d'appeler, après une demi-seconde, la fonction `ShowInput()`.

Les fonctions en Javascript ressemblent beaucoup à C. De plus, les 3 fonctions



de notre exemple sont tellement simples que n'importe lequel de nos lecteurs ayant un minimum d'expérience de programmation pourra comprendre le fonctionnement du code. Il y a cependant un détail important sur lequel nous voulons attirer votre attention : lors de l'initialisation, toute composante ActiveX présent sur la page se voit attribuer un nom. Dans le cas présent, nous avons attribué à la composante assurant la communication avec la centrale USB, le nom évident et parlant de « USB ». Les 2 étiquettes (*labels*) de cette page se sont vues attribuer les dénominations, ô combien éloquentes, de « Label1 » et « Label2 ».

Toute cette histoire semble bien jolie, mais est-ce que, dans la pratique, les choses se passent comme prévu ? Pour peu que vous ayez réalisé la centrale d'acquisition USB de novembre 2003 et que vous ayez installé la composante ActiveX de juin 2004, vous pourrez le vérifier de vos propres yeux.

Il faut commencer par connecter la cen-

trale USB au PC par le biais d'un câble USB. Il faut ensuite ouvrir le fichier **test.htm**.

Si vous avez un butineur supportant ActiveX et Javascript (Internet Explorer par exemple, vous verrez apparaître la page Web sous la forme illustrée dans la copie d'écran ci-contre.

Toutes les demi-secondes, on a rafraîchissement à l'écran des valeurs fournies par le convertisseur analogique/numérique; il est en outre possible, par action sur les boutons se trouvant au bas de l'écran, de commander l'état des 4 sorties numériques.

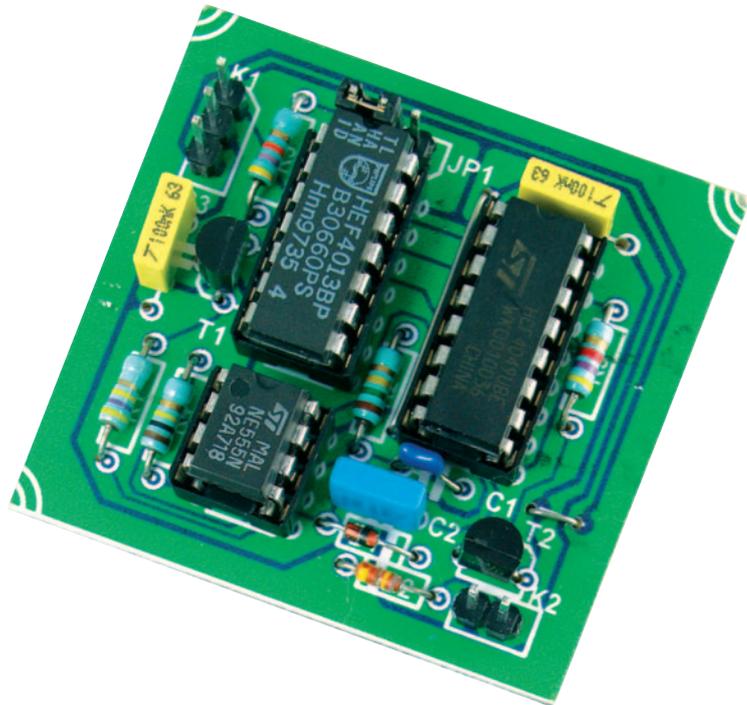
La puissance de Javascript n'est pas comparable à celle des (vrais) langages de programmation tels que C, C++, Delphi, etc. mais ce langage est relativement facile à maîtriser rapidement. De plus, dès l'instant où l'on a installé un système d'exploitation Windows standard sur son PC il est possible de se mettre immédiatement à l'ouvrage.

# Commutateur RC

Il arrive, à l'occasion, qu'un modèle radio-commandé requiert une fonction de commutation. On pourrait, par exemple, penser à la mise en fonction de l'éclairage d'un bateau, à la rentrée du train d'un aéronef, etc. Une solution standard fait appel à une servo qui pilote à son tour un commutateur présent sur le modèle réduit. À noter qu'il existe en vente des modules indépendants qui commandent ou non un relais.

Une telle fonction convient de façon idéale à une réalisation personnelle. Le schéma montre qu'il suffit de quelques composants standards pour la créer.

Nous n'avons pas l'intention de vous l'apprendre, mais le signal de servo est constitué d'impulsions d'une longueur comprise entre 1 et 2 ms en fonction de la position souhaitée. Il arrive par le biais de la broche 1 du connecteur K1. Une paire de tampons de IC2 assure le tamponnage requis, le signal étant ensuite différencié par le condensateur C2. Ceci se traduit par la présence, lors de chaque flanc montant, d'un signal de début négatif sur la broche 2 de IC1. D1 et D4 évitent qu'il ne puisse, en cas de présence d'un flanc descendant à l'entrée, apparaître de tensions trop élevées sur la broche 2 de IC1. IC1 (TLC555) est une vieille connaissance, un temporisateur du type 555 en version CMOS. Dans le présent montage, un NE555 par exemple, fonctionnerait également mais elle consommerait un courant inutilement élevé, alors que l'un



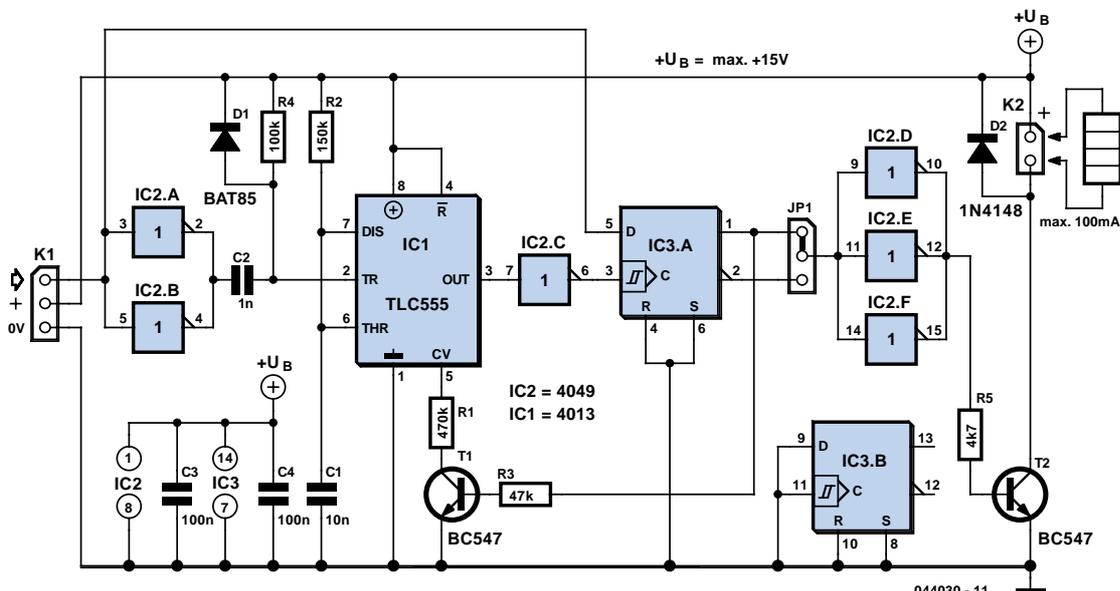
des objectifs souhaités en radio-modélisme est de limiter la consommation de courant au strict minimum.

Notre 555 est monté en mono-déclenchable (*one shot*), dont la durée d'impulsion est déterminée par la combinaison R2/C1. Il est possible en outre d'influer sur cette durée en diminuant la tension appliquée à la broche 5. Ceci aura pour effet de réduire la longueur de l'impulsion.

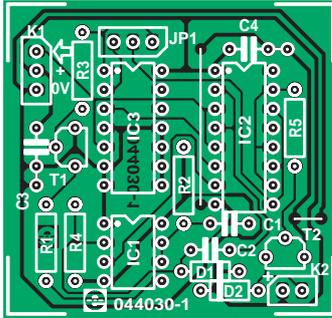
Sur le présent montage, l'impulsion à la sortie de IC1 aura une longueur dépassant légèrement 1,5 ms lorsque T1 n'est pas passant. Lorsque T1 devient conducteur, la durée de l'impulsion présente à la sortie sera légèrement inférieure à 1,5 ms cette fois. Nous reviendrons à la raison de ce choix.

L'impulsion de durée fixe est appliquée, au travers de IC2.C, à l'entrée d'horloge d'une bascule (*flipflop*) D, IC3. Ceci a pour effet de faire mémoriser à la bascule l'état à son entrée, l'impulsion de servo-commande. Dans ces conditions, lorsque la longueur de l'impulsion de servo

est inférieure à 1,5 ms, la sortie de IC3.A sera à l'état haut, et la durée de l'impulsion présente à la sortie sera légèrement inférieure à 1,5 ms cette fois. Nous reviendrons à la raison de ce choix.



044030 - 11



dépasse celle de l'impulsion du 555, la sortie Q passe au niveau haut; sinon, cette sortie passe au niveau bas. Il peut arriver, en pratique, que l'impulsion de servo ait une longueur quasiment identique à celle de l'impulsion produite par le 555. Il peut partant parfaitement se faire, qu'à la suite de petites variations du signal de servo, la sortie se mette à hésiter entre un niveau haut et un niveau bas, ce qui se traduit par un cliquetis. Pour éviter ce phénomène gênant, nous avons réalisé une contre-réaction prenant la forme de R1, R3 et T1. Ce circuit a pour fonction de veiller à ce que lorsque la bascule bistable a

constaté que l'impulsion de servo était plus longue que l'impulsion du 555, (ce qui s'est traduit par le passage au niveau haut de la sortie Q), la durée d'impulsion du 555 soit légèrement raccourcie. Il faudra réduire sensiblement le signal de servo avant que l'impulsion de servo soit plus petite que l'impulsion produite par le 555. Dès que cela sera arrivé, le transistor T1 cessera de conduire ce qui se traduit par un nouvel allongement de la pseudo-période. Il faut alors que l'impulsion de servo ait vu sa durée s'allonger sensiblement avant que la bascule bistable ne rebascule.

## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 470 kΩ  
 R2 = 150 kΩ  
 R3 = 47 kΩ  
 R4 = 100 kΩ  
 R5 = 4kΩ7

### Condensateurs :

C1 = 10 nF  
 C2 = 1 nF  
 C3, C4 = 100 nF

### Semi-conducteurs :

D1 = BAT85 ou autre diode Schottky  
 D2 = 1N4148  
 IC1 = 555 CMOS (tel que, par exemple TLC555 ou ICM7555)  
 IC2 = 4049  
 IC3 = 4013  
 T1, T2 = BC547B

### Divers :

JP1 = embase autosécable à 1 rangée de 3 contacts + cavalier  
 K1 = câble de servo  
 K2 = embase autosécable à 1 rangée de 2 contacts ou 2 picots

La platine 044030-1 est disponible auprès de ThePCBShop  
 Le dessin de la platine est téléchargeable depuis notre site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Ce processus est connu sous la dénomination d'hystérésis.

Le cavalier JP1 permet un choix entre le signal normal ou le signal inversé. Les tampons IC2.D à IC2.F épaulés par R5 pilotent le transistor de sortie T2, qui, à son tour, commute la sortie. Ne perdez pas de vue que la charge ne doit pas consommer plus de 100 mA. De par la présence de la diode D2, il devient possible de commuter également des charges inductives (telles que, par exemple, des soupapes pneumatiques à commande électrique).

# Poussoir on-off

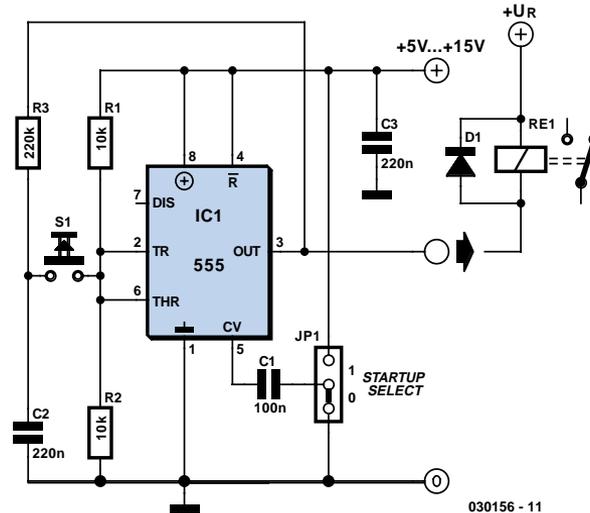
Ger Langezaal

Il revient dans chaque numéro d'été double, et plus souvent qu'à son tour : le temporisateur 555. Nous l'avons particulièrement choyé, cette année, qu'il nous suffisse de citer le « 555 éternel » quelque part dans la revue ! C'est époustoufflant, ce qu'on peut en faire ! Mais ce qui nous séduit le plus, chez Elektor, c'est la simplicité des montages que l'on peut réaliser avec lui. Ici, il va nous permettre de commander un relais avec un seul poussoir. Appuyez dessus, le relais s'enclenche, un deuxième coup, il retombe. Mieux encore, on peut aussi déterminer dans quel état il sera lors de la mise sous tension.

Un montage simple, comme prévu. Nous plaçons avec R1 et R2 les entrées de seuil et de déclenchement à équidistance des lignes d'alimentation. Quand la tension de seuil est supérieure aux 2/3 de l'alimentation, la sortie est basse, mais devient haute si la tension sur l'entrée de déclenchement devient inférieure au 1/3

de l'alimentation. Comme C2, par le truchement de R3, adopte le niveau de sortie, une pression sur le bouton fait basculer la sortie. Si par exemple la sortie est basse, le niveau sur l'entrée de déclenchement deviendra bas et la sortie, haute.

Le condensateur C1 détermine l'état du relais à la mise sous tension. Mis à  $V_{CC}$ , C1 force une sortie haute à l'allumage, elle démarrera du niveau bas si C1 va à la masse.



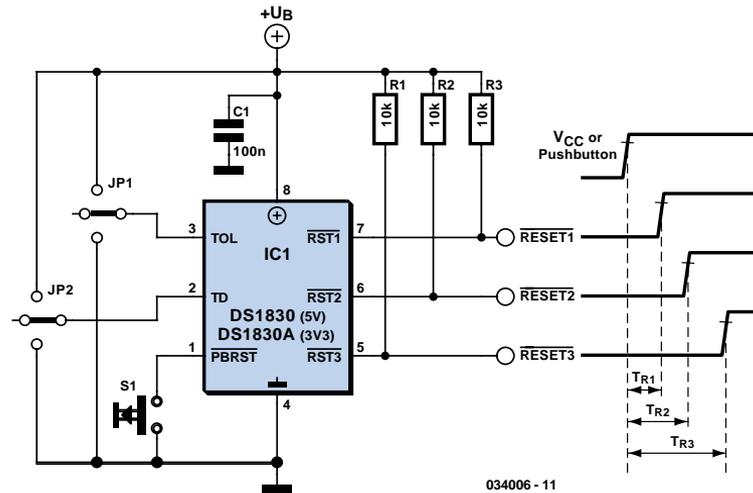
030156 - 11

# Séquenceur de réinitialisation

Gregor Kleine Ing. Dipl.

Le composant DS1830 de Maxim ([www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)) permet de gérer plusieurs signaux de réinitialisation consécutifs. Il possède 3 sorties de réinitialisation à drain ouvert. Il en existe 2 versions : le DS1830 est prévu pour des circuits 5 V, le DS1830A pour des systèmes 3,3 V. Tous deux sont disponibles dans divers boîtiers 8 broches (DIP, SO et  $\mu$ SOP). Deux entrées de programmation permettent de configurer le DS1830. L'entrée TOL permet de choisir le seuil de réaction que la tension de fonctionnement doit atteindre pour que les réinitialisations soient effectuées. La tolérance peut être sélectionnée en positionnant l'entrée TOL à  $+V_{CC}$  au moyen de JP1, en la reliant à la masse ou en la laissant « en l'air ».

TOL	5 V	3,3 V
$+V_{CC}$	$V_{CC}-0,95$	$V_{CC}-0,95$
masse	$V_{CC}-0,90$	$V_{CC}-0,90$
ouvert	$V_{CC}-0,85$	$V_{CC}-0,80$



034006 - 11

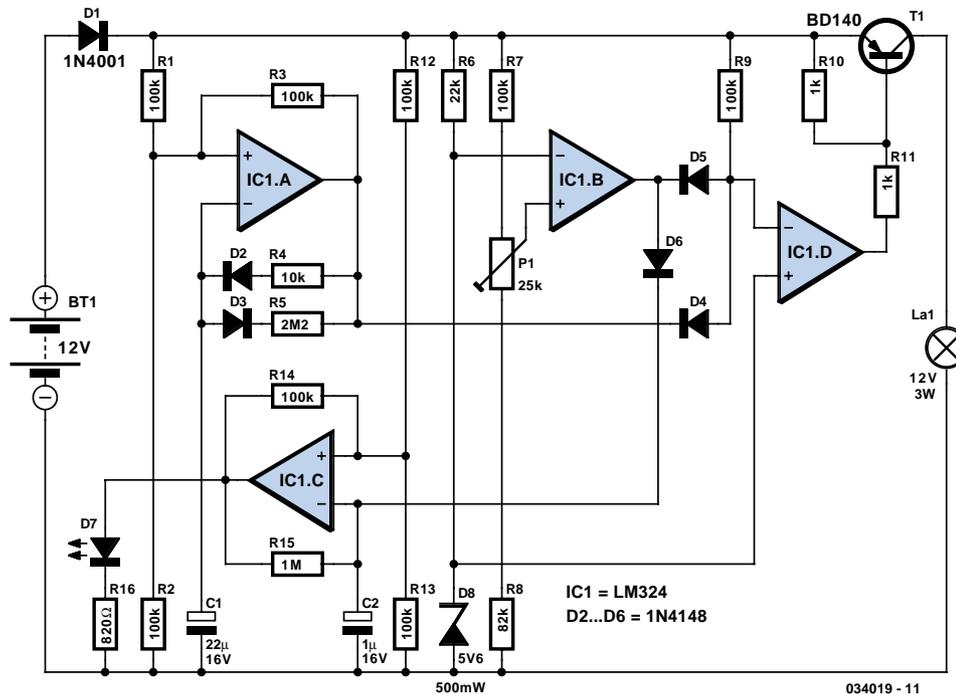
L'entrée TD permet de choisir la durée absolue des 3 signaux de réinitialisation. JP2 permet de choisir l'une des 3 caractéristiques de programmation. La connexion /PBRST (*pushbutton reset*) permet de raccorder un poussoir S1 qui déclenchera la réinitialisation. Elle est équipée d'une résistance 40 k $\Omega$  de rappel (*pull-up*) vers  $+V_{CC}$  et d'un circuit anti-

rebond. Il va sans dire que cette broche peut aussi servir d'entrée numérique.

(034006-1)

TD	TR1	TR2	TR3
masse	10 ms	50 ms	100 ms
ouvert	20 ms	100 ms	200 ms
$+V_{CC}$	50 ms	250 ms	500 ms

# Sports d'hiver pour accumulateurs



## Ludwig Libertin

La batterie d'une moto ou d'une embarcation est chargée à fond avant de prendre ses quartiers d'hiver, qu'elle passera dans l'oisiveté la plus complète. C'est le moment que choisit la boue de plomb pour se déposer, au grand dam de la capacité de l'accumulateur ou même de sa capacité de fonctionner tout court. « Qui ne se dérouille se rouille ! » Il faut faire prendre de l'exercice à la batterie pour lui éviter ce triste sort. Ce circuit est si futé qu'il ne nécessite aucune recharge de la batterie pendant tout l'hiver. Ce n'est qu'en début d'année que l'accumulateur subira une recharge complète

avant de reprendre du service.

IC1.A est un multivibrateur astable avec rapport cyclique asymétrique. La sortie se trouve pendant 0,6 s au niveau haut et 40 s au niveau bas. IC1.B est monté comme comparateur surveillant constamment la tension de la batterie. La tension est positionnée à 11,0 V par un potentiomètre trimmer. Dès que l'accumulateur descend au-dessous de cette valeur, le comparateur passe à l'état bas, D6 est bloquée, le deuxième multivibrateur astable IC1.C oscille à environ 1,2 Hz. Le clignotement de la LED D7 indique que l'accumulateur doit être rechargé.

IC1.B se trouve à l'état haut tant que la tension de l'accumulateur dépasse 11 V.

IC1.A est bas la plupart du temps, donc D4 conduit et l'entrée inverseuse de IC1.D est basse. IC1.D est donc haut la plupart du temps, T1 bloque. T1 ne conduit que pendant les 0,6 s pendant desquelles IC1.A se trouve à l'état haut et permet à la lampe (12 V/3 W) de soutenir du courant à la batterie. Puis l'obscurité revient pendant 40 s. La consommation moyenne s'élève à 5 mA environ. Il faut environ une année à un accumulateur 40 Ah relativement neuf pour se décharger. Son état peut toutefois modifier les choses et une recharge hivernale s'imposer parfois.

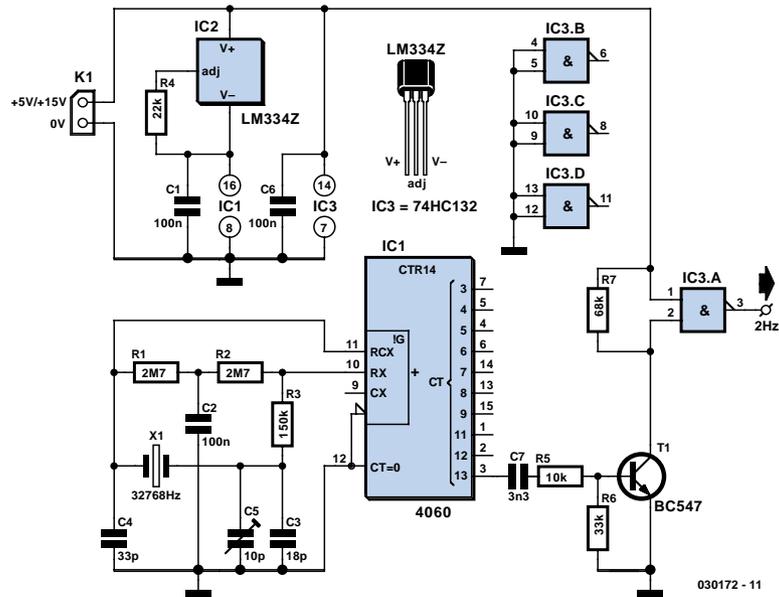
# Horloge 2 Hz économe

P.C. Hogenkamp

Les circuits CMOS ont une réputation de tempérance, que l'on met à profit dans les montages alimentés sur piles. Les oscillateurs, malheureusement, consomment assez bien, raison pour laquelle nous en proposons, ici, un particulièrement économe, puisqu'il ne puise que 3  $\mu\text{A}$  environ.

On alimente le circuit par une source de courant du type LM334Z et c'est R4 qui la règle aux alentours de 3  $\mu\text{A}$ , cela suffit à la partie oscillateur autour de X1. Avec l'aide d'un quartz bon marché d'horlogerie et quelques composants annexes, l'oscillateur génère un signal qui sera ensuite divisé par un 4060 pour fournir du 2 Hz sur la broche 3 (sortie Q13).

Le niveau des impulsions de sortie est légèrement inférieur à la tension d'alimentation nominale de 5 V, IC1 n'est en effet sustenté que par un courant minime. C'est pourquoi le transistor T1 l'amplifie et l'in-



verse. Finalement, la porte IC3.A en fait une onde rectangulaire propre et des

flancs raides à souhait.

# Filtre de mesure pour classe D (T)

Lorsque nous avons procédé au test de l'amplificateur de classe T décrit dans le numéro de juin dernier d'Elektor, nous avons essayé différents filtres de manière à pouvoir mesurer le mieux possible la distorsion de cet amplificateur. Nous

## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 22 k $\Omega$   
 R2 = 20k $\Omega$ 5  
 R3 = 5k $\Omega$ 11  
 R4 = 4k $\Omega$ 12  
 R5 = 3k $\Omega$ 92  
 R6 à R9 = 47  $\Omega$   
 R10,R11,R13,R14 = 820  $\Omega$   
 R12,R15 = 10  $\Omega$   
 R16,R20,R23,R24 = 220  $\Omega$   
 R17 = 576  $\Omega$   
 R18,R19 = 4k $\Omega$ 75  
 R21,R22 = 68 k $\Omega$   
 R25,R26 = 82  $\Omega$   
 R27,R28 = 150  $\Omega$   
 R29 à R32 = 2k $\Omega$ 7  
 R33,R34 = 18  $\Omega$   
 R35 = 1 k $\Omega$   
 R36 à R39 = 10 k $\Omega$

### Condensateurs :

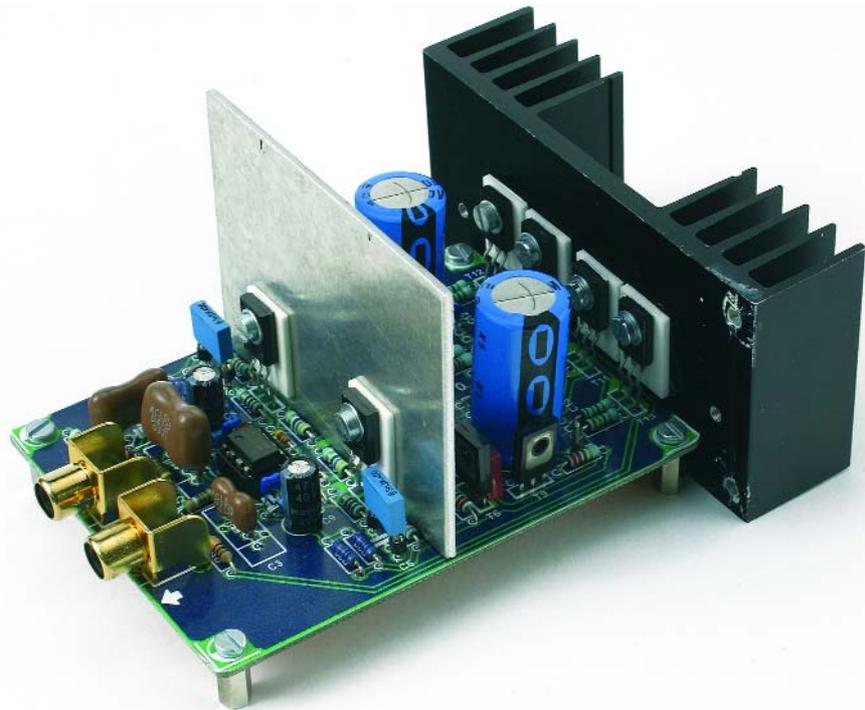
C1 = 1nF8 1% mica argenté (Farnell 868-036)  
 C2 = 4nF7 1% mica argenté (Farnell 868-073)  
 C3 = 270 pF 1% mica argenté (Farnell 867-949)  
 C4 = 22 pF  
 C5,C6 = 3nF3  
 C7 = 330 pF  
 C8 = 100 pF  
 C9,C10 = 47  $\mu$ F/25 V radial  
 C11 à C14 = 100 nF  
 (C13,C14: 100 V)  
 C15,C16 = 470  $\mu$ F/100 V radial

### Semi-conducteurs :

D1 à D8 = 1N4148  
 D9,D10 = LED rouge plate  
 D11,D12 = diode zener 22 V/1W3  
 T1,T2,T6,T9,T10 = 2SC2911 Sanyo (Farnell 410-3853)  
 T3 à T5,T8,T11 = 2SA1209 Sanyo (Farnell 410-3841)  
 T7 = BF245A  
 T12 = MJE350  
 T13 = MJE340  
 IC1 = NE5534A

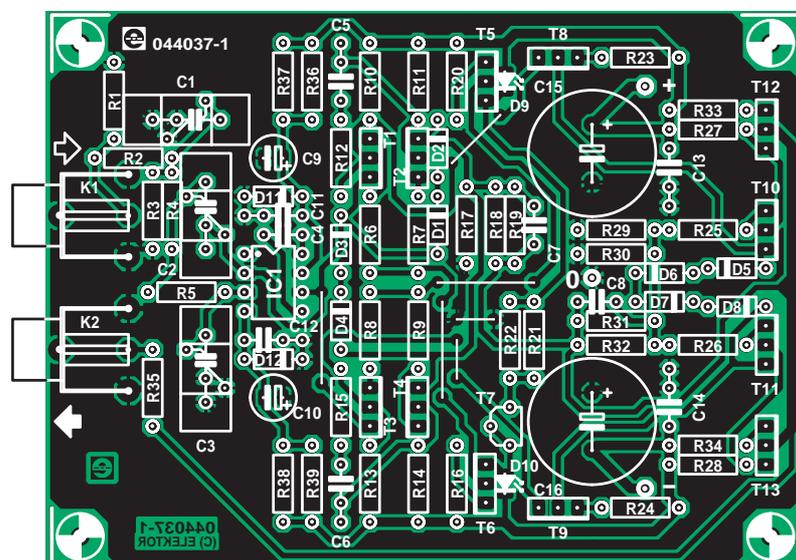
### Divers :

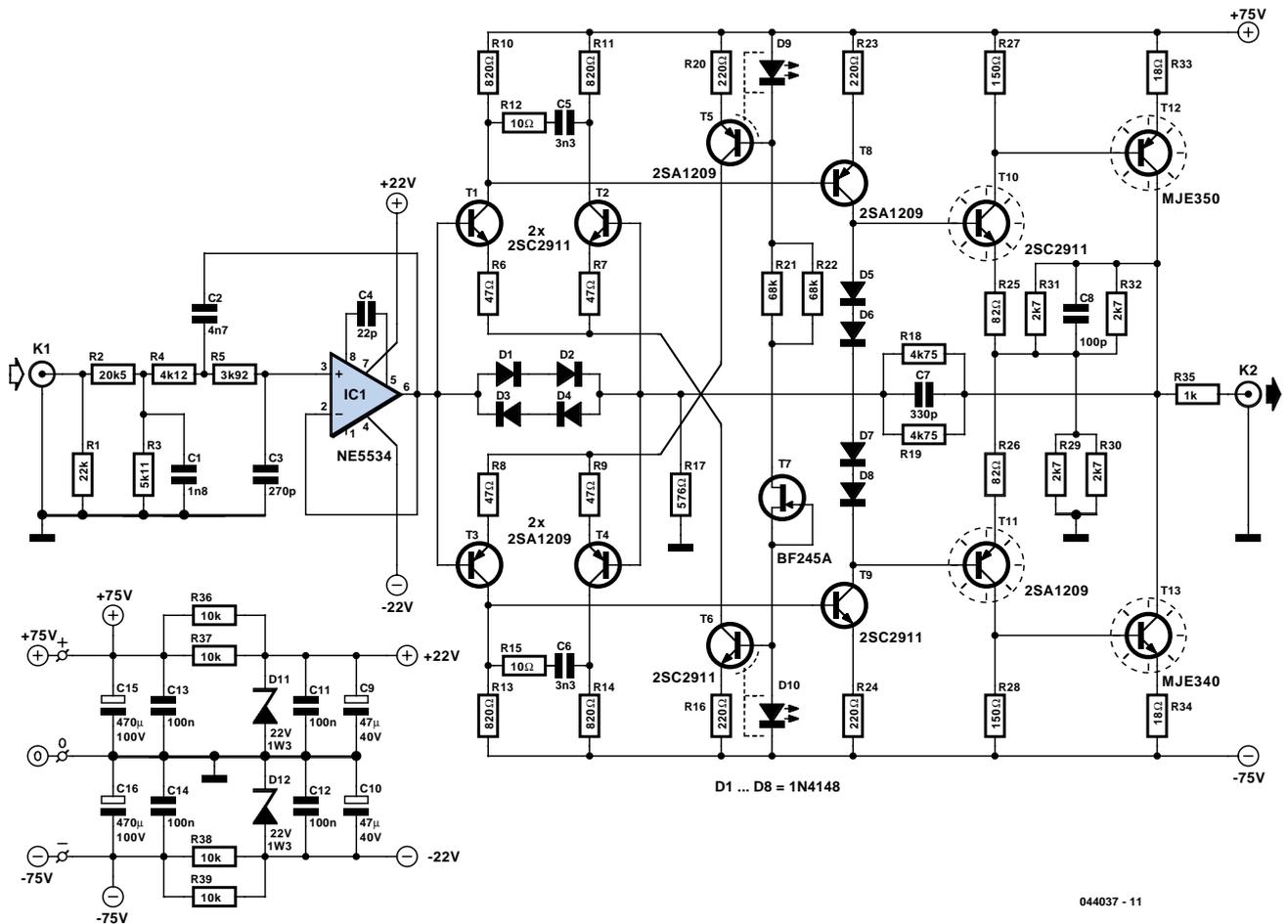
K1,K2 = embase Cinch encartable telle que, par exemple, T-709G (Monacor)  
 La platine 044037-1 est disponible auprès de ThePCBShop  
 Le dessin de platine est également téléchargeable depuis notre site ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr))



avons, entre autres, essayé une combinaison active d'un filtre Butterworth du 3ème ordre constitué d'un amplificateur opérationnel et d'un amplificateur discret conçu spécialement pour pouvoir travailler à une tension d'alimentation élevée. Par la prise, à l'entrée, d'un diviseur de tension, on dispose d'un filtre actif capable de traiter, sans atténuation, des tensions pouvant aller jusqu'à 50  $V_{eff}$ . Nous avons essayé, au départ, d'intégrer le réseau de filtre dans l'amplificateur,

mais cela s'était traduit par une charge trop importante pour l'amplificateur ou une impédance trop élevée du réseau avec toutes les conséquences négatives que cela entraînait. Lors d'une modulation sur une plage de 140 V, il apparaît que l'impédance d'entrée de l'amplificateur a une influence néfaste sur le réseau de filtrage. La capacité de sortie des transistors d'entrée,  $C_{ob}$ , en particulier semble avoir une certaine importance si ce n'est pas une importance certaine. Ceci



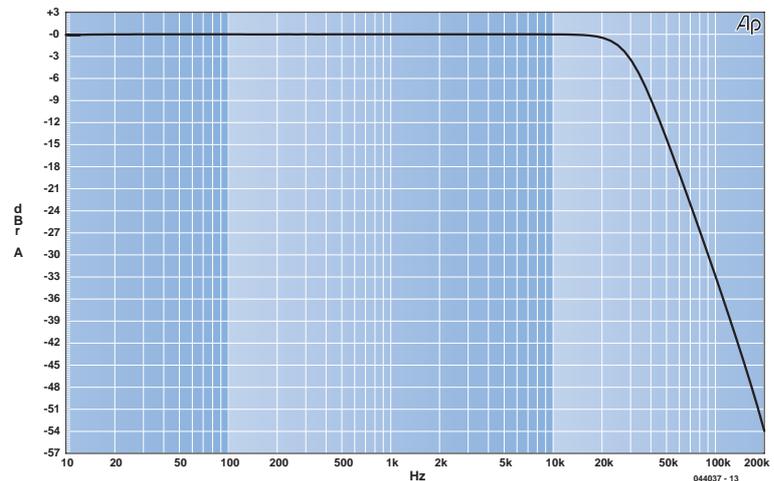
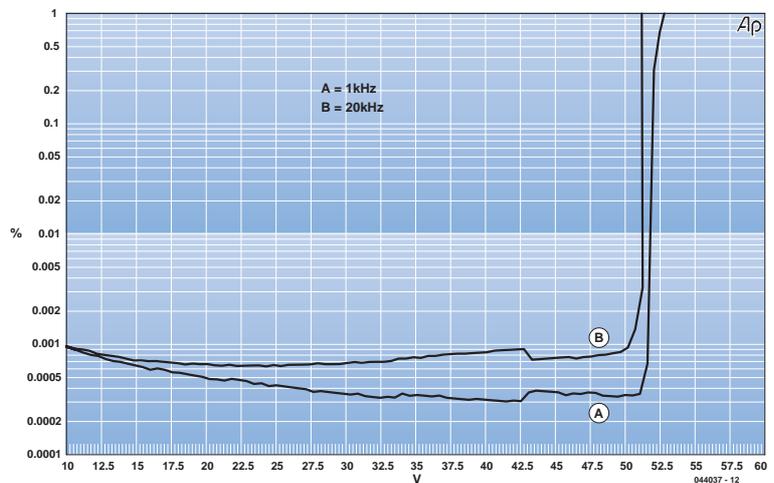


explique l'utilisation d'un amplificateur opérationnel en tampon en amont de l'étage d'amplification, par le biais duquel est réalisé un filtre du 3ème ordre standard.

La résistance dans la première section RC est remplacée par un diviseur de tension (R2/R3 et C1), de sorte que dans le cas d'un signal d'entrée de 70 Vc, le tampon n'ait pas à supporter plus de 14 V. Le NE5534 utilisé travaille à une tension d'alimentation de  $\pm 22$  V, ce qui lui laisse encore quelques volts de réserve.

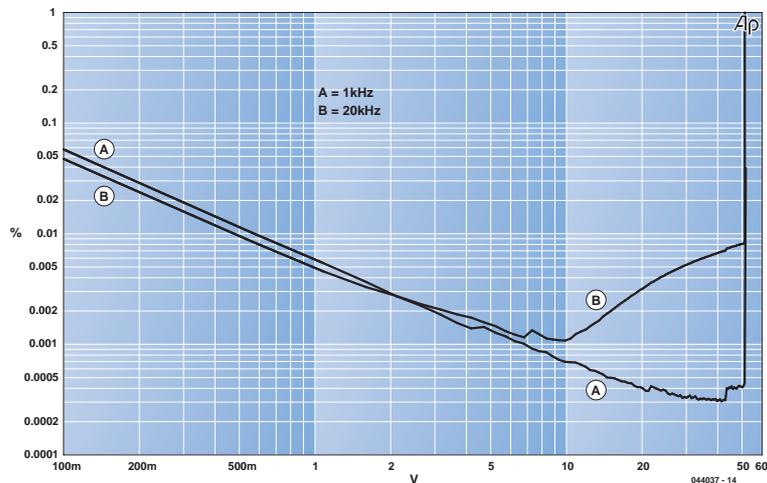
C4 sert à la compensation de IC1 en suiveur de tension. L'amplificateur monté en aval corrige l'atténuation à l'entrée de manière telle que le gain de transfert soit de 1x (à une charge de 100 k $\Omega$ , ce gain est théoriquement de 1,012x). Il va sans dire qu'avec cette solution la plage de dynamique diminue quelque peu, de 14 dB environ, mais cela suffit largement pour effectuer les mesures sur l'amplificateur en question.

Le filtre a été dimensionné de manière à ce que l'atténuation soit, à 200 kHz, supérieure à 50 dB. Nous avons pour cette raison opté pour une largeur de bande de 30 kHz, l'atténuation étant à 200 kHz même légèrement supérieure à la dite valeur vu qu'au niveau de l'amplificateur lui-même la largeur de bande a été elle aussi limitée, et ce jusqu'à 200 kHz.



Nous avons partant, à 200 kHz, relevé une atténuation totale de 54 dB. La largeur de bande est de 29 kHz. À 20 kHz, l'atténuation est inférieure à 0,5 dB (nous avons mesuré 0,44 dB). Cf. la courbe de mesure A.

Lors de la conception de l'amplificateur nous avons utilisé pour la plupart des transistors des types sortant des chaînes de fabrication de Sanyo. Ceux-ci se caractérisent en effet par une excellente linéarité, une capacité de sortie faible et sont capable de travailler à des tensions de 160 V (2SC2911 et 2SA1209, classe S : le  $h_{FE}$  va de 140 à 280). L'amplificateur ne se torture pas en chichis inutiles, de sorte que nous n'entrerons pas dans tous les détails. L'aspect le plus important est que l'étage compound à la sortie ajoute un léger gain additionnel de sorte que la modulation peut être maximale. Pour faire en sorte que la contre-réaction locale R29 à R32 ne soit influencée le moins possible par les transistors T10 et T11, elle a été réalisée à faible impédance. Il faudra choisir pour les dites résistances des exemplaires capables de dissiper 0,6 W au minimum. Le gain à ce niveau est de 1,74x et la tension aux bornes de R29 et R30 atteint, à une tension de sortie de 50 V<sub>eff</sub>, plus de 28 V<sub>eff</sub> ! Ceci explique que la contre-réaction prenne la forme de 2 résistances prises en parallèle (R18 et R19). Elles se trouvent chargées à plus de 0,6 W dès lors que l'on aurait en sortie une tension continue de 70 V. C7 limite la largeur de bande à 200 kHz, valeur plus que suffisante. Cette application ne requiert pas une largeur de bande plus importante. C5 et R12 combinés à C6 et R15 compensent l'amplificateur de manière à ce que ce dernier soit tout juste stable.



Lorsque la tension de sortie se verrouille au niveau de la tension d'alimentation cela peut se traduire par une instabilité de courte durée, mais il n'y a aucune raison de moduler le montage à un tel niveau ! C'est donc à dessein que ce dimensionnement a été choisi de manière à obtenir la distorsion la plus faible possible à 20 kHz. Les diodes D1 à D4 protègent l'entrée de l'amplificateur. En cas de verrouillage de la tension, il peut en effet naître, au niveau des entrées, des tensions élevées. La tension émetteur/base maximale dans le cas d'un 2SC2911/2SA1209 n'est en effet que de 5 V.

Le graphique B montre 2 courbes. Il s'agit de mesures « zommées » faites sur l'amplificateur lors de l'application d'un signal de test à l'entrée de T1 et T3. À 50 V<sub>eff</sub> et 1 kHz, la distorsion est inférieure à 0,0004%, et à 20 kHz dans tous les cas inférieure à 0,001%. Si nous prenons le filtre dans nos mesures (courbe de mesure C), il apparaît qu'avec l'augmentation de la fréquence, la distorsion aug-

mente pour atteindre 0,008% à 20 kHz et 50 V<sub>eff</sub>. Nous n'avons malheureusement pas eu le temps de pousser nos investigations plus loin avant la publication de ce numéro d'Elektor. Il nous semble qu'il devrait être possible de faire mieux. Nous aurons peut-être l'occasion d'y revenir dans le cadre d'un « truc du concepteur ». L'alimentation de l'amplificateur opérationnel est dérivée, à l'aide de 2 diodes zener, de la tension d'alimentation de  $\pm 75$  V d'origine. Les résistances R36 à R39 ont également à dissiper de l'ordre de 0,3 W ! Il est préférable de placer les transistors T1 à T4 sur une plaquette d'aluminium commune (un AOS-220 de Fischer par exemple), en veillant à les isoler à l'aide de plaquettes céramique. On pourra utiliser, pour l'alimentation principale, l'alimentation HT (déjà symétrique) décrite ailleurs dans ce numéro. Sur notre prototype, nous avons mesuré, pour l'ensemble, une consommation de courant d'un peu plus de 82 mA.

# Isolateurs numériques

jusqu'à  
100 Mbits/s

Gregor Kleine Ing. Dipl.

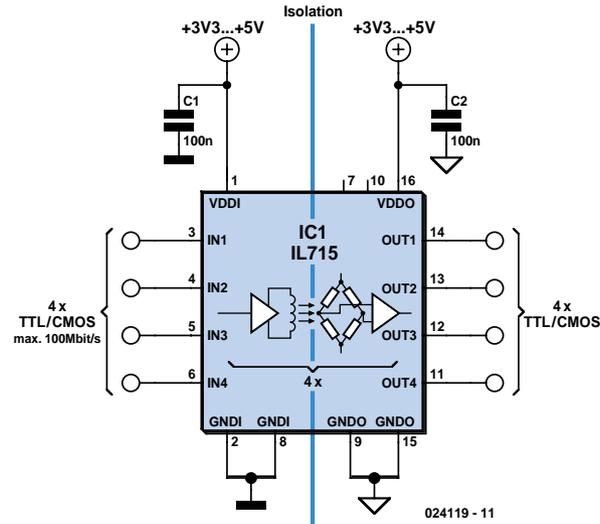
Un opto-coupleur ou un transformateur devrait normalement pouvoir constituer une barrière isolante entre circuits numériques. Un opto-coupleur ne dépasse toutefois pas 10 MHz, tandis que le transformateur ne peut pas traiter de très basses fréquences de l'ordre du Hertz. Il faut alors recourir à la nouvelle technologie de couplage fournie par l'entreprise NVE Corporation ([www.nve.com](http://www.nve.com)) sous forme de divers circuits intégrés « IsoLoop ».

Le IL715 présenté ici à titre d'exemple peut transmettre 4 signaux numériques TTL ou CMOS à un taux atteignant 100 Mbits/s. L'entrée et la sortie fonctionnent à +3,3 V ou +5 V au choix. La tension d'isolement efficace atteint 2,5 kV. Le coupleur tolère des transitoires jusqu'à 20 kV/ $\mu$ s. Il existe un grand nombre d'autres exécutions, parmi lesquelles des coupleurs bidirectionnels destinés entre autres aux interfaces RS485.

Le coupleur IsoLoop est basé sur la tech-

nique GMR (*Giant Magnetoresistive*) : le signal d'entrée fait circuler un courant dans un enroulement planaire intégré. Le champ magnétique engendré par ce courant fait varier la résistance du matériau GMR. Celui-ci est séparé de l'enroulement planaire par une couche mince de matériau isolant résistant aux hautes tensions. La variation de résistance du matériau GMR est amplifiée et reconvertie en un signal numérique grâce à un compara-

teur. Les modifications du potentiel de masse à l'entrée, à la sortie ou des 2 côtés ne produisent aucun courant dans l'enroulement planaire. Celui-ci n'engendre donc pas de champ magnétique et n'influence pas le matériau GMR. La séparation électrique des signaux et l'immunité aux perturbations (CEM) sont donc assurées.



# Voyant de circulation en ligne « bidon »

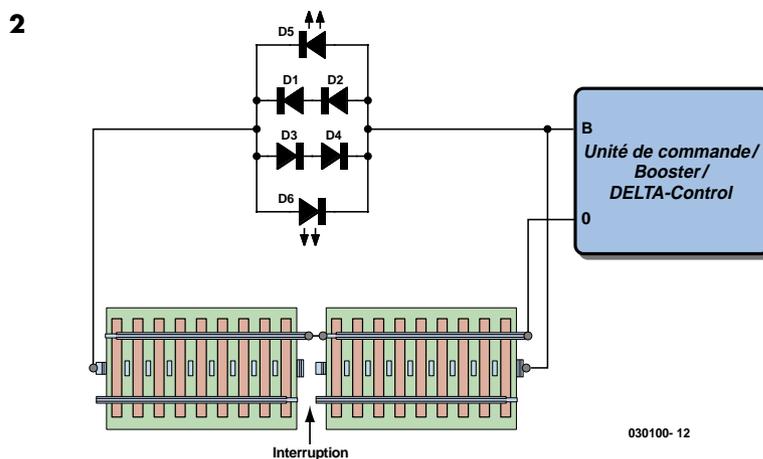
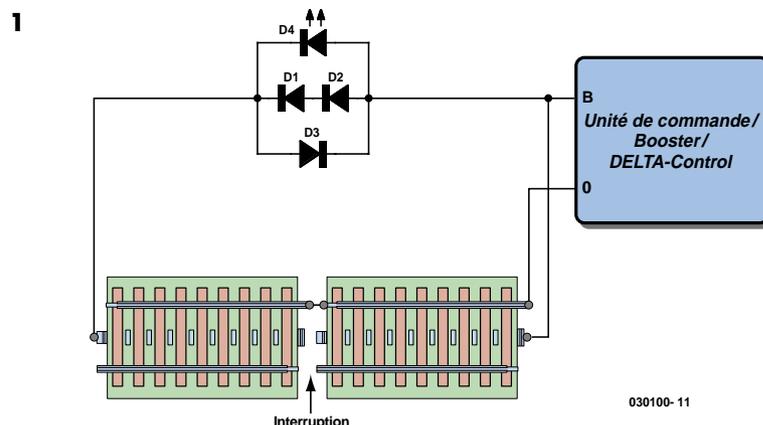
## pour Märklin-Digital

Nils Körber

Les voyants de circulation en ligne sont nécessaires pour un faisceau de coulisse (« gare cachée ») et pour d'autres sections de voie peu visibles, ainsi que pour le mode de cantonnement. Le circuit décrit ici permet d'actionner un affichage LED « Occupé » pour les trains miniatures HO de la marque Märklin en mode numérique (y compris avec le système Delta). Contrairement à un véritable voyant de circulation en ligne qui signale toutes les voitures et locomotives, il ne détecte que celles qui nécessitent un courant de traction. Il peut donc être réalisé sans modifications compliquées du matériel roulant et des voies. Seul le conducteur central doit être interrompu. Le circuit se prête donc particulièrement bien à la réadaptation d'installations existantes et peut être utilisé tout aussi facilement avec des voies M, K, et C.

L'idée de base est simple : un courant passe par le moteur de la locomotive qui entre dans la section de voie surveillée. La détection de ce courant provoque l'affichage. Dans le cas des systèmes Märklin-Digital, un pupitre de commande ou un amplificateur (*booster*) fournit le courant d'alimentation de la locomotive sous forme de tension rectangulaire. Le niveau de tension sur le rail est d'environ  $-15\text{ V}$  et  $+15\text{ V}$ . La transmission des informations numériques de commande provoque une alternance constante des niveaux plus et moins. Il faut donc que la surveillance puisse réagir au courant alternatif.

La section de voie gauche surveillée, représentée dans la **figure 1**, est reliée par les rails à la connexion de masse « 0 ». Le conducteur central qui fournit le courant de traction à la locomotive est par contre isolé du reste de l'installation (il existe des isolateurs du conducteur cen-



tral spécialement conçus à cet effet) et est relié au pupitre de commande ou à l'amplificateur par la connexion du courant de traction « B » (*Bahnstrom*). Si une locomotive pénètre dans la section de voie surveillée, la composante positive du courant de traction passe par les diodes D1 et D2, la composante négative par D3. Si le courant du moteur est de l'ordre de 250 mA, la chute de tension aux bornes d'une diode (ici des 1N4001) atteint 1 V ou plus.

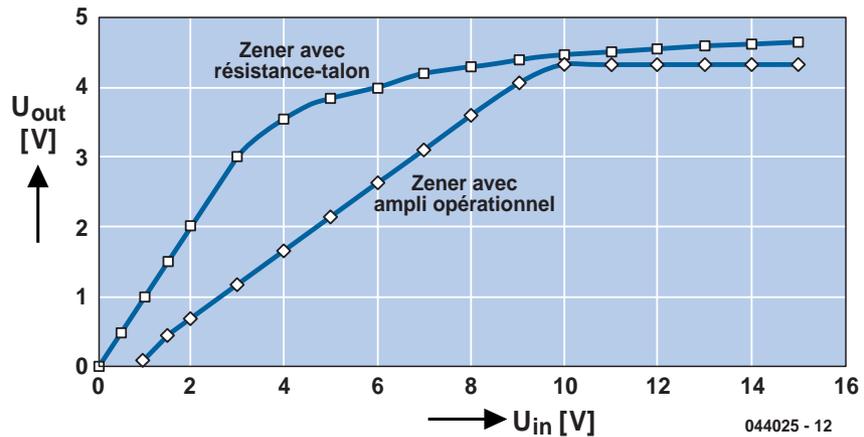
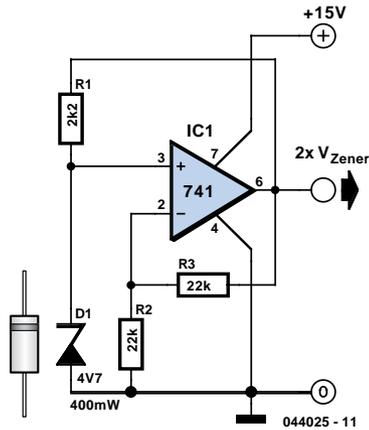
La chute de tension aux bornes des diodes D1 et D2 en cascade suffit à allumer LED1. Le ralentissement de la locomotive dû à la chute de tension est trop faible pour être gênant. Une diode supplémentaire, comme dans la **figure 2**, permet d'alimenter un deuxième affichage. Cette

deuxième LED s'allume lorsque le courant de traction est négatif.

Les groupes d'impulsions et les fluctuations du courant de traction provoquent un scintillement plus ou moins prononcé des LED. D'autres consommateurs de courant de traction (éclairage des wagons, signal de queue) provoquent l'affichage « Occupé ». En ce cas, la LED ne s'éteint pas, même lorsque la locomotive est à l'arrêt et ne consomme pas de courant. Parfois, le courant résiduel passant par le décodeur suffit à faire (faiblement) briller les LED lorsque la locomotive est à l'arrêt. Il est aussi possible de remplacer une LED par un opto-coupleur. Cela devrait même permettre de raccorder un module de rétrosignalisation S88.



# Zener stable



On trouve aujourd'hui d'excellentes références de tension. Prenons par exemple le LM385. On peut s'en procurer de différentes tensions et il en existe même une version réglable. En outre, le courant consommé peut être très petit, comme 10  $\mu\text{A}$ . Mais bien sûr, au moment où il en faut, vous n'en avez pas sous la main... On peut prendre une zener ordinaire comme référence, malheureusement sa résistance interne est plus grande, environ 5  $\Omega$ , ce qui la rend assez instable si la tension d'alimentation varie. Il y a une solution : utilisons la tension de zener stabilisée comme alimentation ! Ce

n'est possible, évidemment, que si la tension stabilisée est plus grande que celle de la Zener. Il nous faut donc amplifier. C'est exactement ce que fait le montage : il offre un gain de deux. Il nous reste à choisir la résistance série de la zener pour y faire circuler un courant de 1 à 3 mA. Les fabricants spécifient généralement la tension de l'effet zener pour un courant de 3 ou 5 mA. La zener s'alimente à la tension stabilisée et son point de fonctionnement est donc très stable, indépendant des variations de l'alimentation. Le graphe est éloquent à cet égard, la tension de sortie est visible-

ment plus constante. Pour faciliter la comparaison, les deux courbes ont été superposées, mais en réalité, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel vaut deux fois celle de la zener. Les diodes zener présentent aussi un coefficient de température, qui est le plus bas pour des tensions d'effet zener voisines de 5 V. Comme amplificateur opérationnel, vous pouvez prendre n'importe quel type, même un ancêtre comme le 741 convient parfaitement.

# Codec complet

Les appareils d'audio numérique sont, la plupart du temps, dotés d'un convertisseur N/A (numérique/analogique, CNA) et d'un convertisseur A/N (analogique/numérique, CAN). Dans la pratique, on utilise à cet effet un codec (*coder/decoder*). Il s'agit d'un circuit intégré intégrant les 2 convertisseurs, doté dans bien des cas, d'une entrée et d'une sortie pour audio numérique, I<sup>2</sup>S par exemple. Outre ce codec, on souhaite souvent disposer d'une entrée pour microphone et d'une sortie pour casque d'écoute.

Texas Instruments propose un nouveau codec, le TLV320AIC28, doté d'un pré-amplificateur pour micro et d'un amplificateur pour casque d'écoute d'une puissance de 400 mW. Il intègre un certain nombre de fonctions pratiques telles qu'une paire de broches d'E/S pour, par exemple, une commande par bouton, détecteur de microphone, égaliseur, etc. L'ensemble convient à merveille pour être utilisé en combinaison avec des ensembles casque d'écoute + micro (*headset*). Le circuit intégré se laisse piloter par le biais d'une interface SPI, ce qui signifie que la plupart des microcontrôleurs peuvent communiquer sans pratiquement le moindre problème avec ce codec. L'interface audio est en mesure, nous le disions, de traiter un signal I<sup>2</sup>S, mais comme c'est le cas avec la plupart des codecs, le concept de l'interface audio est très flexible, et ce composant est en mesure de se dépatouiller avec divers



autres formats audio. S'il devait se faire que vous soyez à la recherche d'un codec et que vous ayez l'intention d'utiliser une entrée pour micro et une sortie pour casque d'écoute, ce codec pourrait s'avérer être un bon choix. Si vous voulez obtenir plus d'informations

sur ce composant, la fiche de caractéristiques de ce codec est disponible sur le site Web de Texas Instruments:

<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tlv320aic28.html>

# Interface JTAG Xilinx

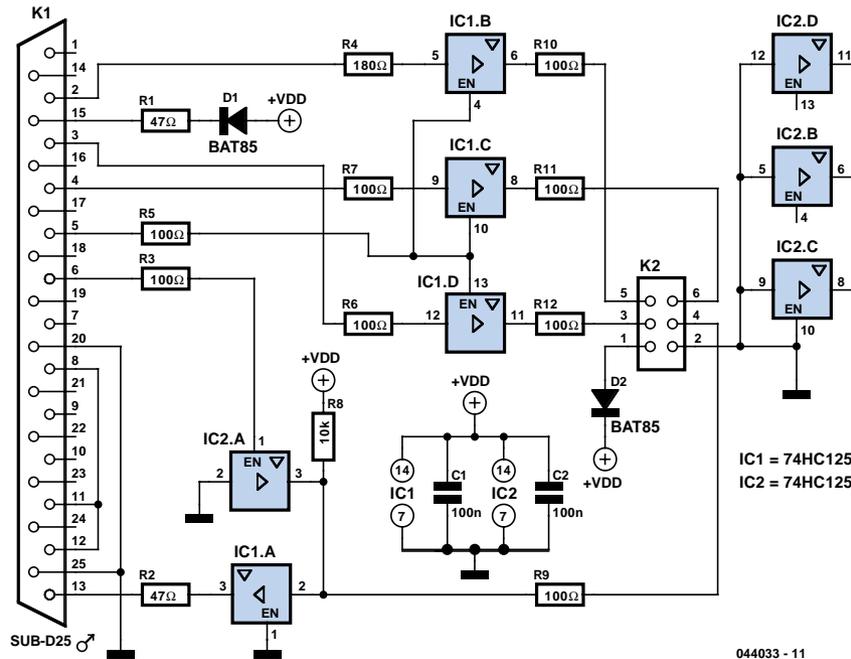
Dans le numéro double de 2002 nous avons décrit une interface JTAG qui était compatible avec le logiciel de programmation d'Altera. Malheureusement le logiciel de Xilinx ne fonctionne pas en combinaison avec cette interface.

L'interface décrite ici est, elle, parfaitement compatible avec le logiciel de Xilinx. Vous pourrez, par son biais, programmer vous-même diverses CPLD et FPGA à l'aide du logiciel Xilinx.

L'électronique est extrêmement simple, se résumant à une paire de circuits intégrés épaulés par une poignée de composants discrets. L'embase K1 est reliée au PC par le biais d'un câble imprimante 1:1 doté d'un connecteur sub-D 25 points à chacune de ses extrémités. L'embase K2 est reliée, elle, au connecteur JTAG de l'appareil

**Tableau 1. Brochage de K2**

	FPGA	CPLD
1	Vdd	Vdd
2	GND	GND
3	CCLK	TCK
4	D/P	TDO
5	DIN	TDI
6	/PROG	TMS



pareil sur lequel doit se faire la programmation. Le tableau 1 donne le brochage de l'embase K2. Si l'appareil en question possède une embase de programmation au brochage différent, il faudra bien évidemment adapter le brochage de K2 à cette nouvelle situation.

L'ensemble pourra être monté sur un mor-

ceau de platine d'expérimentation à pastilles. Comme il n'existe pas de vrai standard au niveau du connecteur de programmation, il y a de fortes chances qu'il vous faille modifier le brochage de K2; de ce fait, le dessin d'une platine toute faite perd pratiquement tout intérêt.

