

ELECTRONIQUE et MICRO-INFORMATIQUE

www.elektor.presse.fr

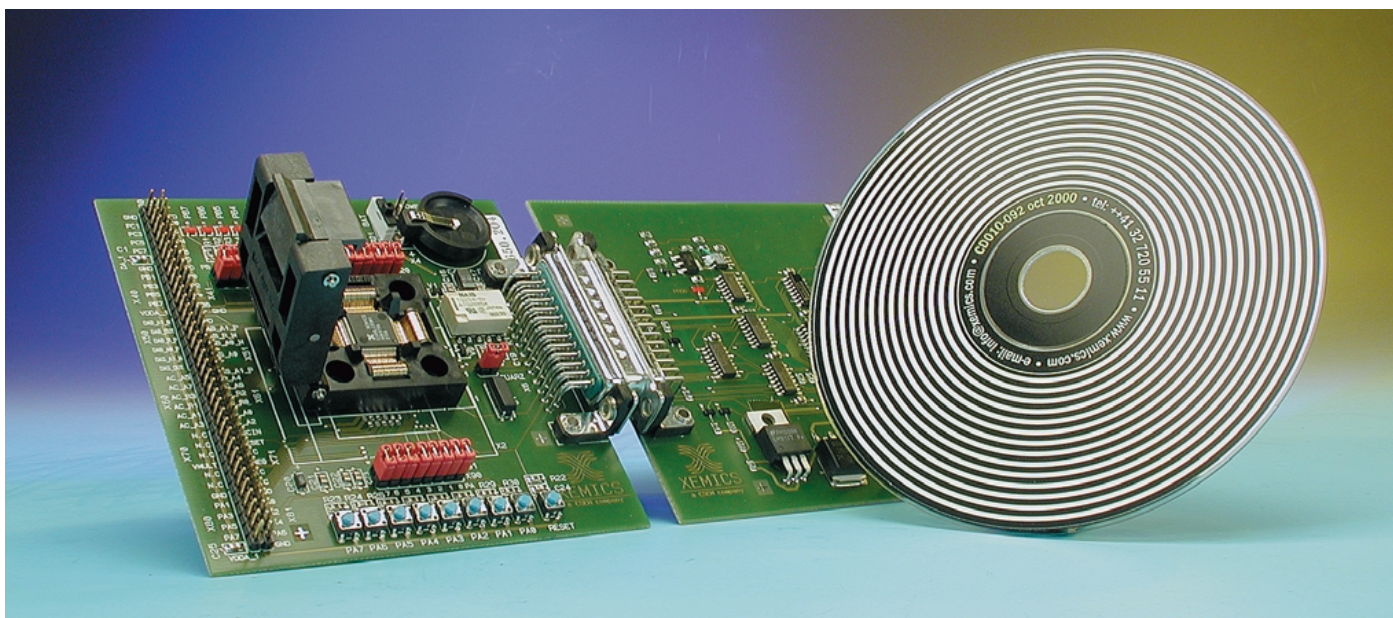
NUMÉRO D'ÉTÉ DOUBLE



XE8000 ProStart

Découvrir une nouvelle famille de μ C

Le XE8000 ProStart de XEMICS SA, une société suisse (www.xemics.com) est tout à la fois un programmeur et une carte d'évaluation pour les puces de la série XE8000.



Le hasard (???) a voulu qu'il nous arrive, un beau jour de mai, un paquet auquel nous ne nous attendions pas. La curiosité est un vilain défaut dit le proverbe, mais nous n'avons bien entendu pas pu nous empêcher de l'ouvrir. Il comportait 2 enveloppes antistatiques avec contenu, un petit boîtier dans lequel se trouvaient 3 minuscules puces, un CD-ROM, le tout accompagné d'une lettre nous annonçant que nous avions gagné un kit de développement XE8000 ProStart. Le reste de la documentation devait se trouver sur le CD-ROM nous sommes nous dit.

Et avec raison, nous nous trouvons en présence d'un CD-ROM bien fait avec une partie « documentation technique » et une partie « logiciel ». Après avoir jeté un coup d'oeil à l'ensemble et imprimé le guide de l'utilisateur sur papier, nous pûmes nous mettre en besogne.

Commençons par parler du XE8000. Il s'agit

d'une nouvelle famille de microcontrôleurs caractérisée par une consommation extrêmement faible et la présence, sur la puce, de toute un arsenal de périphériques signal mixte, dont un CAN Zooming 16+6 bits très « prisé », ce qui permet, pratiquement, de se passer de composant externe. Ils travaillent avec des instructions de 22 bits de large, traitent une instruction par cycle d'horloge, quelle que soit l'instruction. Il existe actuellement 5 membres dans cette famille, les XE88LC01, 02, 03, 04 et 05, les échantillons accompagnant le ProStart étant de ce dernier type. Notons que les XE88LC02 et 04 ne sont pas encore disponibles.

La première étape consiste à installer, depuis le CD-ROM, l'environne-

ment de développement CoolRide sur le PC, ce qui se fait sans le moindre problème. On pourra effectuer un tour de reconnaissance pour voir quelles sont les possibilités offertes par le logiciel. Une fois que l'on se sent à l'aise, on pourra passer aux choses sérieuses.

L'environnement de développement CoolRISC IDE est très attrayant, et comme le montrent les 2 recopies d'écran, très instructif. Un menu d'aide circonstancié facilite beaucoup les premiers pas avec ce système de développement.

Il s'agit d'un environnement de développement intégré à interface utilisateur graphique tournant sous Windows. Il comprend un compilateur C, un débogueur + simulateur + profileur source sans oublier l'in-

dispensable assembleur.