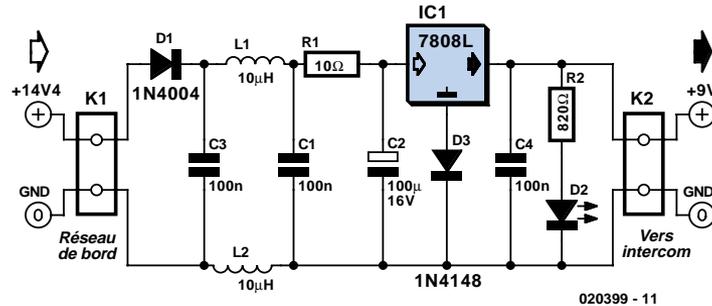
# Mieux qu'une pile de 9 V

## Lex de Hoo

Ce montage, à l'origine, a pour but de raccorder un interphone de motards au circuit d'alimentation de la moto. Ce système de communication, utilisé pour parler avec le passager, englutit pas mal d'énergie. Pour améliorer l'intelligibilité, il comporte souvent un filtrage élaboré et même un compresseur de dynamique. L'inconvénient, c'est qu'il faut souvent changer la pile. On peut bien sûr utiliser un accumulateur, mais c'est assez fastidieux. Bien plus pratique de s'approvisionner directement sur la moto ! Nous avons placé certaines exigences sur ce projet de convertisseur 9V. Nous ne voulons pas que les parasites de l'allumage, par exemple, ne puissent l'atteindre et nous souhaitons que l'ensemble se loge dans un support de pile de 9 V. Nous avons réussi et le montage reste

très simple. Vous reconnaîtrez dans le schéma un filtre suivi d'un régulateur de tension et d'un témoin. Après D1 qui protège le circuit contre l'inversion de polarité, se trouve un filtre LC et RC (C3, L1, L2, C1, R1, C2) qui barre la route aux parasites. En outre, D3 veille à ce que le 78L08 travaille dans le domaine linéaire de sa caractéristique. La tension nominale à bord avoisine les 14 V, elle peut

chuter à une douzaine de volts en cas de consommation importante, l'éclairage par exemple. Le montage convient à quantité d'applications, mais sachez que nous avons effectué des essais approfondis sur une Yamaha TRX850, que le convertisseur a donné toute satisfaction et qu'il amortit parfaitement les parasites.



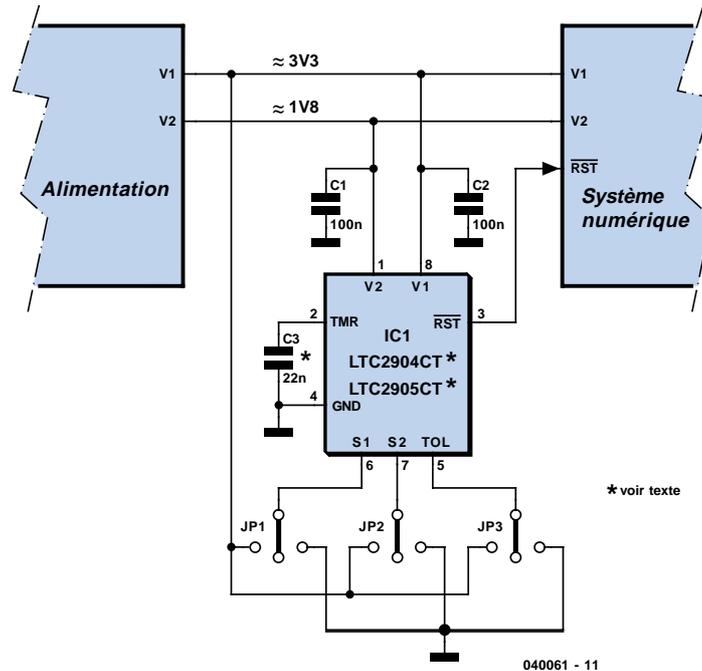
# Composant de réinitialisation

## à sélection de tension

Gregor Kleine Ing. Dipl.

Les systèmes numériques modernes fonctionnent à +3,3 V et nécessitent même parfois une tension d'alimentation encore plus faible de 1,8 V, 1,5 V ou même 1,2 V. Pour engendrer un signal de réinitialisation à ces 2 tensions, il fallait jusqu'ici une puce par tension à surveiller, dimensionnée en fonction de la valeur de celle-ci. Le composant LTC2904/5 de Linear Technology ([www.linear.com/pdf/29045f.pdf](http://www.linear.com/pdf/29045f.pdf)) peut être programmé pour 2 tensions. Les entrées S1, S2 et TOL permettent d'effectuer la sélection en les reliant à V1, à la masse ou en les laissant ouvertes. Les combinaisons de tension disponibles sont indiquées dans le tableau.

La broche TOL permet de spécifier la tolé-



040061 - 11

rance des 2 tensions. Elle modifie la valeur interne de la tension de seuil de la réinitialisation : plus la tolérance est élevée et plus la tension de seuil interne est basse.

RST (broche 3) est une sortie drain ouvert et passe au niveau bas lors du passage d'une au moins des deux tensions au-dessous du seuil programmé. Un certain délai s'écoule avant la désactivation du signal de réinitialisation lorsque la tension de seuil est dépassée vers le haut. Le délai du LTC2904 est fixé à 200 ms et celui du LTC2905 dépend de la valeur du condensateur à la broche TMR :

$$t_{\text{delay}} = 9 \text{ ms/nF}$$

La formule est applicable aux délais entre 1 ms et 10 s.

La fonction TMR (broche 2), absente du LTC2904, est remplacée par une sortie drain ouvert RST qui est le complément de RST, donc active haute.

(040061-1)

S1	S2	V1	V2
V1	V1	5,0 V	3,3 V
ouvert	masse	3,3 V	2,5 V
V1	ouvert	3,3 V	1,8 V
ouvert	V1	3,3 V	1,5 V
ouvert	ouvert	3,3 V	1,2 V
masse	masse	2,5 V	1,8 V
masse	ouvert	2,5 V	1,5 V
masse	V1	2,5 V	1,2 V
V1	masse	2,5 V	1,0 V

VOL	Tolérance
V1	5 %
ouvert	7,5 %
masse	10 %

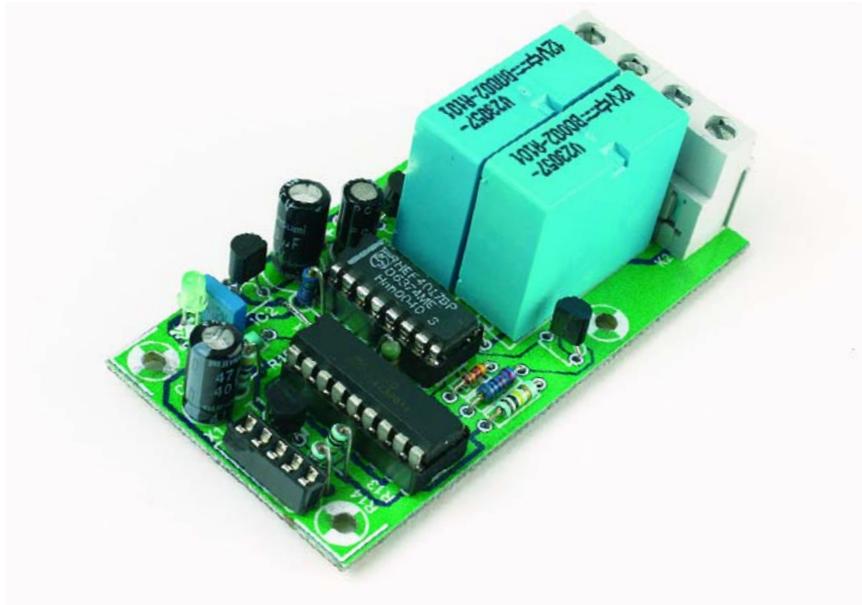
# Commutateur IR multiposition

Peter Verhoosel

Le commutateur IR multiposition décrit ici se laisse commander par l'« émetteur IR à HT12E » décrit ailleurs dans ce même numéro.

Le signal émis par l'émetteur entre au niveau du détecteur infrarouge IC4. On dispose, sur la sortie de IC4, du signal démodulé, signal qui est ensuite appliqué, par le biais de R2 et T1, à l'entrée de IC1, un décodeur du type HT12D. Tout comme sa « contre-pièce », ce circuit de Holteck a déjà eu plusieurs fois l'honneur de nos colonnes, aussi n'entrons-nous pas dans le détail de son fonctionnement. Sur la platine, les lignes d'adresses de IC1 sont forcées, d'origine, à la masse par l'intermédiaire de fines pistes de cuivre. Au départ, en l'absence de toute modification, l'adresse paramétrée est 0. On pourra, le cas échéant mettre l'une ou l'autre entrée d'adresse au niveau haut (« 1 ») en interrompant la piste de cuivre correspondante.

Il va sans dire qu'un changement d'adresse ne s'impose que si l'on travaille à plusieurs émetteurs au même endroit. Lorsque le code d'adresse paramétrée correspond au code d'adresse de l'émetteur IR, on verra apparaître, brièvement,

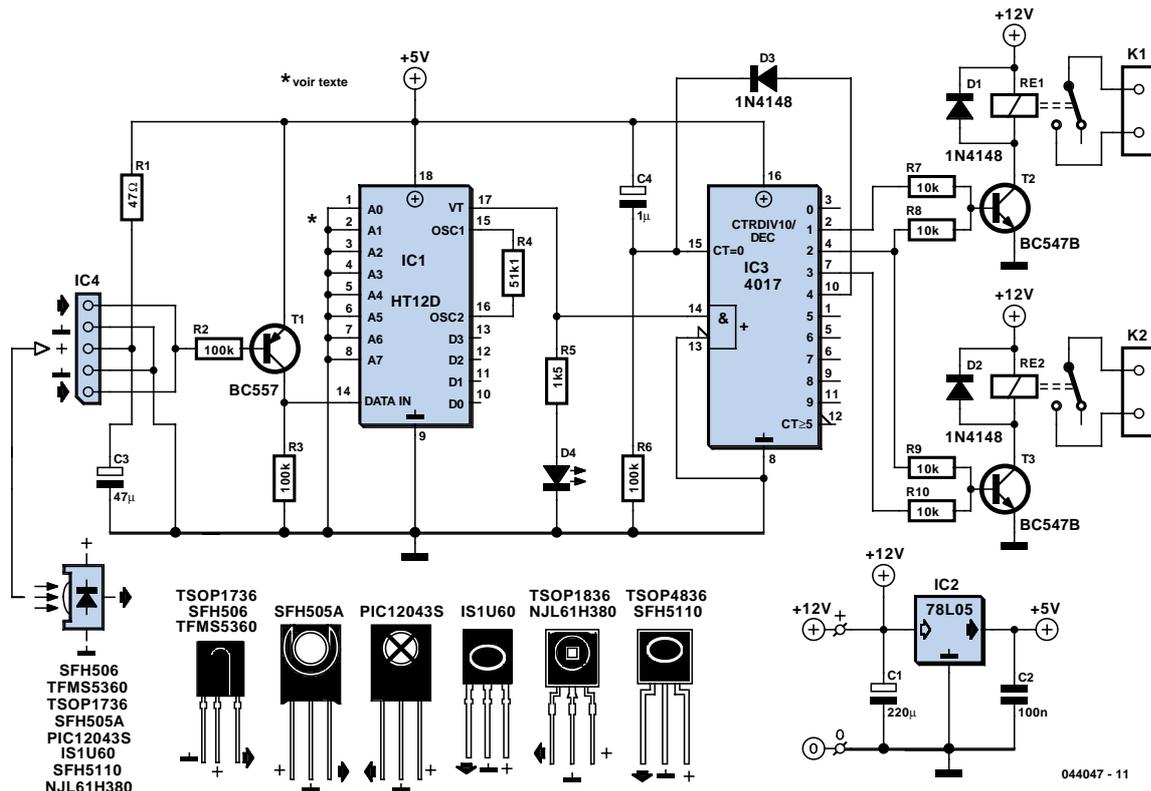


sur la broche 17 de IC1, une impulsion positive tant que dure le signal d'émission. Ceci se traduira par l'allumage de la LED D4.

Cette impulsion est appliquée à l'entrée d'horloge de IC3, un compteur décadique. Après chaque impulsion, le compteur décadique fait passer sa sortie suivante au niveau haut, la sortie précédente revenant au niveau bas.

Lors de l'application de la tension d'alimentation la paire C4/R6 effectue une réinitialisation de IC3; la première sortie présente alors un niveau haut, toutes les autres sorties se trouvant au niveau bas. Ceci explique que ce ne soit qu'à partir de la seconde sortie que l'on trouve des commandes de relais.

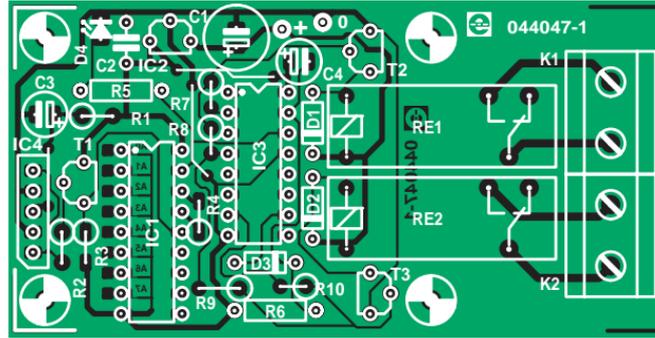
Après la première impulsion d'émission, le relais RE1 est activé par le biais de R7



et T2. L'impulsion suivante produira une activation tant du relais RE1 que du relais RE2. L'impulsion suivante produit une désactivation de RE1 de sorte que seul le relais RE2 est encore activé.

L'entrée d'initialisation (reset) du compteur décadique est reliée à la sortie Q4 par le biais de la diode D3, ce qui fait que lors de l'impulsion suivante, l'électronique retourne à son état de repos.

(044047-1)



## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 47  $\Omega$   
R2, R3, R6 = 100 k $\Omega$   
R4 = 51 k $\Omega$   
R5 = 1 k $\Omega$   
R7 à R10 = 10 k $\Omega$

### Condensateurs:

C1 = 220  $\mu$ F/16 V radial  
C2 = 100 nF  
C3 = 47  $\mu$ F/10 V radial  
C4 = 1  $\mu$ F/10 V radial

### Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4148  
D4 = LED rouge (à haut rendement)  
T1 = BC557  
T2, T2 = BC547B  
IC1 = HT12D (Holtek)  
IC2 = 78L05

IC3 = 4017

IC4 = SFH506-40 ou équivalent

### Divers :

Re1, Re2 = relais 12 V, tel que, par exemple, Siemens V23057-B0002-A101

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

La platine 044047-1 est disponible auprès de ThePCBShop

Le dessin de la platine est téléchargeable depuis notre site ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr))

# Diode zener sur commande

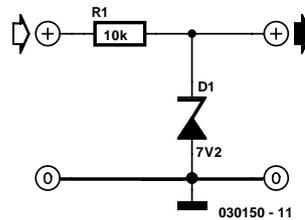
Dieter Bellers

La diode zener est le limiteur de tension le plus simple (**figure 1**). Le courant qui traverse la diode dès qu'une certaine valeur de la tension est dépassée limite cette dernière. C'est la solution idéale pour de nombreux circuits de protection. Mais la diode zener n'est pas à la hauteur de sa tâche dans un circuit de régulation limitant précisément la tension. Sa valeur est en effet fixe mais aussi affligée d'un certain flou. On recherche donc une diode zener « sur commande ». Elle servirait entre autres à limiter la température de départ d'un régulateur de chauffage ou le courant d'un chargeur.

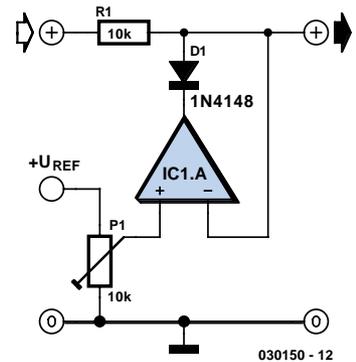
La solution est présentée dans la **figure 2**. Supposons que la tension de sortie ne doit pas dépasser 6,5 V. La tension de commande à l'entrée non inverseuse est positionnée à 6,5 V. Supposons que l'entrée se trouve à 4,2 V. La tension de sortie positive de l'amplificateur opérationnel est alors maximale. La diode empêche toutefois toute influence sur le signal. Mais si la tension dépasse 6,5 V, la sortie de l'amplificateur opérationnel devient négative et ramène la tension à 6,5 V. R3 limite le courant.

Qu'en est-il du cas contraire ? La tension ne doit pas devenir plus basse qu'une

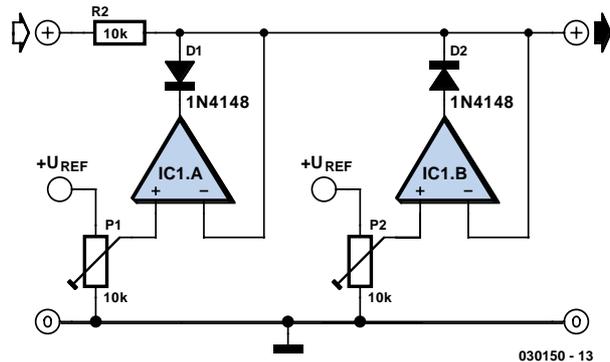
1



2



3



certaine valeur. Aucun problème : inverser la diode.

Encore une autre version : la tension ne doit pas sortir d'une fenêtre de valeurs. Elle ne doit ni dépasser une valeur ni descendre au-dessous d'une autre valeur.

L'amplificateur opérationnel à gauche dans la **figure 3** gère la valeur supérieure, celui de droite la valeur inférieure. Chaque amplificateur opérationnel est monté en suiveur de tension.

# Oscillateur mono-composant

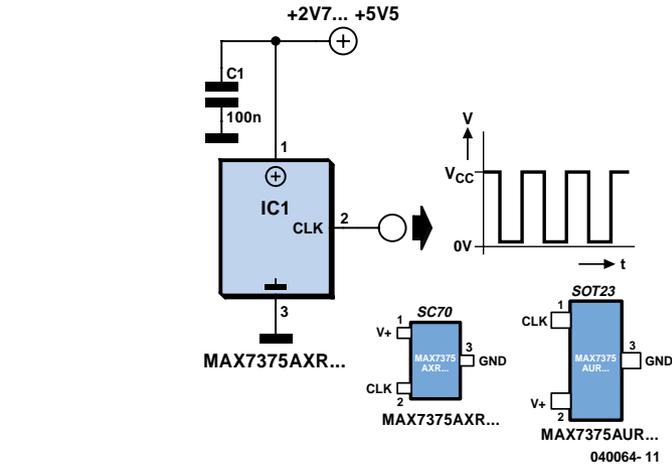
(de 1 à 10 MHz)

Gregor Kleine Ing. Dipl.

L'oscillateur TTL MAX7375 de Maxim ([www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)) est conçu pour des fréquences de 1 MHz à 10 MHz environ. Nombre de composants externes : zéro. Il faut parfois ajouter un condensateur de découplage de 100 nF lorsque la ligne d'alimentation partant du condensateur de découplage le plus proche dépasse quelques centimètres. Le MAX7375 peut être alimenté entre 2,7 V et 5,5 V. Le circuit consomme de 4 mA (4 MHz) à 6,5 mA (8 MHz) selon la fréquence. Ce composant se nomme MAX7375AUR... en boîtier SOT23 ou MAX7375AXR... en boîtier SC70 encore plus petit. Prenez garde à l'inversion des broches 1 et 2 entre les deux versions.

L'exactitude de la fréquence de sortie du MAX7375 est de  $\pm 2\%$  à 3,0 V de tension d'alimentation. Le fabricant garantit une déviation max. de  $\pm 4\%$  par rapport au nominal. Le tableau indique les fréquences nominales disponibles actuellement.

La sortie TTL push-pull du MAX7375 peut fournir ou drainer (consommer) 10 mA. Les temps de montée et de descente sont de 5 ns, le rapport cyclique se trouve



SOT23 MAX 7375AUR...	SC70 MAX 7375AXR...	Fréquence nominale
...105		1 MHz
...185		1,8432 MHz
...365		3,579545 MHz
...375		3,6864 MHz
...405		4 MHz
...425		4,1943 MHz
...805		8 MHz

entre 45 % et 57 %.

Le MAX7375 remplacera avantageusement les oscillateurs à quartz ou céramique. Il est meilleur marché, plus robuste mécaniquement et sensiblement plus petit.

Il ne pose aucun problème de température entre  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ , un bon point pour l'utilisation à bord d'un véhicule.

# Économisons l'énergie !

À notre insu, et malgré toutes les mesures prises (de plein gré), beaucoup d'énergie se perd. Calfeutrage de la maison, bouilloire à haut rendement et ampoules économiques ne sont pas la panacée, il y a bien d'autres gloutons à la maison. Dans notre collimateur aujourd'hui : les blocs adaptateurs secteur. Comptez donc sérieusement combien vous en avez branché ! Le chargeur du portable, le chargeur d'accumulateurs, l'aspirateur de table, le répondeur téléphonique, la radio dans la cuisine, le modem et ainsi de

suite. Ce qui est déplaisant avec ces petits appareils, c'est qu'ils consomment déjà entre 1 et 2,5 W quand ils ne servent à rien, sauf à chauffer inutilement. S'il y en a cinq branchés qui consomment chacun 2 W, au bout de 100 heures, ils ont consommé un kilowattheure. Or 100 h ne font jamais que quatre jours. Un an représente 87,6 fois plus, comptabilisez donc ce que cela vous coûte.

Il existe évidemment des solutions. La plus simple, retirer de la prise tout adaptateur qui ne sert pas. Tout le monde le fait déjà,

n'est-ce pas ? Bien ! Mais il y en a quelques uns qui doivent rester connectés en permanence. Pour eux aussi, il y a un remède : les adaptateurs modernes qui se débranchent électroniquement. On n'y trouve plus un vulgaire transformateur, mais une alimentation à découpage. Ils coûtent plus cher, c'est un fait, mais ils sont plus légers et leur tension de sortie est plus régulière. En veille, la consommation de ces adaptateurs est nettement moindre.

# Clignotant LED exotique



Robert Edlinger

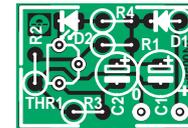
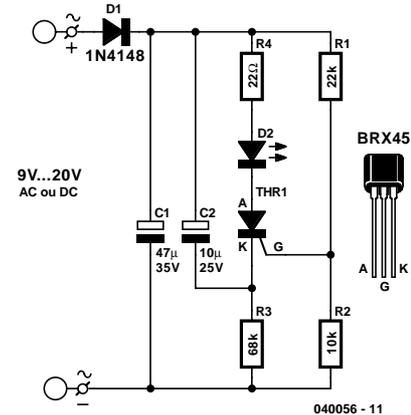
Ce clignotant LED, comportant un nombre restreint de composants, est conçu pour une tension de fonctionnement alternative de 4 à 16 V (de 6 à 24 VDC). Consommant moins de 1 mA, il peut aussi fonctionner sur pile en régime continu. Son fonctionnement comme multivibrateur astable le rend préférable au circuit intégré de temporisation 555 pour certaines applications. Le dimensionnement des éléments qui déterminent la fréquence de clignotement permet de choisir celle-ci entre 1 et 1,5 Hz. Bien que le clignotement ne dure que quelques millisecondes, le courant relativement élevé de la LED permet d'atteindre une haute luminosité. De nombreuses possibilités d'applications, tant stationnaires que mobiles, existent dans les installations de trains miniatures.

Un petit thyristor peu coûteux sert d'oscillateur. Le diviseur de tension R1/R2 maintient la tension de l'électrode de commande (gâchette G) à environ 20 % de la tension de fonctionnement. Le condensateur C2 se charge par R3. La tension de la cathode K descend d'environ 0,5 à 1 V (selon le type de thyristor) au-dessous de celle de la gâchette. Le courant passe alors dans la

gâchette et amorce le thyristor.

Le condensateur C2 se décharge par le chemin cathode-anode, R4 et la LED. R4 ne sert qu'à limiter le courant de la LED à la valeur permise. Le trajet cathode-anode est de nouveau bloqué à la fin de la décharge de C2, car la valeur de la résistance R3 est si élevée que le courant de maintien – moins de 5 mA pour le BRX45 (à BRX47) – n'est pas atteint. L'éclair suivant ne se produit qu'après la recharge de C2. On peut varier le rythme de clignotement dans des limites étendues en modifiant les valeurs de R3 et/ou de C2. Il est préférable d'utiliser les types de thyristors mentionnés car ils possèdent une grande sensibilité au courant de gâchette (<0,2 mA). Chaque modèle de transformateur pour trains miniatures ou sonnettes peut servir de source de courant. Un redresseur demi-onde et un petit condensateur de filtrage suffisent pour le redressement.

Les composants peuvent être montés sur une petite carte ou sur un morceau de panneau perforé. On peut aussi raccorder le clignotant à une source de courant continu (de 5 à 24 V). La diode D1 assure dans ce cas la protection contre l'inversion de polarité.



## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 22 k $\Omega$   
R2 = 10 k $\Omega$   
R3 = 68 k $\Omega$   
R4 = 22  $\Omega$

### Condensateurs :

C1 = 47  $\mu$ F/35 V  
C2 = 10  $\mu$ F/25 V

### Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148  
D2 = LED faible courant  
THR1 = BRX45

Platine 040056-1 téléchargeable sur le site à l'adresse [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

# Alimentation 5 V directe

Il arrive que l'on veuille camoufler le mieux possible certains appareils pour éviter qu'ils ne dépendent trop un intérieur. Certains systèmes peuvent même être placés à l'intérieur même d'une prise murale. Un prolongateur de télécommande par exemple.

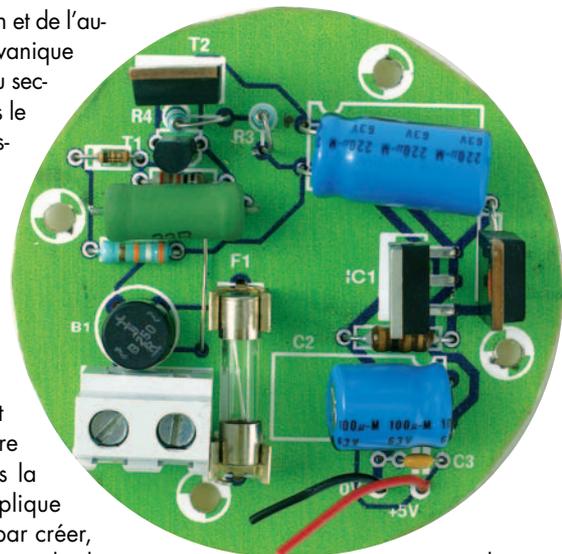
Tous ces types d'appareils requièrent une alimentation, la solution préférée étant une alimentation à partir du secteur, de sorte qu'il n'existe pas non plus de connexion externe pour l'alimentation en courant.

L'alimentation décrite ici est celle qu'il vous faut dans des conditions pareilles, à savoir une alimentation transformant la tension du secteur en une tension d'alimentation de 5 V. La platine requise a été dessinée aux dimensions d'une prise murale ronde dans laquelle elle ira se cacher.

La plupart du temps, les alimentations comportent un transformateur servant

d'une part à abaisser la tension et de l'autre à assurer une isolation galvanique entre l'appareil et la tension du secteur. Il n'est pas possible, dans le cas présent, d'utiliser de transformateur en raison de l'exiguïté de l'espace disponible.

Ceci explique que nous ayons fait appel à un régulateur abaisseur (*step-down*). L'un des inconvénients que partagent la plupart des régulateurs abaisseurs est qu'ils ne sont pas prévus (ni conçus) pour être alimentés directement depuis la tension du secteur. Ceci explique qu'il nous faille commencer par créer, comme le montre le schéma de la **figure 1**, à l'aide de quelques composants discrets, une tension d'alimentation brute de quelque 40 V, tension que nous

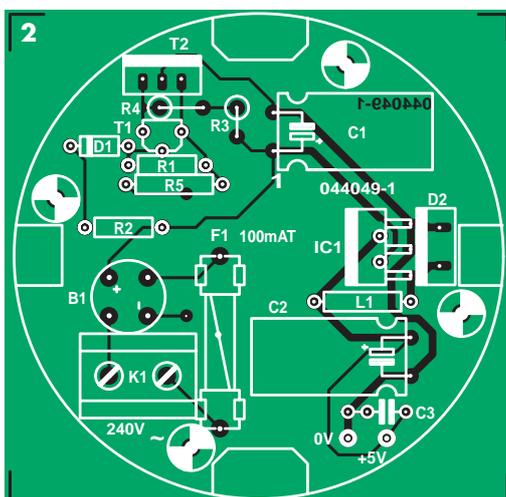
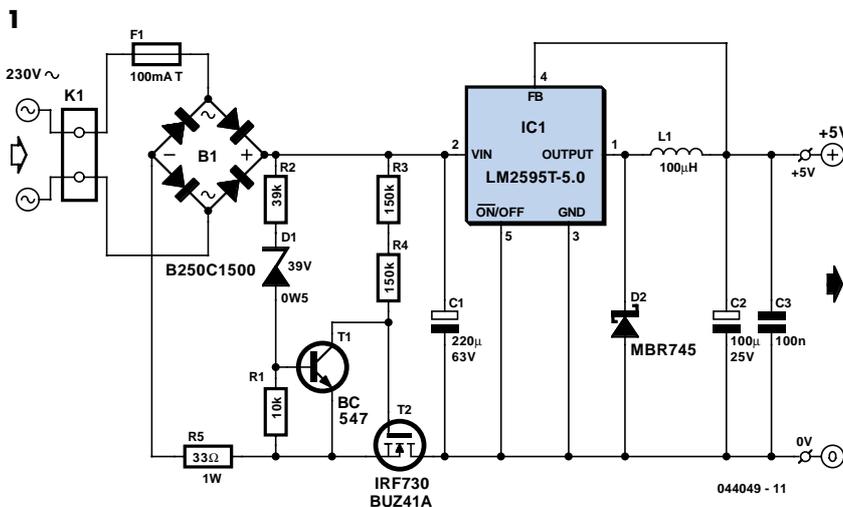


appliquons ensuite à **IC1**, le régulateur abaisseur. Ce régulateur est capable de supporter une tension d'entrée maximale de 45 V.

La tension du secteur commence par être protégée par le fusible F1 avant d'être convertie, par le pont de redressement, en une tension sinusoïdale redressée.

Le FET T2 fait ici office de commutateur, mis hors-fonction lorsque la tension dépasse 40 V. La grille de T2 est pilotée par le biais des résistances R3 et R4. Dès que la tension dépasse 40 V, le transistor T1 entre en conduction de sorte que la chute de tension entre la grille et le drain de T2 devient si faible que T2 cesse de conduire. Dans ces conditions le condensateur électrochimique C1 ne peut plus continuer à se charger de sorte que la tension maximale aux bornes de C1 ne dépasse pas de l'ordre de 40 V.

IC1 épaulé par les composants connexes



## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 10  $\Omega$   
R2 = 39 k $\Omega$   
R3, R4 = 150 k $\Omega$   
R5 = 33  $\Omega$

### Condensateurs :

C1 = 220  $\mu$ F/63 V radial  
C2 = 120  $\mu$ F/25 V radial  
C3 = 100 nF

### Semi-conducteurs :

B1 = B250C1500 rond  
D1 = diode zener 39 V/500 mW

D2 = MBR745  
IC1 = LM2595T-5.0  
T1 = BC547B  
T2 = IRF730 ou BUZ41A

### Divers :

F1 = porte-fusible avec fusible 100 mA  
K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm  
L1 = 100  $\mu$ H

La platine 044049-1 est disponible auprès de ThePCBShop. Le dessin de la platine est téléchargeable depuis notre site ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr))

convertit cette tension en une tension d'alimentation de 5 V. Le courant de sortie maximal est de 1 A. La platine (**figure 2**) dessinée à l'intention de cette alimentation l'a été de manière à, nous le disions plus haut, pouvoir prendre place dans une prise murale de forme ronde.

Notez qu'il faut commencer par mettre en place la résistance R1 et le pont de câblage, la résistance R5 étant ensuite montée de façon à « flotter » au-dessus de R1, ceci en raison du manque de place.

Hormis ce point particulier, la réalisation de la platine n'appelle pas de remarque particulière et ne devrait pas poser de problème. Il ne faut cependant pas oublier que la platine est en contact direct avec le secteur et qu'il est partant impératif de veiller à ce qu'il soit impossible d'entrer en contact avec l'un ou l'autre des composants qu'elle comporte. Les orifices destinés à son montage se trouvent, par rapport aux pistes de cuivre, à un écartement inférieur aux 6 mm requis de

sorte qu'il faudra fixer la platine à l'aide de vis en plastique si l'on veut que soient respectées les normes de sécurité. Il faut en outre que vous disposiez, après la mise en place dans la prise murale, un capuchon en plastique par-dessus la platine pour éviter qu'il ne soit possible d'entrer en contact avec elle dès l'ouverture du couvercle de la prise murale. On ne fait jamais suffisamment attention avec la tension du secteur !

# Amplificateur à gain programmable

Gregor Kleine Ing. Dipl.

Le gain des amplificateurs opérationnels est normalement fixé par 2 résistances externes. Pour obtenir une amplification variable, on a recours à des multiplexeurs ajustables numériquement qui commutent les résistances déterminant le gain.

On peut remplacer ce jeu de composants par un LTC 6910 (ampli simple) ou un LTC 6911 (ampli double) de Linear Technology ([www.linear.com](http://www.linear.com)). Ces amplificateurs comportent tous les composants déterminant le gain. Les 8 valeurs sont commutées par 3 entrées numériques de commande. Chaque amplificateur est toujours inverseur et possède une entrée et une sortie rail-à-rail. L'entrée et la sortie peuvent être poussées jusqu'à quelques dizaines de mV des tensions d'alimentation. La bande passante est encore de l'ordre de 100 kHz pour un facteur d'amplification (gain) de 100.

La tension d'alimentation unipolaire du LTC 6910/6911 peut se trouver entre +2,7 V et +10,5 V. L'alimentation bipolaire peut se trouver entre  $\pm 1,4$  V et  $\pm 5,25$  V. Ce circuit intégré existe en plu-

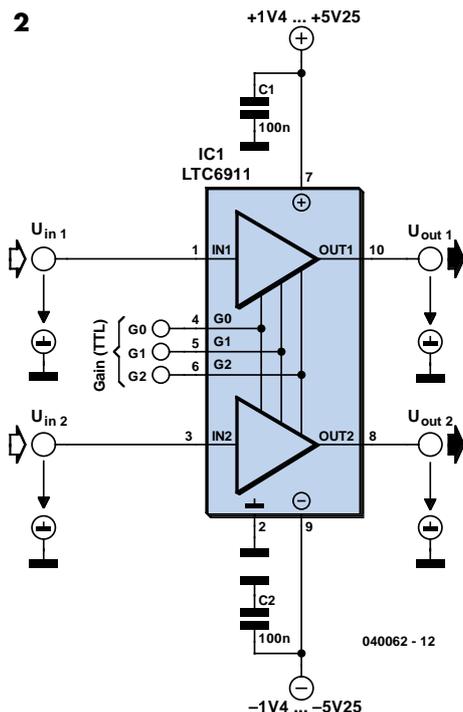
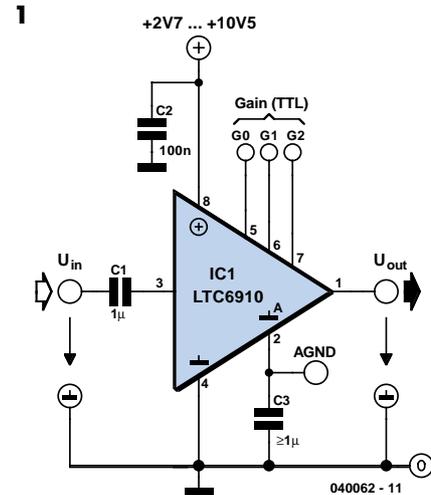
sieurs versions identifiées par -1, -2 ou -3. Le tableau indique l'amplification en fonction du positionnement numérique.

Attention ! La conception du circuit interne est telle que la résistance d'entrée de l'amplificateur peut varier entre 10 k $\Omega$  et 1 k $\Omega$  selon l'amplification. Il faut donc utiliser une source à basse résistance pour éviter d'influencer l'amplification choisie.

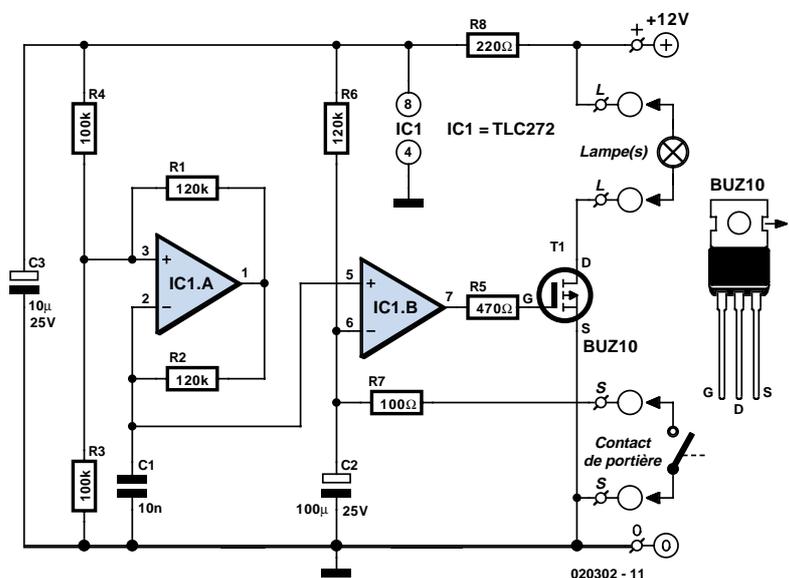
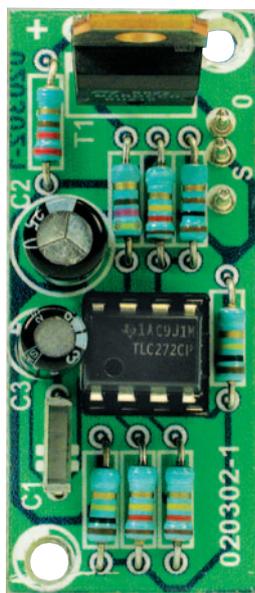
L'entrée non inverseuse de l'ampli opérationnel interne AGND (broche 2) est branchée à un diviseur de tension de 5 k $\Omega$  et se trouve entre V+ et V-. Dans le cas d'une tension d'alimentation simple (*single supply*), raccorder un condensateur de 1  $\mu$ F ou plus à cette broche (**figure 1**). AGND peut être mis directement à la masse dans le cas d'une alimentation bipolaire (**figure 2**). Attention ici aussi ! Des condensateurs de couplage sont requis à l'entrée et éventuellement à la sortie avec une alimentation simple. En effet, un couplage interne place les broches E/S à la moitié de la tension d'alimentation. Ces condensateurs déterminent alors la fréquence inférieure de coupure de l'amplificateur.

(040062-1)

G2	G1	G0	LTC6910-1	LTC6911-1	LTC6911-2	LTC6910-3
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	-1	-1	-1	-1
0	1	0	-2	-2	-2	-2
0	1	1	-5	-5	-4	-3
1	0	0	-10	-10	-8	-4
1	0	1	-20	-20	-16	-5
1	1	0	-50	-50	-32	-6
1	1	1	-100	-100		

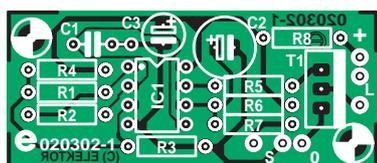


# Plafonnier futé pour voiture de luxe



## Cuno Walters

Comment mettre à la page sa voiture ? Voici une proposition en ce sens. À l'instar des amateurs de carrosseries personnalisées dans le monde des ordinateurs, de



## Liste des composants

### Résistances :

R1, R2, R6 = 120 kΩ  
R3, R4 = 100 kΩ  
R5 = 470 Ω  
R7 = 100 Ω  
R8 = 220 Ω

### Condensateurs :

C1 = 10 nF  
C2 = 100 μF/25 V  
C3 = 10 μF/25 V

### Semi-conducteurs :

T1 = BUZ10  
IC1 = TLC272CP

Platine 020302-1 disponible via  
ThePCBShop

plus en plus d'automobilistes souhaitent doter leur berline d'une « préparation » originale. Certains montent des projecteurs à longue portée, d'autres transforment l'habitacle en salle de cinéma mobile. Le circuit qui nous occupe ici n'a pas cette prétention, mais il n'en vaut pas moins le détour. Il s'agit d'une sorte de minuterie d'escalier qui prolonge l'éclairage du plafonnier. Ce n'est rien d'original en soi, beaucoup de voitures de haut de gamme en sont équipées. Mais pour trouver pareil système capable, quelque temps après la fermeture de la portière, de réaliser un fondu à l'extinction, il faut chercher beaucoup plus loin. Et pourquoi ne pas se l'offrir sur une auto moins prestigieuse ou une d'occasion ?

La fonction de gradateur s'obtient ici par un réglage en largeur d'impulsion. Pour ce faire, nous aurons besoin d'un oscillateur à onde triangulaire et d'un comparateur. Pour la génération d'un signal triangulaire, il faut en principe deux amplificateurs opérationnels, mais la précision de la forme ne nous intéresse pas tellement et un seul nous suffira, il est construit autour de IC1.A. Il s'agit d'un oscillateur à relaxation qui donne en sortie une onde carrée. Mais la tension sur son entrée « moins » est déjà presque triangulaire. Si nous la prélevons sans trop charger le circuit, nous pourrons l'utiliser sans souci. L'entrée à haute impédance de IC1.B nous en fournit l'occasion. Cet amplificateur opérationnel est branché en comparateur, il confronte le triangle à la tension

sur le contact de portière. Quand celle-ci s'ouvre, le contact est court-circuité au châssis de l'auto. La sortie du comparateur passe au niveau haut, ce qui rend T1 conducteur et l'éclairage s'allume.

À la fermeture de la portière, le plafonnier continue à éclairer à pleine puissance, du moins aussi longtemps que la tension sur C2 n'aura pas rejoint le bas de l'onde triangulaire sur l'autre entrée du comparateur (environ 5 V). Alors, le comparateur se met à commuter au rythme de la tension triangulaire (à peu près 500 Hz), tandis que la largeur d'impulsion rétrécit progressivement et que la luminosité faiblit.

R8 et C3 protègent le montage des pics parasites qui peuvent se produire lors des commutations.

Vous pouvez adapter les périodes de d'éclairage temporisé et d'extinction lente à l'aide de R6 et C2. Diminuer leurs valeurs réduit le délai. Si vous voulez changer la durée d'extinction seule, modifiez R1, elle détermine l'amplitude de la tension triangulaire sur C1. Enfin, R7 limite le courant de décharge de C2 pour lui assurer une plus longue vie.

Si c'est la durabilité de la batterie qui vous tracasse, ne vous faites aucun souci. Le montage ne consomme qu'environ 350 μA quand la lampe est éteinte, pour le double amplificateur opérationnel TLC272. Un TL082 consomme à peu près 1 mA. Il faudrait pas mal de temps pour décharger une batterie d'accumulateurs normale, sa décharge spontanée est pro-

blement plusieurs fois supérieure !  
Pour IC1, vous pouvez éventuellement utiliser un LM358, un TL072 ou un TL062. Mais alors il faut aussi que R8 passe à 47  $\Omega$  ou 100  $\Omega$ .  
Comme T1 est toujours complètement

saturé ou bloqué, il ne dégage que peu de chaleur. Pour un courant de 2 A, il n'y a guère qu'une centaine de millivolts à ses bornes, ce qui donne une dissipation de 200 mW. C'est si peu qu'il ne lui faut aucun refroidissement supplémen-

taire. Le montage reste donc très compact, vous pourriez par exemple le loger derrière le revêtement du toit.

(020302-1)

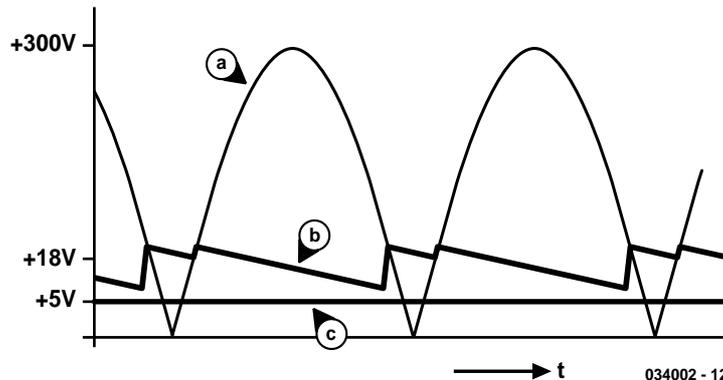
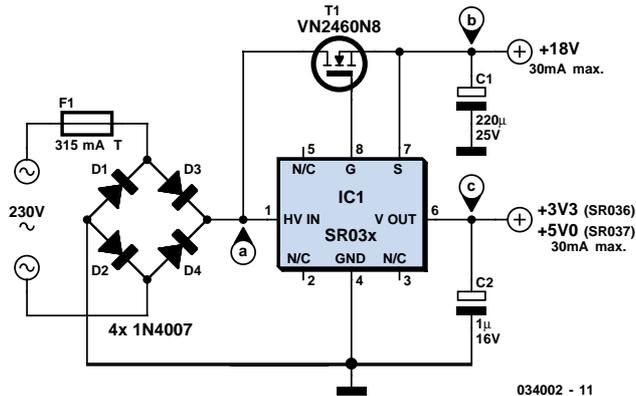
# Prise de courant +3,3/5 V

Gregor Kleine Ing. Dipl.

Des circuits électroniques alimentés directement par le secteur ? Les composants Supertex ([www.supertex.com](http://www.supertex.com)) SR036 pour +3,3 V et SR037 pour +5,0 V de tension de sortie s'en chargeront avec plaisir. Ces circuits intégrés utilisent les alternances sinusoïdales du secteur après redressement (**courbe a**). Ils comportent un comparateur qui n'ouvre le MOSFET qu'à proximité du zéro de l'alternance sinusoïdale. La tension en dents de scie aux bornes du condensateur électrolytique de 220  $\mu\text{F}$  est d'environ 18 V (**courbe b**). Cette tension non régulée est envoyée à un régulateur dans la puce qui fournit une tension de sortie de +3,3 V ou +5 V (courbe c).

Le condensateur de lissage placé normalement à la sortie du redresseur par diodes est strictement interdit ici : ce circuit « vit » en effet de l'amplitude sinusoïdale non lissée.

**PRUDENCE : Ces puces ne sont destinées qu'à l'alimentation de circuits à double isolement entièrement fermés, fonctionnant sans signaux externes, sans connec-**



teurs, sans câbles et sans autre liaison externe ! Toutes les parties se trouvent à la tension du sec-

teur ! Il faut en tenir compte lors de mesures sur le circuit.

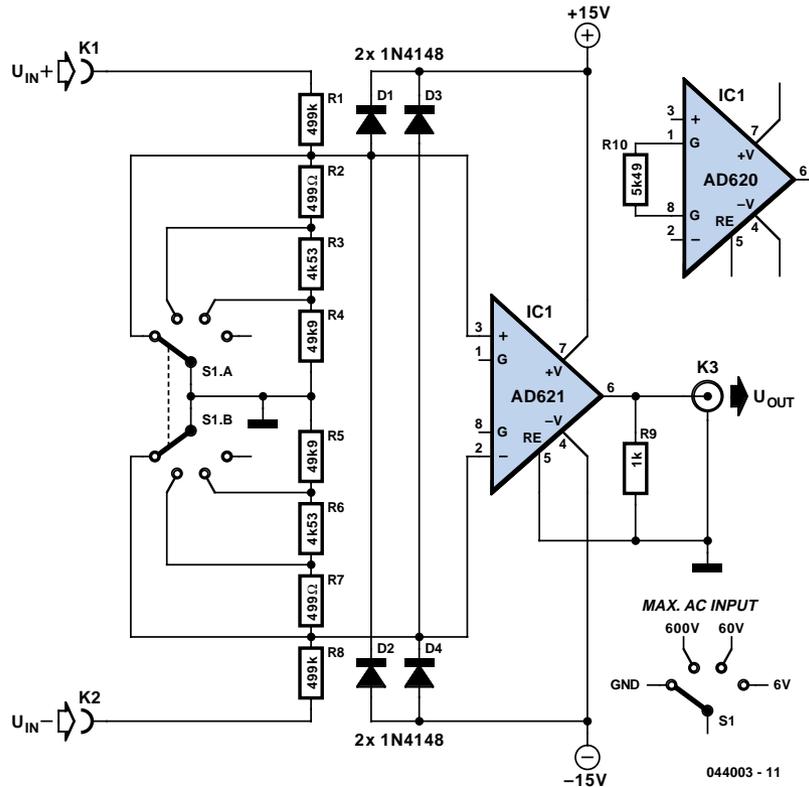


# Accessoire de mesure à entrée symétrique

Aart Rombout

Contrairement à un voltmètre ordinaire, l'une des entrées (GND) d'un oscilloscope est généralement reliée, via le cordon d'alimentation, à la terre. Il y a des situations où cela constitue un handicap. Dans les circuits qui présentent aussi une mise à la terre, d'une manière ou d'une autre, le risque existe de court-circuiter une partie de ce circuit. Le fait que le fonctionnement du montage en soit perturbé et que, du même coup, la mesure soit faussée n'est pas le plus grave. Opérer sur des installations à fort courant ou sous haute tension, comme dans les appareils à tubes, peut vraiment vous mettre en danger.

Heureusement, à ce problème, il existe une solution simple qui permet de rendre l'entrée de l'oscilloscope flottante par rapport à la masse. C'est le but de l'amplificateur d'instrumentation proposé ici, qui en outre peut servir d'atténuateur. Le microcircuit utilisé est un AD621 de chez Analog Devices, qui amplifie 10 fois mais dont le gain total peut se régler en trois gammes. Il est aussi doté d'une position GND pour vous permettre de vérifier si l'oscilloscope est bien calibré sur zéro. Dans toutes les positions, la tension maximale à l'entrée ne peut jamais excéder 600 V alternatif. Assurez-vous aussi que R1 et R8 sont capables de supporter cette tension. On peut, par exemple, prendre deux résistances en série, capables de tenir 300 V, elles sont plus faciles à trou-



ver. Mais leur tolérance ne doit pas dépasser 1 %, pour ne pas détériorer la précision d'ensemble.

Autres caractéristiques techniques : pour un gain de 10, le RRMCM atteint 110 dB et la bande passante 800 kHz. Si vous ne trouvez pas un AD62, un AD620 est aussi un choix intéressant, mais alors la bande passante sera réduite à 120 kHz.

Le montage peut s'insérer dans un boîtier métallique avec alimentation secteur, mais deux piles de 9 V feront très bien l'affaire. La consommation n'atteint que quelques milliampères et vous pouvez pousser R9 à 10 kΩ pour la réduire encore un peu.

(044003-1)

# 555 éternel

Cela vous a peut-être échappé, mais le circuit intégré temporisateur 555 existe déjà depuis plus de 3 décennies. À l'origine, c'est Signetics qui l'a mis sur le marché. Au cours des 3 mois qui ont suivi sa mise sur le marché (en 1972), il s'en est vendu plus d'un demi-million. Ce succès ne s'est d'ailleurs pas démenti, vu que depuis lors, le 555 est, année après année, resté le circuit intégré se vendant le mieux ! Il est évident, de nos jours, d'utiliser la version CMOS de ce composant, vu sa consommation d'énergie sensiblement moindre. Si vous voulez en savoir plus sur le 555, l'une des meilleures adresses est : [www.schematica.com/555\\_Timer\\_design/555.htm](http://www.schematica.com/555_Timer_design/555.htm). On trouve également à cet endroit un programme à télécharger qui permet de calculer la valeur à donner aux composants définissant la constante RC.

The screenshot shows a software application window titled "Astable. Duty Cycle > 50%". The main area displays a circuit diagram of a 555 timer in astable mode. The timer is connected to a Vcc supply. Resistor R1 (7.214K) is connected between Vcc and pin 7. Resistor R2 (3.607K) is connected between pin 7 and pin 6. Pin 6 is also connected to pin 5. A capacitor C1 (100nF) is connected between pin 5 and ground. A capacitor C2 (10nF) is connected between pin 1 and ground. The output of the timer is labeled V<sub>o</sub>.

On the right side of the window, there is a control panel with the following elements:

- Enter:** Frequency input field set to 1000 Hz, Duty Cycle input field set to 75%.
- Calculate:** A button to perform the calculation.
- Adjust:** Radio buttons for "C1" (selected) and "Timer", along with up and down arrow buttons.
- Vout:** A waveform display showing a square wave with a high time (t<sub>H</sub>) of 750.0us and a low time (t<sub>L</sub>) of 250.0us.

Ce programme connaît tant le mode astable que le mode monostable. Les boutons *adjust* permettent de choisir entre un 555 simple ou sa version double, un 556

donc. Si l'on donne une autre valeur à C1, celle des résistances varie elle aussi automatiquement.



# Xport

La Gameboy Advance (GBA) est, à l'origine, dotée de sa propre alimentation, processeur, clavier et un affichage LCD du plus bel effet. De plus, le bus-système est accessible de l'extérieur. À tout prendre, une bonne base pour réaliser son propre système enfoui (*embedded*).

Dans le numéro d'octobre 2000 nous avons décrit une carte d'extension destinée à la Gameboy : elle permettait d'en faire un oscilloscope numérique. L'arrivée sur le marché de Xport de Charmed Labs le développement d'un système enfoui à base de GBA est devenu beaucoup plus facile.

Xport est un système de développement complet : la carte d'extension proposée est en effet accompagnée de l'environnement logiciel nécessaire.

Le coeur du matériel de cette carte d'extension est un circuit FPGA de Xilinx. Selon la version concernée il s'agit d'un FPGA de 50 ou de 150 Kportes. Il est possible, à l'aide de l'environnement de développement de Xilinx, de programmer son propre projet dans le FPGA.

Outre le FPGA, le circuit comporte également une mémoire Flash de 4 Moctets. Cette mémoire comprend tant le programme requis par le GBA que la configuration pour le FPGA. Un FPGA perd sa configuration dès la disparition de la tension d'alimentation. Lors de la mise sous tension il faut « recharger » la configura-

tion requise dans le FPGA. Ceci se fait automatiquement grâce à un circuit CPLD présent sur la carte d'extension.

À noter en outre que 2 variantes de Xport sont dotées de 16 Moctets de SDRAM. Cette mémoire est à la disposition tant du processeur que du FPGA.

Le système met à disposition, pour la communication avec le monde extérieur, pas moins de 64 signaux d'E/S, ceci compte non tenu de l'embase de programmation et de débogage !

Comme nous le disions plus haut, le système ne se limite pas uniquement à du matériel. Le logiciel qui l'accompagne,

qui tourne sur PC, comporte un compilateur C (GCC) y compris les bibliothèques (*libraries*), débogueur et applications de programmation.

En plus de tout cela, il vous est fourni un système d'exploitation (eCos) accompagné du bootloader correspondant. Et, comme avec tout kit de développement qui se respecte, il est également fourni divers exemples de sorte que l'on aura vite fait de se faire la main sur l'Xport.

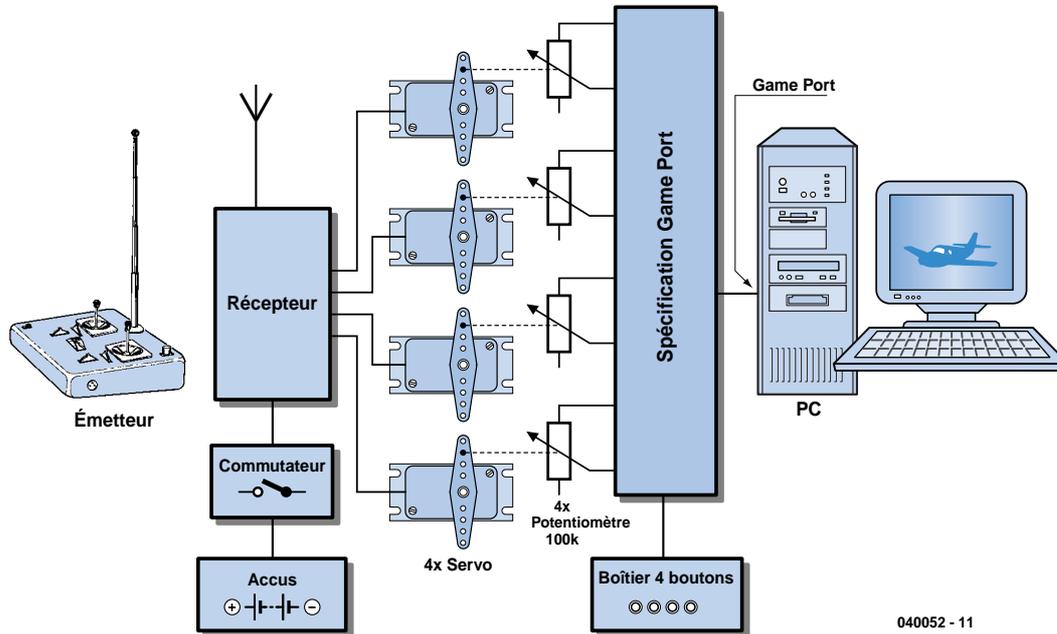
(040153-1)

## Internet :

[www.charmedlabs.com](http://www.charmedlabs.com)



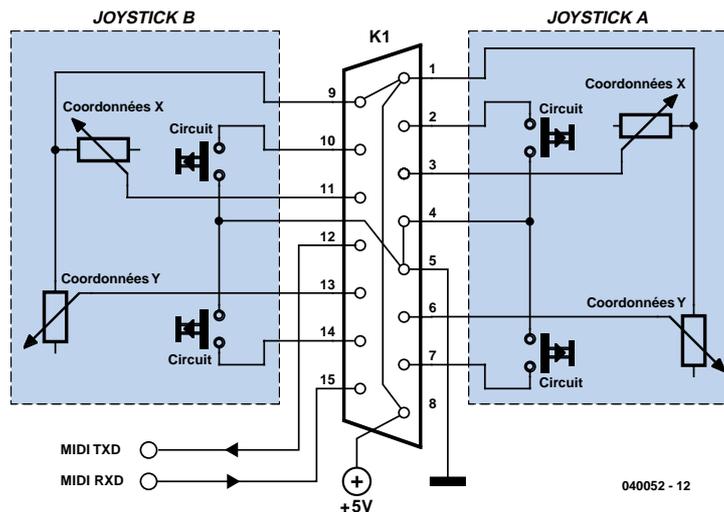
# Commande de simulateur de vol



## Udo Burret

Le vol sur simulateur, c'est bien ; avec sa propre radiocommande, c'est encore mieux. Mais la connecter à son PC, voilà une autre paire de manches ! En octobre 1998, nous avons déjà publié une interface de télécommande, celle que nous proposons aujourd'hui se contente de quatre vieux servos, d'un récepteur et de quatre potentiomètres.

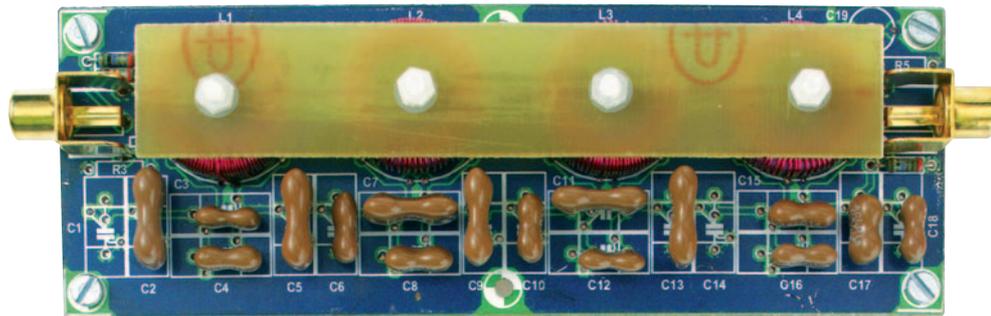
On a parfois en réserve de vieux servo-mécanismes inutilisés mais en ordre de marche, aptes à cet usage. Les servos et les potentiomètres de 100 k $\Omega$  se montent dans un petit boîtier que l'on relie à l'aide de barrettes de raccordement. Ce ne devrait causer aucune difficulté à un vrai maquettiste. On y trouve aussi les accumulateurs avec interrupteur de marche, le module récepteur ainsi que la prise pour



le port de jeu du PC et éventuellement un bouton de tir. La figure indique le câblage de chaque prise et des potentiomètres. On peut déjà débrancher le fer à souder

et passer à la configuration des potentiomètres sur le PC dans le Panneau de Configuration - Contrôleurs de jeu.

# Filtre elliptique passif du 9<sup>ème</sup> ordre



Il existe plusieurs approches pour réaliser des filtres à pente raide, par la prise en série, par exemple, de sections actives du 2<sup>ème</sup> et 5<sup>ème</sup> ordre et de recalculer l'ensemble pour un ordre plus élevé. Il est également possible d'envisager une approche passive, mais là, dans la pratique, les choses se compliquent sensiblement. En effet, inévitablement on se trouve dans l'obligation d'utiliser des selfs (bobines) dont les valeurs diffèrent de celles des séries standard. Cela implique qu'il faudra donc les bobiner soi-même sur un noyau choisi spécialement à cet effet.

Le filtre décrit ici a été conçu, à l'origine, pour permettre d'effectuer un certain nombre de mesures sur un amplificateur de classe T (en effet, celui que nous avons décrit dans le numéro de juin 2004 d'Elektor).

Nous utilisons, lors du développement et du test de réalisations ayant trait à l'audio, un analyseur System Two Cascade Plus de Audio Precision, une référence en la matière. La précision des mesures faites avec cet appareil diminue lorsque la présence de composantes de fréquence supérieure à 200 kHz devient trop importante. Dans le cas de notre amplificateur, cela est plus particulièrement le cas aux niveaux de signal plus faibles.

Nous avons immédiatement choisi d'utiliser les gros moyens, en effet, un filtre ellip-

tique du 9<sup>ème</sup> ordre. Nous nous sommes aidés, lors de la conception de ce filtre, des tableaux normalisés. Cela a donné, finalement, un filtre à impédances de terminaison égales, ce qui se traduit, malheureusement, par une atténuation de 2x de la bande passante.

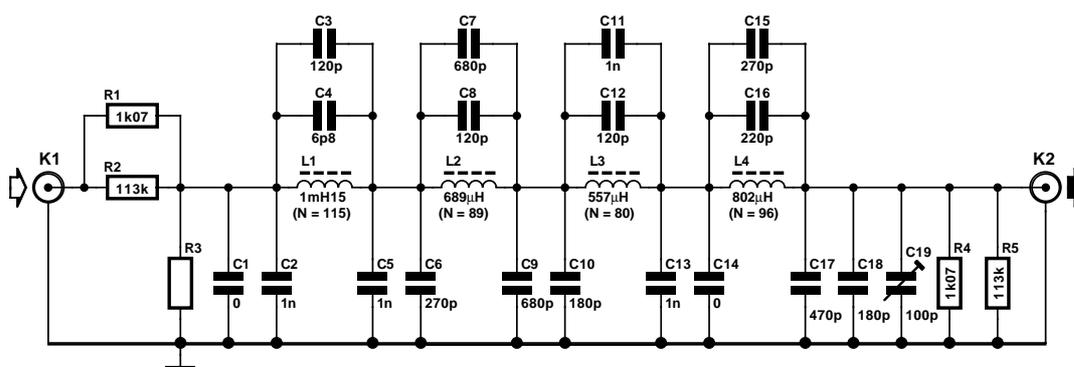
Nous avons opté, lors de la conversion vers les valeurs réelles, pour une valeur présente dans la série E12 pour C1(+C2). Nous avons supposé le choix, pour tous les condensateurs, de l'approche parallèle sachant qu'elle permet de mieux approcher les valeurs calculées. Ceci vaut également pour les résistances. Au niveau des bobines, on se trouve inévitablement confronté à des valeurs « bizarres » et que la notion mise en série ou en parallèle n'a aucun intérêt vu qu'il est impossible, pour garantir une qualité, d'utiliser des bobines standard. Il faudra donc imaginer une solution propre. Les résistances d'entrée et de sortie valent, théoriquement, 1,060 k $\Omega$ , valeur qu'il est possible d'approcher de très près en montage parallèle (1,059 96 k $\Omega$ ). La mise en circuit d'un diviseur de tension permet à R3 de supporter une tension plus élevée (attention sinon à la dissipation de R1 !). Un éventuel diviseur de tension doit par tant avoir une résistance de sortie de 1,06 k $\Omega$  (R1//R2//R3). Au niveau de la dernière section, il est tenu compte de la

capacité parasite du câble de liaison et de l'impédance d'entrée de l'analyseur. Le condensateur ajustable C19 permet de compenser la capacité connectée, la résistance R5 pouvant être supprimée lorsque l'impédance d'entrée est de l'ordre de 100 k $\Omega$ . Il apparaît qu'une tolérance de quelque 50 pF n'a que peu de conséquences sur la courbe caractéristique en amplitude dans la bande passante.

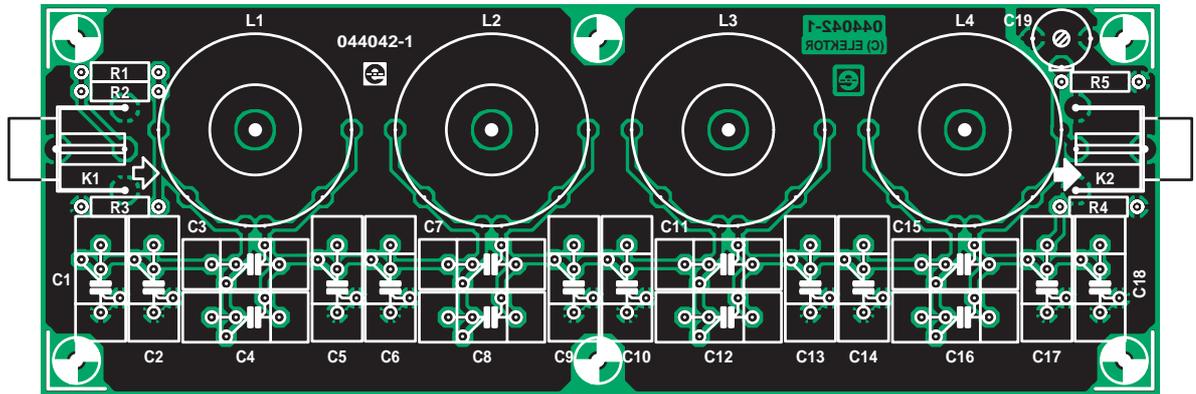
L'avantage d'un filtre elliptique par rapport à un filtre, de Tchébychev par exemple, est qu'il est possible d'obtenir une transition bande passante/bande coupée plus raide si tant est que l'on accepte une certaine atténuation, limitée il est vrai, dans la bande coupée. Nous nous contenterons de signaler que la courbe chute de plus de 60 dB de quelque 180 à 200 kHz, ce qui est relativement raide et fort honorable dans le cas d'un filtre passif ! Dans la pratique, il apparaît qu'avec ses -63 dB, la bande coupée se situe quelque peu en-dessous de la valeur théorique de 60,2 dB nous ayant servi de base de départ.

Pour la courbe de réponse en fréquence, la caractéristique A, nous avons mesuré principalement la bande coupée et l'on y voit bien le comportement caractéristique d'un filtre elliptique.

Pour la caractéristique B, nous avons « zoomé » le ronflement dans la bande



044042 - 11



## Liste des composants

### Résistances :

R1, R4 = 1 k $\Omega$ 07  
R2, R5 = 113 k $\Omega$   
R3 = ouvert \*

### Condensateurs :

C1, C14 = ouvert \*  
C2, C5, C11, C13 = 1 nF/500 V 1% mica argenté (Farnell 868-012)  
C3, C8, C12 = 120 pF/500 V 1% mica argenté (Farnell 867-901)  
C4 = 6 pF/500 V 1% mica argenté (Farnell 867-779)  
C6, C15 = 270 pF/500 V 1% mica argenté Farnell 867-949

C7, C9 = 680 pF/500 V 1% mica argenté (Farnell 867-998)  
C10, C18 = 180 pF/500 V 1% mica argenté (Farnell 867-925)  
C16 = 220 pF/500 V 1% mica argenté (Farnell 867-937)  
C17 = 470 pF/500 V 1% mica argenté (Farnell 867-974)  
C19 = ajustable 100 pF

### Selfs :

L1 = 1 mH15 115 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm sur noyau TN23/14/7-4C65 BCcomponents (Farnell 180-009)  
L2 = 689  $\mu$ H 89 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm sur noyau TN23/14/7-4C65 BCcomponents (Farnell 180-009)

L3 = 557  $\mu$ H 80 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm sur noyau TN23/14/7-4C65 BCcomponents (Farnell 180-009)  
L4 = 802  $\mu$ H 96 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm sur noyau TN23/14/7-4C65 BCcomponents (Farnell 180-009)

### Divers :

K1, K2 = embase Cinch encartable, telle que, par exemple, T-709G (Monacor)

La platine 044042-1 est disponible auprès de ThePCBShop  
Le dessin de platine est également téléchargeable depuis notre site ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr))

\* cf. texte

passante, et y avons en outre ajouté la phase du filtre (échelle droite). À 20 kHz, l'amplitude n'est atténuée que de 0,1 dB, le déphasage ne dépassant pas  $-30^\circ$ . À quelque 46 kHz, on trouve le premier creux de  $-0,263$  dB seulement et l'atténuation n'est que de 0,276 dB à 100 kHz. Au-delà de cette fréquence, le comportement non idéal des composants devient sensible et la courbe chute un peu plus tôt que prévu, le comportement typiquement elliptique n'en restant pas moins, à 180 kHz, parfaitement visible cependant. Nous avons constaté que ce filtre pouvait également fort bien servir à filtrer le signal MLI (**M**odulation en **L**argeur d'**I**mpulsion = PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais) et analyser l'amplitude BF. Le seul inconvénient du filtre est une distorsion croissante à 20 kHz (pour un signal d'entrée de 0,5 V et plus) de sorte que l'on ne peut procéder à de bonnes mesures de DHT+B (THD+N) qu'à 1 kHz. Ceci est clairement illustré par la courbe C. À 1 W dans 8  $\Omega$ , (2,828 V), la distorsion à 1 kHz est inférieure à 0,001%, mais à 20 kHz, cette distorsion est déjà 20 fois plus importante. Lors de cette mesure, le signal d'entrée maximal a été de 13,33 V (le maximum que puisse fournir le générateur de l'analyseur audio). Si les expérimentations et le bobinage des selfs font partie de vos passe-temps favo-

ris, nous avons pensé à vous et vous proposons un dessin de platine. Le noyau des bobines utilisé, numéro de nomenclature TN23/14/7-4C65, se caractérise par une perméabilité faible, de manière à se trouver moins rapidement confronté à de la saturation et aux caractéristiques du matériau. Cette approche requiert la mise en place d'un nombre de spires plus important, mais il devient également plus facile de dimensionner avec précision la valeur de la bobine. Un noyau de plus grande taille aurait peut-être fourni une distorsion moindre, mais aurait constitué un obstacle plus grand à l'obtention de la précision souhaitée. Nous avons opté pour des noyaux toriques pour éliminer tout risque d'intercouplage, ce qui nous a bien réussi, comme le montre la courbe A. Pour le bobinage des noyaux, la solution la plus facile consiste à calculer la longueur de fil nécessaire et d'y ajouter une bonne dizaine de centimètres. Le bobinage devra être serré pour éviter que le fil de la seconde couche ne puisse se glisser entre 2 spires de la première couche. Ceci vaut pour l'intérieur des noyaux toriques. En cas d'utilisation de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm, il est facile de passer, sur l'extérieur du tore, entre les spires de la première couche. Nous avons dessiné la platine de manière à pouvoir placer les connexions en diffé-

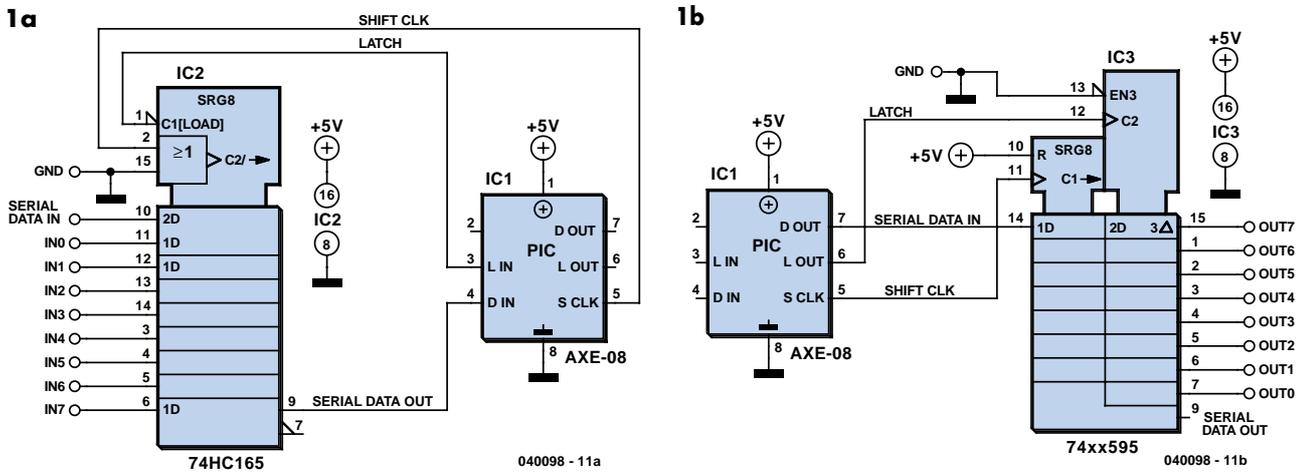
rents endroits (3 sur un quart de cercle). Les condensateurs utilisés sont des mica argentés d'une tolérance de 1%. Dans ces conditions, mêmes les crêtes les plus extrêmes ne présentent pas de danger. Nous avons également prévu la possibilité d'utiliser des condensateurs Styroflex 1% de Siemens (dont la production a cessé) que nous avons souvent utilisés par le passé et dont le format reste utilisé par d'autres fabricants.

(044042-1)

## Valeurs théoriques des composants

R1//R2 = 1,060 k $\Omega$   
R4//R5 = 1,060 k $\Omega$   
C1+C2 = 1,000 nF  
C3+C4 = 128,0 pF  
C5+C6 = 1,277 nF  
C7+C8 = 809,0 nF  
C9+C10 = 860,4 nF  
C11+C12 = 1,125 nF  
C13+C14 = 996,8 pF  
C15+C16 = 492,7 nF  
C17+C18+C19 = 742,4 pF  
L1 = 1,148 mH  
L2 = 693,3  $\mu$ H  
L3 = 556,4  $\mu$ H  
L4 = 809,6  $\mu$ H

# Ports supplémentaires pour PICAXE-08



## David Lincoln

L'introduction du PICAXE-08 a suscité un grand intérêt auprès des étudiants et des bricoleurs. La programmation de ce processeur à bas prix est si simple qu'elle est à la portée de tous. Il y a toutefois un problème : le nombre d'E/S se borne à 5 broches. Bien que cela suffise souvent, un nombre plus élevé de broches E/S s'avérerait parfois très utile. On peut recourir au PICAXE-18 ou au PICAXE-28 dont le nombre de broches est plus élevé, mais on perd alors l'avantage d'utiliser une puce petite et pas chère.

Une solution simple est heureusement disponible : étendre le nombre de ports E/S par multiples de 8 en utilisant les registres à décalage 74xx165 et 74xx595.

Le 74xx165 de la **figure 1a** sert à étendre le nombre d'entrées à 8. Le PICAXE doit sacrifier 3 ports : 1 pour les données série, 1 pour cadencer le registre à décalage et 1 pour y verrouiller les données. Le port d'entrée série du 74xx165 permet de raccorder plusieurs « 165 » en cascade pour augmenter encore le nombre d'entrées.

Le **listage 1** indique comment programmer 8 lignes d'entrée du PICAXE-08 à partir d'un seul 74xx165.

Le 74xx595 de la **figure 1b** sert à étendre le nombre de sorties à 8. Le PICAXE doit encore une fois sacrifier 3 ports : 1 pour les données série, 1 pour cadencer le registre à décalage et 1 pour verrouiller les données. Le port de sortie série du 74xx595 permet, comme celui du 74xx165, de raccorder

### Listage 1.

```
Symbol latchin = 4
Symbol datain = pin3
Symbol clk = 2
```

#### Main:

```
High latchin
```

#### Loop:

```
Gosub bytein 'Read a byte into b1
Goto loop 'Loop forever
```

#### Bytein: 'Reads a byte of data into b1

```
Pulsout latchin, 1 'Latch the input register
Let b1 = 0 'Initialise data to zero
For b0 = 0 to 7 'Count to 8
Let b1 = b1 * 2 'Shift left
If datain = 0 then nobit 'Test for a data bit
Let b1 = b1 + 1
```

#### Nobit:

```
Pulsout clk, 1 'Clock the shift register
Next b0
return
```

### Listage 2

```
Symbol dataout = 0
Symbol clk = 2
Symbol latchout = 1
```

#### Main:

```
For b3 = 0 to 255 'Output the numbers 0 thru 255
Let b2 = b3
Gosub byteout
Next b3
Goto main 'Loop forever
```

#### Byteout: 'Output the byte in b2 - b2 is destroyed in the process

```
For b0 = 0 to 7 'Count to 8
Let b1 = b2 & 1 'Mask off low order bit
If b1 = 1 then outhi 'Test for output bit
Low dataout 'Set output bit to zero
Goto clockout
```

#### Outhi:

plusieurs « 595 » en cascade pour augmenter encore le nombre de sorties.

Le code du **listage 2** permet d'effectuer la sortie de 8 bits du PICAXE-08 dans un seul 74xx595.

La **figure 2** indique comment étendre à la fois le nombre de ports d'entrée et de sortie en combinant les circuits des figures 1a et b. Seules 5 lignes de ports du PICAXE sont requises, car la ligne d'horloge peut être commune aux registres à décalage d'entrée et de sortie.

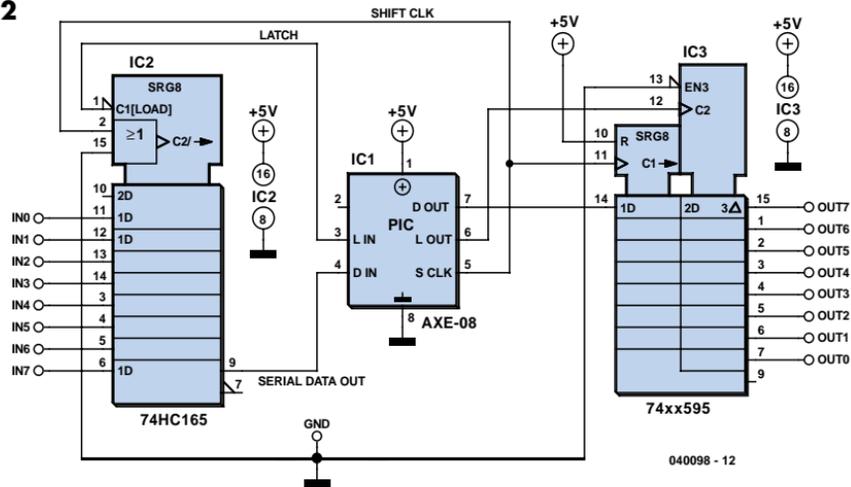
Le compilateur du PICAXE-08, qui se nomme « Programming Editor », peut être téléchargé gratuitement à partir de [www.picaxe.co.uk](http://www.picaxe.co.uk). Le site [www.rev-ed.co.uk](http://www.rev-ed.co.uk) contient des informations supplémentaires sur la famille PICAXE-8 et une description du câble série à 3 conducteurs servant à programmer ces puces à partir d'un port série d'un PC.

(040098-1)

```

High dataout          'Set output bit to one
Clockout:
Pulsout clk, 1        'Clock the shift register
Let b2 = b2 / 2       'Shift right
Next b0
Pulsout latchout, 1   'Latch the output register
return
    
```

**2**



040098 - 12

# Préampli VHF HF à une puce

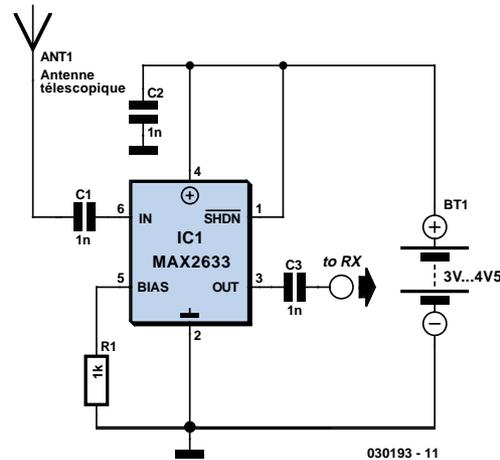
## D. Prabakaran

Cet amplificateur RF très performant couvre l'intégralité de la bande VHF de radiodiffusion et PMR (100-175 MHz). Il peut être réalisé sans aucun équipement de test particulier. La configuration « grille reliée à la masse » est intrinsèquement stable sans aucune neutralisation à condition de faire appel aux techniques appropriées pour la disposition sur la carte. Les caractéristiques de l'amplificateur sont loin d'être mauvaises. Le facteur de bruit n'atteint pas 2 dB et le gain dépasse 13 dB. Ces valeurs du facteur de bruit et du gain permettront aux autoradios ou aux récepteurs domestiques « d'attraper » les stations basse puissance locales ou d'un environnement campus, et les stations amateur VHF éloignées de la bande des 2 mètres. L'effet de seuil des récepteurs FM fait brusquement disparaître les signaux. Si votre station favorite joue à cache-cache pendant que vous conduisez, cet amplificateur peut améliorer radicalement les choses.

Le MAX2633 est un amplificateur basse tension faible souffle pour les fréquences VHF à SHF. Il a besoin d'une seule ali-

mentation de +2,7 V à +5,5 V et son gain est pratiquement plat jusqu'à 900 MHz. Le facteur de bruit et le courant d'alimentation sont faibles. Idéal pour la réception, la séparation et l'émission RF. Le MAX2633 possède une polarisation interne et l'utilisateur peut choisir le courant d'alimentation, ajustable à l'aide d'une seule résistance externe (ici R1). Le circuit ne consomme que 3 mA.

Hormis la résistance de polarisation, les seuls composants externes de la famille d'amplificateurs RF MAX2630 sont les



condensateurs de couplage C1 et C3 ainsi que le condensateur de découplage C2 de  $V_{CC}$ . La valeur des condensateurs de couplage doit être assez élevée pour que leur contribution réactive à la fréquence de fonctionnement la plus basse d'un système 50  $\Omega$  soit négligeable. L'équation suivante permet d'en calculer la valeur minimale :

$$C_c = 53\,000 / f_{low} \quad [\text{pF}]$$

Pour plus d'informations :  
[www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).

# Source de courant constant low drop

## pour LED superlumineuses

Olaf König

Les LED superlumineuses jouissent d'un intérêt croissant comme source d'éclairage et signal d'alarme. Les LED en général ont besoin d'un courant constant pour rayonner avec une intensité constante. Il est d'usage d'utiliser une résistance série, mais il faut trouver mieux pour éliminer l'influence sur la luminosité de la caractéristique tension/courant non linéaire, du comportement NTC de la LED et des fluctuations de la tension de fonctionnement ! Le circuit présenté ici est une source de courant constant à faible chute de tension pour LED superluminescentes. Il offre une option de clignotement pour phares, feux arrière, colliers clignotants pour chiens, guirlandes lumineuses, alarmes factices pour voitures, etc. Il fournit un courant constant de 20 mA entre 4,5 et 30 V ou 50 mA entre 4,5 et 12 V. La perte de tension du circuit n'est que de 0,6 V. Les LED disposent donc de presque toute la tension de fonctionnement.

D5 engendre une tension de démarrage lorsque le circuit, mis sous tension, est éclairé. (Une LED peut engendrer un photocourant !) Pour que la source de courant constant démarre même dans l'obscurité, R4 fournit le courant de base initial à T1 et T2. De toute façon, les 2 transistors commencent à conduire.

Comme un transistor alimente le second en courant de base, le courant atteint sa valeur nominale.

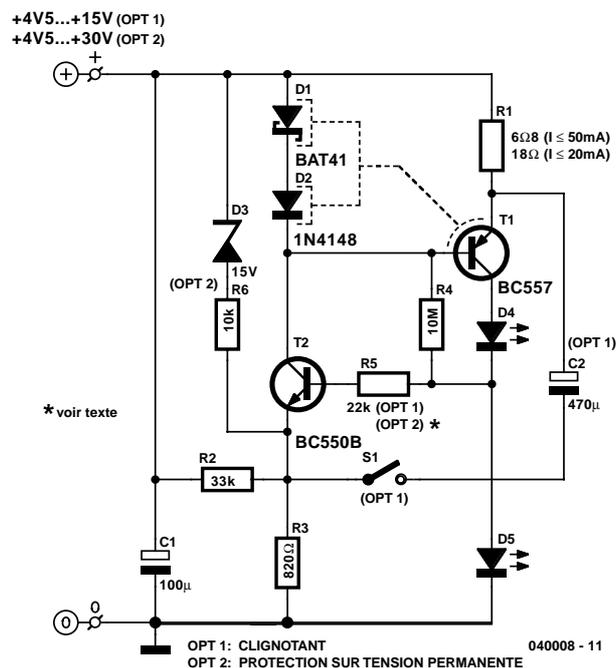
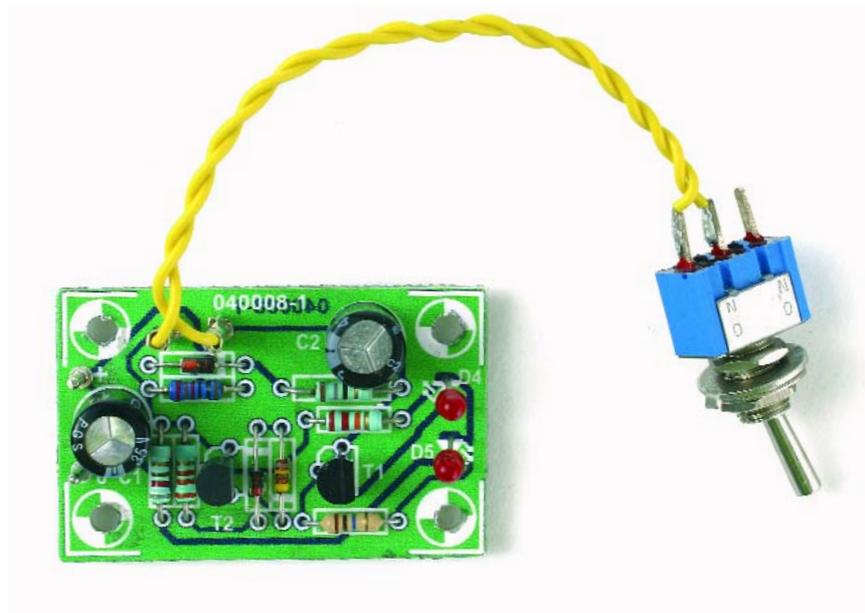
Celle-ci est stabilisée : la tension sur D5, moins la tension base-émetteur de T2, se retrouve sur R3 (R5 ne joue tout d'abord aucun rôle). Le courant passant par R3 est donc stabilisé. Le courant constant passe essentiellement de T2 à D1 et D2 et accessoirement par la base de T1. Ce courant constant améliore aussi la stabilité de la tension sur D1 et D2. Cette tension, moins la tension base-émetteur de T1, se retrouve sur R1 et engendre un courant constant par T1 et D5 (et éventuellement D4). Et la boucle est bouclée. Il s'agit en résumé de 2 sources de courant constant qui se stabilisent mutuellement. Et voilà pour la théorie.

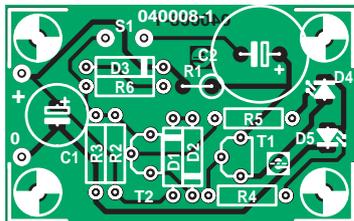
R2 gère toute augmentation de tension sur R3. Une décroissance du courant propor-

tionnelle à la tension de fonctionnement exerce une stabilisation supplémentaire. R2 est même choisie pour diminuer légèrement le courant lorsque la tension de la pile augmente. Cela provoque la saturation maximale de T1 en cas de sous-tension. D2 compense les variations de la tension base-émetteur de T1, tandis que la diode Schottky D1 assure la « modeste » chute de tension sur R1. D1 et D2 sont couplées thermiquement à T1. Le courant diminue donc avec l'élévation de température au lieu d'augmenter. La

LED D4 sert à empêcher T2 d'atteindre la saturation quand la tension d'alimentation baisse. Cela retranche encore environ 0,2 V. La pile est donc vidée sans pitié de son jus dès qu'elle montre un signe de faiblesse. C'est la vie...

Attention ! Les accumulateurs ne devraient jamais être déchargés complètement ! Inclure la protection contre les surtensions lorsque le circuit est utilisé pour des essais ou avec des chaînes de LED. D3 devient conductrice lors d'une surtension et dérive le courant de T2 (en principe le rôle de





R2). Le courant est fortement limité à partir de 15 V. On évite en particulier que T1 chauffe trop en le maintenant à 50 mA. La limite supérieure de surtension est alors presque entièrement déterminée par les limites  $U_{CE}$  des 2 transistors.

Le raccordement en série de la chaîne de LED à la tension d'alimentation évite d'avoir à modifier le circuit. Il faut toutefois garder au moins D5 dans le circuit.

R5 et C2 font partie du circuit clignotant. R5 et le condensateur électrolytique C1 lissent les pointes de tension élevées et les oscillations HF du mode clignotant. Le circuit est couplé sur lui-même à basse impédance par C2. Les impulsions résultantes sont assez longues pour être bien visibles et assez courtes pour ne pas absorber trop d'énergie. Le rapport cyclique n'est que de 10 %. Il augmente en fait jusqu'à 50 % lorsque la tension de base n'atteint pas 5 V (2 LED incluses), alors que le courant baisse. Les pauses tendent vers zéro sous 4,6 V, juste avant que le circuit « se plante ». Les impulsions à 10 % atteignent

## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 6,8 Ω ou 18 Ω  
 R2 = 33 kΩ  
 R3 = 820 Ω  
 R4 = 10 MΩ  
 R5 = 22 kΩ ou 0 Ω  
 R6 = 10 kΩ

### Condensateurs :

C1 = 100 μF/40 V radial

C2 = 470 μF/40 V radial

### Semi-conducteurs :

D1, D2 = BAT41 ou autre diode Schottky à  $I_F > 80$  mA  
 D3 = diode zener 15V1/500 mW  
 D4, D5 = LED \*  
 T1 = BC557B  
 T2 = BC550B

### Divers :

S1 = interrupteur unipolaire \*

Platine (040008-1) dessin téléchargeable depuis notre site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

100 mA, le courant impulsif admissible des LED 50 mA. Leurs flancs sont si abrupts que 2 clignotants raccordés à la même tension d'alimentation fonctionnent en synchronisme s'ils ne sont pas découplés correctement. Les fluctuations de tension aux bornes de C2 sont si faibles (0,6 V) que l'énergie perdue est négligeable.

Nous avons réalisé une petite carte pour la source de courant constant. Le montage est trop simple pour mériter des commentaires. Les diodes D1 et D2 sont placées au voisinage immédiat de T1, et donc suffisamment couplées thermiquement. R1 vaut 6,8 Ω pour un courant constant maximum de 50 mA et 18 Ω pour 20 mA. Il est tout à fait possible d'augmenter encore la valeur de R1 pour réduire le courant constant jusqu'à la valeur désirée.

L'amplification de courant de T1 devrait atteindre 140 – sinon, réduire R3 à 680 Ω. Le courant dérivé par les diodes D1 et D2 devrait être au moins le triple

du courant de base de T1. N'oublions pas le courant de base normal de T2.  $I_{R3}$  est donc égal à  $4 \cdot I_{BT1}$  ( $I_{R2}$  peut être négligé). Comme D5 détermine la tension de R3, on obtient la formule :

$$R3 \leq B_{T1} \cdot [(U_{D4} - 0,65 \text{ V}) / (4 \cdot I_{const})]$$

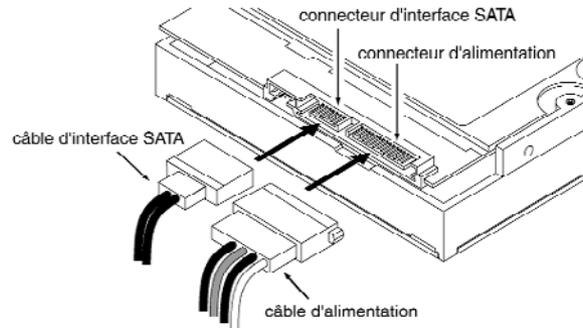
F

$U_{R1}$  ne doit pas dépasser 340 mV. L'ajustement du courant constant a été facilité par l'utilisation d'une diode D2 ayant d'autres valeurs de tolérance. Dans les cas rebelles où les valeurs du courant sont trop élevées (ou pour se simplifier la vie : pas de mesures, d'ajustements et qui sait quoi encore), monter simplement 2 1N4148 en parallèle pour positionner le point de travail un peu plus bas sur la caractéristique.

Encore un petit conseil pour éviter tout dommage aux yeux (plus précisément à la rétine) : ne jamais fixer une LED superluminescente, particulièrement dans l'obscurité !

# SATA

La nouvelle norme pour connecter les disques durs et lecteurs DVD s'appelle SATA. Vous l'aurez peut-être déjà remarqué, les nouveaux PC ne contiennent plus de nappes de câbles à 40 ou 80 conducteurs. C'est aujourd'hui une fine nappe de 7 fils qui relie le disque dur. Le connecteur d'alimentation a également évolué. De 4 broches, il est passé à 15 sur les disques SATA. On le voit bien sur l'illustration. Le gros connecteur sert à l'alimentation et le petit au transfert de données. L'alimentation amène du 12 V, du 5 V, du 3,3 V et deux connections à la masse. SATA veut dire *Serial ATA*. Jusqu'à présent, ATA était la norme pour raccorder les disques durs, les lecteurs CD et DVD. Pour l'instant, le bus ATA100 avec ses 100Mo transférés par seconde était le plus largement utilisé. Quelques fabricants utilisaient toutefois l'ATA133 pour sa vitesse légèrement supérieure. L'objectif était donc bien d'accélérer notablement la vitesse, pari en apparence impossible avec des moyens simples. Pour y parvenir, la solution choisie fut d'adopter un bus sériel. De prime abord, l'option peut sembler ridicule. Comment espérer accélérer des transferts de données entre une carte mère et un disque dur en remplaçant un bus parallèle de 16 bits par un bus sériel ? Ça implique au minimum un



facteur 16 ! Ainsi, SATA tourne déjà à 1 500 MHz et offre des taux de transfert jusqu'à 150 Mo/s. On attend prochainement des versions à 3 GHz puis 6 GHz. C'est, bien sûr, un critère économique qui a poussé l'industrie à se diriger dans cette voie. Il est en effet moins cher de pousser la vitesse d'un seul canal de bonne qualité que d'essayer d'accélérer 33 canaux en même temps. Les signaux transitent par deux canaux symétriques, l'un en émission, l'autre en réception, et trois lignes de masse. L'amplitude du signal n'est plus à 5 V mais est descendue à 0,25 V. La symétrie de la connexion ainsi que la faible amplitude du signal collaborent à économiser l'énergie et offrent une plus grande fiabilité à ces vitesses. Ce que les câbles ont perdu en largeur, ils vont pou-

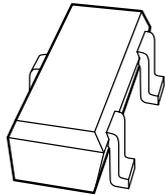
voir le récupérer en longueur. De 45 cm, on passe à 1 m maximum.

Autre amélioration de taille, chaque périphérique aura son accès privé à la carte mère au lieu de devoir le partager avec un autre, comme dans la norme ATA. Terminés les cavaliers pour décider du mode maître ou esclave. En théorie, chaque périphérique profitera aussi de la totalité de la bande passante.

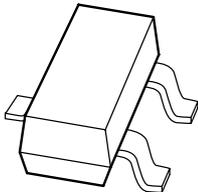
Enfin, la taille des broches du connecteur a également évolué. Il est dorénavant permis de brancher les disques à chaud, sans qu'il soit nécessaire de couper le courant. Reste à espérer que ce nouveau standard se maintienne pour les dix ans à venir.



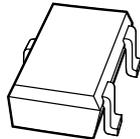
# Nouveaux boîtiers CMS



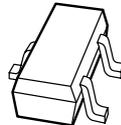
SOT346 (SC-59)  
(5,27 mm<sup>2</sup>)



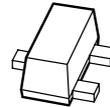
SOT23  
(4,2 mm<sup>2</sup>)



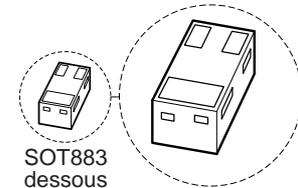
SOT323 (SC-70)  
(2,97 mm<sup>2</sup>)



SOT416 (SC-75)  
(1,62 mm<sup>2</sup>)



SOT490 (SC89)  
(1,615 mm<sup>2</sup>)



SOT883  
dessous  
(0,632 mm<sup>2</sup>)

On trouve plus souvent de nos jours des composants sous forme CMS dans les réalisations personnelles. Parfois, ils sont plus performants, parce que les pistes entre composants en sont raccourcies, l'auto-induction réduite et les propriétés en haute fréquence meilleures.

Une autre raison de choisir des CMS, c'est que parfois, les composants normaux, ceux qui doivent traverser la platine, ne

sont tout simplement plus fabriqués. Cette nouvelle exécution a entraîné l'apparition de nouvelles normes pour les boîtiers, nous vous en donnons ici une liste des modèles CMS à trois broches les plus répandus.

Faites surtout attention aux différences de mensurations des boîtiers. Vous remarquerez par exemple qu'un boîtier SOT346 est légèrement plus facile à souder qu'un

SOT490. Il est clair que le SOT883 est le plus pénible à souder, non seulement parce que c'est le plus petit, mais parce que les bornes de raccordement se situent en dessous. Vous n'arriverez pas à le fixer avec la pointe d'un fer à souder. Il faudra dans ce cas chercher votre salut dans le soudage sur une plaque chauffante de cuisinière, un fer à repasser ou encore mieux : un four pour CMS.

# Flash bleuté

## Myo Min

Ce circuit met en lumière plusieurs innovations et mérite donc à ce titre sa place dans le numéro d'été double. D'abord, il démontre comment la combinaison d'une LED bleue et d'une blanche peut fournir une imitation réaliste de la lumière d'un flash photo. Ensuite, il utilise encore ce bon vieux 555, mais dans un mode que vous n'avez probablement jamais rencontré, en alternance monostable et astable, sans pour autant réclamer trop de composants extérieurs.

À l'instant initial, C3 est vide et il entraîne la broche 3, la sortie, au +12 V, ce qui allume la LED bleue D1 à travers R3. Ensuite, C3 se charge par R2. Entre-temps, C1 s'est chargé via R1 et D3. Si la tension sur C3 atteint 8 V environ (les deux tiers de 12 V), la broche 3 du 555 tombe au niveau bas. Il en va de même pour la broche 7, ce qui allume la LED blanche, alimentée par C1. Son énergie emmagasinée s'épuise rapidement, causant une décroissance exponentielle de la luminosité, exactement comme pour un flash de photographe. Maintenant, comme la sortie du 555 est retombée au niveau bas, la tension sur C3 diminue

également. Dès que le niveau de 4 V (le tiers de 12 V) est atteint, tout le cycle recommence.

La résistance R4 limite à une valeur sûre le courant dans le 555. Vous pouvez mener vos expériences avec les dernières LED à très haute luminosité. La LED SDK à l'Al In Ga P, par exemple, jouit de la réputation d'être trois fois plus brillante qu'une LED blanche ordinaire.

On peut monter en série plusieurs LED bleues, au lieu d'une seule sur le

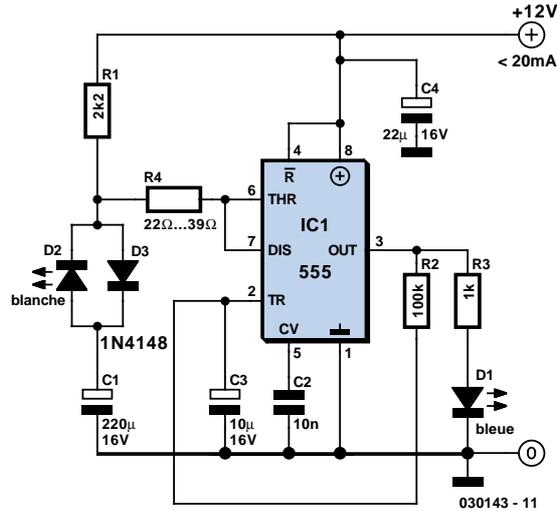


schéma. Mais ce n'est pas possible avec la blanche. Pour conserver l'effet visuel optimal, les LED bleue et blanche doivent être placées très près l'une de l'autre. Si vous installez ce flash blanc bleuté à proximité du troisième feu stop de votre voiture, vous pouvez être assuré de faire reculer les « collants » du pare-chocs arrière. Vérifier malgré tout que l'utilisation de ce dispositif n'est pas défendue dans votre pays.

# L'outil IIR

Dans le domaine numérique, des signaux analogiques peuvent subir différents traitements sans pour autant devoir utiliser un matériel spécial pour chacun d'eux, comme ce serait indispensable en analogique.

Autres avantages appréciables, le traitement numérique est nettement simplifié et on n'ajoute pas de bruit au signal lors de l'opération, sauf si c'était le but, évidemment.

Malheureusement, la conception d'un filtre numérique n'est pas simple. Il y a différentes méthodes pour programmer un tel filtre. L'un des plus efficaces est celui du type IIR (*Infinite Impulse Response*, à réponse impulsionnelle infinie).

La formule qui définit ce genre de filtre s'énonce :

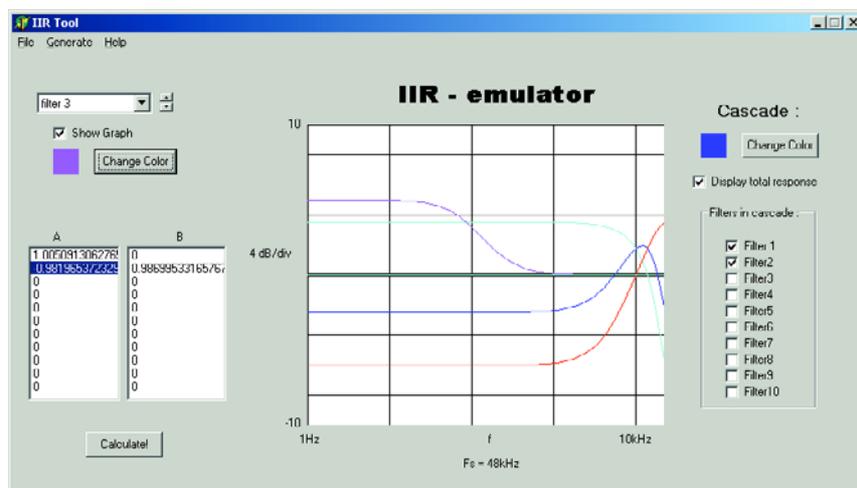
$$x[n] = a_0 \cdot y[n] + a_1 \cdot y[n-1] \dots - b_1 \cdot x[n-1] - b_2 \cdot x[n-2] \dots$$

dans laquelle  $x[n]$  représente le signal de sortie et  $y[n]$  le signal d'entrée.

Les valeurs des coefficients  $a_x$  et  $b_x$  déterminent la fonction de transfert du filtre. Calculer ces coefficients relève souvent du casse-tête pour les concepteurs. Pour les y aider, nous avons rédigé un logiciel d'assistance qui ne se contente pas de calculer les coefficients pour des filtres simples, mais aussi la caractéristique spectrale des filtres IIR dont l'utilisateur a déterminé lui-même les coefficients.

Le logiciel est mis gratuitement à votre disposition sur notre site [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr) et ne demande aucune installation (eps 044050-11). Un double clic sur le fichier IIRTool.exe suffit à lancer le programme. Avec ce logiciel, vous pouvez simuler jusqu'à dix filtres IIR. En supplément, il vous est loisible de placer en cascade plusieurs de ces filtres pour découvrir la caractéristique spectrale totale du groupement.

Dans les conditions initiales, le logiciel considère que tous les filtres sont du type passe-tout avec un retard nul. En haut, à gauche, vous voyez que le filtre 1 est



sélectionné. Les coefficients affichés à l'écran le concernent. Pour les modifier, il suffit de cliquer sur le coefficient de votre choix et d'y saisir la valeur souhaitée. Essayez donc de changer le 0 en 0,5 pour  $a_1$  (la deuxième valeur dans la colonne a). Vous verrez immédiatement la transformation de la réponse spectrale dans le graphique de droite.

En haut, à gauche, vous pouvez sélectionner un autre filtre. Essayez le filtre 2. Dans la fenêtre du dessous apparaissent maintenant les coefficients du filtre 2. Modifiez  $a_1$  en  $-0,5$ . Vous apercevrez une deuxième courbe caractéristique. Elle semble la réciproque de celle du filtre 1. Vous pouvez varier la couleur de chaque filtre à l'aide du bouton « change color », un moyen de mieux distinguer les divers graphes l'un de l'autre.

Si maintenant nous voulons connaître la caractéristique spectrale totale lorsque le signal aura traversé les deux filtres, il n'y a qu'à enclencher, à droite, sous le bouton *cascade*, les filtres 1 et 2. Un autre graphique se dessinera, le résultat de l'effet des deux filtres en cascade.

Le logiciel peut simuler des filtres, mais il peut aussi en fabriquer de trois types simples. Vous les trouverez dans le menu *generate*, il y a le basse, le médium et l'aigu.

Pour le basse et l'aigu, vous pouvez en choisir le pôle ainsi que l'atténuation ou l'amplification souhaitée. Le filtre de basse est capable d'amplifier ou d'affaiblir les fréquences inférieures à celle du pôle, le filtre d'aigu fait pareil pour les fréquences supérieures au pôle.

Voici un petit exemple pratique. On sélectionne d'abord le filtre n° 3, puis *generate*, suivi de *bass*. Dans la fenêtre qui apparaît, on donne au paramètre *frequency* la valeur 100 et pour *gain* la valeur 5. *Gain* est l'endroit où l'on choisit l'atténuation ou l'amplification exprimée en dB. Il faut encore cliquer sur le bouton OK. Le logiciel calcule alors les coefficients nécessaires. En conséquence, les coefficients du filtre 4 sont modifiés et le résultat est tracé dans le graphique. Il en va de même pour un filtre d'aigu.

Le logiciel s'occupe aussi des filtres de médium. Ce genre de filtres amplifie ou atténue les signaux autour d'une fréquence déterminée. Dans ce cas, à côté de *frequency* et *gain*, nous trouvons un troisième paramètre, à savoir le facteur Q. Il s'agit du facteur de mérite ou de qualité. Plus le facteur Q est élevé, plus le filtre travaille sur une bande étroite. En traitement audio, on trouve habituellement des facteurs Q compris entre 0,6 et 2.

# Clignotant irrégulier

Ludwig Libertin

Deux multivibrateurs de fréquence différente sont basés sur une logique NAND 4011. La LED D1 est allumée lorsque la sortie de IC1.B est positive par rapport à IC1.C. Comme les potentiels de IC1.A et IC1.D sont exactement inverses, D2 est toujours allumée quand D1 est éteinte. Et réciproquement.

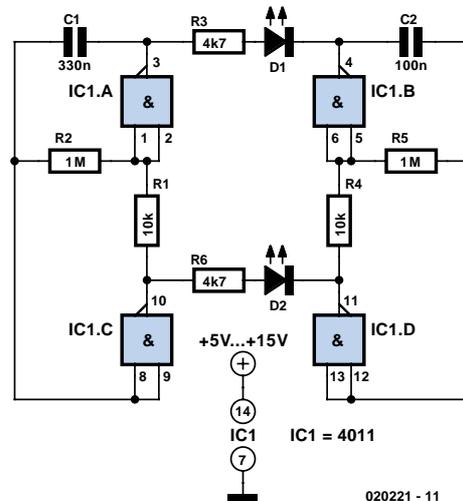
La fréquence des 2 oscillateurs est a) différente et b) dépend de R2/C1, respectivement R5/C2 selon

$$f_0 = 1/(1,4 \cdot R \cdot C)$$

Les fréquences sont égales à 2,2 Hz et 7,2 Hz selon le dimensionnement indiqué. Les LED doivent être de type à faible courant car le composant CMOS ne peut ni fournir ni absorber le courant requis par des LED « normales ». Les résistances protectrices R3 et R6 sont dimensionnées

pour une tension de fonctionnement de 12 V (dans ce cas, le circuit consomme environ 5 mA), mais le composant 4011 peut être utilisé en principe avec une tension de 5 à 15 V. Les familles HC (tension

de fonctionnement de 3 à 6 V) et HCT (5 V) fournissent un courant plus élevé. La logique quaduple de la famille HC s'appelle HC7400.



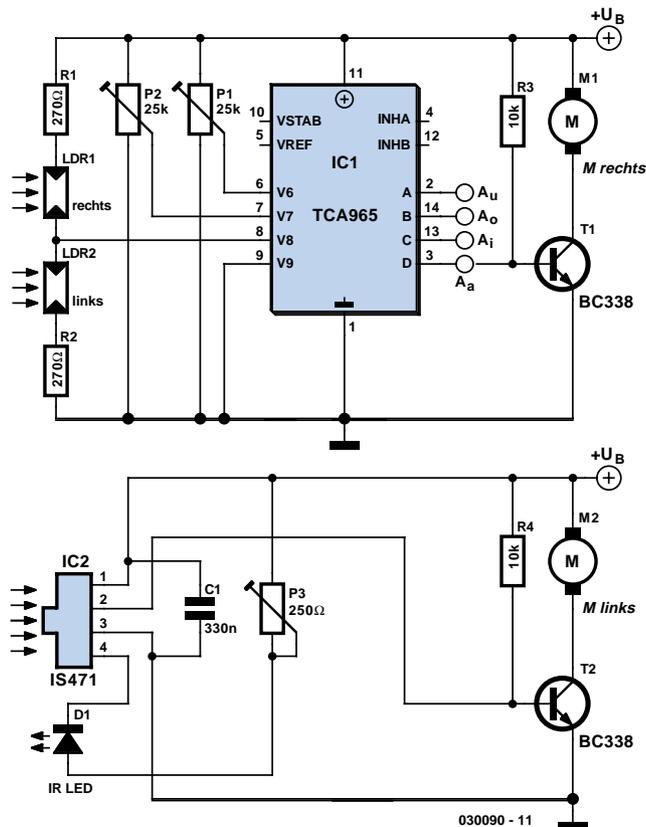
# Robot discret

Gerhard Haas

Ni microcontrôleur, ni programmeur ni PC pour ce robot peu complexe évitant les obstacles et sensible à la lumière. Le seul composant spécial du circuit est un discriminateur à fenêtre (extension d'un comparateur à fenêtre).

Les résistances R1, R2 et les photo-résistances LDR1 et LDR2 forment un diviseur de tension (R1 et R2 limitent le courant lorsque l'intensité lumineuse est élevée). La tension intermédiaire est comparée au seuil supérieur (réglage par P1) et au seuil inférieur (réglage par P2) par le discriminateur à fenêtre TCA965. Selon que la tension se trouve sous (*Under*), dans (*Inside*), sur (*Over*) ou hors de (*Anywhere else*) cette fenêtre, la sortie A<sub>U</sub>, A<sub>I</sub>, A<sub>O</sub>, A<sub>A</sub> se trouve à l'état haut, sinon à l'état bas. La sortie A<sub>A</sub> commute le transistor T1 qui actionne le moteur droit. On peut placer les photo-résistances à droite et à gauche du véhicule ou devant et derrière. Le robot, dont le moteur latéral droit est arrêté, pivote dans cette direction jusqu'à ce que l'éclairement réponde aux conditions prescrites. Le véhicule recommence à rouler droit devant lui jusqu'à ce que les conditions prescrites ne soient plus remplies. Il pivote de nouveau et ainsi de suite. Les autres sorties du discriminateur à fenêtre permettent de tester des « comportements » différents. Lorsque chaque sortie A<sub>U</sub> et A<sub>O</sub> du TCA965 est équipée d'un transistor, le robot peut se diriger vers une source lumineuse ou, si les connexions sont inversées, s'en éloigner. Le discriminateur à fenêtre actionne alors le robot selon une régulation à trois points (à gauche – droit avant – à droite). On peut aussi tenter de faire suivre au véhicule une ligne noire sur fond blanc en plaçant au-dessous un petit boîtier contenant les photo-résistances et un éclairage. Une « barrière lumineuse IR à réflexion » permettra au robot de réagir aux obstacles. Ce n'est toutefois plus aussi simple : le IS471 de Sharp, basé sur un traitement de reconnaissance élaboré, comporte une LED à lumière IR pulsée.

La sortie (broche 3) du IS471 passe à l'état bas et bloque le transistor T2 quand un obstacle est détecté. Le moteur gauche



s'arrête et le véhicule pivote autour de la roue immobilisée jusqu'à ce que l'obstacle ne se trouve plus sur son chemin. P3 permet d'ajuster la sensibilité du IS471. La portée ne dépasse pas 10 à 15 cm. Le véhicule ne doit donc pas rouler trop vite sous peine de buter contre les obstacles. Cette partie du circuit permet aussi de se livrer à des essais. Un détecteur d'obstacles à ultrasons peut être utilisé lorsque le robot est plus grand et plus rapide (ou lorsque le IS471 n'est pas disponible). Conrad, par exemple, fournit des jeux complets de pièces détachées. On peut aussi monter un palpeur mécanique au bout d'une tige flexible. Le circuit permet de donner libre cours à sa créativité : le détecteur d'obstacles peut commander par exemple un avertisseur sonore ou une lampe.

La tension d'alimentation du circuit offre une marge de fonctionnement élevée (de 4,5 à 16 V). Des moteurs plus puissants nécessitent des transistors et des batteries aux performances plus élevées. L'auteur

a raccordé 2 accumulateurs de 4,8 V en série et fait appel à des BC338 pour attaquer les micro-moteurs Lego. On peut utiliser ce qu'on a sous la main. La mécanique, tout en offrant aussi une certaine flexibilité, détermine le « comportement » et le fonctionnement. Le robot de l'auteur comporte un châssis Lego sur lequel la platine perforée du circuit est fixée par des élastiques. Les moteurs sont disposés à droite et à gauche. La troisième roue (roue avant) est un galet pivotant.

Un problème demeure : le véhicule se fige devant un obstacle quand l'éclairement ne répond pas aux conditions prescrites. Une logique permettrait d'inverser le sens de rotation des 2 moteurs. Cela nécessite toutefois un inverseur de moteur ou un circuit intégré équivalent (L293D). Le circuit passe du simple au compliqué et il arrive un moment où un microprocesseur entre en jeu. Mais ne serait-ce pas précisément le but de l'exercice... ?

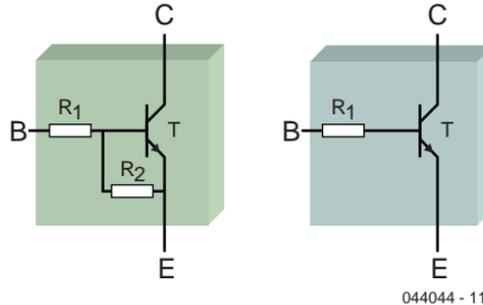
# Transistor plus

Le développement en électronique ne connaît aucun repos. Les nouveautés concernent souvent des puces de grande complexité. Mais Philips a démontré qu'il était encore possible de perfectionner des composants de base. Par exemple la nouvelle série de transistors du nom de RET, pour *Resistor Equipped Transistor*.

La particularité de cette série réside dans la présence d'une résistance de polarisation et parfois aussi une résistance entre base et émetteur.

Elle permet au concepteur de réaliser de plus petits appareils, puisque la place nécessaire sur la platine en est réduite d'autant. Autre avantage, il faut assembler moins de composants.

Les nouveaux transistors sont disponibles



en PNP et en NPN. Comme boîtier, on a le choix entre CMS ou le célèbre TO-92. Le maximum de puissance dissipée varie, selon le boîtier, entre 150 mW et 600 mW pour le transistor unique. Il existe également des puces à deux transistors avec une ou deux résistances.

La dissipation maximale alors est de 300 mW ou 600 mW.

Vous trouverez un aperçu des RET disponibles sur Internet :

[www.semiconductors.com/acrobat/literature/9397/75012514.pdf](http://www.semiconductors.com/acrobat/literature/9397/75012514.pdf).

# Amplificateur de puissance audio

## LM4906 Boomer®

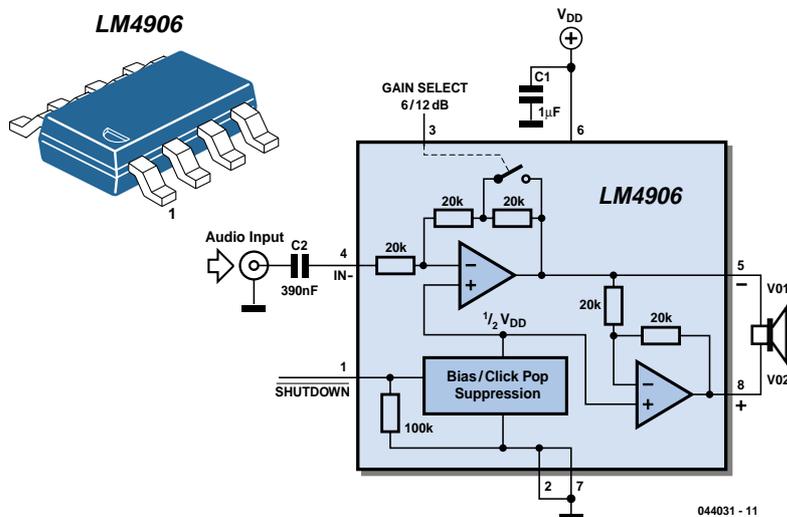
Source : National Semiconductor

Rien ou presque ne vaut le composant LM386 bien connu pour réaliser de nombreux circuits basés sur une puce amplificatrice audio à faible puissance (1 watt). Le nombre de composants externes que nécessite le LM386 n'est toutefois pas négligeable. Les condensateurs électrolytiques, en particulier, font augmenter le volume et le prix.

Les circuits intégrés Boomer®, introduits récemment par National Semiconductor, sont spécifiquement conçus pour fournir une amplification audio de qualité élevée avec le moins possible de composants externes (boîtier CMS uniquement).

Le LM4906 peut fournir en continu 1 watt de puissance moyenne à une charge de 8 ohms avec une alimentation de +5 V. La distorsion n'atteint pas 1 % (THD+N). Cette puce se contente d'un condensateur de découplage externe PSRR (*Power Supply Rejection Ratio*, rapport de réjection de l'alimentation) de 1  $\mu$ F ou plus. Le composant LM4906 n'a pas besoin de condensateurs de couplage de sortie ou de bootstrap. Il est donc parfait pour les téléphones cellulaires et autres applications portables basse tension.

Le LM4906 offre un mode d'arrêt (*shutdown*) faible puissance (broche SD au niveau haut). Il comporte aussi une protection interne par arrêt en cas de sur-échauffement. La sélection interne du gain permet de commuter entre 6 dB et 12 dB. Cet amplificateur en pont offre un certain nombre d'avantages par rapport à la configuration sortie unique. Il fournit en effet une attaque différentielle de la



charge, doublant ainsi l'amplitude de sortie pour la même tension d'alimentation. Il peut atteindre 4 fois la puissance de sortie d'un amplificateur à sortie simple dans les mêmes conditions (en particulier dans notre cas où la tension d'alimentation n'est que de 5 à 6 volts).

Des mesures de précaution s'imposent lorsque la puissance de sortie se rapproche de la limite du petit boîtier CMS. Une feuille de cuivre permet de réduire la résistance thermique par rapport à la valeur normale à température ambiante. La dissipation de puissance maximale PDMAX activant le circuit de protection thermique croît. Une feuille de cuivre supplémentaire peut être ajoutée à l'un des plots du LM4906. Elle est particulièrement efficace avec les plots VDD, GND et de sortie.

Une configuration en pont comme celle du LM4906 offre un avantage supplémentaire sur les amplificateurs à sortie unique. Les sorties différentielles Vo1 et Vo2 étant polarisées à la moitié de l'alimentation, la composante DC de la tension appliquée à la charge est nulle. Nul besoin donc d'un condensateur de couplage à la sortie, contrairement à la configuration des amplificateurs à alimentation unique et sortie simple.

Les « gros » condensateurs d'entrée sont trop coûteux et encombrants pour les appareils portables. Or, il faut que la capacité du condensateur soit assez élevée pour bien laisser passer les très basses fréquences. D'autre part, la plupart des haut-parleurs – internes ou externes – utilisés avec les systèmes portables, sont bien incapables de reproduire les signaux de moins de 100 Hz à 150 Hz. Bref, il est à craindre qu'une capacité élevée n'améliore en rien les performances du système. En outre, un condensateur dimensionné pour ne laisser passer que la B.F. utile permet d'éliminer les claquements émis lors de la mise en marche de l'appareil.

Pour plus d'informations : [www.national.com](http://www.national.com)





# LED multicolore pour disque dur

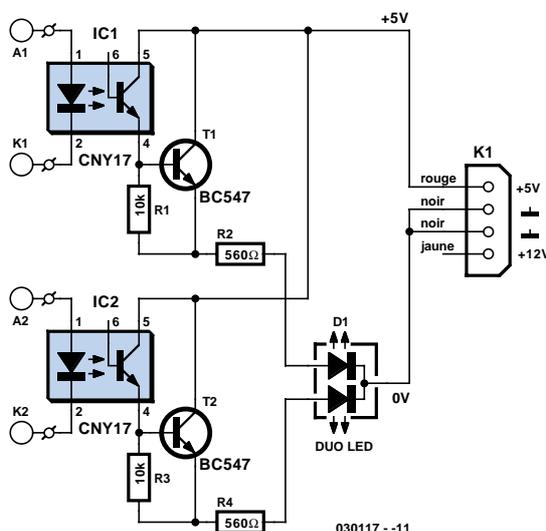
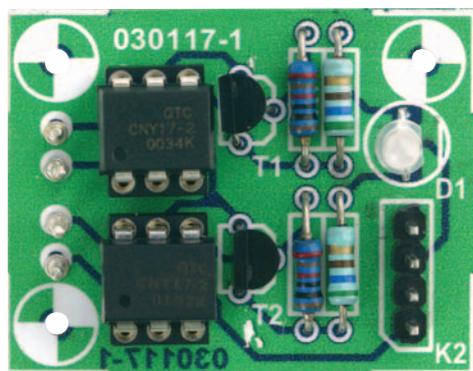
Andreas Köhler

Sur un boîtier de PC classique, la signalisation d'un accès au disque dur se fait par le biais d'une LED reliée à la carte-mère par le biais d'un connecteur à 2 contacts.

À noter que cette LED ne fonctionne que dans le cas de disques durs du type IDE, si ceux-ci sont pilotés par un contrôleur SCSI, les activités des disques durs restent totalement inaperçues. Ce petit résout ce problème par l'utilisation d'une LED multicolore. En règle générale, la LED d'activité de l'interface IDE est pilotée par l'un des périphériques concernés au travers d'un étage (voire plusieurs) à collecteur ouvert. Quel que soit celui des deux disques durs IDE à être adressé, la LED s'allume sans autre forme de procès. La résistance-talon commune limite le courant et sert en même temps de protection contre un court-circuit. Même s'il devait y avoir, à la suite d'une erreur de polarisation de la LED, pontage de la LED, le courant se voit limité à une valeur ne présentant pas de danger.

On imagine tout de suite une possibilité de faire en sorte que les disques durs IDE et SCSI attaquent une LED duo (double) commune, mais malheureusement, le courant circule du pôle positif (+) à la masse en passant par une résistance de limitation de courant, la LED et le transistor. La LED duo devrait partant posséder une anode commune, ce type de LED n'existant malheureusement pas (encore ?). Toutes les LED multicolores connues sont dotées d'une cathode commune. Il n'est partant pas question d'envisager une connexion directe de ce type de LED, mais pourquoi se résigner à cet état de faits ?

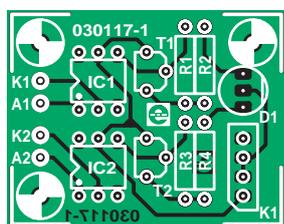
Il suffit d'une électronique auxiliaire de trois fois rien pour pouvoir quand même réaliser une commande de la LED double par les différentes interfaces.



Au niveau du circuit, les signaux de commande des 2 contrôleurs sont transférés chacun à un opto-coupleur qui se comporte en fait de façon très proche de la LED d'origine. La tension directe légèrement plus faible de la LED infrarouge se traduit par le passage d'un courant un peu plus important. Il n'y a cependant pas de raison de craindre une surcharge quelconque. La mise en oeuvre d'opto-coupleurs permet de ne pas avoir à se soucier de la problématique due aux potentiels différents. Du côté récepteur, un transistor darlington, constitué par un phototrans-

tor associé à un BC547, se charge de la commande de la LED multicolore. La valeur de la résistance de 10 kΩ n'est pas critique, elle sert uniquement à garantir un blocage du transistor de commande lorsque cela est requis. La base du phototransistor intégré dans le CNY-17 reste en l'air (elle n'est pas connectée).

Les valeurs de résistances de limitation de courant des LED se calculent à l'aide de la formule habituelle. Il peut s'avérer nécessaire, en fonction de l'intensité lumineuse obtenue ou souhaitée, qu'il faille le cas échéant adapter quelque



## Liste des composants

### Résistances :

R1, R3 = 10 kΩ  
R2, R4 = 560 Ω

### Semi-conducteurs :

D1 = LED Duo à 3 broches (Selectronic)  
IC1, IC2 = CNY17-2

T1, T2 = BC547B

### Divers :

K1 = embase autosécable à 1 rangée de 4 contacts  
Petit connecteur encartable pour lecteur ou picots\*

Platine (030117-1) disponible auprès de ThePCBShop  
Dessin de platine téléchargeable depuis le site Internet d'Elektor [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

peu la valeur calculée. On peut également envisager une alimentation à partir du +12 V de l'alimentation si tant est que l'on modifie en conséquence la valeur des résistances-talon des LED. On pourra, si nécessaire, mettre un autre trajet à opto-coupleur en ligne de manière à piloter une LED multicolore, tricolore

cette fois avec rouge, vert et bleu. Nous avons dessiné une toute petite platine; la mise en place des composants est une affaire de minutes. Une fois la réalisation terminée, la platine pourra être connectée à la LED intégrée dans le boîtier du PC. Une goutte de colle à chaud évite que le tout ne tombe au fond du coffret

dès les premières vibrations. L'alimentation du circuit se fera par le biais d'une petite embase SIL à 4 contacts de manière à pouvoir utiliser un connecteur pour lecteur de disquette 3"1/2. Rien n'interdit sinon d'utiliser des picots classiques.

# Chargeur NiMH pour 6 éléments

Les accumulateurs font désormais partie de notre vie. Comptez donc combien d'appareils, chez vous, fonctionnent sur batterie, vous serez stupéfait du total.

La plupart de ces appareils utilisent des piles bâton et si vous êtes soucieux de la protection de l'environnement, vous y mettez à coup sûr des accumulateurs rechargeables. Il y a quelques années, ils étaient d'office au CdNi, auxquels on attribuait une décharge spontanée et un effet de mémoire assez prononcés. On achète de préférence aujourd'hui des accumulateurs NiMH parce qu'ils n'ont pas d'effet mémoire, mais surtout parce que leur capacité est nettement plus grande, il faut donc les recharger moins souvent.

En conclusion, on peut donc dire que chaque ménage aura tôt ou tard l'usage d'un chargeur approprié. Justement, approprié implique certaines conditions. La tension par cellule ne doit pas être trop élevée, l'opération doit permettre une recharge complète, mais aussi vérifier que la durée n'est pas trop longue et l'arrêter à temps. Parfois, il est préférable de vérifier la température des éléments pour éviter la surchauffe.

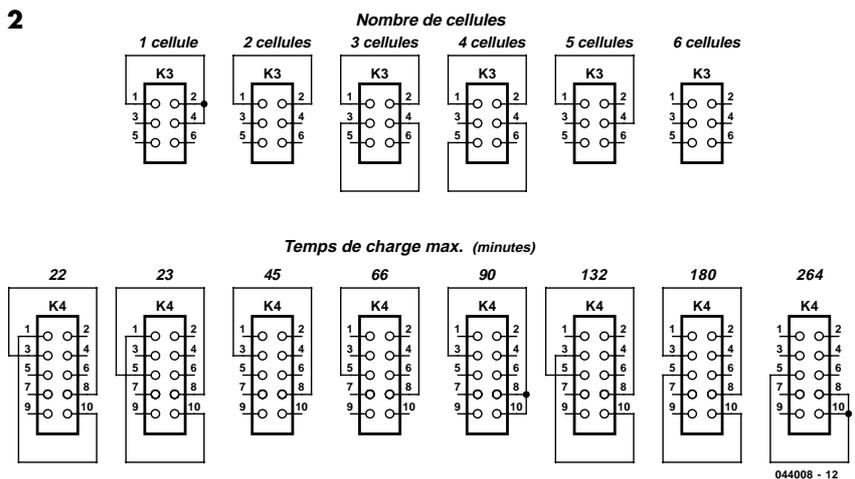
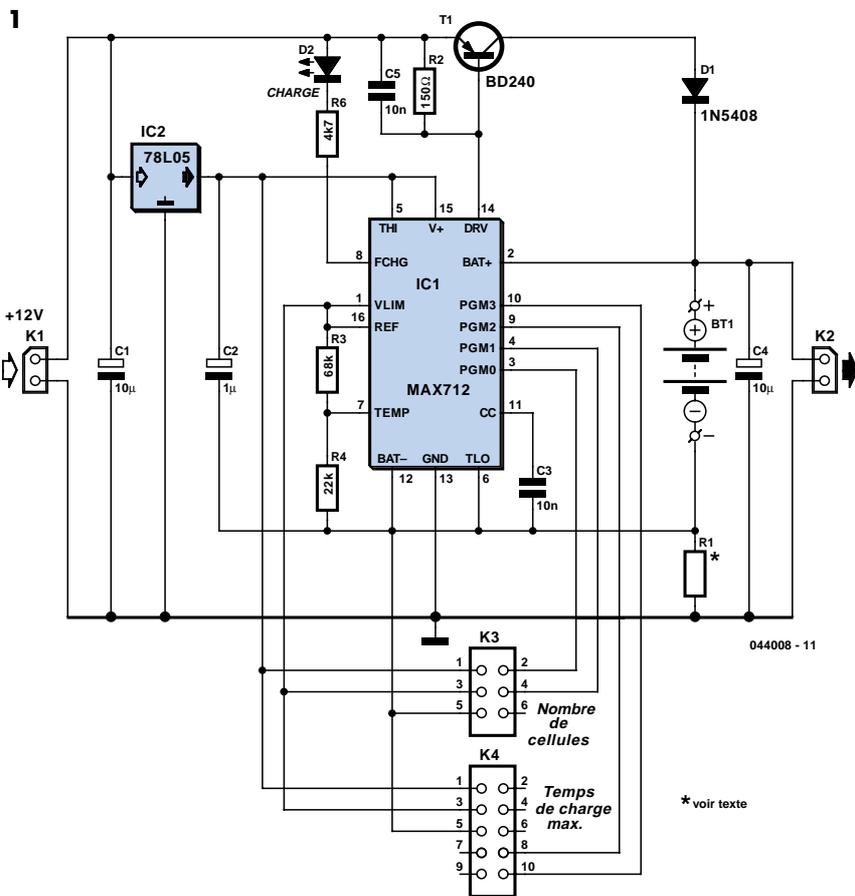
Le montage proposé ici est destiné à la charge d'accumulateurs NiMH. Le CI utilisé, un MAX712 possède toutes les fonctions nécessaires au contrôle complet de l'opération. La **figure 1** reproduit le schéma du chargeur. Facile d'y reconnaître le cœur du montage. Tout tourne autour de IC1, le MAX712 de Maxim. Il est disponible en boîtier DIP, un avantage pour l'amateur qui peut aisément l'implanter sur une platine perforée standard.

Assisté du transistor T1, IC1 règle le courant dans l'accumulateur. R1 lui sert à mesurer ce débit. IC1 s'arrange pour maintenir la chute de tension dans R1 à 250 mV. Modifier R1 permet donc d'adapter à ses besoins le courant de charge, selon la formule suivante :

$$R1 = 0,25 \times I_{ch}$$

Pour atteindre un courant de charge de 1 A, R1 doit donc avoir une valeur de  $0,25 \times 1 = 0,25 \Omega$ . La puissance dissipée par R1 est égale à  $U_{ch} \times I = (0,25) \times 1 = 0,0625 \text{ W}$ . Une résistance de 1/4 de watt suffira donc dans cet exemple.

Il se peut que, d'après le courant de charge et la tension d'alimentation, le transistor T1 doive être doté d'un radiateur. L'utilisateur doit communiquer à IC1 cer-



taines informations. Il dispose pour ce faire des entrées PGM0 à PGM3. Il ne s'agit pas d'entrées numériques ordinaires, mais de bornes sensibles à quatre états différents, à savoir V+, Vref, BATT ou rien du tout, un circuit ouvert. Pour vous faciliter la vie, nous avons installé deux connecteurs (K3 et K4) qui mettent à disposition les branchements nécessaires. Pour en assurer le câblage, un certain nombre de fiches ont été préparées (**Fig-**

**ure 2**) qui peuvent se brancher aux connecteurs pour déterminer le nombre exact d'éléments à charger et la durée maximale de l'opération.

Pour déterminer cette période maximale, nous devons tenir compte du courant de charge et de la capacité des cellules. Voici comment calculer la durée :

$$T_{ch} = C_{acc} / I_{ch} \times 1,2$$

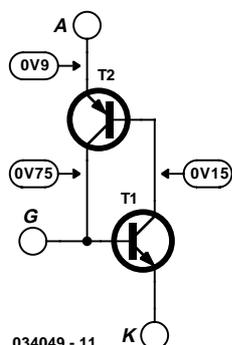
$C_{acc}$  est la capacité en Ah de l'accumulateur (par exemple, 1 200 mAh = 1,2 Ah). Ce temps nominal de charge une fois déterminé, nous pouvons brancher la première fiche de programmation dans la position qui correspond à la valeur immédiatement supérieure à celle calculée. Si par exemple nous avons calculé une

période de 38 minutes, nous allons sélectionner la fiche de 45 minutes.

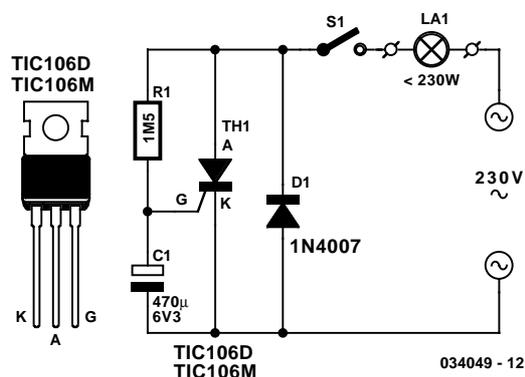
Vous pouvez, dans ce chargeur, remplacer la puce IC1 par un MAX713 pour s'occuper d'accumulateurs au CdNi, mais dans cette hypothèse, il ne conviendra plus aux modèles au NiMH. La seule dif-

férence entre les deux puces est le point de recharge totale. Sinon, les deux circuits sont identiques en ce qui concerne le brochage, la manière de les régler, etc. Si vous désirez échanger aisément les circuits intégrés, nous vous suggérons d'utiliser un support adapté.

# Starter de préchauffage



1



2

## Pour ampoules HT/BT

Maurice Pilato

Sachant que tout filament d'ampoule présente à froid une résistance considérablement plus faible que sa valeur normale à chaud, il s'ensuit une fragilité importante du filament de l'ampoule lors de sa mise en conduction. Le courant traversant le filament peut atteindre plus de 15 fois le courant normal de fonctionnement.

Comme généralement la mise en conduction s'effectue par l'intermédiaire d'un interrupteur mécanique, il apparaît, dans ce cas, le risque d'établir la conduction au moment le plus inopportun, c'est-à-dire à l'instant où la tension secteur est à son plus haut niveau, (par exemple, la tension crête de 325 volts sur le réseau 230 V alternatif). Ce qui explique, outre une diminution non négligeable de la durée de vie des filaments, les trop nombreux grillages intempestifs d'ampoules, à l'allumage.

Le présent dispositif, qui brille autant par sa simplicité que par son efficacité, est basé sur l'application initiale d'un signal mono-alternance pendant une certaine durée, délai pendant lequel le filament est alimenté sous une demi-tension (ce qui correspond à une dissipation thermique 4 fois plus faible), et de ne passer en

mode pleine puissance, qu'au bout d'un délai défini par une constante de temps valant plusieurs secondes, durée largement suffisante pour la protection du filament, tant pour sa longévité que pour sa rupture éventuelle par une surintensité aléatoire.

On peut être surpris de constater que contrairement à ce que l'on pourrait penser, ce circuit fonctionne bien...

Le thyristor requiert un courant d'amorçage de 60  $\mu$ A. Si on multiplie ce courant par la valeur de la résistance, 1,5 M $\Omega$ , cela se traduit par une tension nécessaire de 90 volts. Dans ces conditions, le thyristor ne devrait, lors de chaque cycle, n'être amorcé qu'à 90 volts, alors que l'on constate en pratique qu'il est entre pratiquement immédiatement en conduction. Comment cela est-il bien possible ? L'astuce est que le premier amorçage requiert bien une tension sensiblement plus élevée. Une fois que le thyristor est entrée en conduction, la grille du thyristor se met à fournir du courant (!) Le schéma de substitution de la **figure 1** élucide un peu les choses. Les valeurs indiquées sont celles observées lorsque le thyristor est en conduction. Sa grille est forcée, en interne, à saturation par T2 (plus de 60  $\mu$ A). La tension présente sur la grille est de ce fait supérieure d'un dixième de volt à ce qu'il faut pour amorcer le thyristor. Cette tension de grille élevée pro-

voque une charge rapide du condensateur, ceci nous amène au schéma de la **figure 2**, lors de la période suivante, le thyristor s'amorçant spontanément à la tension du condensateur électrochimique. La résistance ne sert alors plus à rien, on pourrait, à titre d'expérience, l'enlever sans que le thyristor ne cesse de conduire. Ce dispositif se caractérise par l'absence de parasite de commutation ainsi que sa très faible dissipation thermique : 0,2 W pour une ampoule de 50 W, 1,2 W pour une ampoule de 300 W, soit un rendement supérieur à 99,5%.

Il est important de noter que le dispositif tel que présenté n'est possible qu'avec des thyristors à haute sensibilité de gâchette.

Pour les lampes halogènes 12 et 24 V alternatifs (2 A), remplacer la résistance de 1M $\Omega$ 5 par une résistance de 56 K $\Omega$ , le rendement tombe alors à 95% environ. Ce dispositif starter, contrairement à certains autres dispositifs est autonome, il ne nécessite aucune alimentation auxiliaire, il ne crée aucun parasite, il est de dimensions particulièrement compactes permettant son insertion à l'intérieur même de l'interrupteur secteur ou son introduction discrète à n'importe quel endroit du circuit électrique, vu qu'il est du type série à 2 fils avec une dissipation d'insertion minime (0,4% par exemple).

# Interrupteur esclave

## H. Tempelman

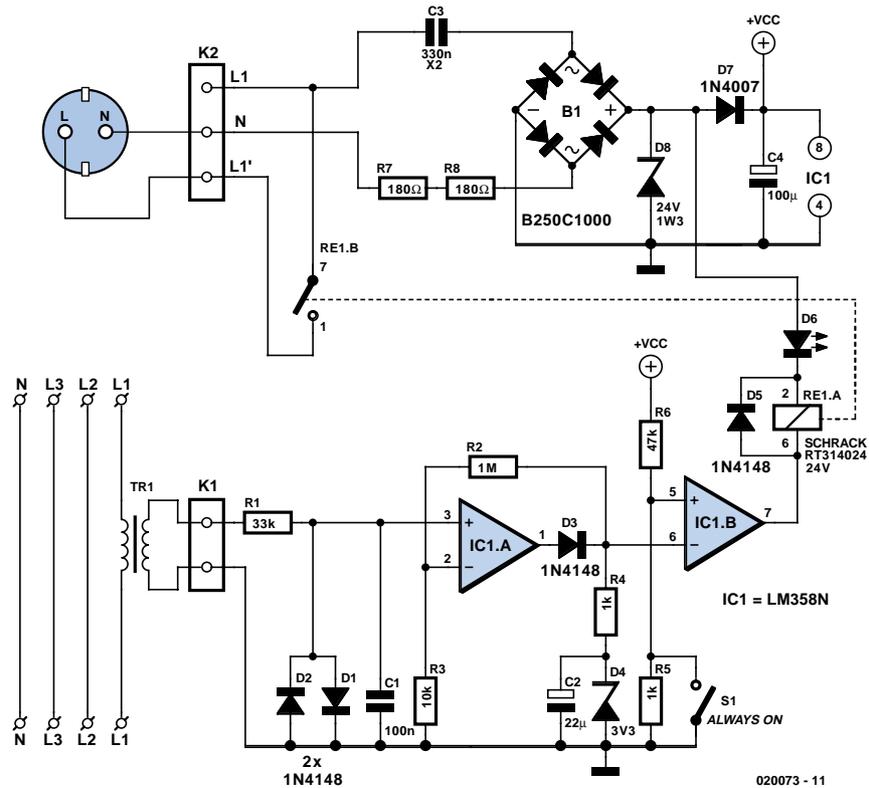
La caractéristique spécifique de cet interrupteur esclave est qu'il est doté d'une temporisation de mise hors-fonction intégrée. Ce dispositif peut s'avérer très pratique dans certains cas. L'auteur utilise cette réalisation pour couper automatiquement le système d'aspiration de poussière de l'échoppe où il exerce son violon d'Ingres. Grâce à la temporisation de mise hors-fonction, l'aspiration se poursuit même après un coup de scie, entre 2 opérations de sciage.

On utilise une self de choc à double enroulement (16 ampères) pour détecter, par le biais de l'une des phases, si l'appareil connecté au dispositif est sous tension ou non. Après avoir passé par un réseau d'écrêtage et de filtrage, ce signal arrive à l'amplificateur opérationnel IC1.A qui l'amplifie et le redresse. Le condensateur C2 se charge ensuite, la tension à ses bornes étant limitée à 3,3 V par le biais de la diode zener D4. Ensuite, le condensateur se décharge au travers de la tripléte de résistances R4, R2 et R3; ce processus dure de l'ordre de 2 minutes.

Le relais RE1 est piloté par le biais de IC1.B. Il s'agit d'un relais de type 24 V ne consommant que 20 mA et capable de commuter 16 A.

Le double amplificateur opérationnel utilisé, le LM358N est comparable au LM324, à ceci près qu'il n'embarque que 2 amplificateurs opérationnels et non pas 4. Ces amplis op peuvent fournir 50 mA, de sorte qu'il n'y aura pas de problème pour commander le relais. À noter cependant que cette capacité n'est pas évidente, nombre d'autres types d'amplificateurs opérationnels ne fonctionnent pas ! S1 permet une activation permanente du relais. Le concept de l'électronique est en outre tel qu'en cas d'application ou de la coupure de la tension d'alimentation le relais reste désactivé.

Le circuit pourra être réalisé sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles et être intégré dans une prise secteur



pour courant force combinée à une prise 230 V standard.

Conrad RFA ([www.conrad.de](http://www.conrad.de)) possède un tel modèle, très solidement fait, dans son assortiment. La prise force reçoit l'appareillage fort consommateur de courant, le dispositif d'aspiration venant se brancher sur la prise secteur 230 V ordinaire. Il faudra se rappeler, lors de la réalisation de ce montage, que les parties du circuit véhiculant la tension du secteur doivent être câblées à l'aide de conducteur d'au moins 1 mm<sup>2</sup> de section. Il est préférable de supprimer mécaniquement les îlots non utilisés pour éviter tout risque de décharge disruptive. Isolez le montage terminé à l'aide du contenu d'une bombe de plastification ou, mieux encore, enrobez-le dans sa totalité dans de la résine.. La LED et la self de choc doivent être fixées solidement (à l'aide de kit silicone). Mettez un morceau de plexiglas devant la LED. Utilisez des pince-fils de bonne qualité pour

## Composants particuliers :

- Self de choc TR1 (servant ici de transfo de mesure) : Conrad RFA, type 534471, 2 x 1 mH/16 A
- Relais : Schrack RT314024, Conrad RFA 504293
- Pont redresseur : B250C1000, Conrad RFA 501212
- C3 : 330 nF, Conrad RFA 456772. Il s'agit d'un type X2, en aucun utiliser quelque chose d'autre !
- Prise combinée : Conrad RFA 617504 (16 A) ou 612351 (32 A)
- Interrupteur S1 : doit répondre aux normes de la classe I

la connexion aux contacts de la prise et au secteur. L'écartement entre les broches des connecteurs disposés sur la platine doit être de 3 mm au minimum (classe I).

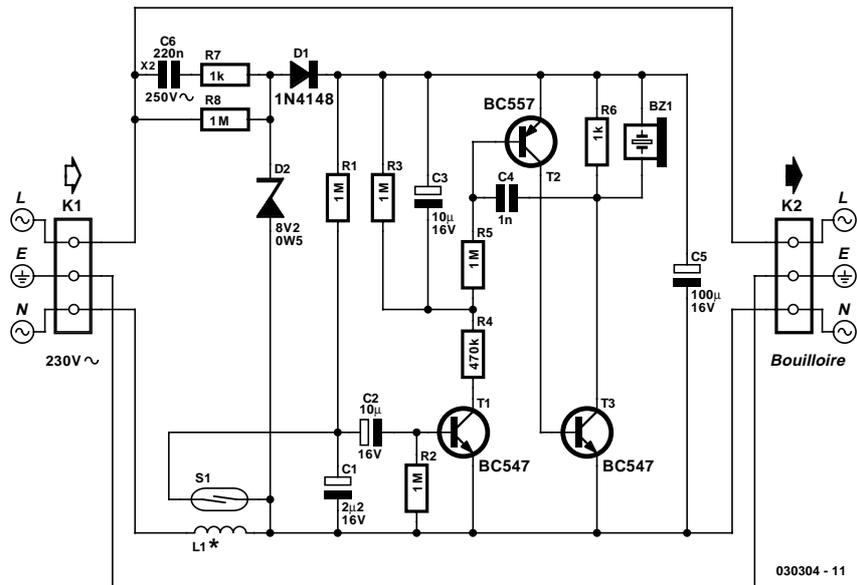
# Bouilloire sifflante

Bart Trepak

La plupart des bouilloires électriques sont muettes et s'éteignent simplement lorsque l'eau bout. Il est difficile, pour ne pas dire plus, de monter un circuit sur (voire même dans !) une bouilloire électrique pour détecter l'ébullition. Le circuit présenté ici détecte la mise hors circuit lorsque l'eau a bouilli, une chose que font toutes les bonnes bouilloires. L'électronique est placée dans un boîtier séparé sans qu'il soit besoin de modifier la bouilloire. Il est préférable de se servir d'un boîtier à fiche et prise incorporées.

Dans cette application, le champ magnétique dû au courant de l'enroulement L1 actionne le contact en ampoule S1. Le courant consommé par l'élément résistant de la bouilloire est assez élevé (valeur type 6 à 8 ampères). L'enroulement entourant l'ampoule peut donc ne comporter que quelques tours. Le contact en ampoule est si rapide qu'il obéit au courant AC passant par L1 et vibre à 100 Hz. Le circuit de commutation commandé par l'ampoule doit ignorer ces brèves périodes d'ouverture des contacts. Il ne doit réagir qu'à la longue période d'ouverture suivant la coupure du circuit par la bouilloire.

Le circuit repose sur un simple oscillateur à tension de commande, lui-même basé sur T2 et T3. Pour comprendre le fonctionnement, partons de la jonction R4/R5 à 0 V et C4 déchargé. Le courant de base de T2 fourni par R5 rend ce transistor actif, ce qui active aussi T3. La chute de tension collecteur de T3 est transmise à la base de T2 par C4, augmentant la conduction de celui-ci. La réinjection commute rapidement les 2 transistors et augmente encore leur conduction. C4 se charge donc rapidement par la jonction base-émetteur de T2 et par T3. Lorsque la tension de C4 dépasse environ 8,5 V (ce qui laisse moins de 0,5 V à la jonction base-émetteur de T2), T2 commence à se bloquer. Là aussi, la réinjection bloque rapidement les 2 transistors et la tension collecteur de T3 augmente rapidement jusqu'à +9 V. C4 est encore chargé à 8,5 V ; la tension de base de T2 augmente jusqu'à environ 17,5 V, continuant à bloquer T2 (et donc T3). C4 se décharge alors relativement lentement par R5 jusqu'à ce que T2 recommence à conduire. Et le cycle se répète. La tension collecteur de T3 consiste donc en une



série d'impulsions négatives de courte durée dont la fréquence de base dépend de C4 et R5. L'avertisseur assure la conversion acoustique des impulsions. La fréquence d'oscillation de ce circuit à réinjection positive est très sensible à la tension de la jonction R4/R5. La fréquence diminue lorsque cette tension augmente jusqu'à ce que les oscillations cessent complètement. Gardons cela présent à l'esprit et considérons la partie du circuit basée sur T1. S1 est ouvert en mode d'arrêt lorsque la bouilloire est éteinte de sorte que C1 et C2 sont déchargés et T1 est bloqué. Le circuit ne consomme donc pas de courant. Allumons la bouilloire. S1 se ferme, donc C1 et C2 se déchargent et T1 reste bloqué. C3 reste déchargé, donc T2/T3 sont bloqués et seul un faible courant passe par R1. Bien que S1 s'ouvre périodiquement (à 100 Hz), la constante

de temps de R1/C1 est assez élevée pour que la tension de C1 soit nulle chaque fois que les contacts de S1 se referment. Éteignons la bouilloire. S1 reste ouvert en permanence et C1/C2 commencent à se charger par R1, ce qui fait commuter T1 à l'état passant. C3 commence alors à se charger par R4 et la diminution de tension à la jonction R4/R5 provoque des oscillations de fréquence croissante dans T2/T3. Mais, une fois T1 bloqué, C3 n'est plus rechargé par R4 et commence à se décharger par R3 et R5, causant une nouvelle augmentation de tension en R4/R5. La fréquence diminue donc jusqu'à ce que l'oscillateur s'arrête, ce qui remet le circuit dans son état primitif. L'annulation progressive du courant simule le fonctionnement d'une bouilloire sifflante classique dont la fréquence augmente avec la quantité de vapeur produite, puis

diminue quand l'eau cesse de bouillir.

Un abaisseur de tension capacitif sans pertes C6 et une diode zener D2 alimentent directement le circuit en 8 V nominal continu.

Un enroulement de plus ou moins 9 tours assure le fonctionnement du contact en ampoule 1 inch utilisé dans le prototype avec un élément chauffant de 2 kW. Il faut parfois davantage de tours si le contact en ampoule est plus grand ou le courant moins élevé. En règle générale, le nombre de tours sur l'ampoule de

contact ne peut jamais être trop élevé, mais le fil doit être suffisamment épais pour le courant qui y passe.

Il est fortement conseillé de tester le circuit en remplaçant l'alimentation secteur représentée dans le schéma par une pile 9 volts. Un aimant peut servir à activer S1 pour simuler la mise en marche de la bouilloire.

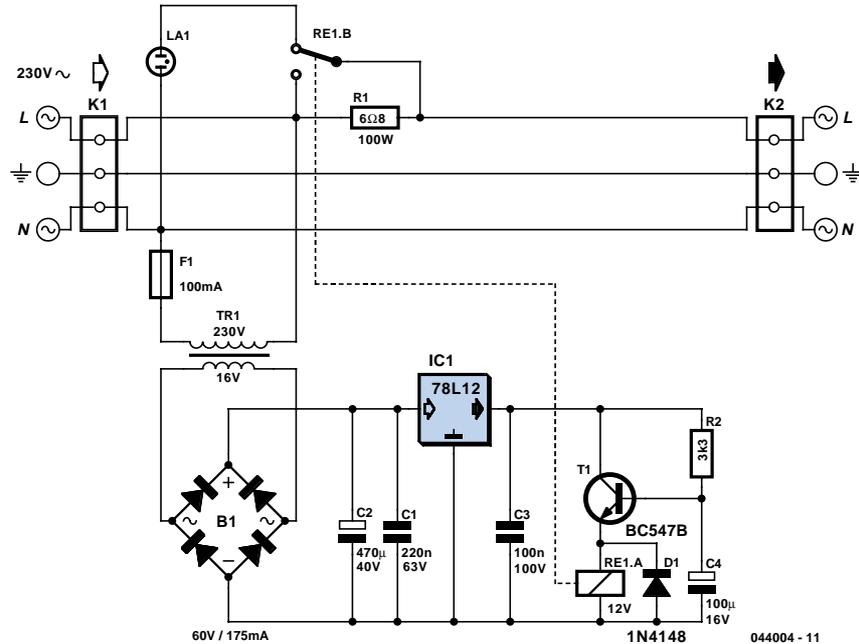
**Prudence !** Ce circuit est raccordé directement au secteur 230 V. Ne toucher aucun composants lors du fonctionnement. Le circuit doit être monté dans un boîtier ABS certifié et inclure la connexion de terre avec la charge comme indiqué. La distance d'isolement entre les connexions et les soudures de composants dont la différence de tension dépasse 200 volts (continu ou alternatif) doit être de 6 mm au moins. Le condensateur C6 doit appartenir à la classe X2.

# Limiteur de courant initial

Alexandr Smertenko

D'innombrables ordinateurs domestiques sont mis en marche avec tous leurs périphériques. Les alimentations secteur à découpage utilisées en général dans ces derniers fournissent un courant très élevé lors de la mise sous tension. Ils peuvent donc déclencher le fusible domestique (tout comme une vulgaire perceuse). Le circuit présenté ici offre une protection aussi flexible et efficace qu'économique contre le courant initial, même très élevé.

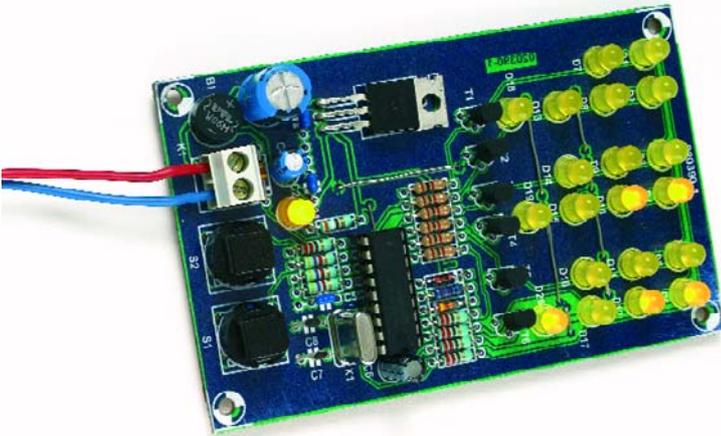
Son fonctionnement est simple mais infailible. Le courant initial est limité à 14 – 15 A environ par la « grosse » résistance shunt R1. Une petite alimentation secteur engendre simultanément une tension continue qui charge C4 par R2. Lorsque la tension du condensateur atteint 0,7 V après une bonne demi-seconde, T1 conduit suffisamment pour commuter le relais qui court-circuite la résistance shunt. La charge est alors directement raccordée au secteur. Une petite lampe fluorescente qui ne s'allume que pendant la limitation



du courant constitue le seul « luxe » du circuit. Quelque chose va de travers si la petite lampe ne s'éteint pas immédiatement après l'allumage. En dépit de sa

puissance nominale de 100 W, la résistance shunt risque de succomber à un coup de chaleur !

# Horloge Bin-R



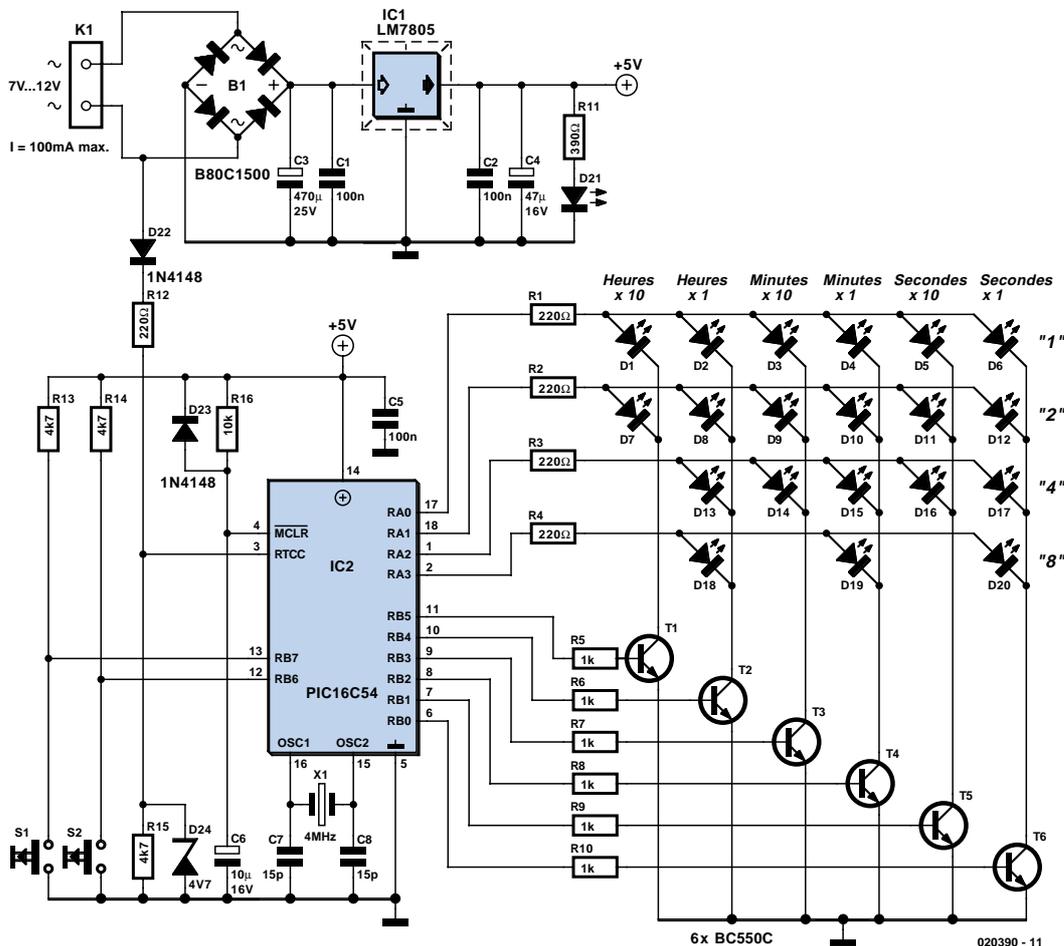
Marco Freitag

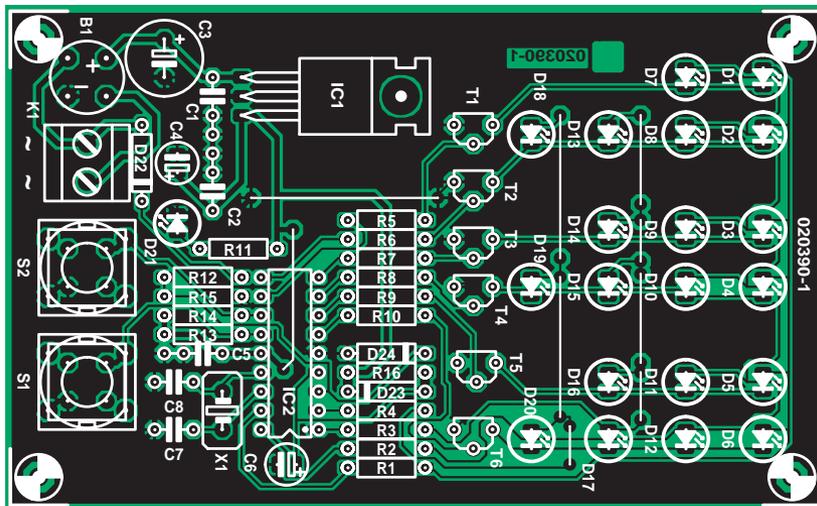
La description d'horloge exceptionnelles n'a rien de bien exceptionnel dans Elektor. La variante proposée ici s'oriente sur l'horloge binaire (qui n'a pas encore été montée au demeurant) du tout jeune Musée des Mathématiques de Gießen ([www.mm-gi.de/htdocs/mathematikum/](http://www.mm-gi.de/htdocs/mathematikum/)

index.php?513), ramenée à des dimensions domestiques. De manière à faciliter la lecture, nous avons procédé à une subdivision des heures, minutes et secondes en dizaines et unités, ce qui nous donne 6 colonnes représentant respectivement les dizaines d'heures, les heures, les dizaines de minutes, les minutes, les dizaines de secondes et les secondes. La pon-

dération des colonnes se fait de haut en bas, un, deux, quatre, huit, rappelez-vous que nous sommes en binaire. Avec un peu d'expérience, il devient extrêmement facile de lire l'heure d'un seul coup d'oeil d'un seul.

L'alimentation du montage se fait par le biais d'un petit adaptateur secteur fournissant une tension de sortie alternative comprise entre 8 et 15 V à un courant de sortie maximal de 300 mA. Il n'est pas question d'utiliser un adaptateur fournissant une tension continue vu que le contrôleur utilise la fréquence de la tension alternative (50 Hz) comme référence de signal d'horloge à long terme. Le PIC16C54 ne disposant pas d'un nombre de ports suffisants pour pouvoir piloter individuellement chacune des LED et que cette approche se serait en outre traduite par un nombre additionnel de composants, l'affichage est multiplexé. Pour faire en sorte que les LED à faible courant aient une luminosité suffisante, le courant circulant est, brièvement, poussé largement au-





## Liste des composants

### Résistances :

R1 à R4, R12 = 220 Ω  
 R5 à R10 = 1 kΩ  
 R11 = 390 Ω  
 R13 à R15 = 4kΩ7  
 R16 = 10 kΩ

### Condensateurs :

C1, C2, C5 = 100 nF  
 C3 = 470 µF/25 V radial  
 C4 = 47 µF/16 V radial  
 C6 = 10 µF/16 V radial  
 C7, C8 = 15 pF

### Semi-conducteurs :

B1 = B80C1500  
 D1 à D20 = LED faible courant, de la

couleur de votre choix  
 D21 = LED  
 D22, D23 = 1N4148  
 D24 = diode zener 4V7/500 mW  
 IC1 = LM7805  
 IC2 = PIC16C54-04/P (programmé  
 EPS020390-1)  
 T1 à T6 = BC550C

### Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm (RM5)  
 S1, S2 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail  
 X1 = quartz 4 MHz

Logiciel sur disquette : EPS020390-11  
 Platine EPS020390-1 disponible par le biais du site Elektor

Le dessin de platine et le programme sont téléchargeables depuis le site Web d'Elektor ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr))

delà de la valeur nominale.

Les boutons-poussoirs S1 et S2 permettent de mettre l'horloge à l'heure. Après une action sur S2 on atterrit, après un court test des LED (toutes les LED sont allumées) dans le menu de mise à l'heure. Il est possible alors, par action sur S2, de définir la valeur de la première colonne (les dizaines d'heures) à la valeur souhaitée. Par une action sur S1 on passe à la colonne suivante, et ainsi de suite jusqu'à ce que l'on en soit arrivé à la dernière colonne, celle des secondes par le biais de laquelle on quitte le menu de mise à l'heure. L'horloge continue à partir de l'heure que l'on aura paramétrée.

Nous avons dessiné une platine pour notre horloge bin-R. La mise en place des composants est un véritable jeu d'enfant. Il ne faudra cependant pas oublier d'implanter les 9 ponts de câblage que comporte la réalisation. L'un d'entre eux se trouvant sous le contrôleur, il faudra que ce dernier soit monté sur un support. En ce qui concerne les LED, on commencera par souder l'une de leurs pattes seulement de manière à pouvoir les positionner aussi régulièrement que possible. Ce n'est qu'une fois qu'elles sont toutes parfaitement alignées au cordeau, que l'on soudera le reste des pattes.

On pourra exposer la platine dans toute sa beauté voire la doter d'un coffret en plastique de dimensions adéquates. L'approche la plus pratique consiste à utiliser un boîtier transparent vu que cela évite d'avoir à percer des orifices pour le passage des LED.

# Moniteur O.C.

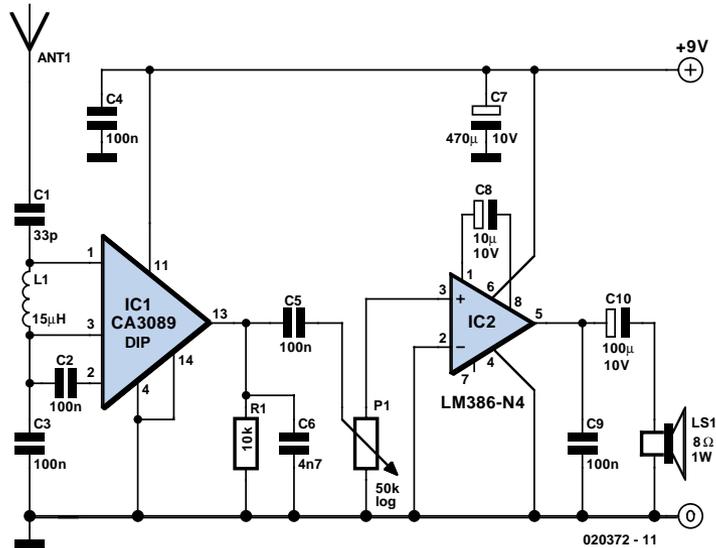
Gert Baars

Ce récepteur AM (**M**odulation d'**A**mpli-tude) vous permet de « monitorer » les **O**ndes **C**ourtes (O.C.). C'est à dessein que cette électronique ne possède pas de syntonisation sélective; sa sensibilité est la meilleure entre 6 et 20 MHz, plage de fréquences dans laquelle trafiquent la plupart des stations de radio utilisant les Ondes Courtes.

Cette configuration permet toujours d'écouter le mieux la station la plus puissante. L'attrait est que la puissance de réception des stations travaillant dans cette bande peut être très variable. Cela tient à la réflexion des signaux radio sur l'ionosphère. Comme cette couche de l'atmosphère est en mouvement constant, les puissances de champ des signaux captés arrivant de toutes les directions varient elles aussi en permanence.

Au cours des essais effectués avec notre prototype, différentes stations telles que Radio Finland, Deutsche Welle en RFA et Dutch World Radio aux Pays-Bas, s'adonnaient à une sorte de chassé-croisé. Ce récepteur permet non seulement de se faire une idée quant aux stations trafiquant sur les ondes courtes, mais constitue également un excellent auxiliaire pour suivre la situation de l'ionosphère.

L'électronique ne se compose de rien d'autre que d'un amplificateur HF et BF. L'amplification HF est assurée par la par-



tie FI (**F**réquence **I**ntermédiaire) d'un CA3089 (Intersil). Ce circuit intégré a été conçu en fait pour des récepteurs FM, mais cette partie FM n'est pas mise à contribution ici.

Le détecteur de niveau interne du circuit intégré fournit un signal de niveau suffisant pour attaquer directement un amplificateur audio. Nous avons fait appel ici à un LM389. Cet amplificateur audio est capable d'attaquer directement un haut-parleur de 8 Ω ou un casque d'écoute.

La tension d'alimentation est de 9 V. Il est parfaitement envisageable, vu la faible consommation du circuit, d'utiliser une

pile de 9 V pour l'alimentation. À noter que le circuit continue de travailler jusqu'à ce que la tension aux bornes de la pile soit tombée à quelque 5,5 V, ce qui se traduit par une durée de vie supplémentaire de la pile.

Il faudra, en ce qui concerne l'antenne, procéder à quelques expériences. Une longueur de conducteur de 50 cm nous donnait déjà des résultats acceptables sachant cependant, qu'en principe, un conducteur de 5 à 15 mètres de long devrait donner de meilleurs résultats.

# Avertisseur de panne secteur

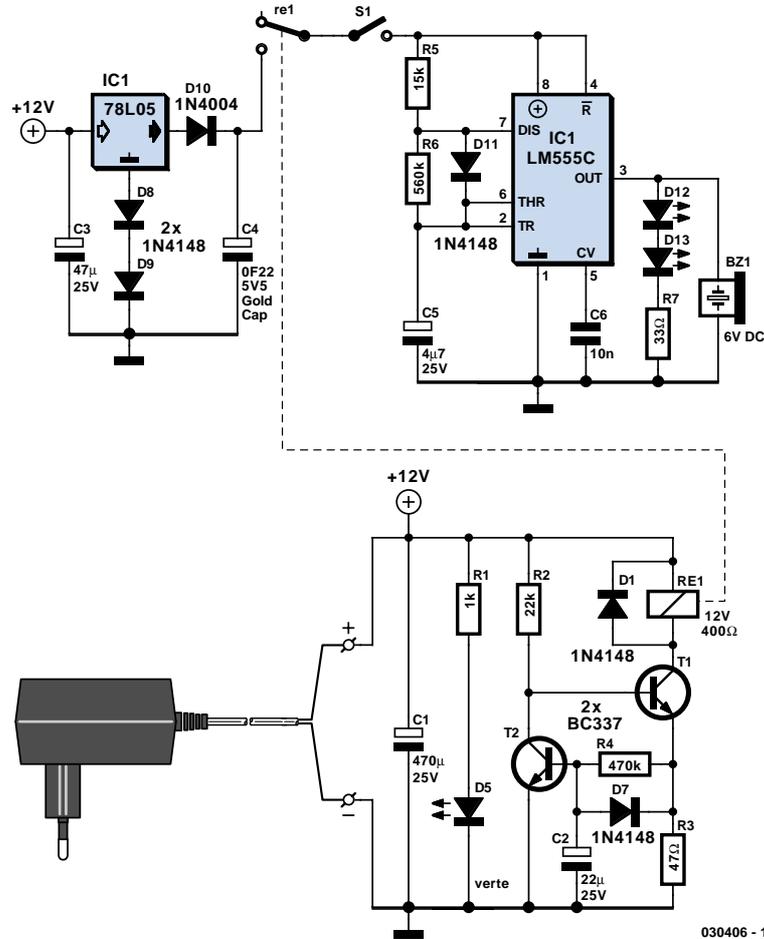
Myo Min

Ce circuit a été réalisé pour donner un signal audible en cas d'interruption dans la fourniture de courant électrique. Pareil avertisseur est indispensable au professionnel de la conservation par le froid de denrées périssables.

Le circuit est alimenté par un bloc adaptateur secteur de 12 V. La LED D5 s'éclaire en présence de tension secteur. Si celle-ci disparaît, le +12 V s'interrompt également, il n'y a plus de tension sur le régulateur IC1 ni sur le circuit de commande de relais T1-T2. Ce circuit de commande, précisément, est un système économiseur d'énergie qui réduit de 50 % le courant de bobine après quelques secondes. Son fonctionnement et le calcul des composants vous sont indiqués dans l'article « Antigaspi pour relais ».

La capacité du condensateur à la sortie du régulateur de tension dénote clairement qu'il n'est pas là pour atténuer le bruit, comme à l'accoutumée. Quand le secteur s'évanouit, Re1 se désexcite et le condensateur Goldcap C4 de 0,22 F fournit le courant à IC2. En présence de tension secteur, C4 est chargé approximativement à 5,5 V et IC1 sert à limiter le courant à 100 mA tandis que D10 empêche le courant de remonter vers le régulateur quand le secteur s'est esquivé. Selon le fabricant de Goldcap, la limitation n'est pas indispensable lors de la charge, elle témoigne ici de l'importance attachée à la sécurité.

Le 555 CMOS est monté en multivibra-



030406 - 11

teur astable pour économiser l'énergie et permettre à l'avertisseur sonore de fonctionner le plus longtemps possible. Les résistances R5 et R6 provoquent un temps de conduction très court, seulement 10 ms. C'est cependant suffisant pour

que le vibreur produise un signal puissant. Si les impulsions sont trop courtes, augmentez la valeur de R5 (au prix d'une plus grande consommation moyenne à prélever sur la Goldcap).

(030406-1)

# Endurance des accumulateurs Li-ion

Nouvelles techniques, nouveaux soucis. En réalité, nous n'avons pas encore une expérience suffisante des accumulateurs au lithium ionique pour nous prononcer sur leur espérance de vie. On a facilement raconté n'importe quoi sur leur faible endurance, de quelques années à peine dans les blocs notes en usage intensif, alors qu'ils devraient pouvoir tenir 500 à 1 000 cycles. Si vous l'utilisez à fond 200 jours par an, alors il a droit à la retraite en principe après trois ou quatre ans. Mais on dit aussi que si l'accumulateur a subi une centaine de cycles, en pratique, il n'est plus aussi fringant qu'au début...

Au CdNi et NiMH, il y a intérêt à ne pas laisser les accumulateurs se décharger à fond, ni à les charger trop fort. Ainsi Toyota, dans sa Prius n'utilise la batterie au NiMH qu'entre 40% et 80% de sa capacité et la garantit pendant 8 ans. À travailler entre 0 et 100%, elle ne survivrait pas un an en service intensif. Il semble qu'avec les accumulateurs

lithium-ion, ce soit différent. Décharger jusqu'à 20 % et

recharger souvent réduit la durée de vie. Sur ce type de batterie, il vaut mieux opérer par cycle complet de charge et décharge, une moitié de cycle compte pour un entier. Un deuxième aspect, c'est l'oxydation des électrodes : elles commencent à se détériorer le jour de leur fabrication, il n'y a aucun remède. Il s'ensuit une diminution progressive de la capacité utilisable. On ne peut arrêter le processus, mais on peut le ralentir. Les mots d'ordre : basse température et jamais de recharge à 100 %. Or, c'est exactement le contraire qui se produit généralement, on tâche d'emmagasiner un maximum d'énergie, ce qui fait monter la température à plus de 40 degrés. On a signalé que lors d'expériences sur la longévité, des accumula-

teurs chargés à 100% et conservés à 60 degrés avaient perdu la moitié de leur capacité après trois mois à peine. Donc si vous avez un accumulateur en réserve, chargez-le à 50% et conservez-le au frais, la température de l'habitation convient. Charger à 50 % se fait très aisé-

ment en diminuant la tension du chargeur à 3,9 V, par exemple. Mesurez la tension en service du chargeur qui accompagne l'appareil et réglez le vôtre quelques dixièmes de volt plus bas. Une tension de charge trop élevée peut provoquer des accidents.

Une autre cause de panne est la décharge profonde spontanée. Pour éviter les dégâts, la tension ne doit jamais descendre sous les 2 V. À la température ambiante, cela veut dire un contrôle semestriel et une recharge si nécessaire.



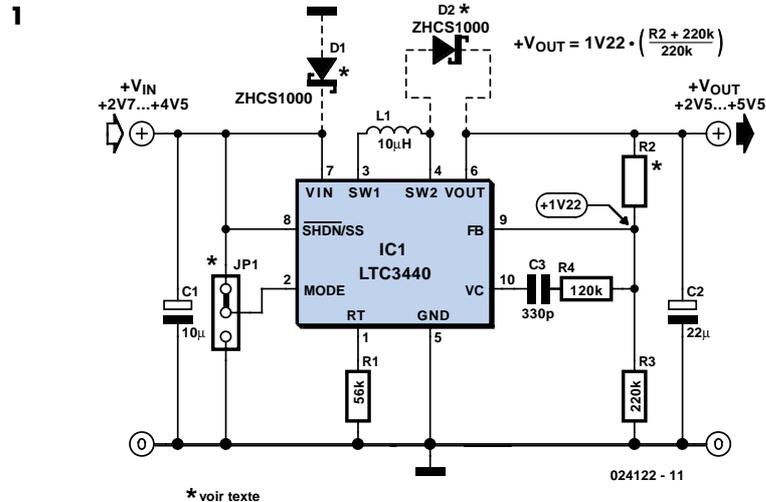
# Convertisseur de tension

## dévolteur-survolteur

Gregor Kleine

On alimenterait bien un circuit par pile, mais la tension de fonctionnement requise se trouve quelque part sur la courbe de décharge. Le circuit est suralimenté si la pile est chargée à bloc ; la tension suffit à peine si elle se trouve dans le dernier tiers de sa durée de fonctionnement. Le nouveau convertisseur de tension dévolteur-survolteur LTC 3440 de Linear Technology ([www.linear.com](http://www.linear.com)) vient à votre secours. Le régulateur à découpage de la **figure 1** n'a besoin que d'un petit enroulement pour convertir la tension d'entrée de +2,7 V à +4,5 V en une tension de sortie de +2,5 V à +5,5 V. La tension de sortie est déterminée par le diviseur de tension R2, R3. Celui-ci peut varier de façon continue selon le rapport de tension entre le régime survolteur ( $V_{in} < V_{out}$ , Step Up, Boost) et le régime dévolteur ( $V_{in} > V_{out}$ , Step Down, Buck). Le courant de sortie maximum s'élève à 600 mA.

Le circuit intégré contient 4 commutateurs MOSFET (**figure 2**). Ils peuvent connecter l'enroulement L1 à  $V_{in}$  ou à la masse du côté entrée et à la masse ou à la  $V_{out}$  du côté sortie. A est continuellement fermé et B continuellement ouvert en régime survolteur. C et D se ferment alternativement pour engendrer une tension de sortie inductive plus élevée que la tension d'entrée. D est continuellement fermé et C continuellement ouvert en régime dévolteur. A et B se ferment alternativement pour engendrer en

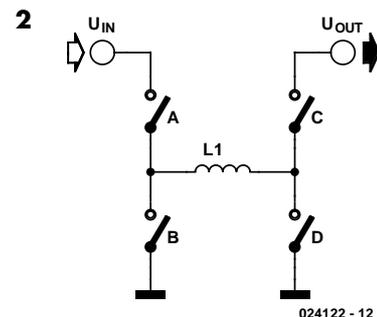


$V_{out}$  une tension abaissée proportionnellement au rapport cyclique. L1 et le condensateur de sortie servent de filtre passe-bas. Les 4 commutateurs sont fermés lorsque le circuit passe à la modulation en largeur d'impulsion utilisée pour des tensions d'entrée et de sortie très voisines.

La résistance R1 fixe la fréquence de commutation du circuit intégré. Celle-ci est de l'ordre de 1,2 MHz pour la valeur indiquée. L'enroulement L1 peut donc être très petit. Le modèle DT1608C-103 de Coilcraft ([www.coilcraft.com](http://www.coilcraft.com)) est parfaitement adéquat. L'entrée SHDN/SS permet d'arrêter le circuit intégré. Elle permet aussi d'atteindre un comportement de démarrage progressif (*Softstart*) en augmentant lentement la tension (élément RC). La connexion MODE permet de commuter entre le mode à fréquence fixe (MODE = masse) et le mode impulsionnel (MODE =  $V_{in}$ ). Ce dernier améliore le rendement (70 à 80 %) pour un courant de moins de

10 mA. Le rendement dépasse 90 % lorsque le courant est de l'ordre de 100 mA. Le courant de sortie peut atteindre 500 mA. Les 2 diodes Schottky représentées par des lignes en tirets permettent d'améliorer encore le rendement. Elles « court-circuitent » l'intervalle de temps lors duquel les 2 commutateurs actifs sont ouverts (comportement sans chevauchement « Break-before-Make »).

(024122-1)

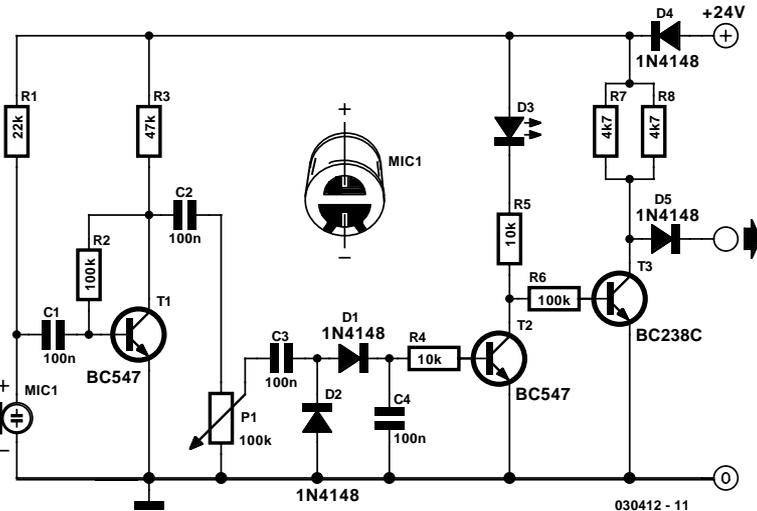


# Capteur acoustique

Engelbert Göpfert Ing. Dipl.

Ce capteur acoustique développé à l'origine pour des applications industrielles (surveillance d'une sirène) peut trouver application dans la sphère domestique. Sa caractéristique majeure : une réalisation extrêmement fiable. Ceci signifie qu'au cas où il tomberait en panne, même dans les conditions les plus défavorables imaginables (*worst case*), il ne produira pas de fausse alarme. De plus, les connexions du capteur sont insensibles à une inversion de polarité et protégées contre les courts-circuits. La tension d'alimentation de 24 V est celle que l'on rencontre dans les automates industriels, le signal fourni par le capteur se situant lui aussi dans cette plage de tensions.

Le montage se compose d'un microphone à électret, d'un amplificateur, d'un atténuateur, d'un redresseur et d'un étage de commutation. La capsule électret, MC1, est alimentée, au travers de la résistance R9, par un courant de 1 mA. T1 amplifie le signal découplé de la tension continue d'alimentation par le condensateur C1 à un niveau de l'ordre de  $1 V_{CC}$ . La résistance R7 fixe le courant de collecteur de T1 à 0,5 mA au maximum. La définition du point de fonctionnement flottant se fait par le biais de la résistance de contre-réaction,



R8. Le potentiomètre permet d'ajuster la sensibilité du circuit de façon à ce qu'il ne réagisse pas aux bruits environnants. Les diodes D1 et D2 redressent le signal que le condensateur C4 déphase. Dès que la tension aux bornes de C4 dépasse 0,5 V, le transistor T2 devient passant et la LED prise dans la ligne de collecteur du transistor s'allume. T3 inverse ce signal.

Lorsque le micro ne reçoit pas de signal, le transistor T3 commute et la sortie se trouve à la masse (GND). En cas de présence de signal, T3 s'ouvre et la sortie se

trouve, par le biais des résistances R4 et R5, au +24 V. Si l'on veut qu'il circule un courant de sortie de 10 mA, la résistance de collecteur de T3 doit avoir une valeur de 2,4 k $\Omega$ . De manière à pouvoir utiliser des résistances de 0,25 W, nous avons utilisé 2 résistances de 4,7 k $\Omega$  prises en parallèle. La diode D4 protège le capteur contre une inversion de polarité de la tension, D3 le protègeant de la destruction au cas où la sortie se trouverait malencontreusement reliée à la tension d'alimentation.

# Réinitialisation pour tensions multiples

Gregor Kleine Ing. Dipl.

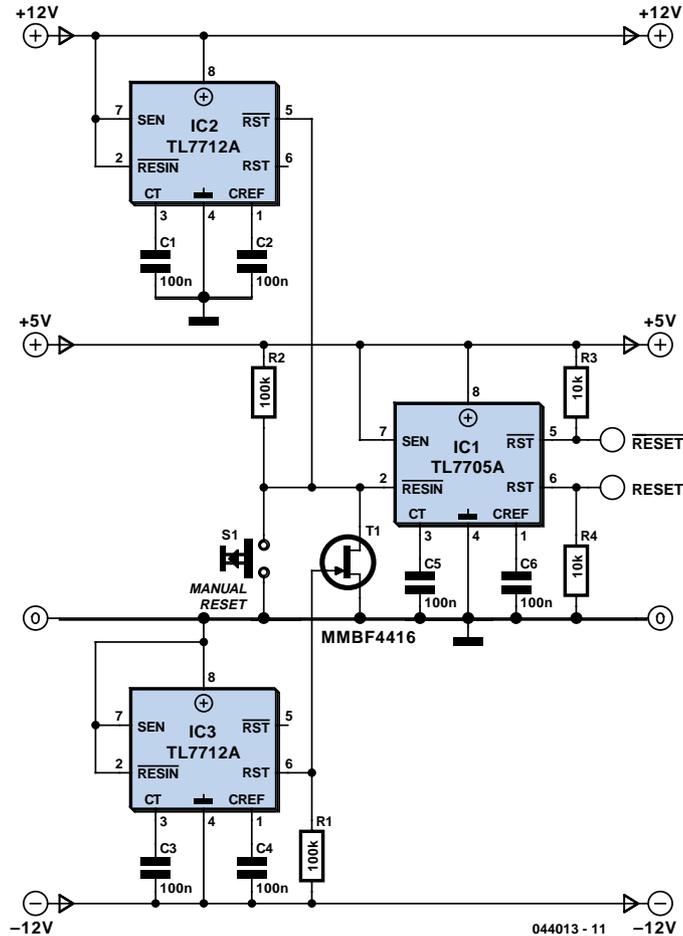
Ce circuit tient compte de toutes les tensions de fonctionnement d'un système (+12 V, -12 V et +5 V dans notre cas) pour engendrer un signal de réinitialisation impeccable. Il arrive trop souvent que seule la tension du processeur (+5 V dans notre cas) soit utilisée. Les autres tensions n'ont pas nécessairement atteint leur valeur nominale, ce qui peut causer un mauvais fonctionnement du système.

IC1 est le générateur de réinitialisation principal. Il s'agit de la puce bien connue TL7705A qui nécessite une tension de seuil de 4,55 V jusqu'à la désactivation de la réinitialisation à la fin d'un intervalle  $t_d$ . Le condensateur de la broche 3 (CT) détermine la durée du signal de réinitialisation selon la formule

$$t_d = 12 \cdot C_T \cdot 10^3$$

où  $C_T$  en  $\mu\text{F}$  fournit une valeur  $t_d$  en  $\mu\text{s}$ . La longueur d'impulsion est donc d'environ 1,2 ms pour 100 nF. Le TL7705 produit un signal de réinitialisation actif haut (broche 6, RESET) ou actif bas (broche 5,  $\overline{\text{RESET}}$ ). Ces sorties à collecteur ouvert nécessitent une résistance de rappel vers le niveau haut ou bas.

L'entrée  $\overline{\text{RESIN}}$  (broche 2) de IC1 est commandée par 2 TL7712A surveillant les tensions +12 V (IC2) et -12 V (IC3). Leurs sorties de réinitialisation (broches 5 et 6) sont actives jusqu'à ce que la valeur type du seuil (10,8 V) soit atteinte. La résistance de 100 k $\Omega$  à l'entrée  $\overline{\text{RESIN}}$  de IC1 sert de résistance de rappel à +5 V. Alors que la sortie collecteur ouvert  $\overline{\text{RES}}$  (broche 5) de IC2 à +12 V peut être reliée directement à l'entrée (broche 2) de IC1, il faut convertir la sortie (broche 6) de IC3



à -12 V par le biais du transistor JFET T1. Le JFET choisi est bloqué lorsque la tension de grille se situe entre -2,5 V et -6 V. Lorsque la réinitialisation de IC3 est active, sa sortie RES (broche 6) se trouve au potentiel de la masse et le chemin drain-source du JFET T1 conduit. Par conséquent, l'entrée  $\overline{\text{RESIN}}$  (broche 2) de IC1 est tirée à la masse et les signaux RESET de ce composant sont activés. On peut ajouter un bouton-poussoir à l'entrée

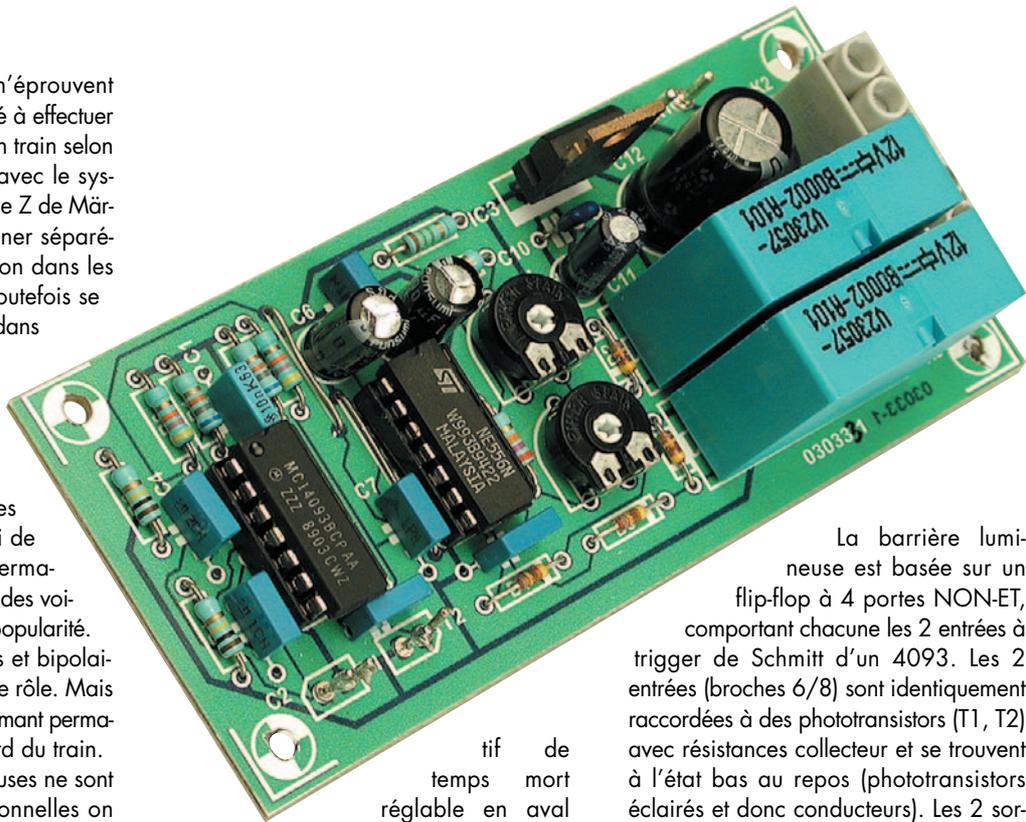
$\overline{\text{RESIN}}$  de IC1 pour réinitialiser manuellement si le besoin s'en fait sentir. Les entrées de détection (SENSE, broche 7) sont reliées à l'alimentation positive de leur TL77xx. Les connexions de la tension de référence (broche 1) sont toutes filtrées par un condensateur 100 nF.

**Source MMBF4416 :  
Conrad RFA, Nr. cde 14 28 08**

# Barrière lumineuse directionnelle

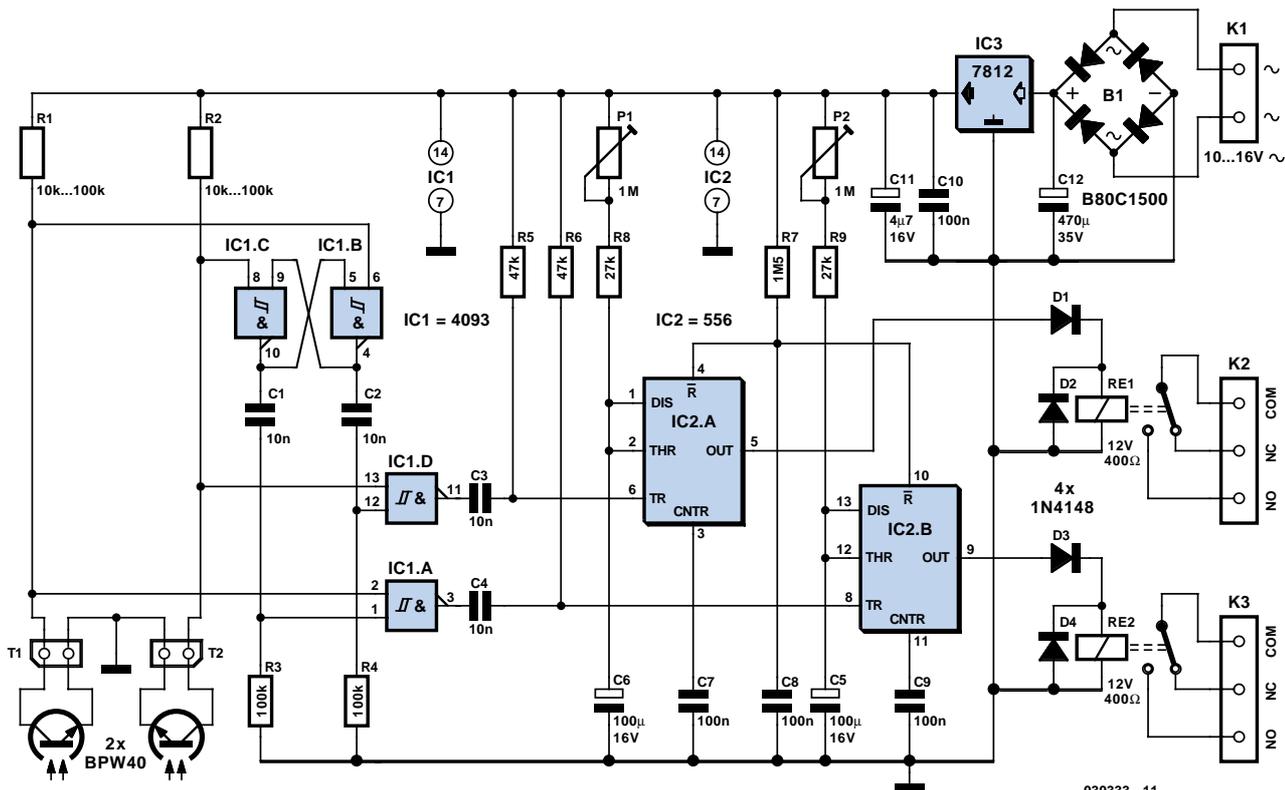
Robert Edlinger

Les modélistes ferroviaires n'éprouvent généralement aucune difficulté à effectuer une commutation à partir d'un train selon sa direction, tout au moins avec le système HO et le mini club échelle Z de Märklin. On peut en effet actionner séparément les voies de commutation dans les 2 sens. Les choses peuvent toutefois se passer différemment, comme dans le cas de l'échelle 1 de Märklin. Il faut alors faire appel à des méthodes de commutation sélectives. Les contacts en ampoule (ILS, interrupteur à lames souples dans un tube de verre rempli de gaz inerte) avec aimants permanents fixés au plancher d'une des voitures jouissent d'une grande popularité. Les commutateurs unipolaires et bipolaires à effet Hall jouent le même rôle. Mais ils ont besoin eux aussi d'un aimant permanent de déclenchement à bord du train. Même si les barrières lumineuses ne sont pas des commandes directionnelles on peut, sans trop de peine, faire en sorte que les trains ne provoquent la commutation que dans le sens choisi. Un disposi-

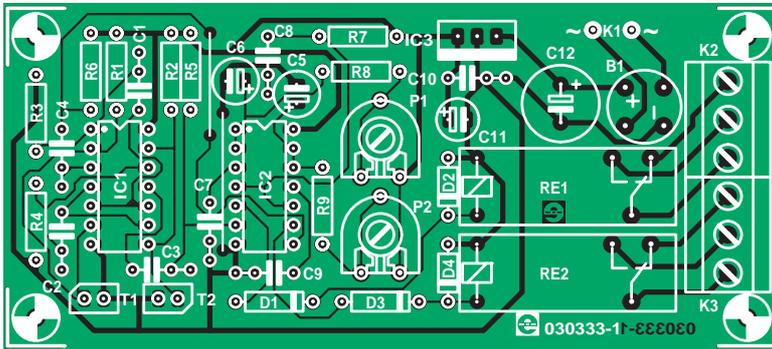


tif de temps mort réglable en aval empêche les intervalles entre les wagons de produire des impulsions indésirables.

La barrière lumineuse est basée sur un flip-flop à 4 portes NON-ET, comportant chacune les 2 entrées à trigger de Schmitt d'un 4093. Les 2 entrées (broches 6/8) sont identiquement raccordées à des phototransistors (T1, T2) avec résistances collecteur et se trouvent à l'état bas au repos (phototransistors éclairés et donc conducteurs). Les 2 sorties des portes (broches 4/10) se trouvent alors à l'état haut. Lorsqu'une voiture cache un phototransistor (T1, mais ça



030333 - 11



fonctionne aussi bien dans l'autre sens), les niveaux d'entrée et de sortie de la porte IC1.D s'inversent. La sortie de la porte IC1.C n'est pas affectée, même si l'entrée « interne » de la porte (broche 9) passe au niveau haut. Donc, rien ne change lorsque la voiture cache aussi T2, mais seulement lorsqu'elle a dépassé T1 : La broche de sortie 4 revient au niveau haut tandis que la broche 10 bascule au niveau bas. Et lorsque la voiture a enfin dépassé les 2 phototransistors, la broche 10 revient aussi à l'état haut. Le flip-flop est revenu à l'état initial.

Ce comportement exige donc de disposer les phototransistors T1 et T2 de sorte qu'une voiture qui passe cache le premier phototransistor, puis les deux, et enfin le second. La distance entre les phototransistors doit donc être plus courte que la longueur de la voiture.

La commutation d'une sortie fait apparaître une impulsion positive d'environ 10 ms aux entrées de la porte IC1.B (broche 12) ou IC1.A (broche 1). La constante de temps est fixée par les circuits de temporisation (R3/C1 et R4/C2). Le recouvrement du phototransistor produit un niveau haut à la broche 13/2. Celui-ci débloque une des 2 impulsions transmises au temporisateur en aval comme signal de déclenchement actif à l'état bas. Les 2 unités de temporisateur double 556 connectées de façon identique servent de multivibrateurs monostables (bascules monostables), donc pratiquement de prolongateurs d'impulsion. Chacune commande un relais de sortie à contact inverseur. Les constantes de temps des bascules monostables peuvent être ajustées (indépendamment de la tension de fonctionnement) entre 3 s et 170 s à l'aide des circuits de temporisation P1/R8/C6 et P2/R9/C5. L'élément RC R7/C8 force les 2 temporisateurs à passer à l'état de repos (état bas des sorties) lorsque la tension de fonctionnement est appliquée.

Les diodes de roue libre D2 et D4 sont indispensables avec une charge inductive : elles court-circuitent la force contre-électromotrice engendrée par la bobine de relais. D1 et D3 éliminent la tension

directe négative de la sortie du temporisateur. Un contrôle de fonctionnement optique ? Remplacer D1/D3 par des LED rouges avec une chute de tension de 1,6 à 2,0 V. Le circuit gaspille déjà une bonne dose d'énergie en chauffage. Un petit dissipateur thermique pour le régulateur de tension IC3 est donc loin d'être superflu.

Le tracé de la platine de cette barrière lumineuse rend le montage simple et rapide. N'oubliez pas le (seul) cavalier entre C6 et R5. Respectez la polarité des condensateurs électrolytiques, des transistors et, bien entendu, des circuits intégrés qui peuvent par ailleurs être montés sans problème dans des supports.

La platine, relativement visible, devrait cependant être montée à l'abri des regards. Les phototransistors sont montés à distance. Les conducteurs des phototransistors à la platine doivent être blindés et ne jamais dépasser 10 cm environ.

Les 2 résistances collecteur R1 et R2 des phototransistors T1 et T2 peuvent être ajustées dans des limites étendues (entre 10 k $\Omega$  et 100 k $\Omega$ ) pour obtenir la sensibilité voulue. La sensibilité de fonctionnement, et donc la portée, augmentent avec la valeur de ces résistances. Malheureusement, la sensibilité à la lumière parasite, déjà très élevée, augmente aussi. Il est parfois impossible d'éliminer une source intense de lumière parasite (lumière solaire directe ou lampes fluorescentes à proximité immédiate). Si tel est le cas, placer les phototransistors au bout de tubes en plastique noircis intérieurement. On peut aussi utiliser (conjointement ou non) un filtre IR dont la sensibilité maximale est située dans le domaine non visible du spectre entre 800 et 900 nm.

De petites lampes à incandescence (16 V, 1 W) constituent de bonnes sources lumineuses pour les phototransistors. Il va sans dire qu'elles émettent aussi les IR appropriés. Si ces petites lampes s'intègrent mal dans le paysage, vous pouvez les « dissimuler » presque complètement avec des filtres IR. On peut aussi investir dans des diodes IR : des types « costauds » comme le SFH485 (max. 100 mA, 950 nm) permettent d'éloigner la barrière de plus de

## Liste des composants

### Résistances :

R1 à R2 = 10 à 100 k $\Omega$ \*  
R3,R4 = 100 k $\Omega$   
R5,R6 = 47 k $\Omega$   
R7 = 1 M $\Omega$ 5  
R8,R9 = 27 k $\Omega$   
P1,P2 = ajustable 1 M $\Omega$

### Condensateurs :

C1 à C4 = 10 nF  
C5,C6 = 100  $\mu$ F/16 V radial  
C7 à C10 = 100 nF  
C11 = 4  $\mu$ F7/16 V  
C12 = 470  $\mu$ F/35 V

### Semi-conducteurs :

B1 = B80C1500  
D1 à D4 = 1N4148  
IC1 = 4093  
IC2 = 556  
IC3 = 7812  
T1,T2 = BPW40

### Divers :

RE1,RE2 = relais 12 V (400  $\Omega$ )  
unipolaire inverseur  
K1 = 2 picots  
K2,K3 = bornier encartable à 3 contacts  
au pas de 5 mm (RM5)-

Platine (030333-1) disponible chez ThePCBShop  
Le dessin de la platine est téléchargeable depuis notre site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

10 cm sans optique. Des réflecteurs bien adaptés (avec ou sans optique) accroissent encore considérablement la portée. Valeur conseillée de la résistance de protection : 180  $\Omega$ /1 W.

Cette barrière lumineuse bidirectionnelle a de multiples utilisations. Une sortie relais servira par exemple d'interrupteur d'arrêt dans une direction tandis qu'un train arrivant en sens inverse commande un aiguillage. Un enregistreur sonore reproduisant un sifflet ou une sonnerie d'avertissement peut être déclenché par un des 2 relais. Il est aussi possible de commander des signaux de surveillance clignotants. Une sortie relais peut même servir de « garde-barrière ».

Cette barrière lumineuse peut bien entendu effectuer toutes sortes d'opérations de comptage et servir d'alarme domestique pour des objets de nature appropriée. Modifier les éléments de temporisation RC pour raccourcir suffisamment (quelques dixièmes de secondes) les impulsions destinées à actionner un compteur. Les phototransistors en boîtiers miniatures peuvent être si proches les uns des autres qu'ils permettent par exemple aux entomologistes de dénombrer le nombre d'abeilles ou de bourdons entrant dans une ruche et en sortant.

(030333-1)

# Avertisseur de court-circuit

## pour trains miniatures

R. Edlinger

La construction et la mise en service de réseaux de trains miniatures s'accompagnent inévitablement de courts-circuits dans les voies, les aiguillages et le câblage. Les transformateurs destinés aux jouets sont protégés par un interrupteur bimétal incorporé contre les dommages dus aux courts-circuits. Son temps de réaction est toutefois trop élevé pour permettre de localiser immédiatement un court-circuit lorsque les trains circulent. En outre, cet interrupteur ne fonctionne pas toujours parfaitement lorsque le courant de traction dans le circuit est peu élevé.

La réaction rapide de l'avertisseur acoustique de court-circuit décrit ici résout le problème. Il faut toutefois une source de courant autonome, dans notre cas en un condensateur de sauvegarde GoldCap de 0,1 à 1 F.

Un contact en ampoule de modèle courant (ILS, Interrupteur à Lames Souples dans un tube de verre rempli de gaz inerte) sert de détecteur de courant. L'aimant permanent d'actionnement est rem-

placé ici par un enroulement. Quelques spires de fil de cuivre émaillé de 0,8 à 1 mm suffisent. Elles sont enroulées sur un foret de diamètre adéquat ou sur une bobine de fil, puis enfilées sur l'enveloppe de verre de l'ILS. Cette méthode ne cause qu'une chute de tension négligeable. La sensibilité en ampère-tours (ampères x tours) permet de déterminer le nombre de tours. Il suffit par exemple de 7 tours avec un type de 20 à 40 ampère-tours et un courant maximum admissible de 6 A ( $40/6 = 6,67$ ). L'absence de données conduit généralement à déterminer empiriquement le nombre optimum de tours. Comme l'indique le schéma, le détecteur de court-circuit fonctionne avec les trains à courant continu et alternatif. Les transformateurs Märklin (HO, I) permettent d'effectuer la saisie commune des circuits des trains et de l'éclairage qui sont sur un secondaire commun.

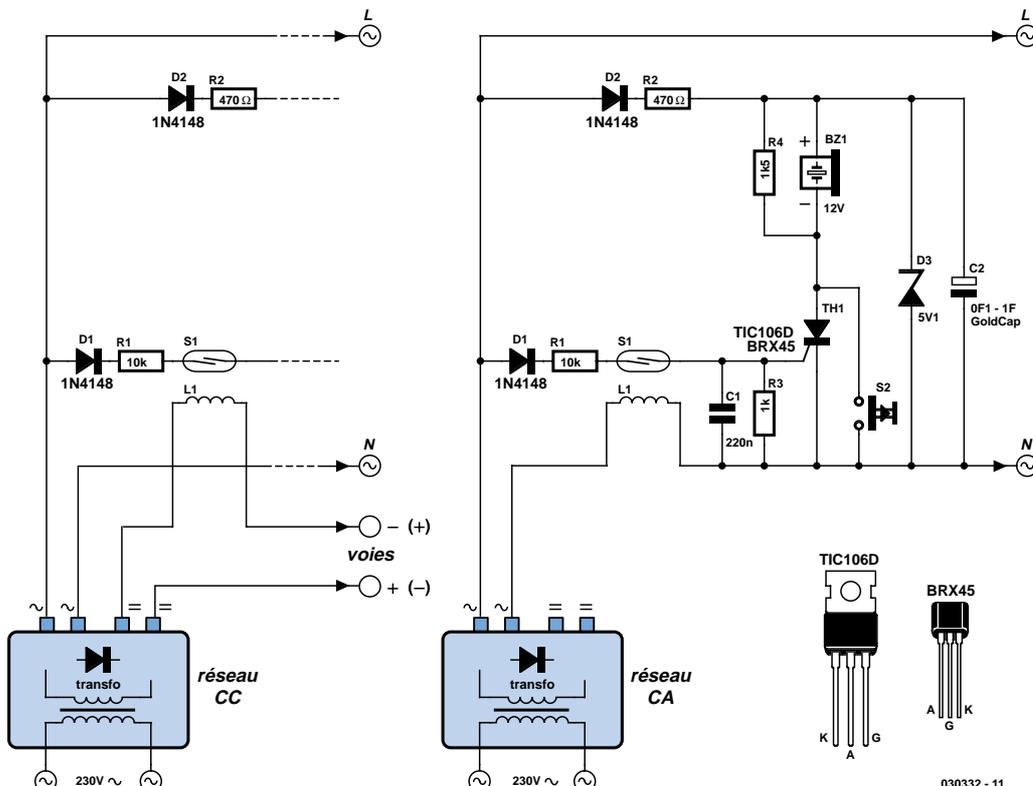
L'enroulement W se trouve dans le circuit du conducteur de masse commun (prise O). Le vibreur piézo BZ1 est donc actionné par un court-circuit dans chacun des deux circuits. La tension (positive) de déclenchement est prélevée sur D1 et la résistance protectrice R1 du circuit d'éclairage (L). Le courant alternatif ou pulsé passant par l'enroulement W fait vibrer les lames de contact à la fréquence du sec-

teur. Le vibreur est toutefois activé car il suffit d'une impulsion positive de courte durée pour amorcer le thyristor Th1. Sa tension anodique est fournie par le condensateur de sauvegarde GoldCap C2 chargé par D2/R2.

S1 permet d'interrompre l'alarme manuellement. En effet, le thyristor (fonctionnement à courant continu) se bloque après la décharge de C2 lors d'un court-circuit de l'éclairage, mais pas d'un court-circuit de la traction. C1 élimine les impulsions parasites.

Comme un son continu ne provoque pas une réaction aussi vive qu'un signal sonore intermittent, il est préférable de faire appel à un buzzer piézo avec signaux à intervalles. Le courant des pauses entre les intervalles est très faible. Or le courant de maintien du thyristor ne doit pas descendre au-dessous de 3 mA. C'est la raison de la résistance de 1,5 à 1,8 k $\Omega$  en parallèle sur l'avertisseur sonore. Cette mesure peut aussi s'avérer nécessaire dans le cas d'un avertisseur continu dont le courant de fonctionnement n'atteint pas 3 mA. La diode zener limite la tension de fonctionnement à 5,1 V, car la tension nominale du condensateur Gold-Cap est de 5,5 V.

(030332-1)



030332 - 11

# Visualisation secteur

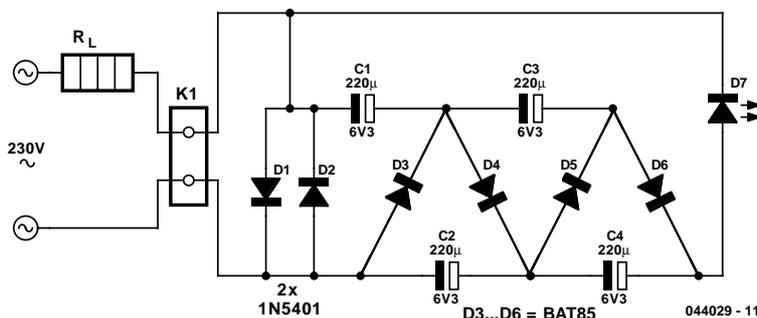
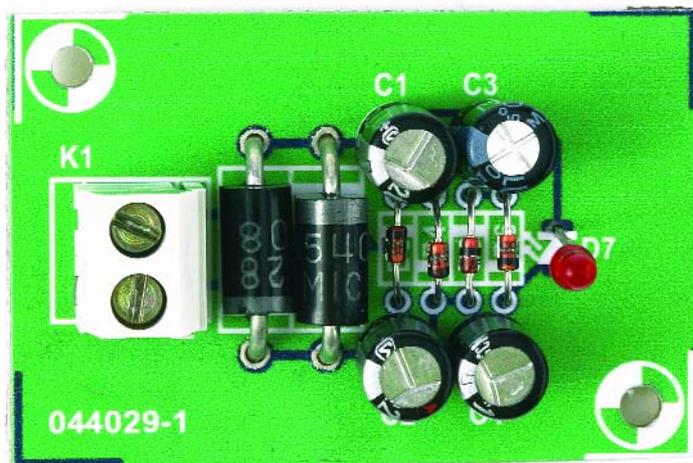
Il n'est pas toujours évident de savoir si un appareil consommateur de courant se trouve ou non en marche. Prenons l'exemple d'une lampe dans le grenier ou dans l'appentis, voire un chauffage électrique placé à un endroit difficilement accessible. L'approche la plus pratique serait de pouvoir connecter une LED directement en série avec le consommateur, mais malheureusement une LED ne supporterait pas un tel traitement...

L'approche la plus simple consisterait à prendre une résistance (de puissance) en série avec la charge et de connecter sur cette dernière une LED dotée de sa résistance-talon. Cette solution présente cependant un certain nombre d'inconvénients graves, dont, par exemple, la perte de puissance relativement importante qu'elle induit (bien souvent plusieurs watts). Il faut en outre que la valeur de la résistance soit en permanence adaptée à la valeur du courant.

Il est une meilleure approche : prendre une paire de diodes en tête-bêche anti-parallèle dans la ligne. Malheureusement la tension est alors trop faible pour permettre l'allumage d'une LED. Notons que si l'on utilise 6 diodes, cela devient possible, mais au prix d'une perte de puissance 3 fois plus importante).

Nous avons opté ici pour une solution à 2 diodes, suivie en aval par un quadrupleur de tension obtenu par une cascade. Cette solution est moins énergivore. Le courant traversant la LED est limité automatiquement par la résistance interne de la cascade, qui, en dépit de la taille des condensateurs électrochimiques, est loin d'être faible. Utilisez une LED à faible courant sachant que sinon il y a de gros risques que la LED ne soit pas suffisamment visible.

La diode 1N5404 utilisée est en mesure de supporter un courant maximal de 3 A ( $3 \text{ A} \times 230 \text{ V} = 690 \text{ W}$ ). On pourra,



pour des puissances inférieures à 200 W, utiliser également une paire de 1N4004. Il naît, aux bornes des diodes, une onde rectangulaire présentant une amplitude de  $1,3 V_{CC}$  environ. Cette tension est rehaussée, à l'aide de doubleurs de tension, de manière à permettre l'allumage de la LED. Ceci est uniquement possible à condition de ne pas perdre trop de tension sur les diodes constituant les doubleurs.

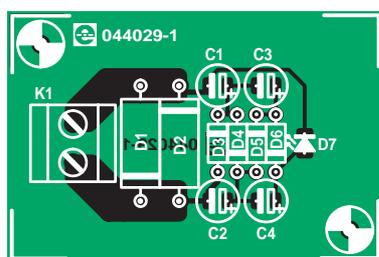
Ceci explique que nous utilisons des diodes Schottky. Chacune d'entre elles introduit une chute de tension de quelque 0,35 V. Le type de diode Schottky utilisé n'a pas d'importance.

Vous avez toute liberté pour procéder à

des expérimentations quant à la valeur des condensateurs électrochimiques. Plus leur taille est importante, plus le courant fourni pourra être élevé.

Rappelez-vous que la tension du secteur est létale. Veillez donc, à la mise en coffret du montage, qu'il soit impossible d'entrer en contact avec les parties véhiculant la tension du secteur et respectez un espacement d'isolation de 6 mm. Utilisez pour cette raison une LED de 5 mm (ne pas utiliser partant de LED de 3 mm !) et disposez-la aussi profondément que possible dans le boîtier. Montez la platine dans le coffret en la fixant à l'aide de vis en plastique.

(044029-1)



## Liste des composants

**Condensateurs :**  
C1 à C4 = 220 µF/6V3

**Semi-conducteurs :**  
D1, D2 = 1N5401  
D3 à D6 = BAT85 (ou tout autre type de

diode Schottky)  
D7 = LED à faible courant

### Divers :

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

Platine (044029-1) disponible chez ThePCBShop  
Le dessin de la platine est téléchargeable depuis notre site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

# Flamboiement raffiné

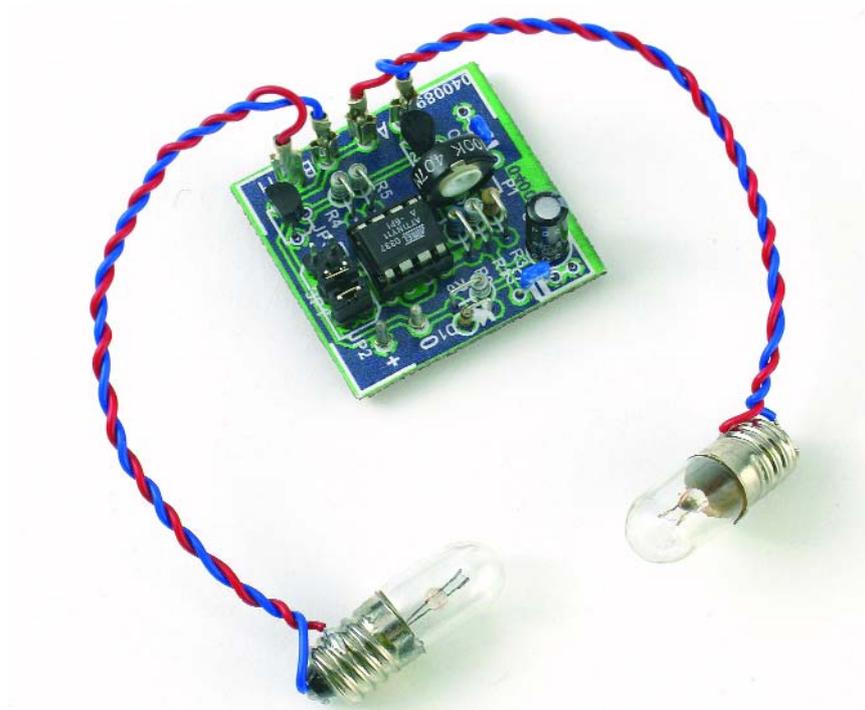
André Frank

Que ce soit pour représenter un feu de bois dans la crèche de Noël, un feu de camp dans le décor d'un chemin de fer modèle réduit, l'âtre d'une maison de poupées ou simplement la flamme artificielle d'une bougie, il n'existe dans le commerce aucun éclairage fluctuant suffisamment réaliste. En revanche, le circuit que nous présentons ici simule les variations irrégulières de luminosité d'un vrai feu.

Dans l'optique d'une grande flexibilité tout en limitant le nombre de composants, c'est à un microcontrôleur Atmel de la série ATiny qu'est confiée la génération du flamboiement. Deux signaux modulés en largeur d'impulsion commandent des transistors qui allument, selon huit niveaux d'intensité différents, deux petites ampoules à incandescence. Le signal d'horloge du contrôleur, et en conséquence la fréquence des variations, est déterminé par le potentiomètre de la cellule RC.

Produire des niveaux d'intensité par logiciel est très simple, en pratique, mais les bases théoriques utilisées ici n'ont rien de banales. C'est pourquoi on peut franchement parler de raffinement. Un générateur de nombres pseudo-aléatoire, constitué d'un registre à décalage de 8 bits à rétroactions selon un polynôme déterminé, produit une séquence périodique de 255 événements. Pour que le flamboiement ne devienne pas trop fébrile, la séquence est adoucie par un FIR, un filtre passe-bas à réponse impulsionnelle finie (filtre numérique non récursif) qui réalise une moyenne entre les deux dernières valeurs. Au choix, à l'aide de cavaliers, on peut comprimer la dynamique et ajouter une luminosité de fond. Le résultat obtenu se traduit par un flamboiement irrégulier très proche de celui d'un feu. Une autre option encore consiste à utiliser une table à consulter. Cette solution autorise naturellement la plus grande liberté. Un cavalier permet de choisir entre deux tables.

Les tables à consulter vous offrent encore la possibilité de programmer d'autres effets lumineux décoratifs, par exemple une lampe ondoyante ou le mélange graduel de deux sources lumineuses de couleurs différentes. On peut aussi penser à la simulation de gyrophares sur modèle réduit. L'extension à trois canaux et l'utilisation d'une source tricolore RGB, consti-

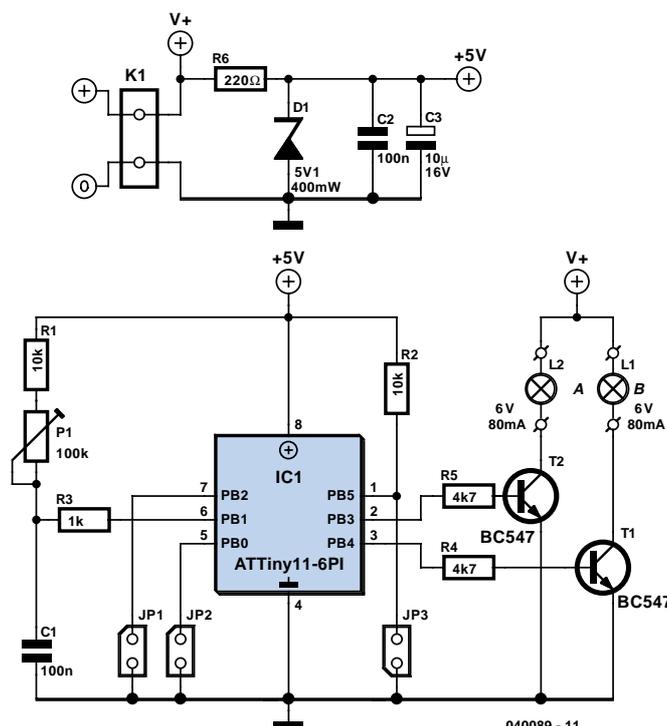


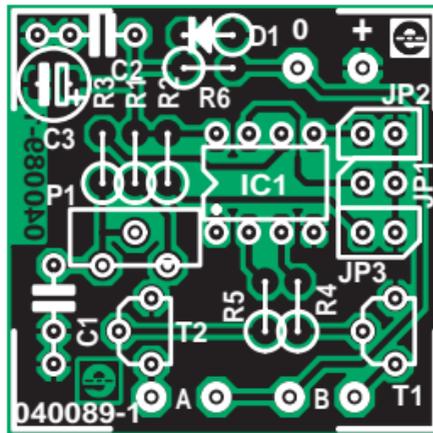
tuée de trois lampes à incandescence colorées ou d'une LED RGB, permet de réaliser toutes les modulations de couleur imaginables.

La platine a la dimension d'un timbre-poste, elle s'insère sans peine dans n'importe quel modèle réduit ou maquette en toute discrétion. Elle est à simple face et l'installation des composants y est aisée,

grâce au choix de CMS. Leur coût, platine exclue, est très abordable, entre 3 et 4 euros. La tension d'alimentation peut dériver d'un système adjacent sous 5 V stabilisés. Si elle n'est pas stabilisée ou plus élevée, il faut alors la brancher à V+. La consommation dépendra essentiellement du type de lampes employé.

(040089-1)





## Liste des composants

### Résistances :

R1,R4,R5 =  $4k\Omega$   
R2 =  $10 k\Omega$   
R3 =  $1 k\Omega$   
R6 =  $220 \Omega$

### Condensateurs :

C1,C2 =  $100 nF$

C3 =  $10 \mu F/16 V$

### Semi-conducteurs :

D1 = diode zener  $5V1/400 mW$   
T1,T2 = BC547  
IC1 = Attiny11-6PI (programmé)

### Divers :

L1,L2 = ampoules miniatures  $6 V/80 mA$

Platine (040089-1) disponible chez  
ThePCBShop

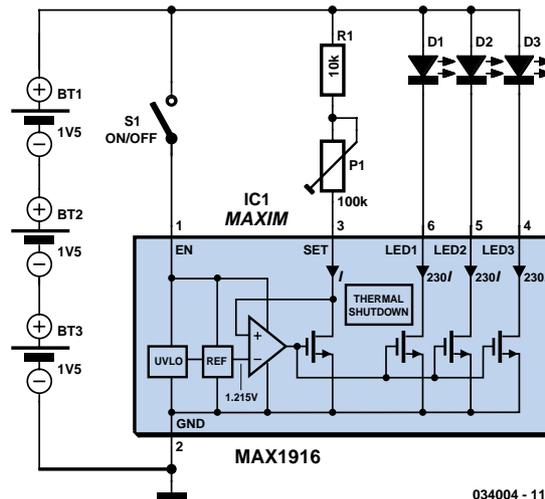
Le dessin de la platine est téléchargeable  
depuis notre site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

# Source de courant triple pour LED

Gregor Kleine Ing. Dipl.

Le courant alimentant les LED blanches destinées à l'éclairage doit être constant. La résistance série utilisée normalement à cet effet accapare toutefois une portion non négligeable de la tension de fonctionnement. Une nouvelle puce de Maxim ([www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)) limite la perte de tension à 200 mV environ. Le composant MAX1916, un miroir de courant, fournit aux 3 sorties LED1 à LED3 un courant constant environ 230 fois plus élevé que le courant d'entrée de SET. Un trimmer permet de régler facilement le courant des LED et donc leur luminosité. EN alimente la source interne de tension de référence (1,215 V) et met en et hors circuit la source de courant triple (On = EN à +V<sub>CC</sub>). EN ne consomme que 40  $\mu$ A.

La tension de fonctionnement du MAX1916 est située entre +2,5 V et +5,5 V. Notons toutefois que les LED blanches ont une tension de 3,5 V en



sens direct, de sorte qu'il faut plutôt choisir +3,8 V au minimum. Les 3 piles 1,5 V montrées ici constituent une solution exemplaire.

La luminosité peut aussi être ajustée par une tension de commande provenant par exemple d'un CNA. On place simplement

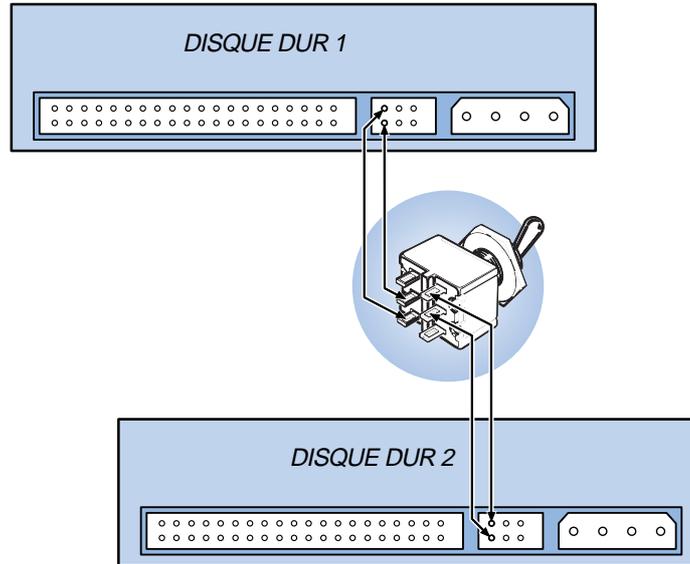
une résistance entre l'entrée SET et la tension de commande. Le courant consommé par SET est égal à la tension de commande moins 1,2 V divisée par la valeur de la résistance. Le MAX1916 est logé dans un petit boîtier CMS SOT23-6.

# Commutateur DD « safe »

Ce « circuit » permet, si vous avez un minimum de chance de votre côté, de choisir celui des deux disques durs présents sur votre système sera « visible ». Partant si l'un ou l'autre des 2 disques durs sera opérationnel. La présente électronique ne permet pas d'utiliser l'un des disques durs en esclave et l'autre en maître. De plus, nous ne pouvons pas garantir à 100% que cette approche soit fonctionnelle dans tous les cas; il peut se faire qu'avec l'un ou l'autre type de disque dur ou de système, le fonctionnement ne soit pas exactement celui que nous avons prévu. L'expérimentation est la mère de toutes les réussites. Vu la simplicité du matériel cela ne devrait pas poser de problème.

L'idée au départ de cette approche est d'utiliser l'un des 2 disques durs exclusivement pour Internet. L'autre disque dur est alors totalement inaccessible et partant à l'abri de tout risque « d'attraper un virus ». Comme de plus il n'existe pas de possibilité maître/esclave, il n'y a pas non plus de risque de contamination de cette façon.

Il y a de très fortes probabilités que ce circuit fonctionne avec tous les disques durs requérant la mise en place d'un cavalier pour un fonctionnement en mode « maître ». Ce circuit se substitue en effet au



044006 - 11

cavalier « maître » sur les 2 disques durs. La position du cavalier sur le croquis est uniquement donnée à titre d'exemple : il vous faudra identifier la connexion correcte à effectuer en fonction des caractéristiques de chacun des disques durs concernés. Nombre de disques durs comportent une plaquette disposée à proximité immédiate du connecteur donnant la fonction des différents contacts. Important : il ne faudra manipuler l'inter-

rupteur que ordinateur hors-tension. La loi de Murphy nous apprend en effet que si l'on fait fi de cet impératif, il peut se passer des choses épouvantables...

Nous avons proposé, dans le numéro double de l'an dernier, une version de luxe de cet interrupteur, version ne comportant pas cet inconvénient sous la dénomination de « sélecteur de disque dur ».

(044006-1)



5 mA) en aval pour attaquer des lampes à incandescence plus puissantes.

Un tremblement ininterrompu est un spectacle dont on se lasse – une maison achève de brûler et un soudeur fait parfois une pause. Il est donc judicieux de varier la durée d'allumage et d'extinction. Voici donc venu le moment d'introduire le commutateur à effet Hall TLE4935L. Son boîtier de faible taille permet de le monter entre les traverses

de toutes les échelles, même celles du mini club (échelle Z), ou latéralement. Il suffit que l'aimant permanent soit suffisamment puissant. Un aimant dont le pôle sud pointe en direction du boîtier du commutateur à effet Hall-(face avant aplatie avec impression du type) est fixé au plancher de la locomotive. Il provoque la commutation du transistor NPN intégré. La base du transistor externe PNP devient négative, le chemin collec-

teur-émetteur conduit, et le « jus » est envoyé aux transistors unijonction.

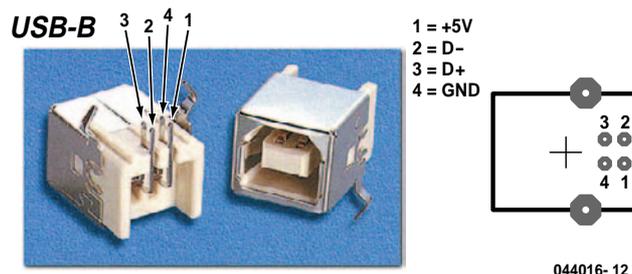
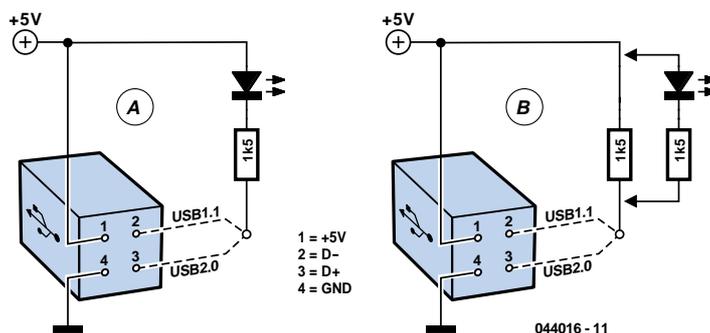
Si une autre motrice équipée d'un aimant dont le pôle nord pointe vers le boîtier passe après un certain temps, le commutateur à effet Hall se rouvre et la lumière tremblotante s'éteint. On peut bien entendu se passer de cette variante de déclenchement et actionner manuellement le circuit.

# LED pour port USB

Ne vous est-il jamais arrivé d'éprouver un sentiment bizarre d'insécurité et de désappointement lorsqu'un montage qui a toujours parfaitement bien fonctionné ne veut brusquement plus réagir sans que vous n'ayez la moindre idée pourquoi. Une petite électronique auxiliaire peut constituer une source de solution fort appréciée. Prenez, par exemple, le cas d'une liaison USB. Tout marche tout seul, du moins tant que tout se passe bien. L'adjonction d'une LED à une liaison USB permet de disposer d'un minimum d'information, ce qui peut être, en fonction de la situation, déterminant pour l'identification d'une source de problème.

Dans le cas d'une liaison USB, le transfert des données se fait par le biais de 2 lignes appelées D- et D+. Les 2 autres lignes sont celles du +5 V et de la masse. USB 1.1 supporte 2 vitesses, à savoir *full-speed* (12 Mbits/s) et *low-speed* (1,5 Mbits/s). En mode USB *low-speed*, on a pris, du côté du périphérique d'une résistance de forçage au niveau haut (pull up) de 1,5 k $\Omega$  environ entre les lignes D- et +5 V. Dans le cas d'un équipement travaillant en mode USB *full-speed*, cette résistance se trouve entre les lignes D+ et +5 V. Les appareils trafiquant en USB 2.0 possèdent toujours une résistance de forçage au niveau logique haut entre le +5 V et la ligne D+.

C'est l'endroit idéal où placer une LED. Cherchez, dans l'appareil concerné, la résistance de forçage au niveau haut de 1,5 k $\Omega$  (elle peut aussi avoir une valeur légèrement différente), détachez-en une extrémité et intercalez à cet endroit une LED à haut rendement (*high efficiency*, de consommation de courant de 2 à 3 mA. Veillez à bien respecter la polarité requise. Identifiez, en cas de doute, le



pôle positif à l'aide d'un multimètre. C'est maintenant qu'arrive le moment crucial. Le PC reconnaîtra-t-il encore le périphérique USB ? Notre fameuse résistance de forçage au niveau haut permet au PC de détecter quasi-instantanément la connexion d'un périphérique USB au système. La LED doit s'allumer faiblement (très faiblement même). Cette illumination nous permet de constater qu'il existe, même au repos, un minimum de communication. Il se peut cependant que d'un appareil à l'autre, en fonction des pilotes, les choses soient différentes. Dans la plupart des cas la LED s'allumera faiblement. Plus l'utilisation du bus devient intense, plus la luminosité de la LED augmentera. Elle donne partant une indication sur la quantité de données véhiculées sur le bus. Il est prudent (et recommandé) de s'assu-

rer du bon fonctionnement du périphérique USB. Il va sans dire que la présence de la LED n'est pas faite pour améliorer les signaux circulant par le bus.

Vous pourrez, si vous constatez un problème, opter pour la variante B qui conviendra peut-être mieux. Il vous faudra maintenant une résistance et une LED. Cette combinaison est prise en parallèle sur la résistance de forçage au niveau haut d'origine. On pourra également opter pour cette solution lorsque la résistance de forçage de 1,5 k $\Omega$  est difficile d'accès. L'avantage de cette seconde approche est qu'elle exerce une influence moindre sur les signaux véhiculés par le bus.

(044016-1)

## Liens intéressants :

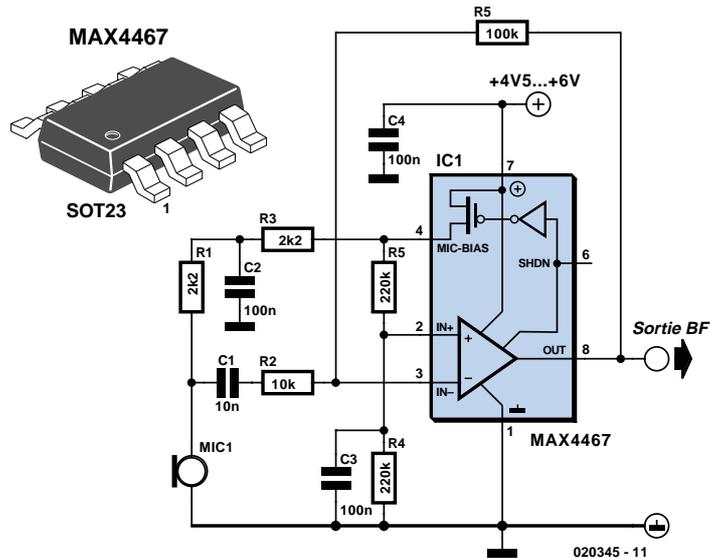
[www.lvr.com](http://www.lvr.com)  
[www.usb.org](http://www.usb.org)

# Préampli micro à circuit micropower

D. Prabarakan

Le MAX4467 est un amplificateur opérationnel micropower optimisé pour faire office de préamplificateur pour microphone. Le circuit intégré présente un gain unitaire, est parfaitement stable et fournit une bande passante de puissance de 200 kHz, et cela à un courant d'alimentation de 20  $\mu\text{A}$  seulement. Autres avantages mis dans la balance par le fabricant : excursion de la sortie rail-à-rail, excellents taux de réjection de la tension d'alimentation et en mode commun, ce qui est favorable dans le cas d'une mise en oeuvre en environnements pollués électriquement.

Lorsqu'il se trouve en mode d'arrêt (*shut-down*), le courant d'alimentation tombe à moins de 10 nA, le courant de polarisation du micro externe est purement et simplement coupé, permettant des économies de courant à tout crin. Le MAX4467 peut travailler à n'importe quelle tension d'alimentation comprise entre +2,4 et +6 V. L'utilisation d'un micro à capsule électret requiert une polarisation en continu sous une forme ou une autre. Ici, la tension de polarisation est fournie par le MAX4467, par le biais de R3 et R1, C2 faisant office de condensateur de découplage. À noter cependant que le MAX4467 n'appli-

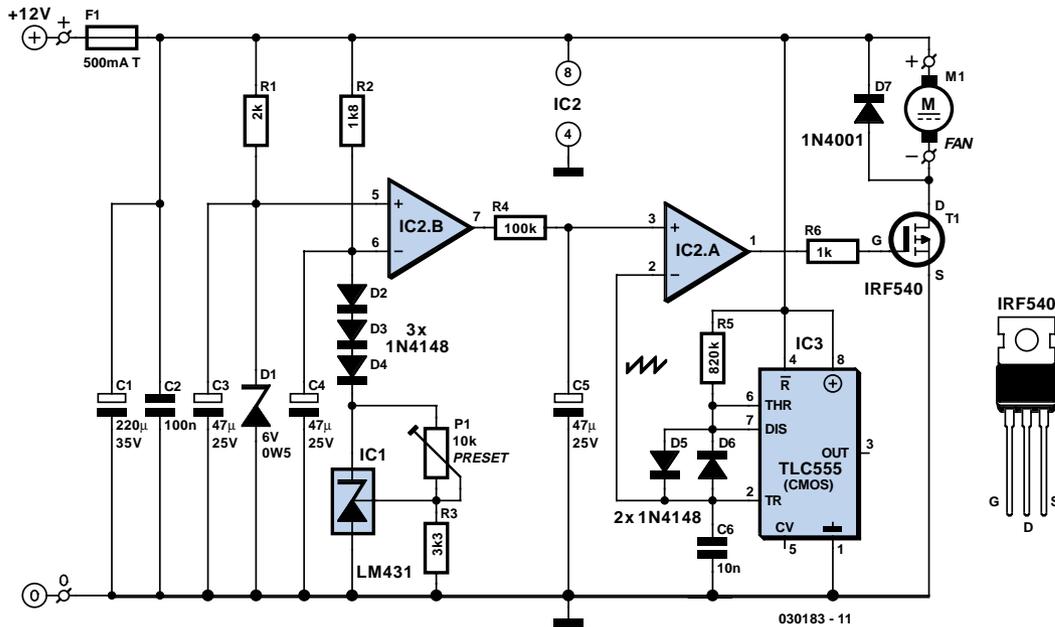


quera de tension de polarisation au micro que lorsque l'entrée SHDN (*SHutDown*, sa broche 8) se trouve au niveau bas. Lorsque cette entrée SHDN est forcée au niveau haut, le courant d'alimentation chute à 5 nA, la sortie de signal se met en léthargie, entrant dans un état de haute impédance et le courant de polarisation du micro est coupé. Il ne faut pas laisser l'entrée SHDN en l'air.

Le MAX4467 est uniquement disponible en boîtier SOT23 à 8 broches. Il faudra

veiller, lors du dessin d'une platine à l'intention de l'amplificateur, à ce que les capacités parasites à l'entour du circuit intégré soient réduites au minimum en raccourcissant autant que possible les pistes de cuivre du circuit et en plaçant les composants externes (CMS) le plus près possible des broches de l'amplificateur opérationnel. Pour de plus amples informations sur le MAX4467 nous vous suggérons un petit tour sur : [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).

# Faire durer le moniteur



## Myo Min

Ce circuit est recommandé pour la protection d'un moniteur d'ordinateur contre la surchauffe.

Beaucoup de moniteurs à tube cathodique périclitent des suites d'un excès de température. Après une ou deux heures de fonctionnement, l'arrière de l'appareil atteint déjà 45 degrés ou 20 degrés au-dessus de la température ambiante. La chaleur provient surtout des circuits de commande des canons VGA, des déflexions horizontale et verticale et de l'alimentation. La meilleure manière d'évacuer la chaleur, donc de prolonger la vie du moniteur et en même temps de protéger l'environnement, c'est d'ajouter un ventilateur sans balais, qui est plus léger, plus sobre en énergie et d'un rendement plus élevé que les modèles ordinaires.

Dans le schéma, les diodes D2, D3 et D4 mesurent la température du moniteur. Elles présentent ensemble un coefficient de température négatif de 6 mV par degré Celsius. Pour se prémunir des parasites, il faut utiliser du fil blindé dans la liaison des capteurs de température au circuit de mesure.

La tension d'alimentation de +12 V est

prélevée sur l'ordinateur. Mais on peut aussi bien utiliser un adaptateur secteur fournissant du 12 V continu. C1 et C2 sont des condensateurs de découplage pour éliminer les oscillations et l'ondulation produite par les commutations.

R1 conduit le courant de polarisation de D1, une Zener de 6 V qui sert de référence pour l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel IC2B. Un régulateur parallèle de précision, IC1, amène juste au-dessus de 6 V la tension sur les diodes de mesure, selon l'ajustement de P1. C4 est le condensateur de découplage du réseau de capteurs.

Le réseau intégrateur R4-C5 procure un retard d'environ 3 secondes et transforme le signal de commutation en une rampe de tension exponentielle croissante ou décroissante. Ce signal est transmis à la broche 3 du second amplificateur opérationnel, IC2A.

La commutation « brutale » produirait beaucoup de bruit, il faut donc trouver une autre solution. IC3, un TLC555, sert de multivibrateur astable avec R5 et C6 pour commander le réseau de charge qui produit une tension en dent de scie à la fréquence d'à peu près 170 Hz. Ce signal va à la broche 2 de IC2A, qui

compare les deux tensions présentes sur ses entrées et produit comme signal de sortie des impulsions dont la largeur est modulée (PWM) en conséquence.

L'onde en dent de scie sert donc à former le signal PWM, lequel est appliqué au transistor (T1) de commande de l'étage de puissance à travers la résistance de liaison R6. Le FET de puissance commute en tout ou rien le ventilateur au rythme du signal PWM.

Les pointes de force contre-électromotrice occasionnées par les commutations de T1 sont nivelées par une diode très rapide, D7.

Pour commencer, on règle P1 sur la plus haute résistance. On dirige l'air chaud d'un sèche-cheveux vers les diodes de mesure pendant une minute, puis on place un thermomètre près d'elles et l'on ajuste P1 lentement vers le minimum de résistance en surveillant un voltmètre numérique branché sur la broche 7 de IC2B. Il suffit de repérer à peu près la température de 40 degrés. À cette température, le multimètre indiquera approximativement 12 V.

Le circuit consomme environ 120 mA, alimenté sous 12 V.

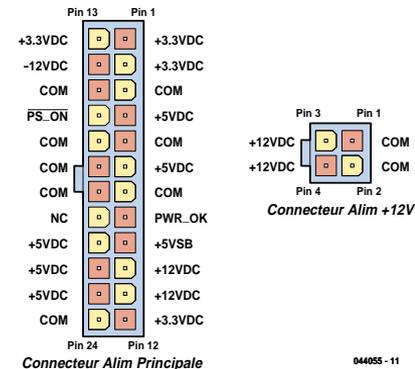
# BTX

Qu'est-ce que c'est encore que le BTX ? Rien moins que le successeur de l'ATX ! ATX, c'est le nom que porte le standard actuel d'alimentation et des caractéristiques mécaniques des cartes mères de PC. La nouvelle norme BTX (*Balanced Technology eXtended Form Factor*) a pour principaux intérêts un gain de place et surtout une meilleure gestion thermique. Pour évacuer la chaleur dissipée de la façon la plus efficace qui soit, on a groupé les composants sur le circuit. Quand on sait qu'un processeur peut dissiper jusqu'à 100 W de chaleur et qu'une simple carte vidéo monte déjà à 50 W, on comprend qu'il est temps de bien penser l'évacuation de toute cette énergie, sans compter les nappes de câbles et autres obstacles qui viennent encore compliquer le parcours. Cf. également l'article sur SATA. La montée en puissance constante des alimentations n'est pas étran-

gère non plus à ce phénomène de « réchauffement informatique ». Il y a dix ans, une alimentation de 150 W suffisait largement. Maintenant, elles fournissent 350 ou 400 W.

Comme aujourd'hui, la norme BTX impose un ventilateur sur l'alimentation mais elle présente aussi un système de refroidissement indépendant pour la carte mère, qui l'alimente en air frais de l'extérieur et évacue l'air chaud de l'intérieur, sans utiliser le ventilateur de l'alimentation.

Enfin, la puissance des alimentations BTX a également augmenté. Une nouvelle norme pour les connecteurs d'alimentation (*Main power connector*) a vu le jour. Des 20 broches habituelles, ils sont passés à 24 broches. Les 20 premières n'ont presque pas changé de fonction par rapport aux alimentations ATX. Il n'y manque que le -5 V. Comme on peut le

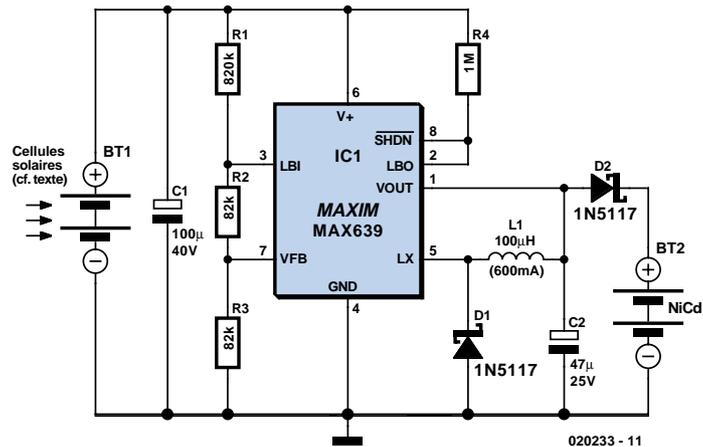


voir sur la figure, les 4 broches additionnelles concernent le 3,3 V, le 5 V et le 12 V. Pour terminer, on va trouver un connecteur à 4 broches, le connecteur d'alim +12 V (+12 V power connector), qui alimente le processeur de manière indépendante.

# Chargeur solaire à haut $\eta$

D. Prabakaran

Il s'agit ici d'un chargeur pour accumulateurs CdNi alimenté par piles solaires. Un panneau de cellules solaires ou une série de cellules solaires sont en mesure de charger un accu et ce à un rendement ( $\eta$ ) supérieur à 80% si tant est que la tension disponible dépasse la tension de l'accumulateur « totalement chargé » d'au moins la chute de tension introduite par une diode, celle qui sera intercalée entre la série de cellules solaires et l'accumulateur. L'adjonction d'un régulateur abaisseur (*step-down*) permet à une série de cellules solaires de charger des packs d'accumulateurs de tensions aux bornes diverses au courant optimal et à des rendements qui approchent celui du régulateur lui-même. Ceci implique cependant que le circuit intégré soit utilisé de façon non orthodoxe (plus connue sous la dénomination de « mode Elektor »), lui demandant d'assurer une régulation du courant de charge de telle manière que la tension de sortie de la série de cellules solaires reste tout près du niveau requis pour un transfert de puissance maximum. Ici, le MAX639 régule sa tension d'entrée et non pas, comme à l'accoutumée (mais moins intéressant), sa tension de sortie. La tension d'entrée est fournie par une douzaine de cellules solaires amorphes d'une surface totale minimum de 100 cm<sup>2</sup>. Revenons à l'électronique : le diviseur de



tension R2/R3 inhibe la boucle de régulation interne en forçant la ligne V-FB (*Voltage Feedback*, retour tension) au niveau bas, le diviseur de tension R1/R2+R3 permettant à l'entrée LBI (*Low Battery Input*) de détecter une diminution de la tension de sortie fournie par les cellules solaires. La dérive résultant de la puissance de sortie de crête des cellules solaires entraîne la ligne LBO (*Low Battery Output*) à forcer la ligne SHDN (*SHut-Down*) au niveau bas, ce qui se traduit par une désactivation du circuit intégré. LBI détecte à son tour une croissance de la tension d'entrée, LBO repasse au niveau haut et la commande impulsionnelle permet un transfert à la puissance maximale vers les cellules CdNi. Un dispositif de limitation de courant interne

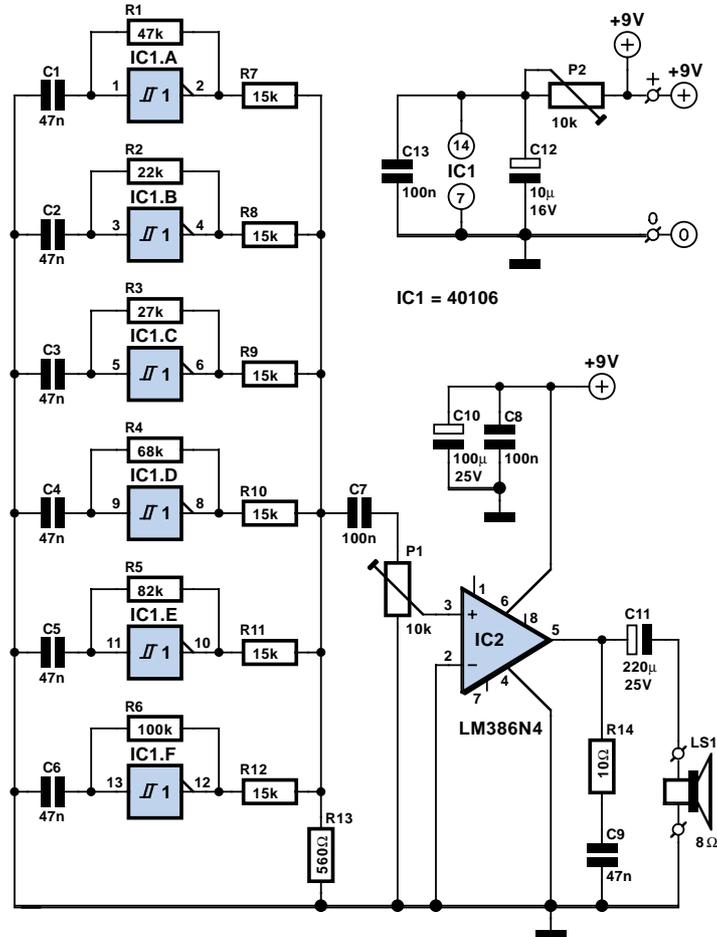
au MAX639 fixe un « plafond » de 200 mA au courant  $I_{out}$ . Il est possible de connecter en série jusqu'à 5 cellules CdNi à la sortie du chargeur. Lorsqu'il est activé, le circuit intégré transfère le courant de sa broche 6 vers sa broche 5 par le biais d'un interrupteur interne dont la résistance intrinsèque est inférieure à 1 ohm. Tirant profit du faible courant de repos du régulateur (10  $\mu$ A typique) et son haut rendement (85%), le circuit fournit une puissance 4 fois supérieure à celle que permettrait une configuration simple diode utilisée couramment sur les chargeurs solaires les plus simples. La self L1 est une self de choc de 100  $\mu$ H prévue pour un courant de service de 600 mA.

# Sifflet à vapeur

Gert Baars

Ce circuit est constitué d'une demi-douzaine (6 donc) oscillateurs générateurs d'ondes rectangulaires. Ces ondes sont constituées d'un grand nombre d'harmoniques. La sommation de 6 de ces signaux rectangulaires de fréquences différentes résulte en un signal constitué d'un grand nombre de fréquences très diverses. À l'écoute, le résultat donne un bruit qui se rapproche beaucoup d'un sifflet à vapeur. On pourra partant utiliser cette électronique dans le monde du modélisme voire même dans un studio d'enregistrement.

Le montage ne comporte que 2 circuits intégrés. Le premier, un 40106, intègre 6 triggers de Schmitt, montés, l'un comme l'autre, en oscillateur. La mise en oeuvre de résistances de contre-réaction de valeurs différentes, se traduit par la génération de fréquences de valeurs différentes elles aussi. Les signaux de sortie des triggers de Schmitt sont additionnés par le biais de résistances. Le résultat de cette sommation est amplifié par IC2, un amplificateur audio du type LM386. Ce circuit intégré peut fournir une puissance de 1 W environ, valeur plus que suffisante pour nombre d'applications. Si l'on n'implante pas R13 et que l'on n'implante pas non plus les composants montés en aval de P1, on pourra brancher à la ligne de sortie un amplificateur de puissance plus costaud. Il devient possible ainsi de géné-

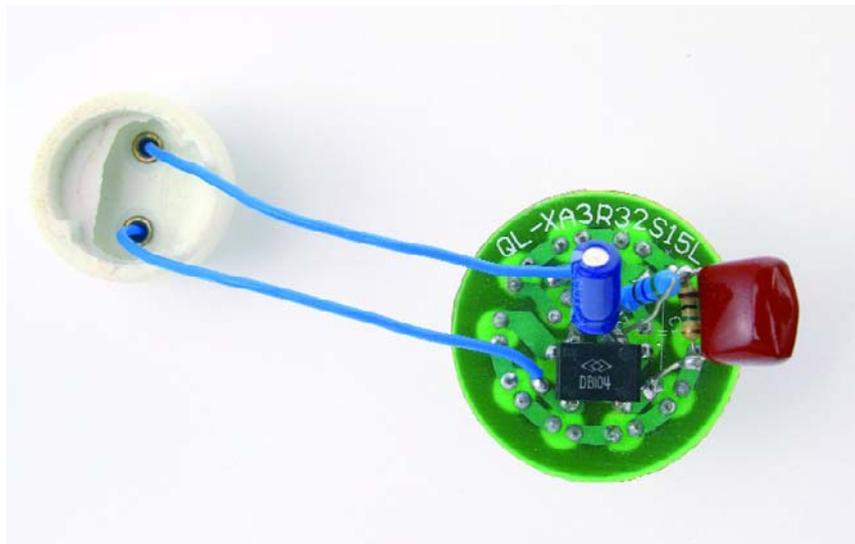


rer un bruit de sifflet à vapeur en « grandeur nature ».

P2 permet de déterminer la « fréquence »

du signal, P1 permettant de jouer sur le volume.

# « Ampoule » à LED blanches



L'idée de fabriquer, à l'aide de quelques LED, votre propre lampe de salon vous a-t-elle jamais effleuré. Si oui, dommage, il est trop tard. On trouve déjà ce type « d'ampoule » prêt à l'emploi dans le commerce; de forme identique aux ampoules à halogène classique, elles peuvent être enfichées dans une armature 230 V.

Nous en avons autopsié une et y avons découvert, comme nous nous y attendions, un condensateur servant à abaisser la tension du secteur à la valeur correspondant à la tension de service des LED. Cette approche est bien meilleur marché et moins encombrante que l'utilisation d'un transformateur.

L'« ampoule » ne consomme que 1 W mais elle éclaire également moins qu'une ampoule halogène de 20 W. La couleur de la lumière produite est un peu plus bleue.

Le principe de fonctionnement de l'électronique est le suivant : C1 se comporte en résistance de limitation de courant et évite la circulation d'un courant trop important (12 mA environ). Le pont de redressement convertit la tension alternative en une tension continue, les LED ne s'accommodant que d'une tension continue pour (survivre et) s'allumer. En effet, elles ne manquent pas de dépasser promptement lorsque la polarité de la tension est négative et supérieure à 5 V. Le condensateur électrochimique remplit une double fonction : il assure un niveau de tension suffisant pour permettre l'allumage des LED pendant la durée pendant laquelle la tension du secteur est inférieure

au niveau de tension nécessaire pour obtenir l'allumage des LED et, de plus, il bloque la crête de courant née de la connexion au réseau secteur. Cette pointe de courant pourrait avoir des effets désastreux sur les LED. On découvre en outre une résistance de 560 Ω servant à régulariser le courant de sorte que la lumière fournie par les LED est joliment constante. La résistance de 560 Ω produit une chute de tension de 6,7 V, de sorte qu'il circule un courant de 12 mA par les LED, valeur sûre. La tension requise pour l'allumage des LED est de 15 (LED) x 3 V = 45 V. On a partant, aux bornes du condensateur électrochimique, une tension de 52 V bien tassés.

Pour mieux comprendre le fonctionnement de C1, nous pouvons calculer l'impédance (c'est-à-dire la résistance au courant alternatif) à l'aide de la formule suivante :

$$1 / (2\pi \cdot f \cdot C),$$

ou

$$1 / (2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 220 \cdot 10^{-9}) = 14k\Omega.$$

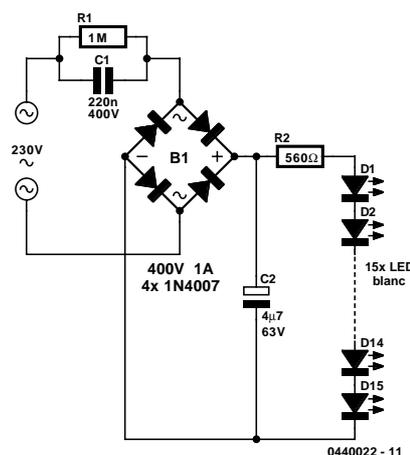
Si nous multiplions cette valeur par 12 mA nous obtenons aux bornes du condensateur une tension de 173 V. C'est très proche de la réalité, sachant que la somme de la tension aux bornes du condensateur, 173 V, et de la tension de fonctionnement des LED, 52 V, nous donne 225 V, valeur suffisamment proche

de la tension du secteur normée officiellement à 230 V.

À noter que ce dernier calcul pêche un peu quant à sa précision, vu que dans la pratique la tension du secteur n'est pas sinusoïdale. De plus, une tension du secteur que l'on a amputé de 50 V n'a vraiment plus rien de sinusoïdal.

Remarque en guise de conclusion : s'il vous faut un bon nombre de LED blanches, il peut être intéressant d'envisager d'acheter ce type d'ampoule, d'en casser le ballon à l'aide d'un marteau (envelopper le ballon dans un torchon ou un sac de tissu pour éviter que les éclats de verre ne volent dans tous les sens) et de récupérer les LED. Cela vous coûtera sensiblement moins cher que d'acheter des LED blanches à la pièce...

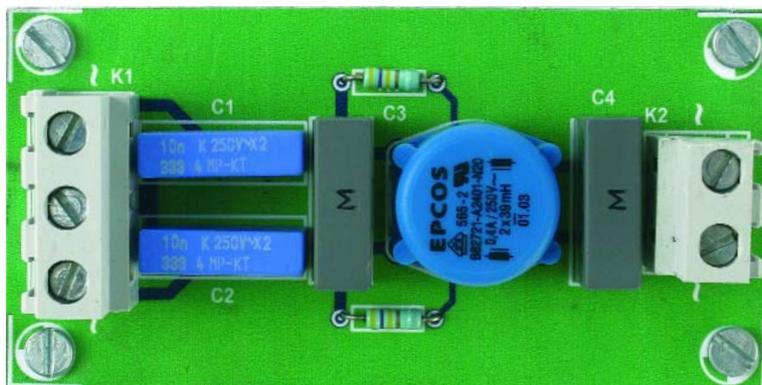
(044022-1)



044022 - 11

# Filtre secteur universel

Les filtres secteurs existent en tous genres et de toutes formes, avec ou sans entrée euro, avec ou sans interrupteur intégré. Ce filtre peut se targuer d'être plus universel, en ce qui concerne son courant maximal du moins. La forme de la self utilisée peut en effet rester la même pour différents courants. On pourra, en fonction des spécifications souhaitées, opter pour un type de self donné, baptisé CCRCDC (Current Compensated Ring Core Double Chocke = self à double noyau annulaire compensée en courant). Le tableau joint donne les caractéristiques d'une série de selfs d'Epcos. Nous avons opté, lors du dessin de



## Liste des composants

### Résistances :

R1, R2 = 470 kΩ

### Condensateurs :

C1, C2 = 10 nF/275 V<sub>AC</sub> X2, au pas de 10/15 mm  
C3, C4 = 100 nF/275 V<sub>AC</sub> X2, au pas de 15 mm

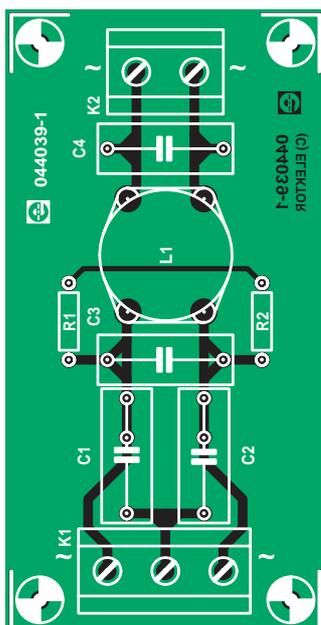
### Selfs :

L1 = B82721-A2401-N20 Epcos (Farnell 976-477)

### Divers :

K1 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 7,5 mm

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



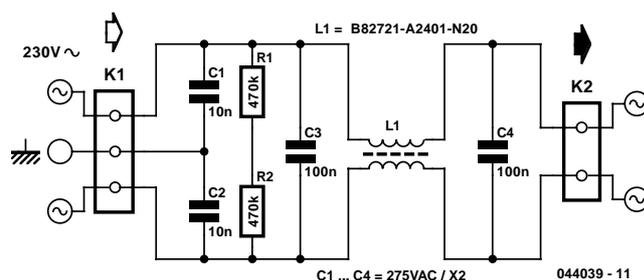
la platine, pour la version la plus compacte car elle offrirait le plus grand choix. Il existe également des versions verticales, mais attention ! Bien qu'elles paraissent, à première vue, compatibles broche à broche, leur brochage est différent. Si vous les implantez sur le présent circuit imprimé elles provoquent un court-circuit franc (et massif) ! Ce qui explique que nous ne les ayons pas prises dans notre tableau récapitulatif (à noter que dans le numéro de nomenclature le N est remplacé par un K).

Ce filtre est utilisable jusqu'à 3,6 A (plus de 800 VA). En ce qui concerne les

condensateurs, il ne sera que rarement nécessaire, dans la pratique, d'avoir à utiliser d'autres condensateurs que ceux mentionnés ici. Faites bien attention au pas des condensateurs et assurez-vous qu'il s'agit de types X2. Pour les condensateurs de 100 nF nous nous sommes limités à la version 15 mm (ce sont les plus courants). Pour les condensateurs de 10 nF nous vous offrons le choix entre les versions 10 et 15 mm.

Une dernière recommandation, superflue peut-être : faites bien attention à ce que vous faites lorsque vous travaillez avec la tension du secteur !

(044039-1)



C1 ... C4 = 275VAC / X2

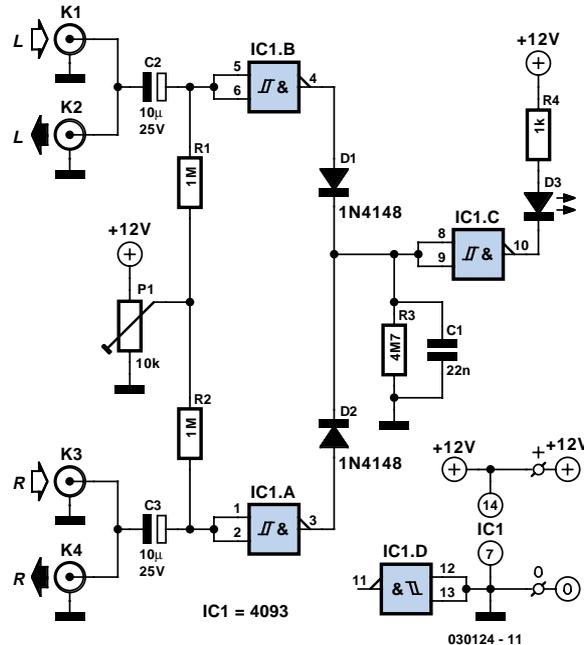
044039 - 11

I <sub>R</sub> (A)	L <sub>R</sub> (mH)	L <sub>S,typ.</sub> (μH)	R <sub>S,typ.</sub> (mΩ)	Code de commande version horizontale
0,4	39	450	2000	B82721-A2401-N20
0,4	27	270	1700	B82721-A2401-N21
0,5	18	260	1500	B82721-A2501-N1
0,7	10	90	600	B82721-A2701-N20
1,2	6,8	70	280	B82721-A2122-N20
1,5	3,3	37	190	B82721-A2152-N1
2,0	1,0	13	90	B82721-A2202-N1
2,6	0,4	6	60	B82721-A2262-N1
3,6	0,4	6	35	B82721-A2362-N1

# Détecteur de crête audio simple

Flemming Jensen

Le présent détecteur de crête audio permet de « monitorer » une paire de canaux stéréo à l'aide d'une seule LED. Les canaux gauche et droit requièrent la même circuiterie. Nous utilisons ici les niveaux de commutation de portes NAND à trigger de Schmitt intégrées dans un circuit intégré classique, un 4093. Le niveau de déclenchement de la porte IC1.A (IC1.B) est fixé par le biais de l'ajustable P1, qui, via R2 (R1), fournit un niveau de polarisation à haute impédance. Lorsque, en raison du niveau instantané du signal audio superposé à la tension de polarisation par C3 (C2), le niveau en continu présent sur les broches 1 et 2 (5 et 6) de la porte à trigger de Schmitt tombe en deçà d'un certain niveau, la sortie de IC1.A (IC1.B) passera au niveau haut. Ce niveau est recopié, via D2 (D1), vers l'entrée de IC1.C, et de par l'action d'inversion due à cette porte, la LED D3 s'allumera. Le réseau R3/C1 introduit une certaine temporisation de manière à permettre une visualisation fiable de crêtes audio de très courte durée. On commencera par mettre le curseur de P1 en butée vers la borne +12 V, la LED



D3 devrait rester éteinte. On applique ensuite un niveau audio de type « Ligne » aux borniers K1 et K3, sous la forme, de préférence, de musique comportant un nombre important de crêtes (avec de bonnes percussions par exemple). On ajuste ensuite doucement P1 jusqu'à ce que les

crêtes de musique soient joliment visualisées par la LED D3. Le circuit a été doté de doubles embases RCA pour chacun des canaux, gauche et droit, ceci pour éviter d'avoir à utiliser de câbles répartitionnaires (*splitter*) en « Y » coûteux.

# Plaque tactile

Rvd Thomas Scarborough

Ce circuit permet de réaliser une plaque sensible au toucher simple mais réagissant bien. Il est basé sur le mélange de fréquence de 2 oscillateurs pratiquement identiques (IC1.A et IC1.B). Ceux-ci oscillent à 30 kHz environ avec les valeurs de composants indiquées. La construction identique des 2 oscillateurs immunise le système contre les variations de tension et de température.

IC1.A et IC1.B accordés à la même valeur produisent une fréquence de battement nulle (donc 0 Hz) à la broche 10 du mélangeur IC1.C. Tout au moins, les quelques impulsions qui passent sont trop courtes pour avoir un effet. La fréquence de battement nulle est maintenue par un faible degré de blocage de fréquence assez facile à déterminer avec un oscilloscope 2 canaux raccordé aux broches 3 et 4 du 4093.

Il suffit de toucher la plaque raccordée à R1 (ou simplement de placer sa main à très courte distance). La fréquence de IC1.A baisse sensiblement et la fréquence de battement à la sortie du mélangeur IC1.C peut augmenter de quelques 10 kHz.

La résistance R1 assure une certaine protection contre les décharges statiques aux broches d'entrée 1 et 2. La plaque sensible au toucher peut être aussi iso-

lée par une couche de plastique mince ou de vernis.

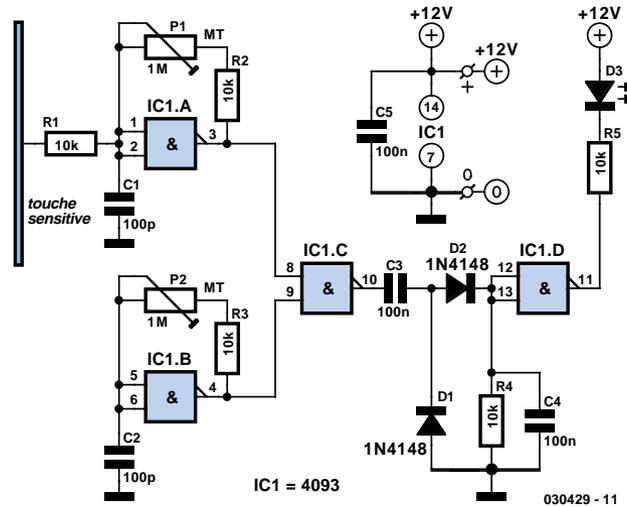
Lorsque la plaque est touchée, une tension DC pulsée apparaît subitement à la sortie du mélangeur, broche 10. C3-C4 et D1-D2 forment une pompe à diodes. La charge de C4 augmente rapidement, positionnant les entrées de IC1.D au niveau haut et ses sorties au niveau bas. La LED D3 s'allume. La sortie peut servir à attaquer d'autres entrées logiques.

L'alimentation 12 V représente la valeur nominale. Elle peut varier entre 6 V et 15 V. La consommation est de l'ordre de 4 mA.

Pour régler le circuit, relier la plaque sen-

sible au toucher à R1. Il vaut mieux commencer par une plaque de faibles dimensions (par exemple 5\_5 cm) pour vérifier la bonne marche du circuit. Placer P1 et P2 en position médiane (potentiomètres d'ajustage multi-tours). Réduire lentement la valeur de P1 et augmenter celle de P2 jusqu'à constater une chute assez brutale de fréquence à la sortie de mélangeur IC1.C. D3 s'allume.

Ajuster le circuit au centre de la « bande » de fréquence de battement nulle pour obtenir la stabilité la plus élevée. D3 s'allume lorsqu'une main s'approche de la plaque ou la touche.



# Chargeur de NiCd/NiMH

## sans commutation

### Myo Min

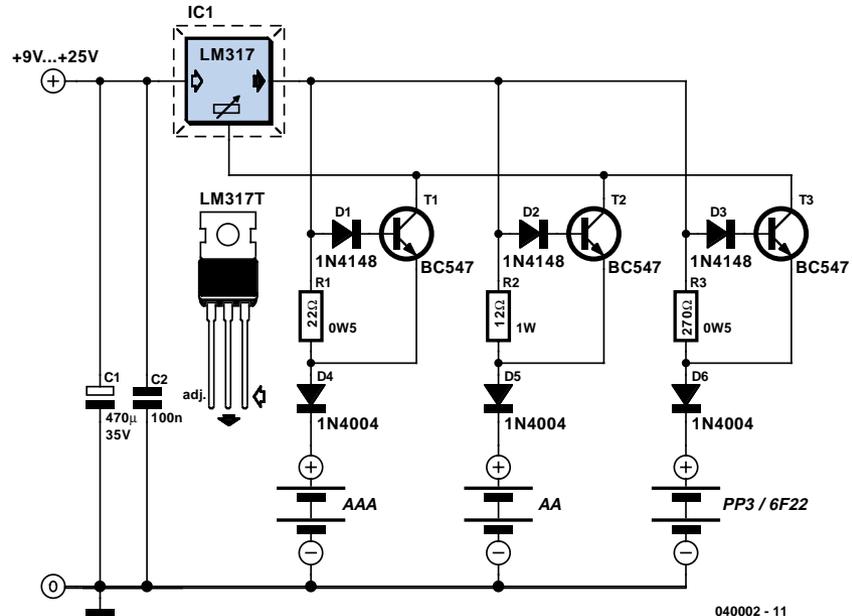
Ce circuit remplace la résistance unique limitant le courant souvent utilisée dans les chargeurs de piles très bon marché. La solution présentée ici sera amortie tôt ou tard car elle permet de dépasser la durée de vie de quelque 3 mois des NiCd maltraitées par un chargeur de mauvaise qualité.

Le schéma représente un LM317 en configuration à courant constant, mais dépourvu de la résistance usuelle fixe ou variable à la broche ADJ servant à fixer le courant de sortie. Il n'y a pas non plus de commutateur avec plusieurs résistances permettant de choisir le courant de charge en fonction des 3 types de piles à charger : R3 (LR03), R6 et PP3 (6F22).

La tension apparaissant aux bornes de R1 en raccordant par exemple une pile R3 déchargée provoque la polarisation de T1 par la diode chutrice de tension D1. La broche ADJ du LM317 fournit alors environ 50  $\mu$ A à la pile, ce qui active le mode de courant constant du circuit. D4 empêche la pile de se décharger lorsque le chargeur est arrêté ou n'est pas alimenté. R1/R3/R3 déterminent le courant de charge  $I$  selon

$$R(n) = (1,25 + V_{sat}) / I$$

où  $V_{sat}$  est 0,1 V.



Le courant devrait être un dixième de la capacité nominale de la pile – par exemple 170 mA pour une pile R6 NiCd 1 700 mAh.

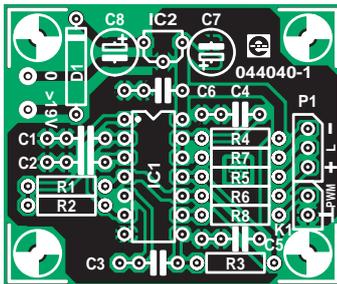
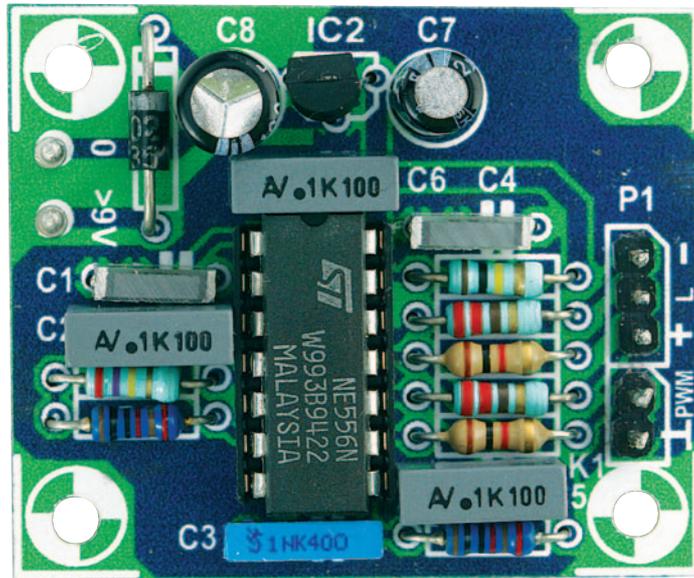
Les piles « PP3 » rechargeables contiennent d'habitude 7 éléments NiCd. Leur tension nominale est donc de 8,4 V et non de 9 V comme on le croit souvent. R1/R2/R3 commencent à chauffer lorsque le courant nécessaire est relativement élevé. En première approximation, la tension d'entrée requise par le char-

geur devrait dépasser le triple de celle de l'élément ou des éléments. Il faut en effet tenir compte de la chute de tension du LM317 et de la tension sur  $R(n)$ .

Deux remarques pour finir : le LM317 devrait être équipé d'un petit dissipateur thermique. Pour des raisons de sécurité, utiliser de préférence un adaptateur secteur universel à sortie DC plutôt qu'une combinaison spécialisée transformateur secteur/redresseur.

# Modulateur MLI

Si vous avez jamais rêvé de vous essayer à la **Modulation en Largeur d'Impulsion** (MLI = PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais), le petit montage décrit dans le présent article devrait vous ouvrir des horizons intéressants. Nous avons mis ici l'accent sur la simplicité. Nous avons fait appel à un double temporisateur du type 555, ce qui ne manque pas de nous simplifier très sensiblement les choses. Nous avons même dessiné un petit circuit imprimé, de sorte que la réalisation devrait être une affaire rapidement réglée. Nous n'avons pas la prétention de vous proposer une nouveauté, la présence de ce circuit dans ce numéro double étant plus particulièrement justifiée comme extension pour le « gradateur à FET-MOS » décrit ailleurs dans ce magazine. Son dimensionnement est partant défini par ce montage-là.



## Liste des composants

### Résistances :

R1 = 270 kΩ  
 R2, R3 = 10 kΩ  
 R4 = 100 kΩ  
 R5, R8 = 1 kΩ  
 R6, R7 = 220 Ω  
 P1 = 2kΩ2 mono linéaire

### Condensateurs :

C1, C4 = 10 nF

C2, C5, C6 = 100 nF  
 C3 = 1 nF  
 C7 = 2μF2/63 V radial  
 C8 = 100 μF/25 V radial

### Semi-conducteurs :

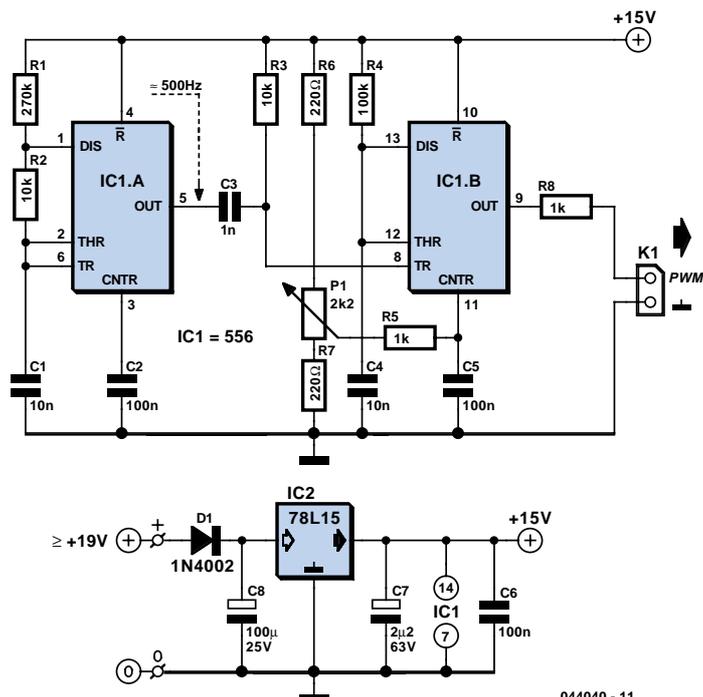
D1 = 1N4002  
 IC1 = NE555  
 IC2 = 78L15

### Divers :

P1 = embase autosécable à 1 rangée de 3 contacts  
 K1 = embase autosécable à 1 rangée de 2 contacts

Nous avons opté pour une fréquence de 500 Hz, de sorte que chaque demi-période du gradateur est divisée en 5 morceaux (une fréquence faible se traduit par moins de parasites). Le premier temporisateur, monté en configuration astable classique, fait office de générateur de fréquence. Nous n'entrerons pas ici dans le détail de son fonctionnement vu que l'on trouve toutes les informations requises à ce sujet sur Internet dans la fiche de caractéristiques et les notes d'applications. Contentons-nous d'indiquer que la fréquence répond à la formule suivante :  $1,49 / ((R1 + 2 \cdot R2) \cdot C1)$ . C'est à dessein que R2 possède une valeur aussi faible, de manière à ce qu'il soit facile de modifier la fréquence en jouant sur la valeur de R1 et/ou C1.

Le second temporisateur travaille en multivibrateur monostable qui est déclenché par le différentiateur que constitue la paire



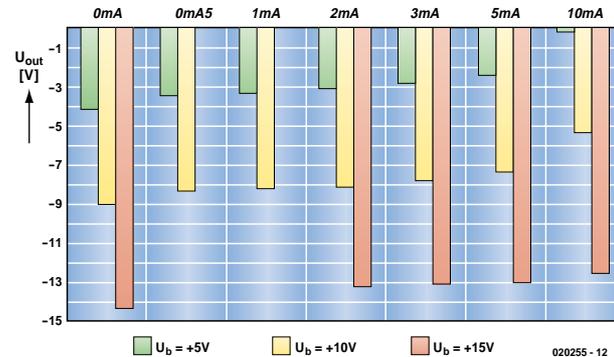
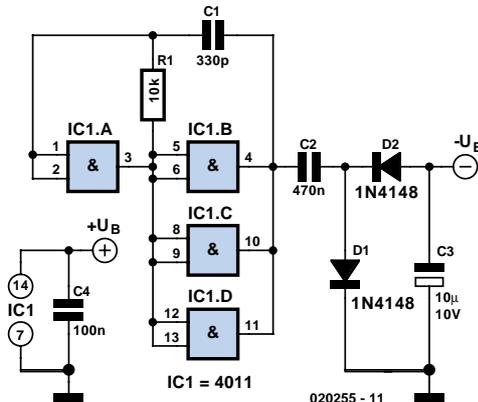
044040 - 11

R3/C3. L'entrée de déclenchement (*trigger*) réagit à un flanc montant. Une entrée de déclenchement active au niveau bas maintient la sortie du temporisateur au niveau bas. L'adjonction de R3 et C3 a pour but d'accroître au maximum la plage de réglage. La durée d'impulsion du temporisateur monostable répond à l'équation  $1,1 \cdot R4 \cdot C4$  et vaut partant ici un peu plus d'une milliseconde. Ceci correspondant grossièrement à la moitié de la durée de période de IC1.A. La régulation se fait par variation, par le biais du potentiomètre P1,

de la tension sur l'entrée de commande en tension. Ce faisant, on modifie la tension allant aux comparateurs internes du temporisateur et partant la durée nécessaire pour obtenir le chargement de C4. La taille de la plage de réglage dépend également du niveau de la tension d'alimentation, ce qui explique que nous avons opté ici pour 15 V. L'excursion de la tension de P1 est limitée par le biais des résistances R6, R7 et R5. Avec le dimensionnement actuel, cette tension de commande (*Control Voltage*) se laisse ajuster

entre 3,32 et 12,55 V (pour info, la tension d'alimentation du prototype était de 14,8 V). Ce n'est qu'à partir de 3,51 V que la sortie devient active, le rapport cyclique minimum étant alors de 13,5%. L'avantage de cette petite plage « silencieuse » est que la lampe est alors éteinte. La résistance R8 protège le circuit contre un court-circuit. Compte tenu de la charge constituée par l'opto-coupleur du gradateur, la consommation de courant maximale du circuit est de l'ordre de 30 mA.

# Tension auxiliaire négative



Ludwig Libertin

Il arrive souvent qu'un circuit ait besoin d'une tension négative à faible débit par rapport à la masse. Il serait déraisonnable d'investir dans un transformateur à enroulement supplémentaire (sans compter le redresseur et le condensateur électrolytique de lissage). Quelques éléments

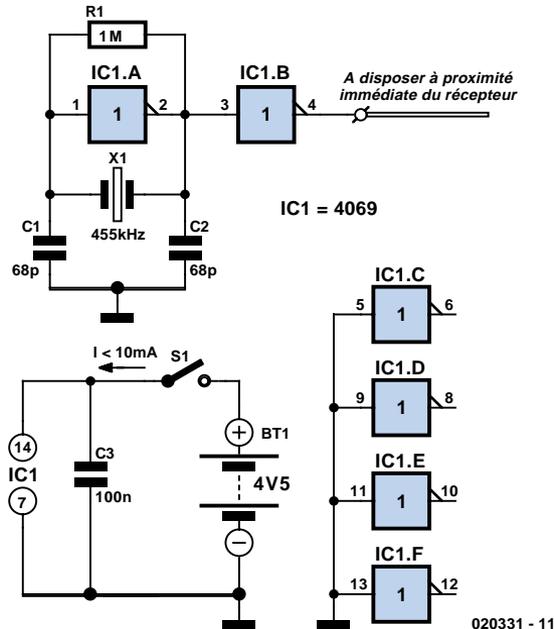
logiques et passifs, et voilà ! IC1.A et les 3 autres portes en parallèle forment un générateur de signaux rectangulaires. D1 et D2 convertissent la tension alternative en tension continue négative. Le circuit intégré étant un CMOS, le courant fourni par la sortie négative en fonction de la tension de fonctionnement positive (voir graphique) ne dépasse pas quelques

milliampères malgré les 3 éléments logiques en parallèle. En compensation, le graphique montre que la tension négative atteinte presque la valeur de la tension positive d'entrée – seul le signe change. On peut envoyer, si disponible, un signal d'horloge de 10 à 50 kHz à l'entrée de IC1.A et se passer de R1 et C1.

# Module BLU pour récepteurs AM

## D. Prabakaran

Si tant est que la propagation des ondes radio soit favorable, les Ondes Courtes et les bandes de radio-amateur sont un bloc de transmissions BLU (**B**ande **L**atérale **U**nique = SSB pour *Single Side Band* en anglais) qui ne donnent jamais, quelle que soit leur langue, de signal de parole intelligible. La BLU est transmise sans onde porteuse. Il est nécessaire, pour démoduler un signal BLU (c'est-à-dire pour le transformer en signal de parole intelligible), de faire appel à une porteuse générée localement au niveau du récepteur. Sachant que la plupart des postes radio OC/PO/GO bon-marché (et même un certain nombre des récepteurs de couverture générale plus coûteux) utilisent toujours encore la vieille fréquence de 455 kHz comme fréquence intermédiaire (FI), l'adjonction de BLU se résumant en fait à permettre à la FI du récepteur de détecter un signal de 445 kHz relativement puissant et de laisser le démodulateur AM (**M**odulation d'**A**mplitude) existant faire son travail. Le système est connu sous la dénomination de BFO (*Beat Frequency Oscillator* = Oscillateur à Fréquence de Battement).



Le cœur du circuit est un résonateur céramique 455 kHz ou un quartz, X1. Le résonateur est utilisé dans un circuit d'oscillateur CMOS générant un niveau de sortie HF de  $5 V_{CC}$  qui est rayonné par une longueur de câble isolé dont on aura fait plusieurs tours autour du récepteur. Le degré de couplage inductif requis

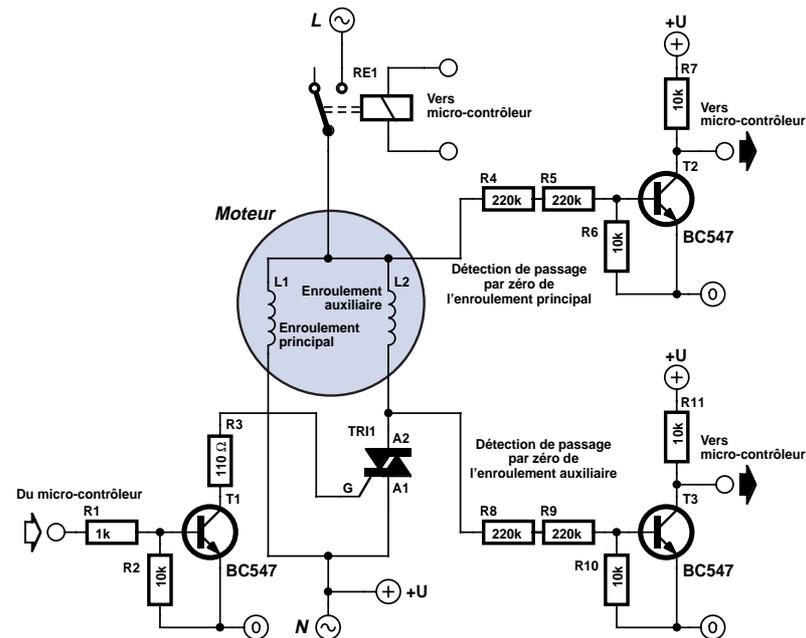
pour obtenir un bon battement dépend du blindage de l'amplificateur FI; il pourra être modulé par variation du nombre de boucles du câble. Toutes les entrées du 4096 non inutilisées devront être mises à la masse pour éviter toute oscillation parasite.

# Détection marche – arrêt pour moteur

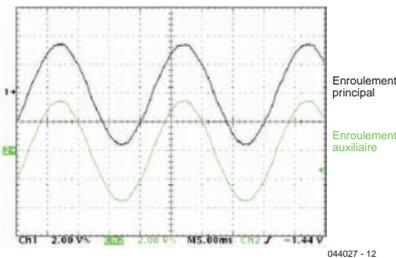
Sur les moteurs monophasés à courant alternatif (à stator en cage) que l'on rencontre communément sur les frigos ou les machines à laver, on branche toujours pendant le démarrage un enroulement supplémentaire qui se déconnecte dès que le moteur est lancé et a atteint une vitesse suffisante.

La bobine additionnelle est légèrement décalée par rapport au bobinage principal. Il faut que le courant dans cette bobine soit déphasé par rapport au courant principal pour faire tourner le moteur. Le déphasage est généralement produit par un condensateur de quelques microfarads en série avec la bobine auxiliaire. Quand la vitesse du moteur est suffisante, un interrupteur centrifuge la débranche. Vous ne verrez pas cet interrupteur centrifuge dans le schéma, mais bien un circuit à triac, actif pendant le lancement. Et pas de condensateur de démarrage non plus. Une fois lancé, le moteur continue à tourner pour autant qu'il ne subisse pas une charge trop forte. Lors d'une surcharge, le moteur s'étouffe et cale. Puisqu'il n'y a plus de force contre-électromotrice, un fort courant s'établit, limité seulement par la résistance ohmique du bobinage, ce qui va échauffer exagérément le moteur qui finira par griller. Il est donc important de trouver le moyen de déceler si le moteur tourne ou pas. Cela peut se révéler étonnamment simple, comme nous allons le voir.

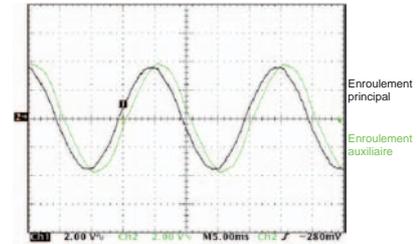
Quand le moteur tourne, la bobine auxiliaire ne sert à rien, mais à cause de la rotation, elle est le siège d'une tension induite. Cette tension est en décalage de phase, vu que la bobine est physiquement à une autre place que le bobinage principal. Si le moteur ne tourne pas, la tension ne subit aucune influence



044027 - 11



044027 - 12



044027 - 13

et sera en phase avec la tension appliquée. Le graphique reproduit les différentes formes d'onde. Pour une information complémentaire, nous vous renvoyons à la note d'application AN2149 de Motorola que vous pouvez télécharger de leur site ([www.motorola.com](http://www.motorola.com)). Nous avons trouvé l'idée excel-

lente, mais sachez que le schéma n'est qu'un exemple et qu'il est incomplet. Dans l'état actuel, il n'est pas utilisable, il faut lui ajouter d'autres éléments. Et puis souvenez-vous d'opérer sous la tension du secteur est dangereux, que ce soit pour travailler ou simplement pour mesurer.

(044027-1)

# Bus I<sup>2</sup>C et SM

Le bus I<sup>2</sup>C n'est pas un inconnu pour vous, Elektor en a parlé souvent. Et vous savez certainement qu'il ne lui faut que deux lignes pour communiquer, par exemple, avec un contrôleur et une ou plusieurs autres puces dans un appareil. Nous n'en doutons pas non plus, vous êtes au courant que Philips en est l'auteur et aussi qu'il est utilisé principalement dans les téléviseurs, magnétoscopes, récepteurs, etc.

Il manque, hélas, au bus I<sup>2</sup>C certaines propriétés dont les fabricants de cartes mères avaient besoin. Ils ont donc créé leur propre bus, inspiré de l'I<sup>2</sup>C. Il s'appelle le bus SM (System Management Bus). La tâche essentielle de son protocole consiste à établir la communication entre le processeur et les différents thermomètres, circuit de charge d'accumulateurs et même modules de mémoire du PC.

Comme le SMB dérive du bus I<sup>2</sup>C, on peut espérer leur trouver entre eux des correspondances. Il y a de nombreux cas, d'ailleurs, où des composants dotés de l'interface I<sup>2</sup>C peuvent communiquer entre eux par le bus SM, dans les deux sens.

## Les concordances

Les deux protocoles utilisent le même mécanisme de départ et d'arrêt. On reconnaît une condition de départ à un flanc descendant sur la ligne de données alors que la ligne d'horloge est maintenue haute. Une condition d'arrêt se manifeste par un flanc montant sur la ligne de données tandis que l'horloge reste en haut. Ce sont les deux seules situations au cours desquelles la ligne de données peut changer de niveau sous le régime d'horloge haute. Vous pouvez le constater à la **figure 1**.

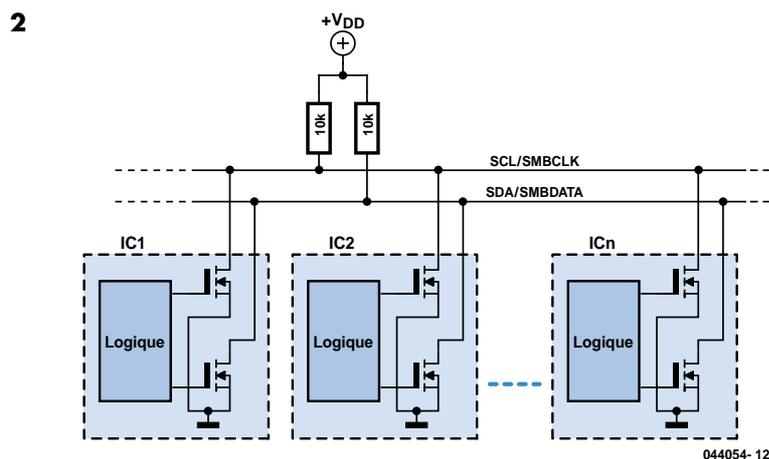
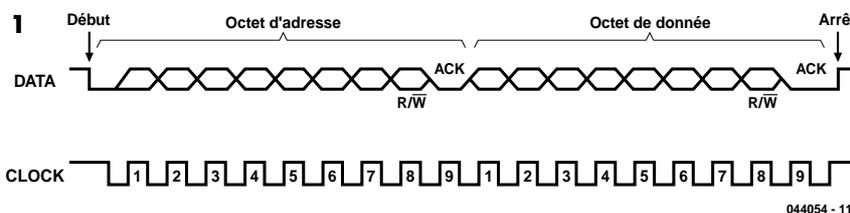
À la condition de départ fait suite une adresse de 7 bits qui doit être unique pour chaque puce connectée au bus.

Une autre similitude est la présence d'une et une seule résistance de bouclage par ligne de signal, qui assure également la polarisation au niveau haut de toutes les sorties en source ouverte des puces branchées, comme on le voit à la **figure 2**.

Cela forme donc une liaison en OU câblé. Dès qu'un des CI attire la ligne à la masse, le signal sera au niveau bas, indépendamment des tentatives éventuelles d'autres puces.

## Les discordances

Cela va de soi, il y a aussi des différen-



ces entre les deux protocoles. Voyons d'abord la vitesse d'horloge. En I<sup>2</sup>C, elle peut varier entre 0 et 100 kHz en mode normal, et jusqu'à 400 kHz en mode fast. En SMB, la fréquence d'horloge doit se situer entre 10 kHz et 100 kHz. Le minimum de vitesse découle d'une précaution prise sur le bus SM. Si la ligne d'horloge reste basse plus de 35 ms, on considère que le bus est entré en situation de gestion de temps mort. Tous les circuits sur le bus doivent détecter cet état et refuser toute conversation jusqu'à ce qu'une condition de départ valide se présente. Il s'agit d'empêcher qu'une puce puisse paralyser le bus.

Une autre différence se rapporte à la définition des niveaux logiques haut et

bas. Dans la spécification I<sup>2</sup>C, un niveau est bas s'il est inférieur à 1,5 V, il ne peut dépasser 0,8 V en SMB. Changement aussi dans la définition du niveau haut : minimum 3 V sur I<sup>2</sup>C, au moins 2,1 V en SMB.

Avec ces différences de niveau, on pourrait se dire que les deux protocoles sont inconciliables. En pratique les choses s'arrangent, du fait que la plupart des puces génèrent des signaux qui vont à peu près du zéro à la tension d'alimentation.

La spécification du bus SMB pour le courant de sortie est que les circuits doivent pouvoir drainer 100  $\mu$ A, alors qu'en I<sup>2</sup>C il faut au moins 3 mA. La raison en est que le SMB est aussi organisé pour les

## Enquête sur les signaux dans un PC

Si vous voulez expérimenter (à vos propres risques !) sur le bus SM (et l'I<sup>2</sup>C) sur votre PC, il vous faut dégoter les lignes V<sub>cc</sub>, GND, SMBCLK et SMBDATA. La manière la plus simple de les trouver, c'est sur les modules de mémoire. Chaque module de mémoire est équipé, à côté des puces de mémoire, d'une petite EEPROM dans laquelle sont stockées les données concernant le module. Toutes ces EEPROM communiquent par le bus SM. C'est donc l'endroit idéal pour y prélever les signaux voulus.

plus petits portables, pour lesquels il convient de se montrer particulièrement parcimonieux avec le courant disponible. Cela signifie également qu'une résistance de bouclage plus haute est requise. Une

valeur de 10 k $\Omega$  permet généralement l'entente cordiale entre puces SMB et I<sup>2</sup>C. Il existe encore d'autres disparités subtiles, comme la capacité maximale du bus, les temps de montée et de descente, etc.

Mais, moyennant le respect des différences, il n'y a rien là qui puisse prohiber le libre échange entre puces I<sup>2</sup>C sur un SMB ni l'inverse.

(044054-1)

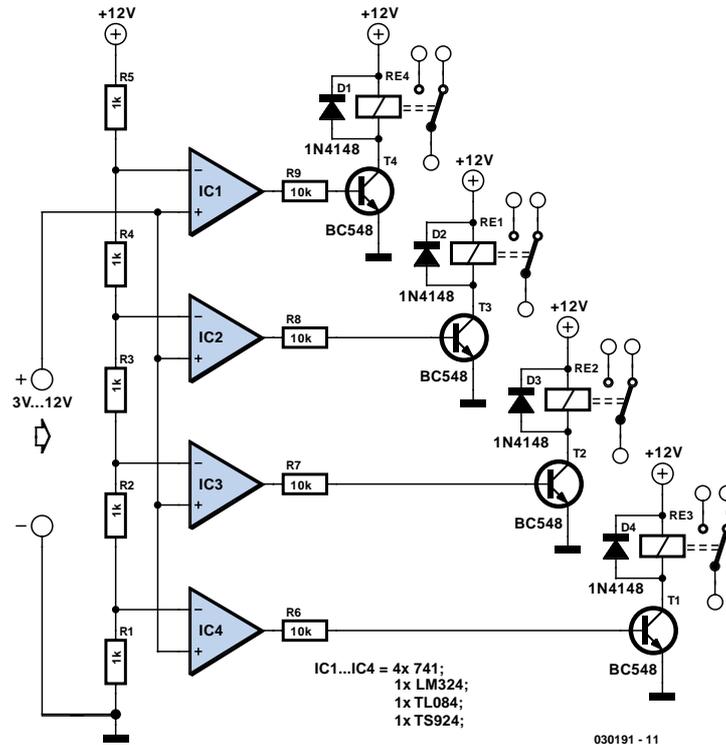
# Relais commandés par niveaux

Raj. K. Gorkali

Nul besoin de la grosse artillerie des ordinateurs et autres microprocesseurs à CAN embarqué pour piloter en séquence quatre relais en réponse à une commande sous forme de rampe de tension, en voici la preuve. Ce circuit obéit à une plage de tension de 2,4 V à 12 V. En utilisant des résistances égales dans un réseau en échelle R1 à R5, on forme des chutes de tension égales et donc des intervalles de temps égaux pour assurer la séquence de commutation des relais. Chaque résistance fait chuter  $1/5^e$  de la tension, ce qui se chiffre par 2,4 V dans ce cas, les niveaux distinctifs sont ainsi de +2,4 V pour Re1, +4,8 V pour Re2, +7,2 V pour Re3 et +9,6 V pour Re4. Forcément, ces valeurs dépendent de la tension d'alimentation, d'où la nécessité de faire appel à une source stabilisée.

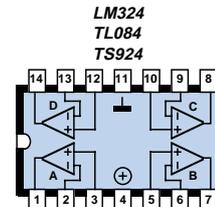
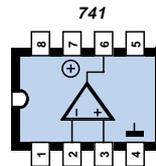
Intéressons-nous au niveau de commutation inférieur. Dès que la tension de commande dépasse 2,4 V, la sortie de IC1 monte au voisinage de la tension d'alimentation. Le courant qui en résulte arrive à la base de T1, limité à environ 1 mA par R6. T1 passe en saturation et son courant de collecteur active le relais Re1. Comme la spécification de courant collecteur du BC548 est de 100 mA, la résistance de bobine ne doit pas être inférieure à 120 Ω. Pratiquement la totalité de la consommation relève des bobines de relais ; selon les types que vous choisirez, l'alimentation devra pouvoir débiter jusqu'à 500 mA, si nécessaire.

Lorsque vous calculez les valeurs du réseau en échelle, rappelez-vous que le 741 ne travaille pas convenablement



IC1...IC4 = 4x 741;  
1x LM324;  
1x TL084;  
1x TS924;

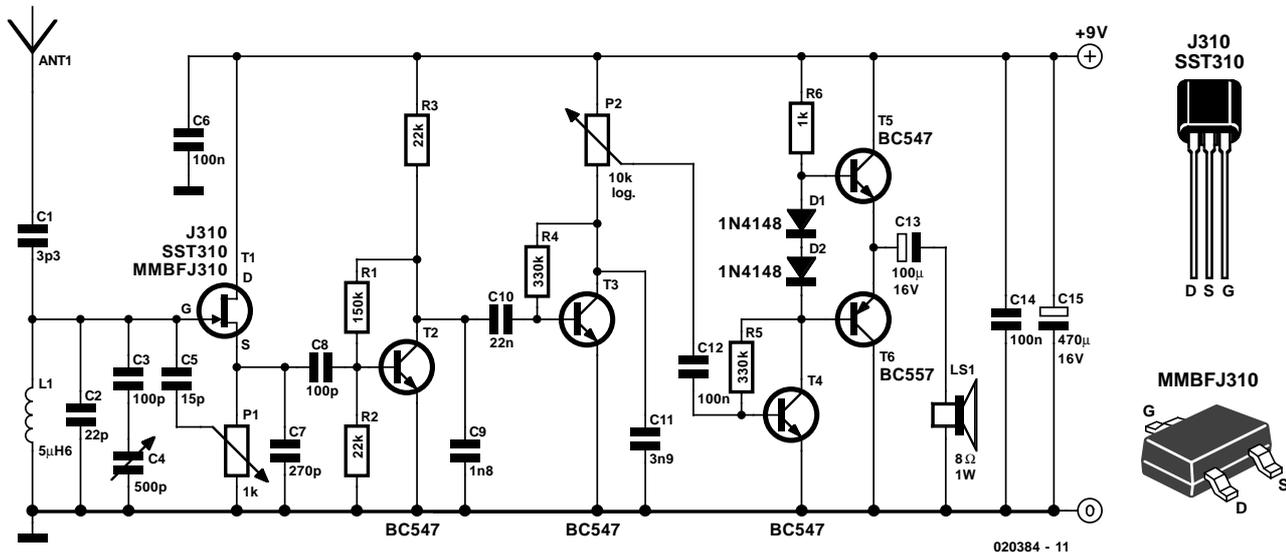
030191 - 11



avec une tension d'entrée inférieure à 1,5 V ou supérieure à 10,5 V et qu'il est hors de question d'y appliquer des tensions hors de la plage d'alimentation, négatives ou supérieures à +12 V. S'il vous fallait un niveau de commutation entre 0 et 1,5 V, pensez à utiliser un LM324, qui contient quatre amplificateurs

opérationnels dans le même boîtier. Pour la partie haute de la gamme (10,5 V à 12 V), un TL084 ou un amplificateur qui accepte une excursion totale en entrée, comme le TS924, est nécessaire. Cependant, le TS924 n'accepte pas d'alimentation au-dessus de 12 V.

# Récepteur à amplification directe



Gert Baars

Les récepteurs superhétérodynes ont été fabriqués en série dès 1924, mais leur prix élevé ne leur a permis de s'imposer que lentement dans les années trente. D'autres méthodes de réception plus simples, comme l'amplification directe et la superréaction, sont restées en vogue jusqu'à la deuxième guerre mondiale.

Le circuit décrit ici repose sur des techniques anciennes, mais les composants sont modernes. L'étage d'entrée constitue la partie la plus importante du circuit. Un couplage à réaction permet d'augmenter sensiblement la sensibilité et la sélectivité. Le premier étage est réglé à la limite du régime oscillatoire. C'est ce qui accroît l'amplification et la sélectivité (bande passante plus étroite). Le potentiomètre relié au drain du FET doit être réglé avec une grande précision pour que ce but soit

atteint. Le fonctionnement optimal du récepteur en dépend. Dans un cas idéal, il suffit d'une antenne de 50 cm pour recevoir plusieurs stations puissantes pendant la journée. De nuit, leur nombre s'accroît d'un ordre de grandeur.

La plage de fréquence du récepteur s'étend de 6 à 8 MHz environ. Cette plage couvre les bandes 49 m et 41 m des OC où se trouvent aussi de nombreux émetteurs de radiodiffusion qui peuvent être reçus dans toute l'Europe. Ce n'est pas mal quand on pense à la simplicité du montage !

Le circuit comporte 6 transistors. Le premier étage est un amplificateur sélectif. Il est suivi d'un détecteur transistorisé. Deux étages d'amplification B.F. complètent le tout. Le dernier étage fonctionne en push-pull pour tirer le meilleur parti possible du haut-parleur basse impédance. Ce circuit est aussi connu sous le nom de

« récepteur 1V2 ». Le premier chiffre indique le nombre d'étages préamplificateurs, la lettre V leur nature (« Vorverstärker » en allemand, autrement dit « préamplificateur ») et le second chiffre le nombre d'étages B.F.

L'utilisation de ce récepteur est des plus simples. En ajustant P1, on arrive fatalement à un point où l'étage commence à osciller. On le remarque facilement au sifflement émis par le haut-parleur. Revenir en arrière avec le potentiomètre jusqu'à l'extinction du sifflement. On peut alors syntoniser le récepteur sur une station avec le condensateur variable. La syntonisation nécessite parfois un réajustement du potentiomètre.

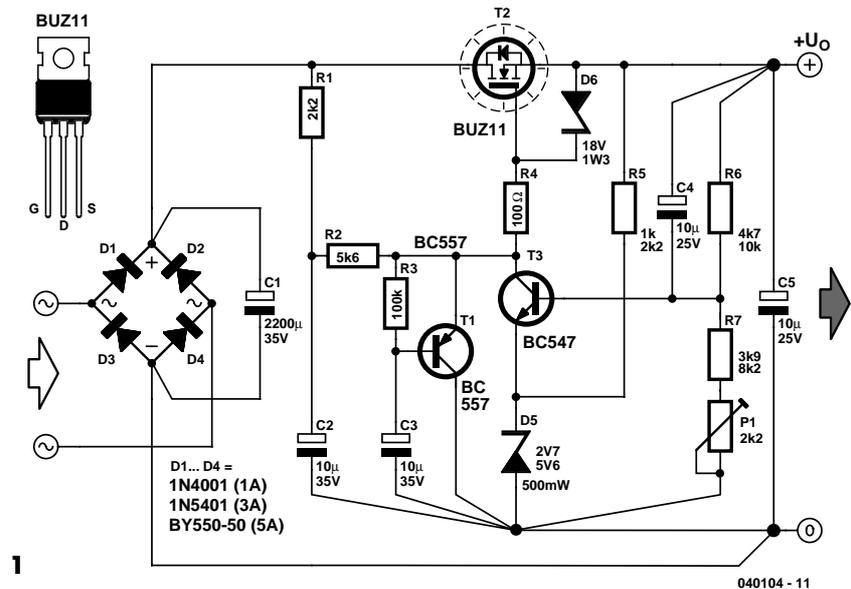
Le récepteur fonctionne entre 5 et 12 V. Sa consommation est si faible qu'il se contente pendant très longtemps de la même pile 9 V monobloc.

# Stabilisation du chauffage des lampes

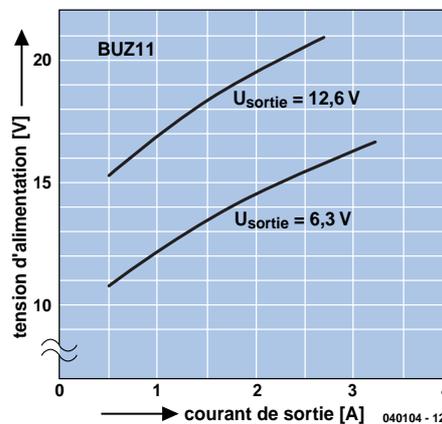
Dr Alexander Voigt

Les lampes bénéficient d'un regain de popularité dans la technique audio. Les tubes électroniques encore largement utilisés (par exemple ECC 83, EL 84) sont chauffés sous 6,3 V. Les doubles triodes ECC 81...83 peuvent aussi être chauffés sous 12,6 V avec le circuit approprié. Jadis, la tension de chauffage, généralement fournie directement par un enroulement séparé du transformateur, produisait (en partie) le fameux bruit dû au réseau. Les circuits à lampes actuels traitant le signal n'ont pas subi de changements notables. La tension anodique des appareils à lampes haut de gamme est le plus souvent stabilisée. Un bruit mesurable et audible dû au réseau peut se manifester dans les étages d'entrée sensibles chauffés par une tension alternative. Une tension de chauffage continue, stabilisée et parfaitement constante, améliore la situation. Une lente montée de la tension de chauffage lors de la mise en marche présente aussi des avantages. Une tension exactement maintenue et un démarrage progressif (*Softstart*) influencent positivement la durée de vie des lampes. Le régulateur de tension à éléments discrets présenté dans la figure 1 répond à ces conditions. Les valeurs des composants sont indiquées pour une tension de 6,3 V (en haut) et 12,6 V (en bas). La charge en fonctionnement étant constante, il est superflu d'utiliser des circuits de protection particuliers et de prévoir une régulation dynamique optimale.

Le circuit de la **figure 1** comporte un FETMOS de puissance comme régulateur série et un amplificateur de réglage classique. La diode zener D5 joue le rôle d'étalon de tension. L'émetteur de l'amplificateur de réglage T3 (BC547) se trouve donc toujours à une tension constante. Le courant passant par D5 est fixé à 4 à 5 mA environ par R5. Le diviseur de tension R6/R7 et P1 appliquent la sortie UA (grandeur réglée) à la base de l'amplificateur de réglage T3. Une chute de la tension de sortie cause une diminution du courant collecteur de T3, donc une baisse de tension aux bornes de la résistance de charge R1+R2. La tension de gâchette du FETMOS augmente. La boucle de régulation est donc bouclée. Les valeurs du diviseur de tension sont choisies en fonction des toléran-



1



2

ces usuelles des diodes zener. Il faut toutefois les ajuster si une diode dévie par trop (cela arrive).

La résistance de charge de l'amplificateur de réglage est partagée entre R1 et R2. Le courant passant par la résistance de charge est pratiquement identique au courant collecteur de T3. Le FETMOS est en effet commandé presque sans puissance. Le condensateur de filtrage C2 entre R1 et R2 sert à réduire le bruit résiduel. Le condensateur électrolytique C4 et le condensateur de lissage C1 remplissent la même fonction. La tension d'ondulation dépend en outre du courant de charge.

La chute de tension causée par le régulateur série est pratiquement la même pour une tension de sortie 6,3 V ou 12,6 V. La chute de tension moyenne du chemin source-drain est de l'ordre de 7 V avec un BUZ11 et une charge de 1 A à 6,3 V.

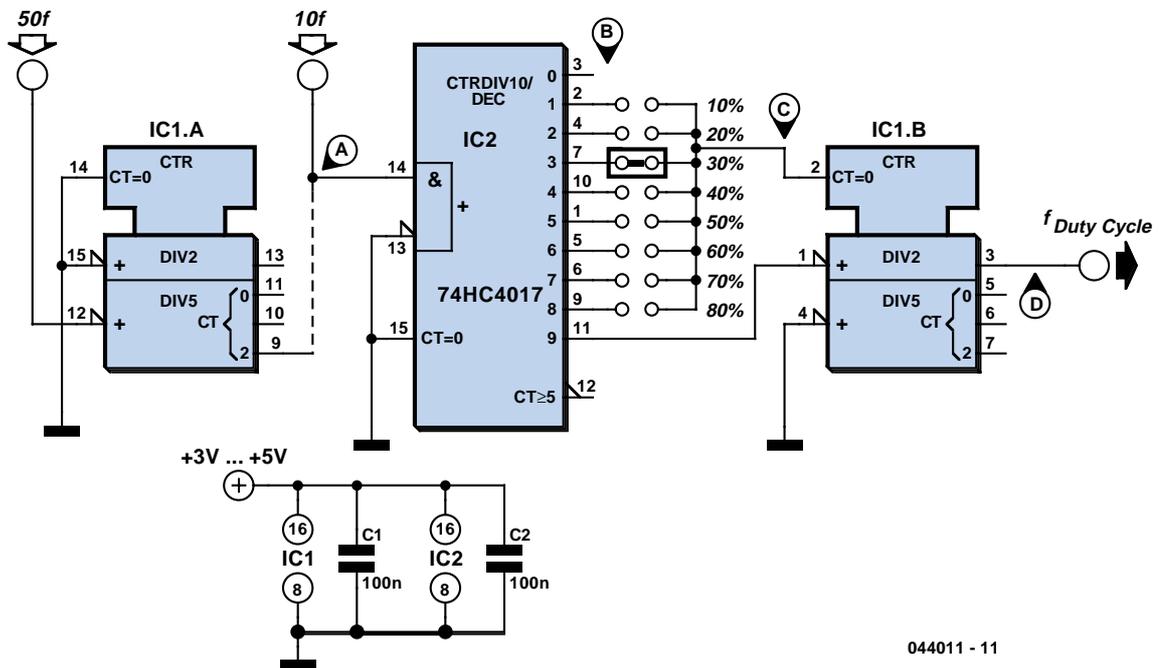
Un dissipateur thermique approprié élimine ces 7 W.

L'élément de temporisation R3, C3 et T1 assurent la montée graduelle de la tension de sortie. T1 se trouve (presque) à la masse lorsque la gâchette du FETMOS est activée. T1 bloque toujours plus au fur et à mesure que C3 se charge. Finalement, seul le transistor de régulation influence la tension de gâchette.

Le choix du transformateur secteur dépend du courant de charge requis. Le diagramme permet de déterminer la tension source nécessaire. La puissance fournie par le transformateur doit dépasser d'au moins 30 % la valeur calculée. Une tension de chauffage de 12,6 V serait préférable dans la mesure du possible. Dans le cas des doubles triodes ECC81...83, par exemple, la puissance dissipée par le régulateur série à 12,6 V est plus faible.

(040104-1)

# Rapport cyclique ajustable



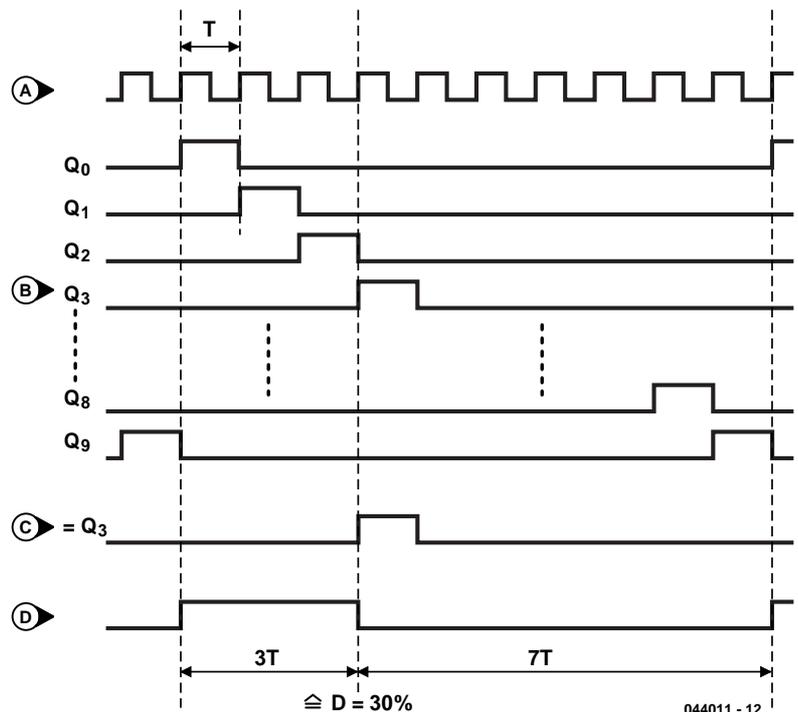
044011 - 11

Gregor Kleine Ing. Dipl.

Ce circuit permet de transformer un signal d'entrée numérique d'un rapport cyclique quelconque en un signal de sortie possédant un rapport cyclique ajustable entre 10 % et 80 % par pas de 10 %. Le cœur du circuit est un compteur de Johnson décimal type 74HC4017. Celui-ci possède 10 sorties Q0 à Q9. Une impulsion de sortie unique est engendrée à des instants bien définis en fonction du nombre d'impulsions d'entrée (voir le diagramme d'impulsions).

On tire parti de cette caractéristique. La sortie choisie est reliée à l'entrée de réinitialisation (MR = Master Reset, broche 2) d'un compteur 74HC390 par un cavalier enfichable. Un signal haut réinitialise le signal de sortie du compteur 74HC390. La sortie Q9 du 74HC4017 est reliée en permanence à CPO et son flanc négatif sert à positionner la sortie Q0 (broche 3) du 74HC390 au niveau haut. Le diagramme d'impulsions, illustrant un rapport cyclique de 30%, démontre que le signal engendré a exactement le rapport cyclique désiré.

Les caractéristiques du circuit empêchent d'engendrer les rapports cycliques de 10 % (il s'agirait alors directement de la sortie Q0 du 74HC4017) et de 90 % : dans ces 2 cas, les flancs des impulsions utilisés sont appliqués simultanément à CPO et à l'entrée de réinitialisation asynchrone MR de 74HC390, de sorte que



044011 - 12

l'état de sortie de celui-ci n'est pas uniquement défini.

La fréquence d'entrée doit être 10 fois plus élevée que la fréquence de sortie désirée. La seconde moitié du 74HC390 fonctionnant comme pré-diviseur permet d'atteindre des rapports de pré-division de 2, 5 ou 10, donc d'utiliser aussi une

fréquence de sortie 20 fois, 50 fois ou même 100 fois plus élevée.

Le circuit, basé sur des composants de la famille 74HC, requiert une tension entre 3 V et 5 V.

(044011-1)

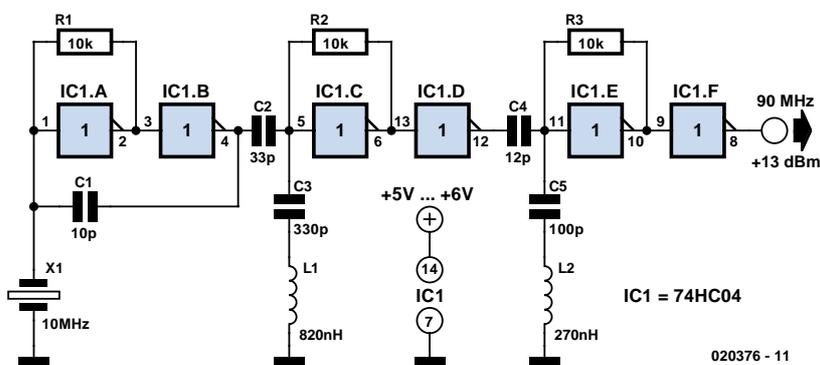
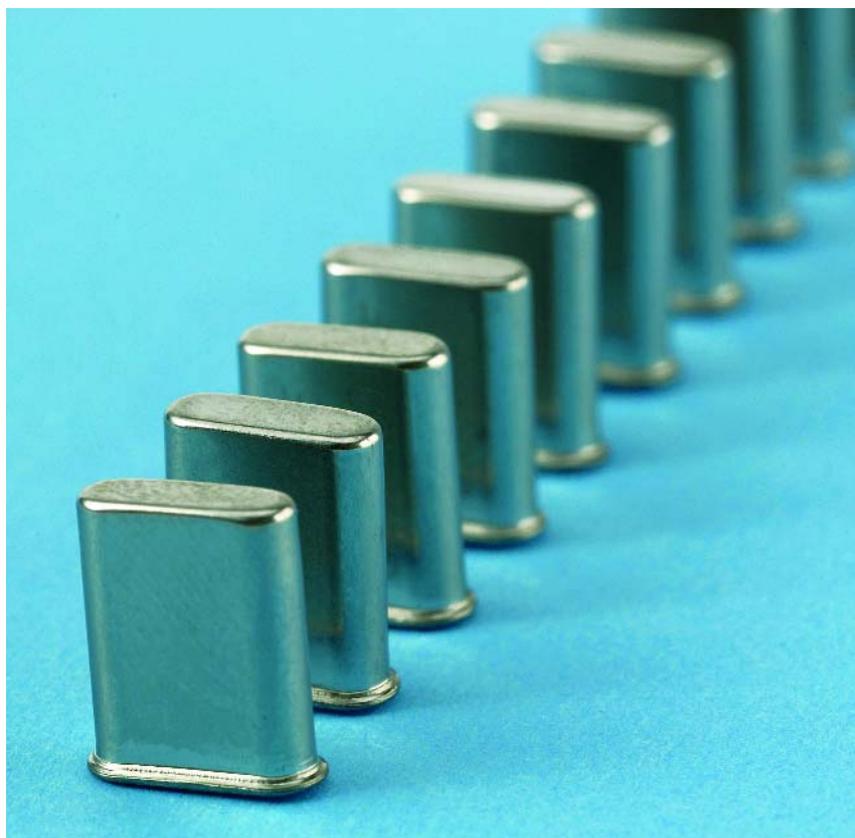
# La pureté du cristal en CMOS

Gert Baars

Les quartz résonnent rarement à une fréquence fondamentale supérieure à 15 MHz. Quand on veut une fréquence plus haute, on intercale derrière l'oscillateur à cristal des multiplicateurs de fréquence. Le résultat prend la forme d'un signal sur une fréquence égale à un multiple entier de celle du quartz. Dans le monde des radioamateurs, pareil circuit s'appelle un « exciter » ou excitateur de fréquence. La plupart du temps, on les construit à partir de transistors qui, à cause de leur comportement non linéaire, produisent des harmoniques qu'il faut alors filtrer. Une méthode utilisée consiste à placer un circuit parallèle dans les collecteurs. Un tel montage peut par exemple se régler sur le triple de la fréquence d'entrée. Mais malheureusement ce genre d'entreprise devient vite un projet ambitieux.

Notre montage ne contient qu'un seul circuit intégré et une dizaine de composants passifs, mais il permet de réaliser un oscillateur complet et deux tripleurs de fréquence. En sortie, on trouve donc un signal dont la fréquence vaut neuf fois celle du quartz employé.

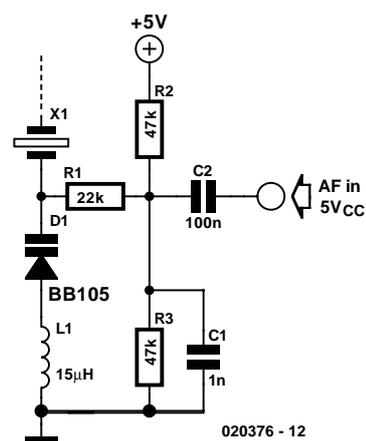
Deux portes de IC1, qui contient six inverseurs CMOS à haute vitesse, forment avec X1 un oscillateur, lequel fonctionne donc à la fréquence fondamentale du quartz et délivre une onde carrée à la sortie. Une onde carrée, c'est en fait la somme d'une sinusoïde à la fréquence fondamentale et d'une infinité de ses harmoniques impairs. Et le deuxième étage est précisément accordé sur le premier de ces harmoniques impairs, le triple donc. Sachant que nos lecteurs sont doués d'esprit critique, il est clair que chacun a déjà remarqué qu'ici, nous sommes en présence d'un circuit « piège » à résonance **série**. Pire encore, un petit calcul prouve que ce circuit est accordé... sur la fondamentale ! Il va donc atténuer la fondamentale. Parfait ! Mais qui nous dit que l'oscillation aura bien lieu sur l'harmonique trois ? C'est la contribution des petits condensateurs de 33 pF et 12 pF qui, en combinaison avec l'inductance de la bobine, forment le circuit résonant **parallèle** voulu. Nous avons donc un circuit qui, grâce à un choix judicieux des condensateurs, affaiblit la fondamentale et favorise l'harmonique trois. Pas mal, non ?



Dans cet exemple-ci, on trouve donc du 30 MHz à la sortie. L'entrée de l'inverseur qui suit est fort surchargée, il donnera donc de nouveau une onde carrée et on répète la même astuce pour atteindre finalement  $3 \times 30 \text{ MHz} = 90 \text{ MHz}$ .

Sous 5 V, le montage produit environ 20 mW dans 50 Ω. Ceci correspond à +13 dBm et suffit en principe à attaquer directement un mélangeur symétrique à diodes.

Les valeurs de composants indiquées permettent au circuit de fonctionner jusqu'à une fréquence de sortie voisine de 100 MHz. Si par exemple vous y installez un quartz de 8 MHz pour obtenir une



fréquence en sortie de  $9 \times 8 = 72$  MHz, les constituants des circuits oscillants, selfs et condensateurs, devront être adaptés d'un facteur 10/8. Arrondissez ensuite les résultats pour trouver la valeur la plus proche dans la série E-12.

Une autre application possible est la commande d'un émetteur FM : avec une diode varicap en série avec le quartz, on peut

construire un modulateur FM. Particularité intéressante, une déviation relativement faible sera elle aussi multipliée par un facteur 9. Les quartz proches de 10 MHz sont faciles à trouver et d'un prix abordable, on peut donc aisément atteindre une fréquence convenable dans la bande de radiodiffusion FM. Ainsi, un quartz de 10,245 MHz fournit une fréquence de

92,205 MHz et les 10,700 MHz deviennent 96,300 MHz à la sortie.

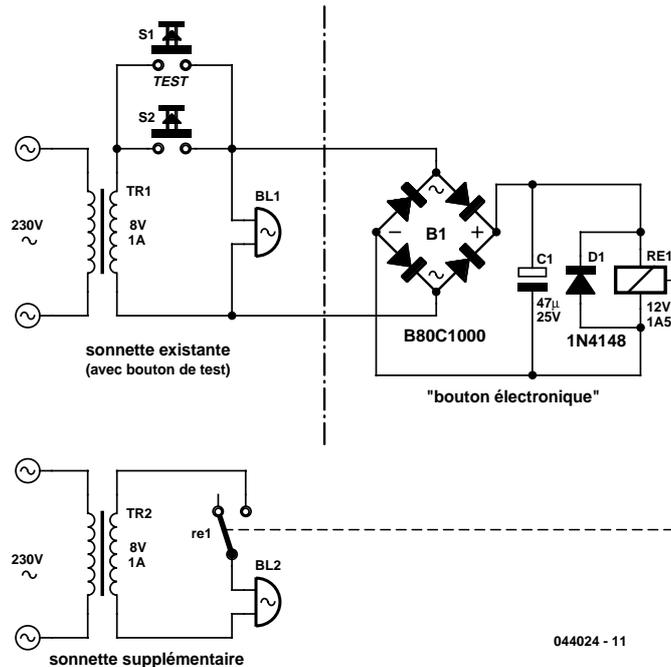
On peut envisager de mettre en œuvre des puces de la série HC. Si elles vous donnent de l'embarras, vous pouvez relever légèrement la tension d'alimentation, jusqu'à 6 V par exemple.

# Sonnettes de porte en cascade

René Bosch

Pourquoi faire simple si l'on peut faire compliqué a sans doute été la devise de notre auteur. L'idée est ici de monter une seconde sonnette de porte en parallèle sur une sonnette existante. Ceci ne requiert pas, en principe, de composant électronique, vu qu'il suffit de connecter la seconde sonnette sur la première. Mais si le transformateur de sonnette existant n'est pas en mesure de supporter cette charge supplémentaire, cette idée mérite plutôt de finir à la poubelle. Une solution consisterait à remplacer l'ancien transformateur par un nouveau plus costaud. Qui dit plus puissant dit transformateur plus cher ! De plus, le remplacement d'un transformateur existant n'est pas toujours une sinécure, surtout lorsqu'il se trouve, par exemple, dans le cagibi des compteurs.

Nous allons partant adopter une autre approche. Cette électronique est branchée en parallèle sur la sonnette existante. Ceci est possible vu que la consommation de courant est relativement faible par rapport à la charge que représente



la sonnette. Le pont de redressement redresse (que pourrait-il faire d'autre ?) la tension de sonnette présente lors d'une action sur le bouton de sonnette, ce qui se traduit par un collage du relais. Ce

relais constitue le bouton « électronique » de la seconde sonnette qui sera elle alimentée par le biais de son propre transformateur bon marché.

# Générateur à très grande dynamique

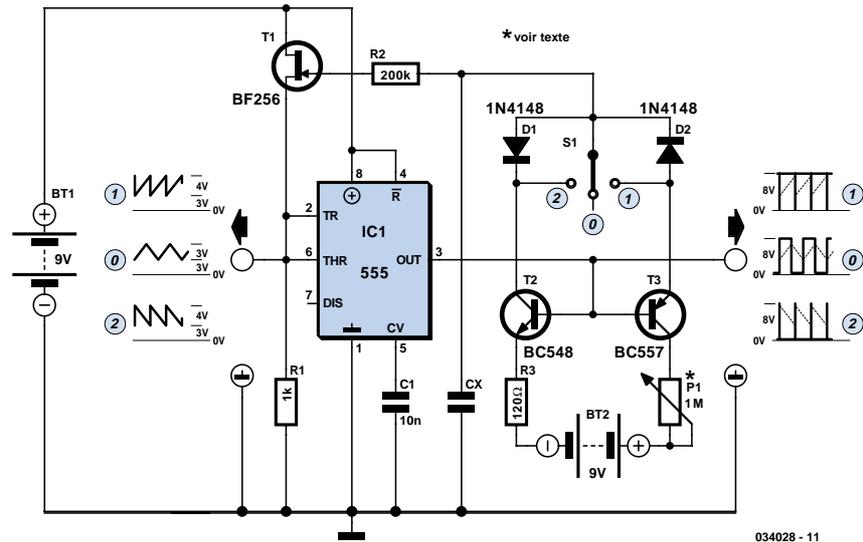
Maurice Pilato

L'électronique présentée ci-contre fournit, à volonté, par manœuvre d'un interrupteur 3 positions, des signaux « triangulaires symétriques » ou des « dents de scie, montantes ou descendantes », et ce sur une très large bande de fréquence ; leur récurrence est commandée par la variation de résistance d'un potentiomètre, tout en délivrant simultanément les impulsions correspondantes à ces signaux.

Ce circuit nécessite une alimentation indépendante flottante qui est constituée, dans cette première version, d'une simple pile de 9 volts.

L'alimentation, comme nous le disons, flottante, (une pile), débite, à travers le potentiomètre de réglage (P1) et la résistance-talon de 120  $\Omega$ , un courant de référence qui définit la fréquence des signaux élaborés. Ce courant qui traverse la jonction émetteur/base du transistor PNP BC557 et la jonction base/émetteur du transistor NPN BC548 va provoquer un courant constant proportionnel en valeur absolue entre les collecteurs et les bases de ces transistors. Ceci, en fonction de l'état de polarité des tensions appliquées entre les bases et la masse commune de l'alimentation générale.

Le circuit intégré NE555, un temporisateur on ne peut plus connu, a pour rôle de piloter les conditions de passage du courant constant proportionnel au courant de référence dans l'un ou l'autre des transistors. Ce courant constant est appelé à charger ou à décharger linéairement le



condensateur  $C_x$ , selon l'état, « haut » (« 1 ») ou « bas » (« 0 ») du signal de sortie du NE555.

Le rôle du FET BF256 est de transposer sous basse impédance les variations proportionnelles au niveau du condensateur  $C_x$ . Si l'interrupteur, S1, se trouve en position « 0 », la montée linéaire en tension de  $C_x$  va provoquer, à partir d'un certain seuil, le basculement du NE555, ce qui aura pour effet de décharger, linéairement également, le condensateur  $C_x$ .

Réciproquement, à partir d'un second seuil de tension, le processus charge/décharge de  $C_x$  sera inversé.

Si l'interrupteur se trouve en position « 0 » on obtient, en sortie du BF256, des signaux triangulaires joliment symétriques.

Si, au contraire, S1 se trouve en position « 2 », la mise en court-circuit de la diode D1 va provoquer la montée en tension immédiate de  $C_x$ . On obtient, dans ce cas, des signaux de sortie en « dents de scie descendantes ».

Si, pour finir, S1 se trouve en position « 1 », on obtient des « dents de scie montantes », car la mise en court-circuit de la diode D2 provoque la décharge instantanée de  $C_x$  au changement de seuil.

Simultanément à la délivrance des signaux indiqués ci-dessus, on obtient, en sortie « 3 » du NE555, des signaux rectangulaires ou des impulsions brèves (en aiguille) proportionnelles aux durées des montées ou des descentes des signaux obtenus.

# Indicateur de tension à 2 LED

Bart Trepak

Une représentation numérique ou analogique (diagramme à barres) précise est superflue dans de nombreuses applications. Toutefois, quelque chose de plus élaboré qu'un indicateur haut/bas serait le bienvenu. Le niveau de charge de la batterie dans une voiture constitue un bon exemple.

Ce circuit simple, basé sur 2 LED seulement (de préférence une LED verte et une rouge dans le même boîtier), un circuit intégré CMOS peu coûteux type 4093 et quelques résistances, devrait couvrir de nombreuses applications de ce genre. L'indicateur, relié au détecteur approprié, affiche la quantité mesurée sous forme d'une couleur comprise entre rouge et orange ou jaune et vert.

IC1.A fonctionne comme oscillateur autour de 10 kHz (peu critique) avec les valeurs indiquées. Supposons pour le moment que R1 ne soit pas raccordé. La sortie de IC1.A est un signal (presque) carré : le rapport cyclique avoisine les 50 %. La tension à la jonction de R2 et C1 est un signal triangulaire (enfin presque) dont le niveau dépend de la différence des 2 tensions de seuil de la porte NAND à trigger de Schmitt IC1.A. IC1.B, IC1.C et IC1.D constituent des tampons inverseurs et non inverseurs, de sorte que les sorties de IC1.C et IC1.D commutent de façon complémentaire. Avec un rapport cyclique de 50 %, les LED, une rouge et une verte, sont commandées pendant

des intervalles de temps égaux. Leur luminosité à peu près égale produit un affichage jaune-orange.

Si R1 est en circuit, la tension d'entrée effective de IC1.A est composée de l'onde triangulaire ajoutée à l'entrée DC  $V_{in}$ . Le rapport cyclique de l'oscillateur varie avec la tension d'entrée, faisant briller plus longtemps la LED rouge ou verte. La couleur résultante des LED combinées est modifiée. La plage où cet effet se manifeste dépend des valeurs relatives de R1 et R2. Cela permet d'adapter le circuit à la plupart des tensions d'entrée. Avec la valeur des composants indiquée et une alimentation 8 volts, les LED varient du rouge pur au vert pur pour une tension d'entrée de 2,5 V à 5,6 V. La batterie de voiture surveillée peut alimenter le circuit à condition d'ajouter une diode zener et

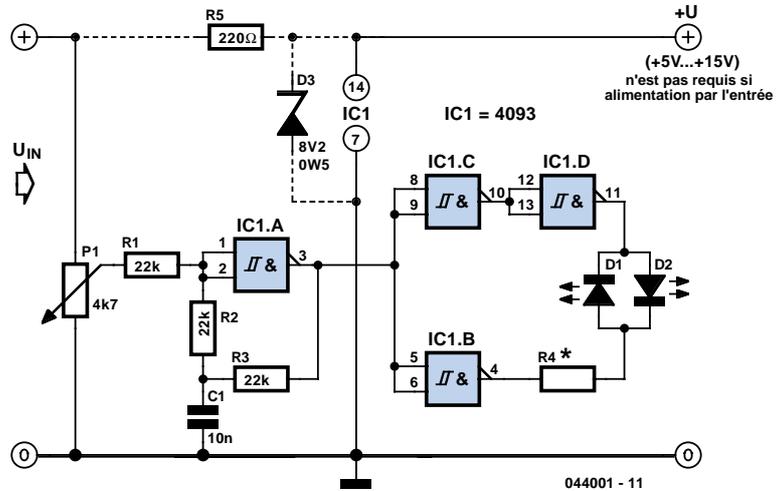
une résistance chutrice pour stabiliser la tension d'alimentation du circuit intégré. Les modifications sont indiquées dans le schéma en traits discontinus. Avec une diode zener 8,2 V, la résistance chutrice vaut environ 220  $\Omega$  et R1 doit être abaissée à 4,7 k $\Omega$ .

R4 détermine la luminosité des LED. Empiriquement

$$R4 = (V_{supply} - 2) / 3 \quad [k\Omega]$$

sans oublier que le courant de sortie du 4093 ne dépasse pas quelques mA.

Ce petit circuit peut aussi servir à des applications « non critiques » : vérification « marche/marche pas » de piles, indicateurs simples de température, indicateurs du niveau de réservoirs à eau, etc.



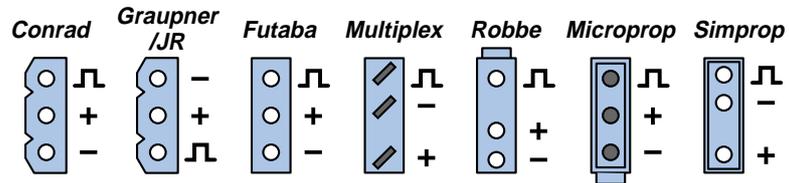
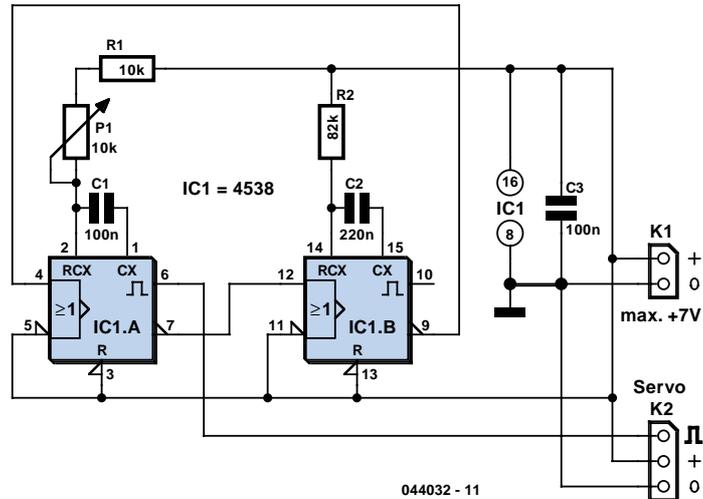
# Testeur de servo à 4538

Aucun amateur de modèles réduits ne le niera, il existe des situations où l'on apprécie(raît) de disposer d'un testeur de servo de modèle réduit. Tous ceux d'entre nos lecteurs savent que tôt ou tard, on se trouve confronté à des moments où un tel outil peut se prouver d'une indiscutable utilité.

Un testeur de servo(-commande) a pour tâche de générer un signal impulsionnel dont la durée des impulsions positives se laisse ajuster entre 1 et 2 ms. Cette durée d'impulsion indique à la servo à quelle position elle doit mettre le bras. Ce signal doit se répéter continûment à une fréquence comprise entre 40 et 60 Hz. Nous avons eu l'occasion, au cours des années, de publier l'un ou l'autre testeur de servo. Dans la plupart de ces circuits utilisaient un NE555 ou un circuit intégré dérivé pour la génération des impulsions. Cette fois, pour changer, nous allons utiliser un 4538. Ce circuit intégré intègre une paire de multivibrateurs astables.

Un coup d'oeil au schéma nous apprend que, si l'on fait abstraction du circuit intégré évoqué quelques lignes plus haut, l'électronique se résume à bien peu de choses. Il existe 2 approches pour faire démarrer l'un des multivibrateur astable intégrés dans un 4538. Si l'on applique un niveau haut à l'entrée I<sub>0</sub> (broches 5 et 11 respectivement), l'arrivée d'un flanc montant sur l'entrée I (broches 4 et 12 respectivement), constitue le signal de début signifiant l'ordre de générer une impulsion.

La durée de l'impulsion présente à la sortie de IC1.A répond à l'équation sui-



044032 - 12

vante :  $(R1+P1) \cdot C1$ . De ce fait, lorsque le potentiomètre P1 se trouve en butée correspondant à sa résistance minimale, la durée d'impulsion vaut :  $10 \text{ k}\Omega \times 100 \text{ nF} = 1 \text{ ms}$ . Si l'on met P1 en butée dans l'autre sens, à sa résistance maximale,  $10 \text{ k}\Omega$ , la durée d'impulsion vaut alors  $20 \text{ k}\Omega \times 100 \text{ nF} = 2 \text{ ms}$ .

Après cette impulsion, la sortie  $\bar{Q}$  inversée fournira un flanc montant. Ce flanc se traduit par la génération d'une impulsion au niveau de IC1.B. Sa durée d'impulsion

vaut  $82 \text{ k}\Omega \times 200 \text{ nF} = 18 \text{ ms}$ . Une fois cette impulsion écoulée, on verra apparaître un flanc montant sur la sortie  $\bar{Q}$ . Celui-ci forcera IC1 à produire une nouvelle impulsion. La boucle est ainsi bouclée.

La durée de période totale vaut, en fonction de la position de P1, de l'ordre de 19 à 20 ms. Ceci correspond à une fréquence de quelque 50 à 53 Hz, ce qui se situe largement à l'intérieur de la plage de fréquences souhaitée.

(044032-1)

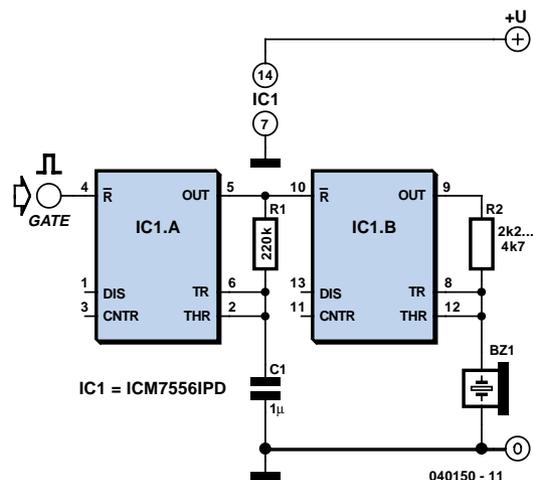
# Alarme commutée

Rvd Thomas Scarborough

Il est parfois nécessaire d'utiliser une alarme simple, commutée et pulsée. Difficile de faire plus simple que le circuit présenté ici : 4 composants et un résonateur piézo. Bien que le volume ne soit pas des plus puissants, il suffira pour de nombreuses applications.

Le circuit est basé sur un temporisateur double CMOS type 7556. Chaque moitié est connectée comme oscillateur astable (un 556 normal ou deux 555 normaux ne conviennent pas à ce circuit). Notons que le circuit intégré CMOS 7556 est fourni par de nombreux fabricants qui ajoutent leur préfixe et suffixe au code. Le produit de Texas Instruments, par exemple, est désigné par « TLC556CN ».

Cette configuration de circuit est peu utilisée. La raison en est probablement l'influence perturbatrice d'une charge un peu élevée sur le rythme de l'oscillateur. Elle est toutefois particulièrement utile dans le cas des entrées logiques à impédance élevée. C'est un moyen plus simple que la configuration « orthodoxe » d'obtenir un signal carré avec une durée de cycle de 1:1.



IC1.A est un oscillateur lent, activé par la mise au niveau haut de la broche de réinitialisation 4 et désactivé par sa mise au niveau bas. L'oscillateur audio IC1.B est activé de façon identique au niveau haut et désactivé au niveau bas par la broche de sortie 5 de IC1.A reliée à la broche de réinitialisation 10.

L'avertisseur piézo X1 sert aussi de condensateur déterminant la fréquence des oscillations, simplifie ainsi l'oscillateur audio IC1.B. Cette solution repose sur le

fait que la capacité d'un avertisseur piézo passif est de quelques 10 nanofarads, bien que cette valeur varie fortement. Un son est émis au rythme de la charge et décharge du « condensateur avertisseur ». Pour maximiser le volume sonore, choisir R2 pour que l'avertisseur piézo fonctionne à sa fréquence de résonance. Le circuit fonctionne entre 2 V et 18 V. Une tension relativement élevée fournit un volume satisfaisant, mais il ne faut pas dépasser 18 V.

# Allumé – éteint

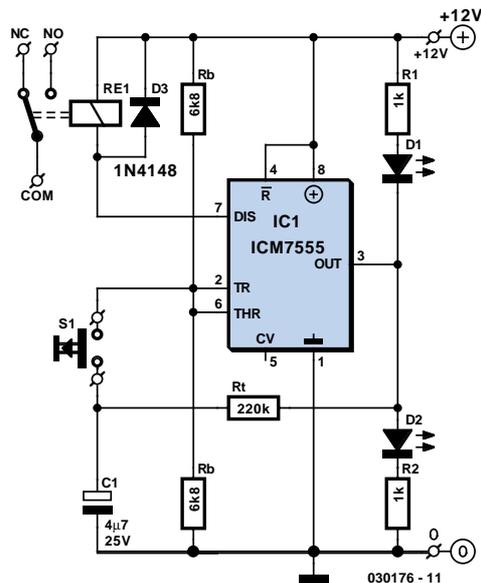
## Trevor Skeggs

L'omniprésent 555 a encore frappé ! Le voici, dans le mode bistable, en fonction de poussoir : un coup j'allume, un coup j'éteins. Il se base sur le même principe de charge stockée dans un condensateur et qui conduit un trigger de Schmitt d'un seuil à l'autre, comme dans le circuit publié dans le numéro d'été 2002, le n°067 « Bouton-poussoir-interrupteur ». Celui-là était fait de composants discrets, ici nous allons plutôt nous servir des deux comparateurs et de la zone neutre entre les seuils créés par la chaîne de résistances, ainsi que du bistable, intégrés dans le 555.

Le circuit montre un interrupteur au repos, dont l'état est indiqué par une LED, soit orange, soit rouge, commandée exclusivement par la sortie bipolaire à la broche 3.

La sortie à collecteur ouvert (broche 7) alimente un relais de 100 mA pour commuter le circuit utilisateur. Évidemment, si un témoin de service existe ailleurs, vous pouvez omettre les deux LED et les deux résistances et utiliser la broche 3 pour commander le circuit utilisateur, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un transistor. Le modèle original NE555 (pas le CMOS) peut fournir ou drainer un courant de 200 mA par la broche 3.

Les valeurs de composants ne sont pas critiques, la plage d'insensibilité s'étend de 1/3 à 2/3 de la tension d'alimentation.



Quand le poussoir est en circuit ouvert, l'entrée est polarisée à l'intérieur de cette plage, à la moitié de la tension d'alimentation, par deux résistances d'égale valeur,  $R_b$ . Pour éviter que lors de la mise sous tension le circuit soit dans un état indéterminé, on peut prévoir une mise à zéro initiale à l'aide d'une résistance branchée entre la source et la broche 4 et de là, un condensateur à la masse.

Un condensateur et une résistance de forte valeur ( $R_t$ ) mémorisent l'état de sortie immédiatement avant l'action sur le bouton et produisent une immunité passagère durant laquelle les rebonds des

contacts du poussoir ne peuvent avoir aucun effet. Quand on appuie sur le bouton, la charge emmagasinée est suffisante pour permettre à la sortie de basculer dans l'état opposé avant d'être écoulee, puis à l'entrée de revenir dans la zone neutre sous l'influence des résistances  $R_b$ . Pour le condensateur, un minimum de  $0,1 \mu\text{F}$  conviendrait, mais il est plus sage de prévoir davantage, pour tenir compte des rebonds des contacts, mais aussi d'une hésitation sur le bouton. On obtient une réponse de 2 secondes avec  $10 \mu\text{F}$  et  $220 \text{ k}\Omega$ .

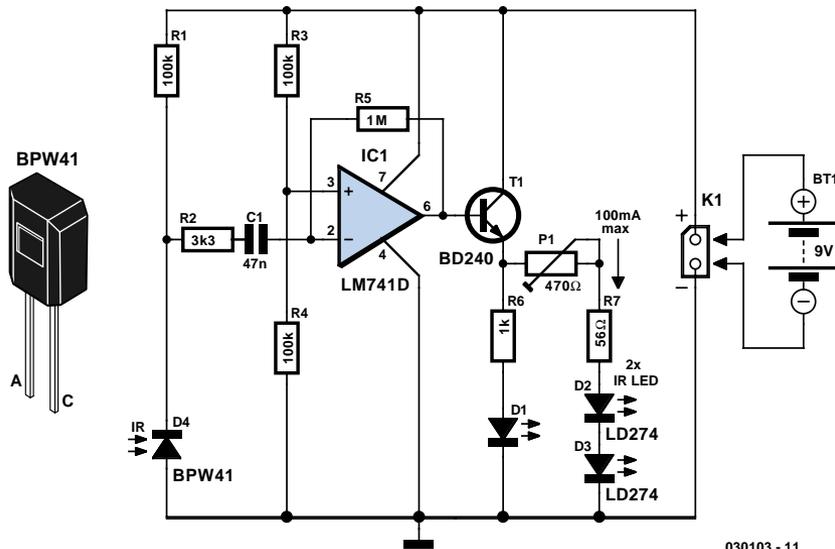
# Extension de commande IR rustique

Raj. K. Gorkhali

Nombre d'appareils électroniques grand public tels que téléviseurs, magnétoscopes, lecteurs de CD et de DVD, utilisent une télécommande infrarouge (IR). Il peut s'avérer utile, dans certains cas, d'accroître la portée de la télécommande disponible et c'est là que sort de sa boîte le diablottin de circuit décrit ici; il reçoit le signal IR émis par votre télécommande et le retransmet, par exemple, dans une autre pièce après avoir contourné l'angle d'un mur.

La photodiode D4 est connectée, par le biais de la résistance R2 et du condensateur C1, à l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel du type 741. Comme la photodiode BPW41 (Vishay/Telefunken) requiert d'être polarisée en inverse pour convertir de l'énergie lumineuse en une tension électrique, elle se trouve également reliée à la ligne de l'alimentation positive par le biais de la résistance R1. L'entrée non-inverseuse du 741 est forcée à la moitié de la tension d'alimentation par la présence de 2 résistances de valeur égale, R3 et R4.

On trouve, en aval de l'amplificateur, un transistor « postcombustion » du type BD240 capable de faire passer des impulsions de courant de niveau relative-



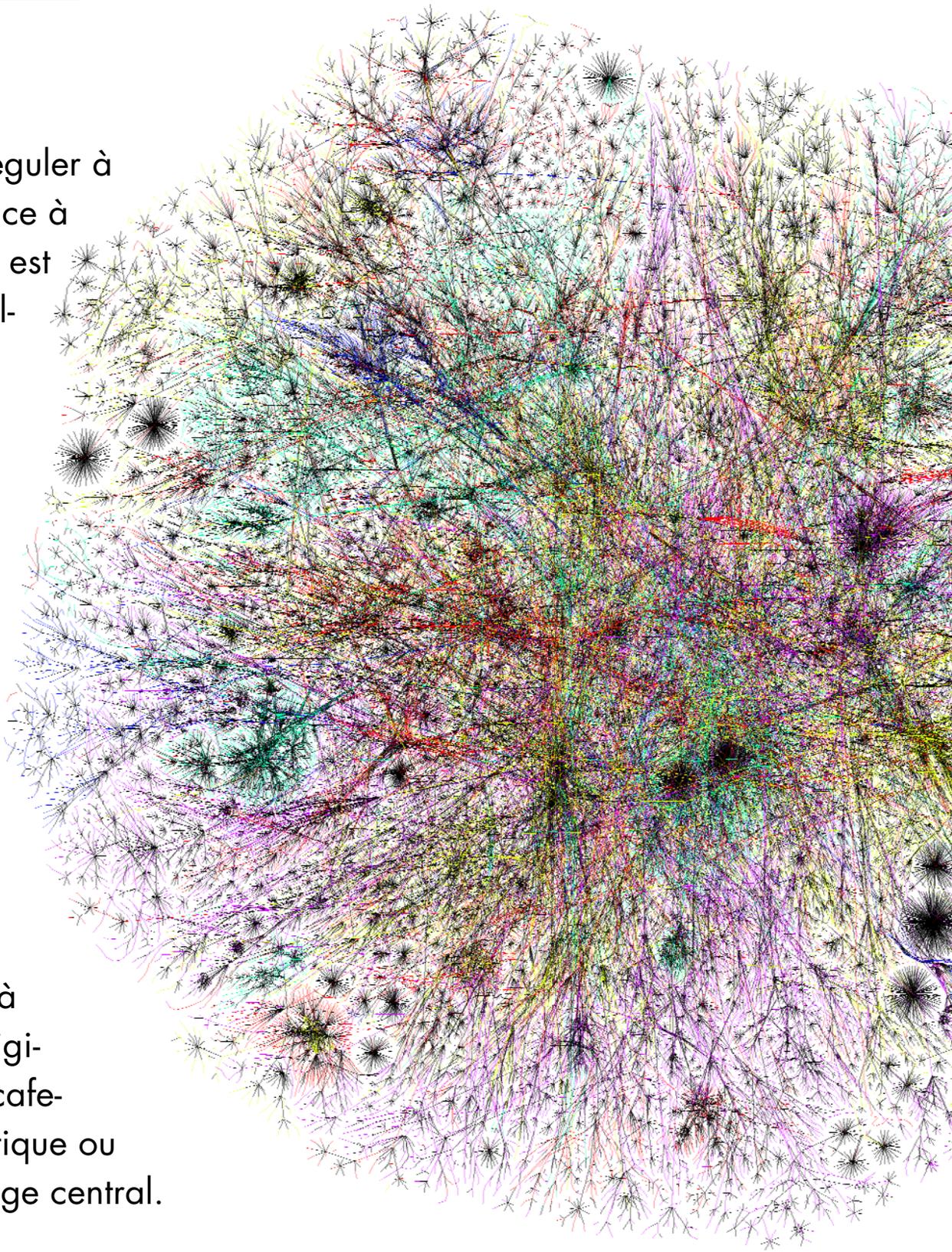
ment élevé à travers les LED IR D2 et D3. Il faut cependant veiller à ce que le courant pulsé traversant les LD274 ne dépasse pas de l'ordre de 100 mA, d'où la présence d'une résistance de valeur fixe prise en série avec l'ajustable P1. D1 est une LED classique qui clignote lors de la réception d'un signal IR émis par la télécommande. Il faudra, en ce qui concerne le réglage de l'ajustable P1, veiller à limiter le courant  $I_{RED}$  à la valeur nécessaire (sans plus) pour obtenir une

arrivée à destination fiable du signal IR. À noter que les courants mentionnés sont des courants de crête et que le courant consommé en réalité sera sensiblement plus faible, ceci en raison du rapport cyclique faible des impulsions IR. Il est possible d'accroître la directivité des LED IR et partant la portée de notre rallonge pour télécommande, en dotant les différents composants concernés d'un réflecteur chromé.

# Micro - Web

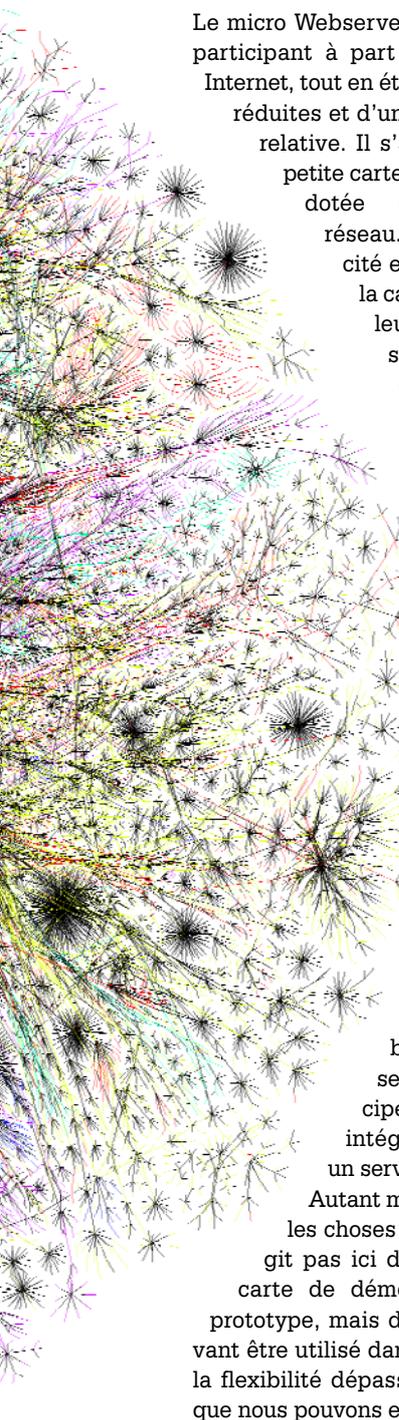
Jürgen Wickenhäuser

Mesurer et réguler à distance, grâce à Internet, cela est possible. Malheureusement, le plus souvent, les serveurs Web se trouvent à l'abri de grands coffrets gris ronronnant gentiment. Peu pratique pour garder à l'oeil votre frigidaire, votre cafetière automatique ou votre chauffage central.



# server

## Commandez et réglez via Internet



Le micro Webserver d'Elektor est un participant à part entière au trafic Internet, tout en étant de dimensions réduites et d'une complexité très relative. Il s'agit en fait d'une petite carte à microcontrôleur dotée d'une interface réseau. De par la compacité et l'universalité de la carte à microcontrôleur, le micro Webserver d'Elektor convient idéalement pour les applications de mesure et de régulation. Le fait que ce système puisse être lu et piloté d'où que ce soit dans le monde via Internet est une caractéristique on ne peut plus intéressante ! En dépit de ces possibilités incroyables, le matériel requis se limite en fait à bien peu de choses : il suffit, en principe, de 2 circuits intégrés pour réaliser un serveur Web complet ! Autant mettre tout de suite les choses au clair : il ne s'agit pas ici de l'une ou l'autre carte de démonstration ou de prototype, mais d'un système pouvant être utilisé dans l'industrie dont la flexibilité dépasse de loin tout ce que nous pouvons en dire ici.

### Le concept

N'ayons pas peur de mots : la technologie qui se cache derrière un tel système est relativement complexe. Nous ne pourrions partant pas entrer dans nombre de détails intéressants n'étant pas vraiment indispensables pour un serveur Web « simple ». Si vous voulez en savoir plus, nous ne pouvons que vous recommander d'examiner le logiciel l'accompagnant. L'interface est elle, en tout état de cause, d'un confort utilisateur indiscutable. Ainsi, par exemple, les variables de programme peuvent être utilisées directement dans des sites Internet. Il est pratiquement impossible de faire encore plus simple ! La programmation se fait en langage C. Ne laissez pas tomber immédiatement les bras si C vous est inconnu. Ce projet convient indubitablement même à un débutant.

### Connexion

Internet et Ethernet ont des liens étroits. Ethernet est un standard qui spécifie la liaison. La vitesse de transfert est normalement de 10 ou de 100 Mbits/s, paramètre déterminé automatiquement lors de l'établissement de la connexion. Pour ce projet, nous utilisons la variante 10 Mbits, vitesse plus que suffisante dans le cas d'un serveur Web enfoui (*embedded*). Nous supposons que vous disposez déjà d'Ethernet. Dans ce cas-là vous pourrez connecter directement le serveur Web à un *hub* ou un *switch*. Ethernet nous sert de porte vers Internet. Il a également été défini un protocole pour l'établissement d'une communication avec Internet (par le biais d'Ethernet par exemple). Tout ceci est paramétré dans le protocole TCP/IP. Nous supposons ici que le réseau auquel est connecté le micro Webserver,

« parle » également ce protocole ! Il n'y a, techniquement parlant, aucune contre-indication à connecter le micro Webserver directement à un PC par le biais d'un câble convenable dit *cross-over-cable*. Nous sortirions cependant du cadre de cet article si nous entrons dans le détail vu que dans certains cas cela impliquerait une modification du paramétrage au niveau du PC.

### Le matériel

Après cette (longue) introduction venons-en aux faits. La plate-forme matérielle utilisée est la **carte à MSC1210** (Hors-Gabarit 2003). Si vous ne la possédez pas, sachez qu'elle est disponible toute montée auprès des adresses habituelles, de même d'ailleurs que la carte d'extension décrite dans le présent article (**figure 1**).

La seule nouveauté est donc cette carte d'extension. Il ne s'agit en fait de rien de plus que d'une carte réseau « client » conçue pour la carte MSC. Le cœur de cette extension est un driver Ethernet du type CS8900A (cf. le schéma de la **figure 2**). Comme il est de coutume sur les cartes réseau, une paire de LED, D1 et D2, donnent l'état de la liaison réseau. D1 s'allume pendant 6 ms à chaque fois qu'il y a réception ou émission d'un paquet de données, mais aussi en cas de collision entre 2 paquets.

La seconde LED indique que le CS8900A reçoit les impulsions de liaison (*link*) correctes. Avec Ethernet, ces impulsions servent à la synchronisation de l'émetteur et du récepteur; lorsque cela est le cas, la LED D2 s'allume.

La puce réseau est en outre dotée d'un émetteur/récepteur (*transceiver*) 10BASE-T complet. 10BASE-T est le standard pour Ethernet à 10 Mbits/s par paire torsadée. Il suffit de quelques

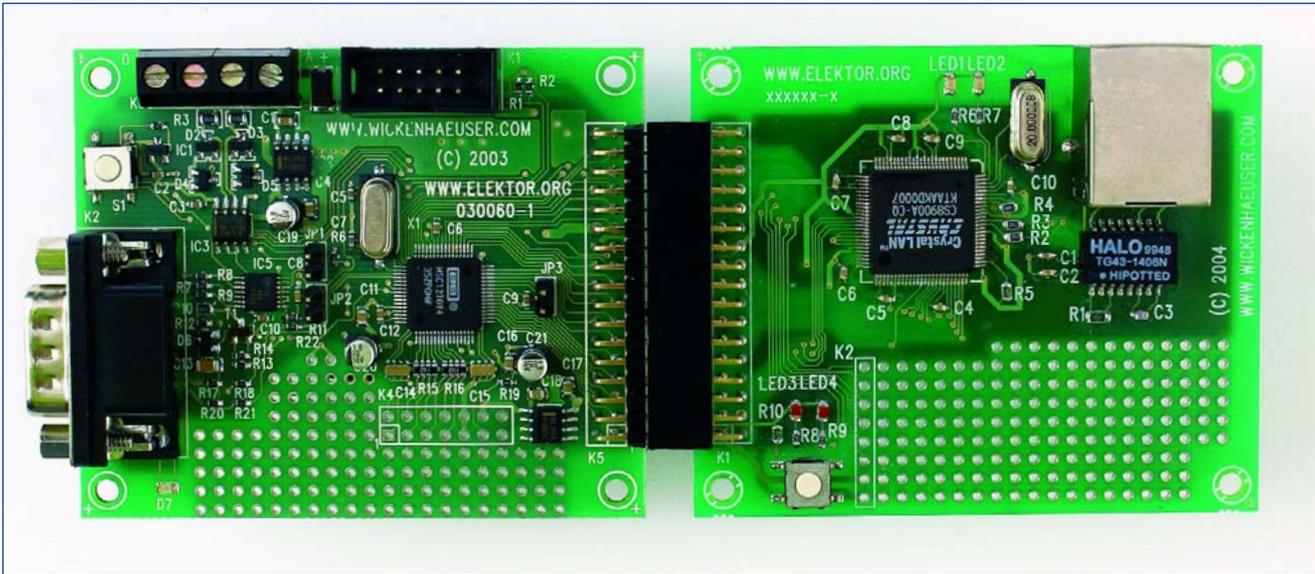
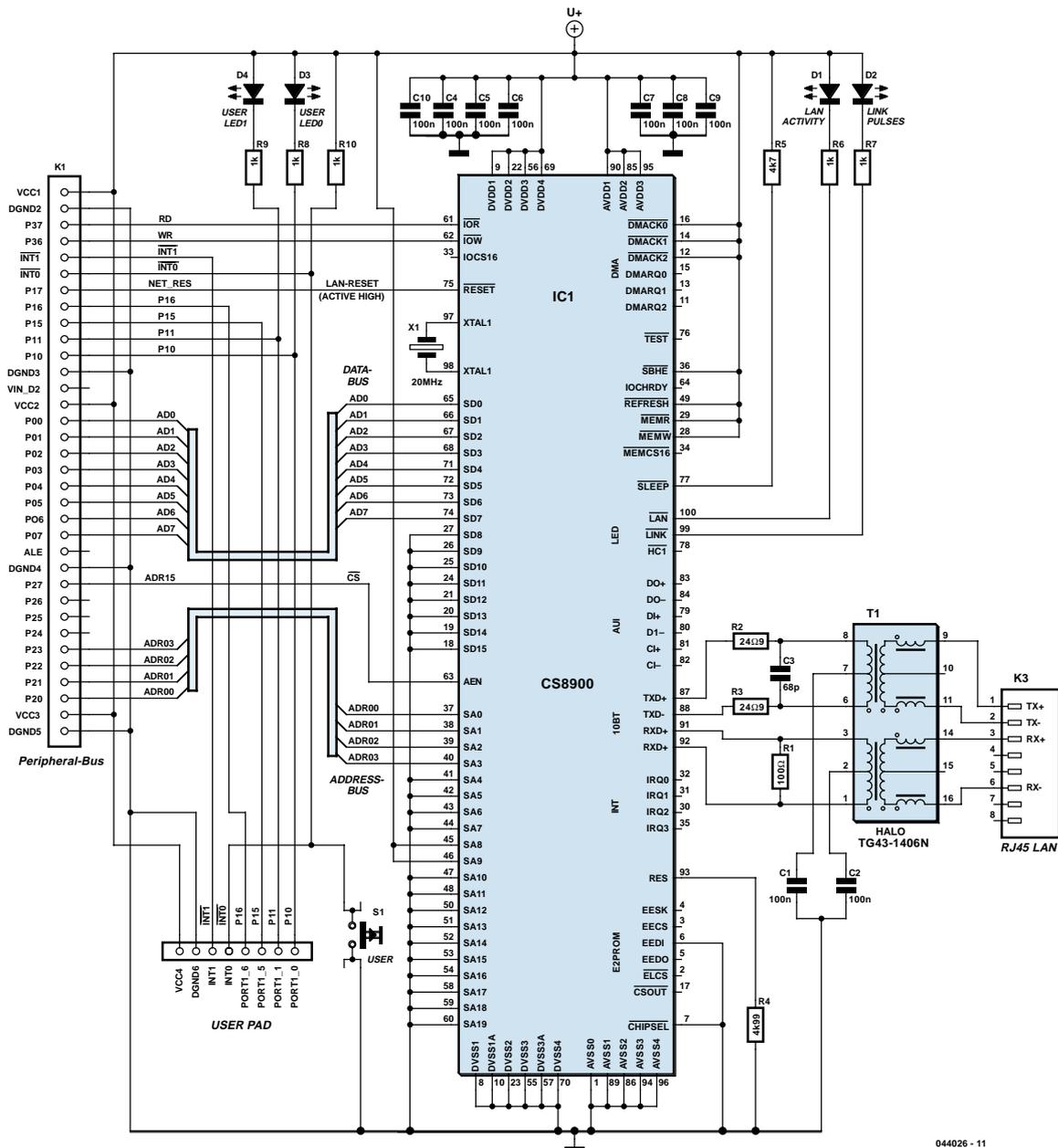


Figure 1. La carte à MSC1210 avec extension réseau, un couple puissant !



044026 - 11

Figure 2. Le coeur de la carte réseau est une puce réseau du type CS8900.

# Applications

## Le micro Webserver convient idéalement pour :

### Station météo en ligne automatisée :

- température
- pluviométrie
- détection d'orages
- vitesse et direction du vent
- hygrométrie
- niveau du réservoir d'eau de pluie
- luminosité

### Surveillance et commande de machines :

- vitesse
- tension et courant
- température
- niveau de liquide
- débit
- pression
- commande de vanne ou de soupape

- régulation de relais ou MLI

### Interface Web pour applications domestiques :

- suivi de température frigidaire et congélateur
- activation machine à café, chauffage central, éclairage
- commande pare-soleil et volets roulants
- éclairage extérieur
- détection d'intrus

### Contrôle d'accès et enregistrement en combinaison avec :

- lecteurs de cartes d'accès
- barrières lumineuses
- ouverture de portes

### Terminal pour base de données centrale en combinaison avec affichage LCD et lecteur de code barre

composants externes.

Le transformateur (pris directement en aval de l'embase RJ45) assure une isolation galvanique par rapport au reste du monde.

La platine (**figure 3**) est dotée d'une partie à « pastilles d'expérimentation » de sorte que l'on dispose, outre de l'espace disponible sur la carte à MSC1210 proprement dite, également de place pour réaliser ses propres applications. On dispose, sur la rangée la plus à gauche du champ de pastilles, K2, d'un certain nombre de signaux librement accessibles (cf. **figure 2**). La carte LAN comporte en outre une paire de LED et un bouton-poussoir. Le connecteur devant servir à la connexion à la « carte-mère » a été disposé de façon telle que l'extension puisse être disposée à côté de la carte à MSC1210 ou en dessous de celle-ci. Dans ce dernier cas, les 2 platines pourront être montées en sandwich et séparées à l'aide d'entretoises.

Bien que la réalisation de ce projet soit extrêmement simple, il nous faut faire une remarque. La consommation de courant de la puce LAN est, comparée à celle du microprocesseur, relativement élevée, entre 100 et 120 mA. La tension d'alimentation de 5 V est dérivée de la carte à MSC1210. Pour éviter que le régulateur ne chauffe trop, nous recommandons instamment d'alimenter l'ensemble à une tension comprise entre 7,5 et 9 V et pas plus !

## En ligne

C'est à peu près tout ce que l'on peut dire au sujet du matériel. L'encadré indique comment configurer cette

petite carte. Une fois que le serveur est en ligne (« up ») vous allez pouvoir procéder aux premiers essais.

C'est là que les choses deviennent intéressantes... Reliez la carte au réseau. La LED D2 doit rester allumée en permanence lors de la reconnaissance d'un signal Ethernet. Il y a de l'espoir. Cependant le vrai test reste à effectuer. Vous pouvez essayer, sur la ligne de commande (fenêtre pour commande DOS ou invite de commande), de « pinger » le serveur. Entrez, sur un PC avec liaison réseau :

```
ping 192.168.1.156
```

instruction où l'adresse IP est bien entendu l'adresse que vous avez attribuée auparavant au micro Webserver. La LED D1 se met à clignoter pour signaler le transit de données sur Ethernet et, dans la fenêtre de commande, le serveur devrait répondre. PING est un protocole simple, permettant d'envoyer quelques octets dont on attend un écho en retour. Très pratique pour tester rapidement une liaison réseau.

Si l'opération a réussi, il est également possible d'accéder au serveur à l'aide d'un butineur (*browser*) Internet. Il suffit d'entrer :

```
http://192.168.1.156
```

À nouveau l'adresse attribuée précédemment. Et c'est tout : ce que vous voyez apparaître maintenant provient de la petite carte (cf. **figure 5**).

On voit également dans la fenêtre du terminal quelle est la page demandée.

## Comment ça marche

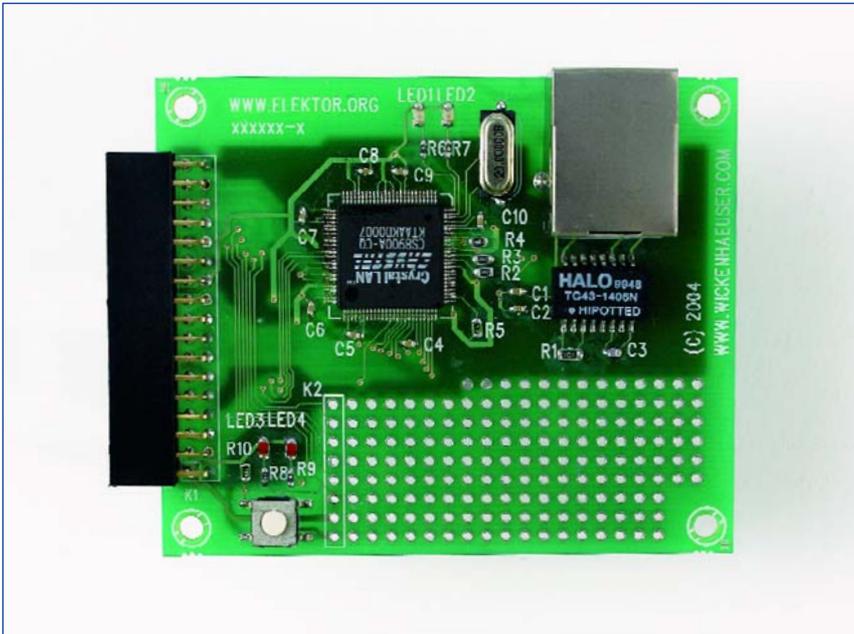
Que s'est-il passé lors de la demande de page Internet ? Vous établissez une liaison avec une adresse IP. En fait les choses sont encore plus compliquées : vous établissez une liaison avec un « socket » à une adresse donnée. Un socket

est une sorte de prise à laquelle ne peuvent être branchées, dans le cas présent, que des liaisons Internet. Un socket se voit attribuer un numéro de port spécifique, pour les serveurs Web il s'agit souvent du port 80. Nous le retrouvons à l'aide de la ligne SOCKET\_SETUP(i, SOCKET\_TCP80, FLAG\_PASSIVE\_OPEN).

Le dernier paramètre signifie que le socket est passif. Cela signifie que l'on attend une demande en provenance d'un « client ». Les sockets sont créés dans une boucle for. Leur nombre détermine le nombre de clients pouvant accéder simultanément au serveur. Attention cependant, chaque socket coûte de la mémoire, leur nombre

## Références Internet

- [1] [www.wickenhaeuser.com/uC/51-compiler](http://www.wickenhaeuser.com/uC/51-compiler)  
avec code-source
- [2] [www.mikrocontroller.info/kabelsalat/](http://www.mikrocontroller.info/kabelsalat/)  
Layout d'un câble modem zéro (nulmodem)
- [3] [www.ti.com/msc](http://www.ti.com/msc) MSC121x Homepage
- [4] [groups.yahoo.com/group/TI-MSc](http://groups.yahoo.com/group/TI-MSc)  
Groupe utilisateurs du MSC121x. Vaut la peine. Gratuit, requiert cependant un enregistrement.
- [5] [groups.yahoo.com/group/TI-MSc/files](http://groups.yahoo.com/group/TI-MSc/files)  
On trouve ici les outils pour le MSC121x, le downloader original de TI par exemple.
- [6] [www.cirrus.com/en/pubs/proDatashet/cs8900a-4.pdf](http://www.cirrus.com/en/pubs/proDatashet/cs8900a-4.pdf)  
Fiche de caractéristiques du pilote de réseau CS8900A.



## Liste des composants

### Résistances (CMS) :

R1 = 100 Ω 0603  
 R2,R3 = 24Ω9 0603  
 R4 = 4kΩ99/1% 0603  
 R5,R10 = 4kΩ7 0603  
 R6 à R9 = 1 kΩ 0603

### Condensateurs (CMS) :

C1,C2,C4 à C10 = 100 nF céramique 0603  
 C3 = 68 pF céramique NPO 0603

### Semi-conducteurs (CMS) :

IC1 = CS8900A-CQ (5 V) TQFP100  
 D1 à D4 = LED puce 0805  
 Couleurs recommandées : D1 vert, D2 jaune, D3 et D4 rouge

### Divers :

T1 = transformateur Ethernet TG43 (Halo) ou ST7010T (Valor), cf. point [6]  
 X1 = quartz 20 MHz HC49 CMS  
 K1 = embase à 2 rangées de 17 contacts  
 K2 = embase à 1 rangée de 8 contacts (n'est pas mis en place !)  
 K3 = connecteur RJ-45 (blindé)  
 S1 = bouton-poussoir miniature

Pour le logiciel, les platines vierges et les platines toutes faites : cf. encadré « Il vous faut »

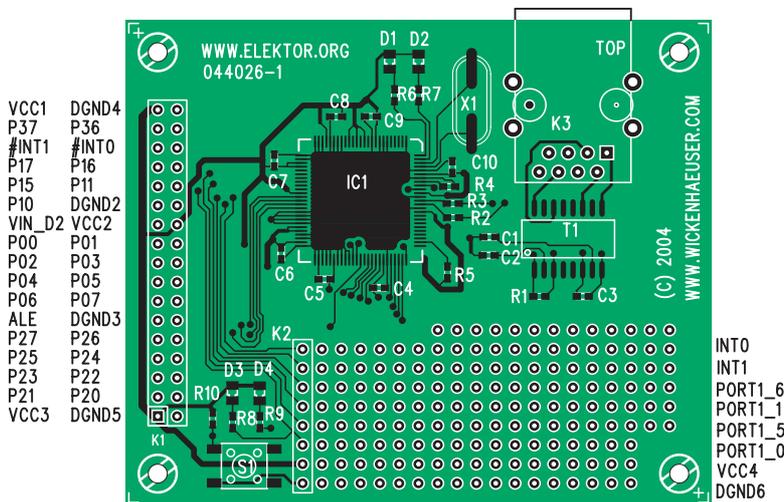


Figure 3. La carte réseau connectée à la carte à MSC1210.

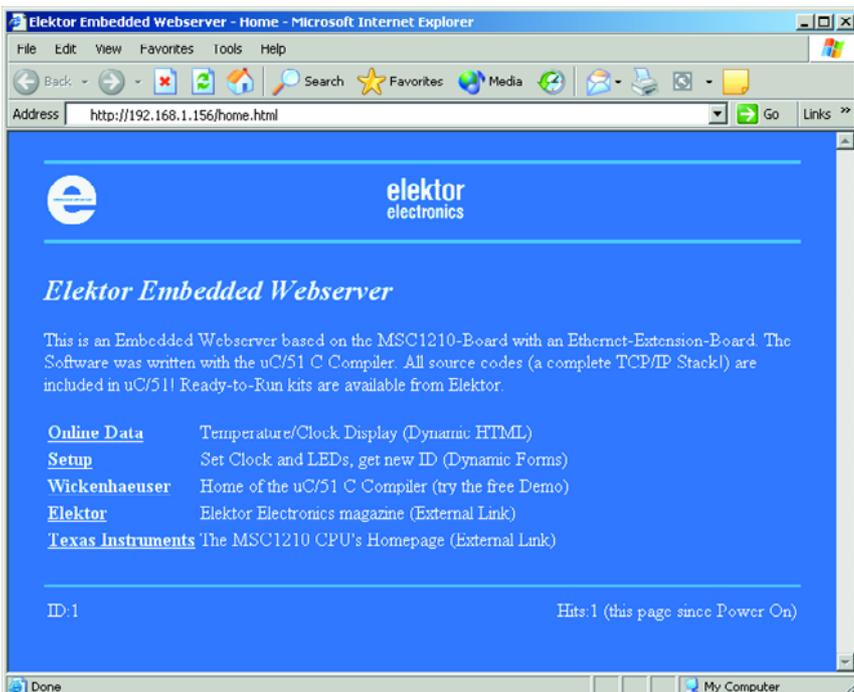


Figure 4. Cette page Web est envoyée par le micro Webserver.

# Configuration de la carte

Le micro Webserver ne fonctionne qu'avec un réseau TCP/IP. Comme tous les autres ordinateurs d'un réseau TCP/IP, le présent micro-ordinateur se voit attribuer une adresse unique lui aussi, l'adresse IP. Avant de pouvoir nous lancer dans la programmation du contrôleur il nous faut déterminer manuellement la dite adresse. En effet, le micro Webserver ne travaille pas avec une attribution automatique des adresses. En standard, l'adresse IP attribuée est 192.168.1.156. Il s'agit d'une adresse faisant partie d'une série spécialement réservée pour des réseaux n'étant pas reliés directement à Internet. Les abonnés à ADSL ou à Internet par le câble, utilisent sans doute une telle série. Les adresses ayant la forme 10.0.0.x font également partie de cette catégorie.

Il existe peut-être la possibilité de demander une « vraie » adresse Internet pour le micro Webserver, mais cela dépend de votre fournisseur d'accès. Il vous faudra vérifier et déterminer vous-même la série d'adresse à utiliser et quelle adresse est disponible pour attribution au serveur.

Une fois une adresse choisie, nous pouvons faire appel aux logiciels de programmation et aux fichiers C nécessaires. Une partie du code-source nécessaire, la partie implémentant en fait le serveur Web, est fournie avec le compilateur uC/51 (à compter de la version 1.20). Il est possible de télécharger une version de démonstration parfaitement fonctionnelle de ce compilateur depuis la page Web de l'auteur [1]. La seule différence par rapport à une version enregistrée est que la taille du code pour ce micro Webserver est limitée à 16 Koctets, ce qui est suffisant pour la présente application. Le paquet comporte aussi des exemples de code-source pour l'initialisation du serveur Web et l'exécution d'une page Web (+ quelques pages à titre d'exemple).

Après installation du compilateur uC il faut commencer par créer un « espace de travail » (Workspace) pour MakeWiz. Ouvrir, dans MakeWiz, le fichier ...SRC\MSC1210\ELM\_FLEX\ELM\_FLEX.MAK. Modifiez ensuite le texte (en ajoutant votre propre numéro de version par exemple) de façon à libérer le bouton Save. Cochez la case « Write JFE-Workspace File » et enregistrez le fichier (figure 5).

Il est possible maintenant de lancer l'éditeur JFE (nos remerciements à Jens Altmann). Dans JFE ouvrir le fichier ...SRC\MSC1210\ELM\_FLEX\ELM\_FLEX.WSP avec « Open Workspace ». L'éditeur montre alors tous les fichiers faisant partie de ce projet. Il faut commencer par entrer dans le fichier ELM\_FLEX.C l'adresse IP définie précédemment. Cela peut se faire dans la ligne :

COMPOSE IP(my ip, 192.168.1.156).

Dans un Workspace créé dans MakeWiz, veillez à avoir, en JFE, 3 boutons spéciaux, à savoir « MAKE », « RE-MAKE » et « DL.BAT ». Avec « MAKE » on compile le projet, seuls les fichiers ayant effectivement changé étant retraités. C'est courant et la façon la plus rapide de générer le fichier .HEX destiné au microprocesseur. « RE-MAKE » sert en cas de modification de quelque chose qui ne se trouve pas dans le « Workspace », les fichiers d'en-tête (.h) par exemple. Avec cette instruction, tout est recompile. « DL-BAT » permet, pour finir, de transférer le résultat vers la carte MSC. C'est en fait l'exécution d'un fichier batch auquel JFE ajoute un paramètre, qui est toujours le nom du fichier-cible, « ELM\_FLEX » (sans extension) dans le cas présent.

Dans le fichier batch (qui se trouve aussi dans le dossier du projet) on donne la ligne de commande démarant le « transfert » vers la carte MSC. Ici ce sera :

```
download /F%1.hex /X11 /P1 /T /B9600
```

Le paramètre P1 indique que l'on doit utiliser le port COM1 du PC pour la programmation (peut partant être modifié si nécessaire).

Bon, l'adresse IP a été changée dans ELM\_FLEX.C, le projet est compilé et vous êtes sur le point d'appuyer sur « DL.BAT »... un instant SVP. Il reste encore à disposer du downloader original de Texas Instruments (DOWNLOAD.EXE). Vous le trouverez par exemple auprès du groupe MSC chez Yahoo [4] et pourra être placé dans le dossier du projet. Vous pouvez également mettre ce fichier à un endroit moins dédié, la position devant cependant être indiquée dans DL.BAT.

Il ne faut pas oublier de placer les cavaliers J1 et J2 sur la carte à MSC1210 (J3 reste ouvert). En l'absence de J1 et J2 la carte est protégée contre une réinitialisation et tout changement du progiciel (firmware) via le PC. Il reste pour finir, à disposer d'un câble modem zéro pour la connexion de la carte au PC. Une fois le downloader présent, le fichier DL.BAT modifié si nécessaire (port COM et/ou chemin vers le downloader) et que la carte alimentée est connectée au port correct du PC, il reste à cliquer sur « DL.BAT » dans JFE.

Si tout se passe comme prévu, la carte MSC1210 se manifeste par un petit texte et si l'on ne voit pas apparaître le texte « <NET FAILURE> », c'est que la carte Ethernet est reconnue ! Il faut en outre que l'une des LED rouges de la carte MSC clignote lentement.

N'oubliez pas, après le téléchargement, d'enlever les cavaliers J1 et J2 !

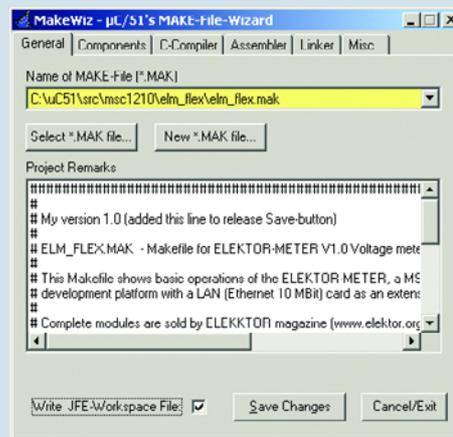


Figure 5. Enregistrer le projet avec MakeWiz.

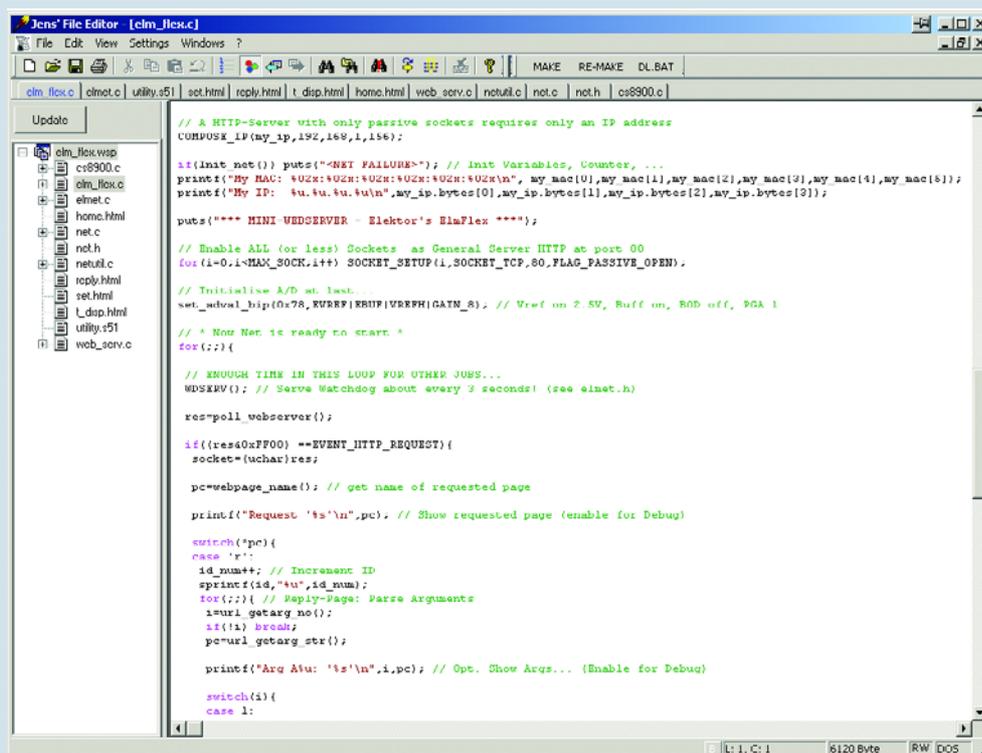


Figure 6. Avec JFE, tous les fichiers sont à portée de main.

# Il vous faut

## Le micro Webserver se compose :

- De la carte à MSC1210 (Elektor-Meter, Elektor Hors-Gabarit 2003)
- D'une carte réseau Ethernet 10 Mbit (RJ45, paire torsadée)
- D'un compilateur µC et du logiciel correspondant.
- Du programme downloader (Downloader.exe) de TI

Vous pourrez vous procurer le microcontrôleur MSC1210 et le matériel réseau adéquat auprès d'Elektor.

Le compilateur µC ainsi que tous les logiciels qui s'y rapportent sont disponibles gratuitement sur le site

[www.wickenhaeuser.com](http://www.wickenhaeuser.com) et, comme toujours, sur le site Web d'Elektor, [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

Le logiciel de programmation pour la carte à MSC1210 (Downloader.exe) est disponible à l'adresse référencée en [4]. Les mises à jour sont disponibles sur le site de l'auteur.

## Produits disponibles

- La platine MSC1210 dotée de ses composants (testée et calibrée) (EPS030060-91)
- Extension réseau prête à l'emploi pour la MSC1210 (EPS044026-91)
- Un paquet combiné comprenant la carte MSC1210, son extension réseau et tous les articles d'Elektor qui s'y rapportent sur disquette (EPS044026-92)

est partant limité. À noter que la puce CS8900A comporte un tampon de 4 Koctets à l'intention des paquets Ethernet entrants. Ceci est peu lorsque plusieurs utilisateurs tentent de contacter le serveur ou lorsque l'on demande, par exemple, des images. En fait cela n'a pas grande importance, en TCP, il n'y a pas de problème en cas d'absence de réponse à l'un ou l'autre paquet. En cas de besoin, le client le renverra de lui-même.

Après la création des sockets, nous rencontrons, dans ELM\_FLEX.C, une ligne servant à l'initialisation du convertisseur A/N du microcontrôleur. Un second article, « Télémessure via Internet », vous en dira plus à ce sujet. Le programme tourne alors dans une boucle for sans fin. À intervalle régulier il est fait appel à poll\_webserver(). Tant que le résultat retour est 0, on pourra avoir exécution de routines

(propres). Veillez bien cependant à ce que vos propres routines ne consomment pas la totalité du temps processeur. Le serveur Web en deviendrait inaccessible.

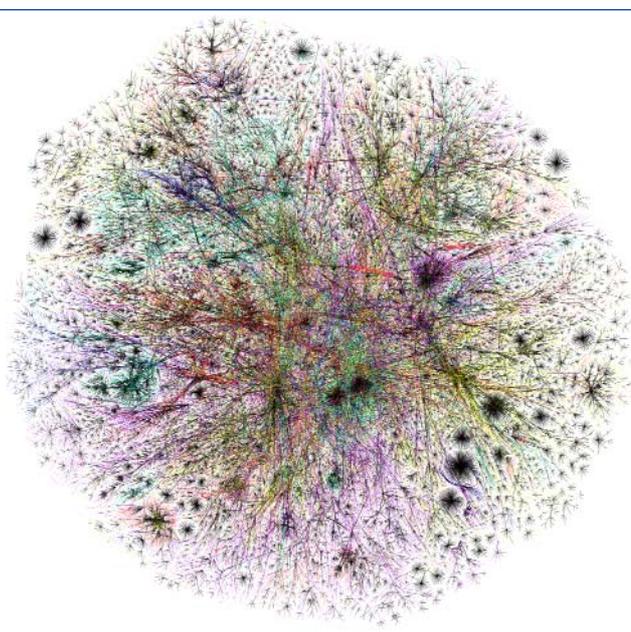
La pile (stack) FlexGate TCP/IP travaille à base d'événements (events). Le micro Webserver réagit uniquement à EVENT\_http\_REQUEST (demande de page) et EVENT\_SOCKET\_IDLETIMER (toutes les 0,5 s environ). Lorsqu'un client accède à une page, on commence par en demander le nom par webpage name(). Avec webpage bind() on prépare la page correspondante en réponse. Toutes les pages disponibles doivent auparavant, être déclarées à l'aide de array extern code uchar (cf. ELM\_FLEX.C).

Si la page demandée ne comporte pas de données dynamiques, les choses en resteraient là. Mais c'est précisément là que se trouve la puissance de cette

réalisation. Par données dynamiques nous entendons, par exemple, des données de mesure en provenance de la carte du processeur. Ces données peuvent très facilement être intégrées dans une page Web. L'inverse est vrai également : il est possible, par une page Web, de télécommander les sorties du processeur. Cf. l'article cité plus haut !

Il y a bien évidemment bien plus à raconter au sujet de la partie Internet du logiciel (la pile TCP/IP) mais cela nous amènerait trop loin. Si vous voulez en savoir plus, jetez donc un coup d'oeil au mode d'emploi de la pile. Il se situe dans le uC-compiler et se trouve dans le dossier ...SRC\FLEXGATE\ . À noter que Texas Instruments travaille à une note d'application consacrée à ce projet. Les détails apparaîtront en temps et en heure sur le site Internet de TI.

(044026-1)

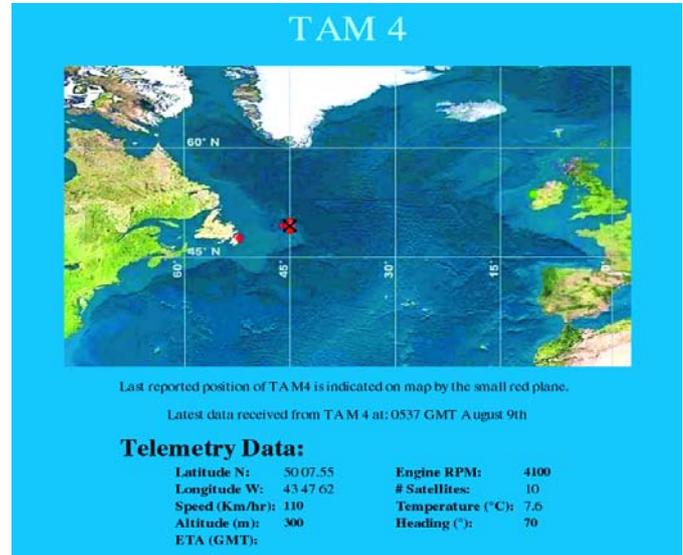
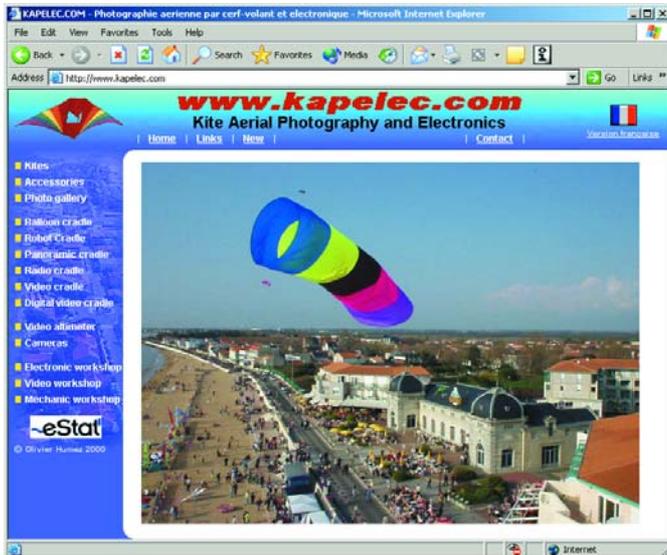


## Au sujet de l'illustration d'en-tête

L'enchevêtrement de fils semble chaotique mais il représente en fait un ensemble relativement bien organisé : la Toile. Cette « carte géographique » est générée automatiquement par le logiciel qui écume littéralement Internet. Au cours de ses pérégrinations le programme a arrivé tout près du serveur qui abrite le site Internet d'Elektor. Cf. [www.opte.org](http://www.opte.org).

## Indicateurs :

- Cyan : Asie Pacifique
- Rose : Europe, Moyen-Orient, Asie Centrale, Afrique
- Jaune : Amérique du Nord
- Bleu : Amérique Latine et Caraïbes
- Rouge : Adresse IP RFC1918
- Noir : Non identifié



# Monte-en l'air

En aéromodélisme la télémétrie donne à l'occasion des résultats surprenants –en particulier lorsque l'électronique s'en mêle...

À chaque fois il se vérifie que le modélisme et l'électronique constituent une combinaison fructueuse. Le défi est à chaque fois de découvrir des applications marquantes offertes par leur association. Ainsi, Olivier

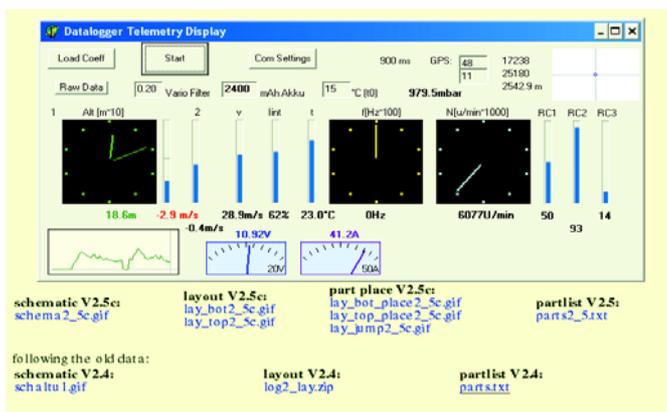
Humez décrit sur son site [1] des appareillages de toutes sortes servant à « accrocher » des appareils photo ou des caméscopes à des aéronefs ou des ballons. Les photos et images prises en cours d'opérations voire envoyées au

sol par une liaison sans fil, parlent d'elles-mêmes. Rien ne force à se limiter à la prise de photos. Mr Humez a développé un système de télémétrie. Il est possible ainsi, par exemple, de mesurer l'altitude, la température et la tension aux bornes de l'accu et d'envoyer ces informations en temps réel vers la « terre », combinées éventuellement à une liaison vidéo pour une incrustation sur l'image d'un écran.

Notre compatriote n'est pas le seul à trouver son bonheur dans cette matière ô combien intéressante. Ainsi, une équipe sous la direction de Maynard Hill a réussi à faire traverser l'Atlantique à un modèle réduit volant. Lors du décollage et de l'atterrissage l'avion est radiocommandé comme d'habitude. Au cours du vol, un microprocesseur prit le pilotage à son compte : le trajet était corrigé en permanence à partir des informations GPS. Quelques détails techniques : 3 000 km en 39 heures, consommation de carburant totale 5,7 l (!) Leur site [2] donne de plus amples informations concernant le trajet et les techniques utilisées.

On trouve sur Internet d'autres sites consacrés à la télémétrie et à l'acquisition de données, le site de Dietrich Meissner [3], donne des schémas de circuits et programmes pour PIC, Palm et Windows. Voulez-vous en savoir plus ? Jetez un coup d'oeil aux sites mentionnés ou entrez les mots-clef « model » ou « télémétrie » (*telemetry*) dans un moteur de recherche tel que Google ([www.google.com](http://www.google.com)).

(040078)



- [1] **Images prises du ciel sur le site de Olivier Humez :**  
[www.kapelec.com/](http://www.kapelec.com/)
- [2] **Page d'accueil de Trans Atlantic Model :**  
<http://tam.plannet21.com/index.htm>  
**Informations concernant le dit vol :**  
[www.kh-gps.de/flug.htm](http://www.kh-gps.de/flug.htm)

**Circuits et logiciels sur le site de Dietrich Meissner :**  
[http://home.germany.net/100-173822/d\\_logg2\\_engl.htm](http://home.germany.net/100-173822/d_logg2_engl.htm)

# TÉLÉMESURE VIA

*Jürgen Wickenhäuser*



**Ce numéro d'été double présente par ailleurs un petit serveur Web, micro Webserver, aux grandes possibilités. Voici un autre exemple d'utilisation directe de ce nouveau serveur. Ce n'est qu'un premier pas. À vous maintenant d'écrire la suite et de nous en faire part.**

# INTERNET

## C'EST MICRO WEBSERVER QUI CUISINE

Nous commencerons par un exemple d'application du micro Webserver, une horloge logicielle, pour voir comment accéder aux variables du MSC1210 à partir d'une page web et vice versa. Nous attaquerons ensuite la réalisation d'une sonde analogique thermométrique et le code nécessaire pour publier les mesures de ce périphérique dans le monde entier au moyen du micro Webserver.

### Pages web

Maintenant que le circuit et la carte réseau fonctionnent correctement, c'était l'objet du premier article sur le micro Webserver de ce numéro double, pourquoi attendre plus longtemps avant de faire apparaître le résultat à l'écran, sur une page web ?

Rien de plus facile, avec E-web. Les sites web sont rédigés en HTML. C'est leur langage. Pour l'éditer, n'importe quel éditeur de texte suffit.

Quoiqu'un peu trivial, le bloc-notes fourni en standard avec Windows fait largement l'affaire. Bien entendu, les alternatives ne manquent pas. On les trouve à la pelle sur internet. Mentionnons également les éditeurs spécialement conçus pour le code, avec coloration syntaxique notamment. Le code HTML apparaît dans une couleur particulière, ce qui permet de le distinguer au premier coup d'œil du texte courant et d'accélérer la lecture.

Un exemple, d'une redoutable simplicité, de page HTML :

```
<html>
<head>
  <title>A simple
page</title>
</head>
<body>
Hello <a
href=http://www.elek-
tor.org>Elektor</a>!
</body>
</html>
```

Voyez le **figure 1** pour connaître le résultat de ces quelques lignes.

Il est inutile d'entrer dans les détails. Internet regorge de sites dédiés à l'apprentissage du langage HTML, de trucs et astuces en tout genre. Une recherche dans [www.google.com](http://www.google.com) sur les mots tutoriel ou aide html achèveront de vous convaincre.

### Communiquer en HTML avec le microcontrôleur

La première étape, avant d'afficher les variables du microcontrôleur sur une page web, est de les récupérer via le code HTML. Tandis que le serveur envoie la page Web, les valeurs réelles sont disponibles en ligne. Il suffit d'aller les chercher dans la pile TCP/IP du Flexgate. Le caractère @ permet de déclarer une variable. Pour afficher le caractère @ normalement, à un autre endroit de la page, on écrira @@.

La pile importe automatiquement toutes les variables correspondantes aux variables déclarées dans le code C. Ces variables C seront obligatoirement de type chaîne de caractères, donc une rangée de caractères. Le fichier d'exemple SET.HTML fourni avec le compilateur µC, que vous pouvez télécharger gratuitement de la source [1] et nécessaire à la configuration du serveur, nous montre bien à quoi ressemble le code HTML pour y accéder. Cf. **figure 2**.

Repérons les variables hr, min et sec aux lignes 14 à 16 de ce fichier. C'est ici qu'on règle l'heure. La ligne 23 affiche une case à cocher dont l'état est relié à ls2 et ls3. Notez bien le petit truc. Les deux variables contiennent soit « d » soit une chaîne de caractères vide, ce qui correspond à « checked » ou « checke ». La majorité des butineurs actuels ont pour habitude d'ignorer tout ce qu'ils ne connaissent pas. Aussi critiquable que soit cette technique, elle permet toutefois de masquer la case à cocher tant que la variable ne contient pas « d ». En cas de « checke », rien ne sera interprété.

### Manœuvrer le contrôleur

Si l'utilisateur ne pouvait pas agir sur le contrôleur en passant par l'interface Web, où serait l'intérêt ? Nous emploierons une technique usuelle de l'HTML pour envoyer nos paramètres, la méthode GET. Elle se résume à inclure les données dans l'URL, à côté de l'adresse de la page demandée. Ainsi, pour régler l'heure à 16:29:35, dès que l'on clique sur « Set Clock » le butineur appelle la page REPLY.HTML avec les paramètres suivants :

```
http://.../reply.html?A1=16&A2=29&A3=35?A9=
Set+Clock
```

Le « ? » signale le début d'une requête GET. Le « & » sert de séparateur et le « + » d'espace. Pour les caractères spéciaux qui n'ont pas leur place dans une URL, on les remplace par leur code hexadécimal précédé du signe « % ».

On peut mettre plusieurs formulaires dans une même page HTML. Les données passées selon la méthode GET se combinent simplement dans l'URL.

La pile TCP/IP Flexgate attend des variables dont le nom commence par un « a » ou un « A », suivi d'un nombre compris entre 1 et 255.

### Intégrer le code C

Maintenant que nous pouvons passer les variables par le code HTML, il reste à les accueillir dans le code du MSC1210.

Nous en avons déjà parlé dans l'article sur le serveur Web de ce même numéro d'été double, c'est dans le programme ELM\_FLEX.C qu'on paramètre le serveur. La routine qui fait

## Astuces

Le micro Webserver trouvera sa place dans toutes les applications susceptibles d'être surveillées ou commandées par Internet. Nous vous proposons ci-dessous un aperçu des composants et des montages d'Elektor auxquels l'adjonction d'une interface de communication vers le monde extérieur devrait grandement profiter.

### Construire une station météo complète équipée de :

- Sonde thermométrique (PT100 ou un modèle numérique comme le LM76)
- Détecteur de pluie (juillet/août 2003)
- Détecteur d'orages (octobre 2003)
- Anémomètre (« Autant en emporte le vent », mai 2004)
- Hygromètre et thermomètre (« Climat-Logger », janvier 2004)
- Indicateur de niveau pour citerne d'eau de pluie (juillet/août 2000)
- Pluviomètre, jauge de niveau de haute précision et Mesure de niveau « alternative » (juillet/août 2001)
- Intensité lumineuse (LDR au lieu de PT100)

### Commander à distance d'appareil et télésurveillance domestique

- Thermométrie (PT100, ou encore LM75A)
- Percolateur, commutation du chauffage, de l'éclairage (relais)
- Ouverture et fermeture automatique des volets (relais)
- Éclairage extérieur (relais, éventuellement avec LDR)

- Barrière à lumière infrarouge simple (juillet/août 2002)
- Détection d'intrus (Détecteur infrarouge du commerce ou « Détecteur de vibrations », juillet/août 2002)

### Exercer un contrôle d'accès centralisé qui combine:

- Lecteur de cartes à puce (comme on en trouve chez Conrad)
- Barrière à lumière infrarouge simple (juillet/août 2002)
- Ouverture de porte « Majordome de luxe » (juillet/août 2002)
- Portes automatiques (pièces électromécaniques, construction)

### Commander et surveiller des machines

- Tachymètre (« Tachymètre pour modélisme », novembre 2003, comme suggestion)
- Tension et courant (par diviseur de tension ou shunt, photocoupleur et convertisseur A/N)
- Thermométrie (PT100, ou encore LM75A)
- Niveau de liquide (Jauge de niveau de haute précision et Mesure de niveau « alternative » (juillet/août 2001)
- Débitmètre (disponibles entre autres chez Conrad)
- Baromètre (disponibles entre autres chez Conrad)
- Commande de vanne et de ventilation (relais)
- Enclenchement de relais ou de triac ou commande proportionnelle par signal PWM.

### Accès à une centrale de traitement de données

(« Affichage LCD I<sup>2</sup>C », septembre 2003, lecteur de code à barres, par exemple Conrad).

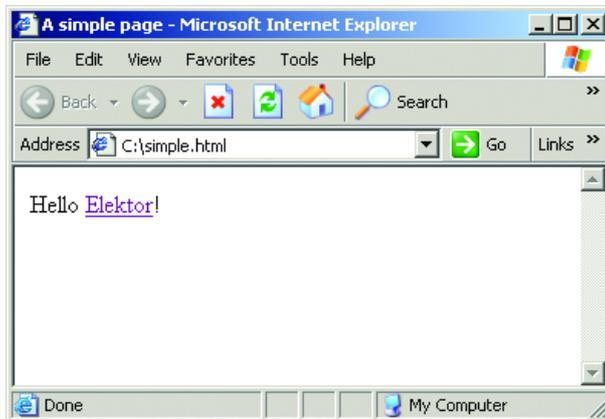


Figure 1.  
Quelques lignes  
suffisent à composer  
une véritable  
page HTML.

tourner, en quelque sorte, le serveur vérifie à chaque demande d'accès à une page si des paramètres ont été intégrés à l'URL.

Dans le cas de notre page REPLY.HTML, la fonction `url_getarg_no()` renvoie le nombre d'arguments passés en URL. `url_getarg_pc()` renvoie quant à elle le contenu. Comme nous l'avons signalé, seuls les arguments « A1 » à « A255 » ou « a1 » à « a255 » sont attendus.

Une erreur fréquente, lors de la copie d'une valeur dans une variable locale est de dépasser la taille préalablement réservée au moment de déclarer cette variable. N'oubliez pas qu'en C, les chaînes de caractères se terminent par un caractère 0 qu'il faut également comptabiliser.

## Pile TCP/IP FlexGate V2.0

La pile TCP/IP Flexgate dont nous parlons ici a été spécialement élaborée pour les processeurs 8051. À l'inverse de la majorité des piles pour PC, le Flexgate n'est vraiment pas exigeant en termes matériels. Avec moins d'1 Koctet de code et quelques 12 Koctets de RAM, on dispose d'un véritable serveur Web complet. Cerise sur le gâteau, Flexgate est un logiciel libre ! Dès lors, vous pouvez librement adapter son code source à vos propres besoins. Dans sa configuration d'origine, la pile est en

mesure de communiquer via les protocoles majeurs de l'internet : ICMP, ARP, PING, TCP et UDP. Notez qu'un serveur Web se contente aisément de ARP et TCP. En principe, le nombre de connexions simultanées est illimité.

Le compilateur  $\mu$ C/51 intègre déjà la pile. Il s'agit en réalité d'un environnement de développement complet en C ANSI. À l'origine, la version de démonstration limite le code à 8 Koctets mais cette limite est doublée automatiquement dès qu'on utilise le micro Webserver.

## Mesures à la PT100

Dans l'une des pages de démonstration, T\_DISP.HTML, on effectue des mesures de température. Pour ce faire, on utilise des thermistances PT100. Il n'y a pas lieu de s'inquiéter d'éventuelles imprécisions des mesures puisque le circuit MSC1210 délivre une tension de référence stable et s'en sert pour calibrer son convertisseur A/N. Si l'on utilise une résistance et un capteur PT100 précis (la classe DIN 1/3 est ici la plus appropriée), il n'est même pas nécessaire de calibrer quoi que ce soit. Avec des composants moins précis, il vaut mieux effectuer quelques réglages sur de la glace fondante (0 °C) et de l'eau à 40 °C contrôlée avec un thermomètre médical. Malheureusement, la PT100 n'est pas partout linéaire. On peut toutefois s'attendre à un écart maximal de 0,5 °C dans la fourchette -10 à +50 °C (cf. **figure 3**), ce qui est largement satisfaisant dans bien des cas.

Il peut aussi arriver qu'un petit échauffement s'opère en raison du courant constant de 2 mA qui traverse la PT100, surtout si la taille du logement est étroite. Le feuillet de caractéristiques indique souvent ces informations en fonction du type d'application. Le diviseur de tension se raccorde entre  $U_{ref}$ , AIN7 et AGND/AINCOM de la carte MSC1210 (voyez à la **figure 4**).

## Conversion de mesures

Le fichier « ELMET.C » comporte non seulement les routines d'initialisation mais il s'occupe aussi de la gestion des interruptions. Tant l'horloge logicielle que le convertisseur N/A utilisent les interruptions. C'est ainsi que la valeur du convertisseur N/A est indiquée en temps réel dans une variable de type long. Pour économiser le temps d'exécution, ELM\_FLEX.C convertit cette valeur en une température. La macro AD\_FILTER permet de régler le convertisseur A/N de manière à ce qu'il renvoie à chaque coup la moyenne d'un certain nombre de mesures. Dans cet exemple élémentaire, on initialise une seule fois le convertisseur N/A avec `set_adval_bip()`. Une bonne méthode pour obtenir des mesures fiables serait de calibrer régulièrement le convertisseur. Une fois toutes les deux minutes devrait suffire. Il vaut nettement mieux placer un drapeau dans la routine d'interruption et un appel vers cette fonction dans l'entête de la routine d'initialisation de l'horloge que de placer l'appel directement dans la routine d'interruption. En effet, il est primordial qu'une interruption s'exécute le plus rapidement possible pour céder la place aussitôt à d'autres interruptions éventuelles.

## Conclusion

Cette horloge et l'appareil de mesure composé d'un convertisseur N/A et d'une PT100 ne représentent bien sûr qu'un tremplin. Impossible d'ailleurs d'imaginer toutes les applications rendues possibles par ce serveur. Nous en proposons quelques-unes dans l'encadré mais la taille totale de ce numéro double serait encore insuffisante pour que cette liste soit exhaustive, tant le sujet est vaste et prometteur. La balle est à présent dans votre camp. Nous nous réjouissons de lire vos idées et vos projets pour le MSC1210 et sa nouvelle interface réseau. Comme d'habitude, nous ne manquerons pas de publier les plus originaux et les plus intéressants dans les numéros à venir. Nous remercions systématiquement les bonnes idées et les articles que nous choisissons de publier. À vos claviers ! Écrivez-nous à l'adresse [redaction@elektor.presse.fr](mailto:redaction@elektor.presse.fr).

(040147-1)

```

1 <html><head>
2 <meta http-equiv="Content-Type" content="text/html; charset=iso-8859-1">
3 <meta http-equiv="refresh" content="3">
4 <title>Elektor Embedded Webserver - Dynamic Form</title>
5 </head>
6 <body bgcolor="#0073FF" text="#FFFFFF" vlink="#FFFFFF" link="#FFFFFF" alink="#FFFFFF">
7 <table align="center">
8 <tr>
9 <td width="640">
10 <hr noshade size="3" color="#00AEEF">
11 
12 <hr noshade size="3" color="#00AEEF">
13 <td align="center">Elektor Embedded Webserver</td></tr></td></tr></table>
14 </body></html>
15
16 <form action="reply.html" method="get">
17 <table width="300">
18 <tr><td>Clock:</td>
19 <td><input type="text" name="A1" maxlength="2" value="" size="2"> :</td>
20 <td><input type="text" name="A2" maxlength="2" value="" size="2"> :</td>
21 <td><input type="text" name="A3" maxlength="2" value="" size="2"> :</td>
22 <td align="right"><input type="submit" value="Set Clock" name="A9"></td></tr></table></form>
23
24
25 <form action="reply.html" method="get">
26 <table width="300"><tr>
27 <td><input type="hidden" name="AD"></td>
28 <td>LEDs: <input type="checkbox" name="A5" checked="checked" /></td>
29 <td>LED4: <input type="checkbox" name="A6" checked="checked" /></td>
30 </tr></table>
31 <td align="right"><input type="submit" value="Set LEDs" name="A5"></td></tr>
32 </table></form>
33
34 </body></html>
35
36 <td align="center"><a href="home.html">Exit and Home...</a></td>
37 <hr noshade size="3" color="#00AEEF">
38 </td>
39 </tr>
40 </table>
41 </body></html>

```

Figure 2. SET.HTML dans l'éditeur AceHTML.

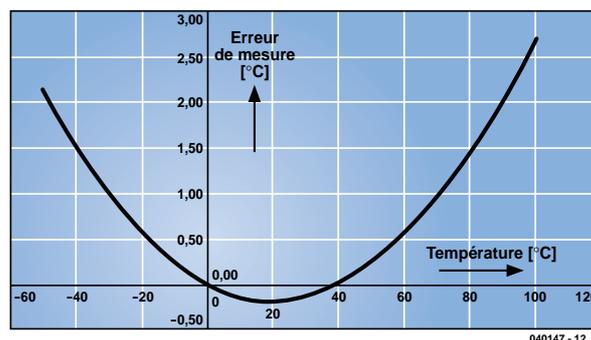


Figure 3. La non linéarité du PT100.

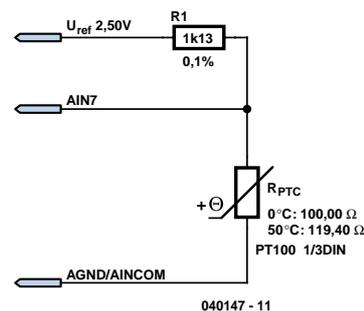


Figure 4. Connexion du capteur de température à la référence et au convertisseur N/A.

## Internet:

- [1] [www.wickenhaeuser.com](http://www.wickenhaeuser.com) Compileur  $\mu$ C/51 et code source.
- [2] [www.ti.com/msc](http://www.ti.com/msc) Portail MSC121x.
- [3] [groups.yahoo.com/group/TI-MSC](http://groups.yahoo.com/group/TI-MSC) Groupe d'utilisateurs du MSC121x. Un passage obligé ! Gratuit mais inscription nécessaire.
- [4] [freeware.acehtml.com](http://freeware.acehtml.com) Editeur HTML gratuit. Enregistrement facultatif.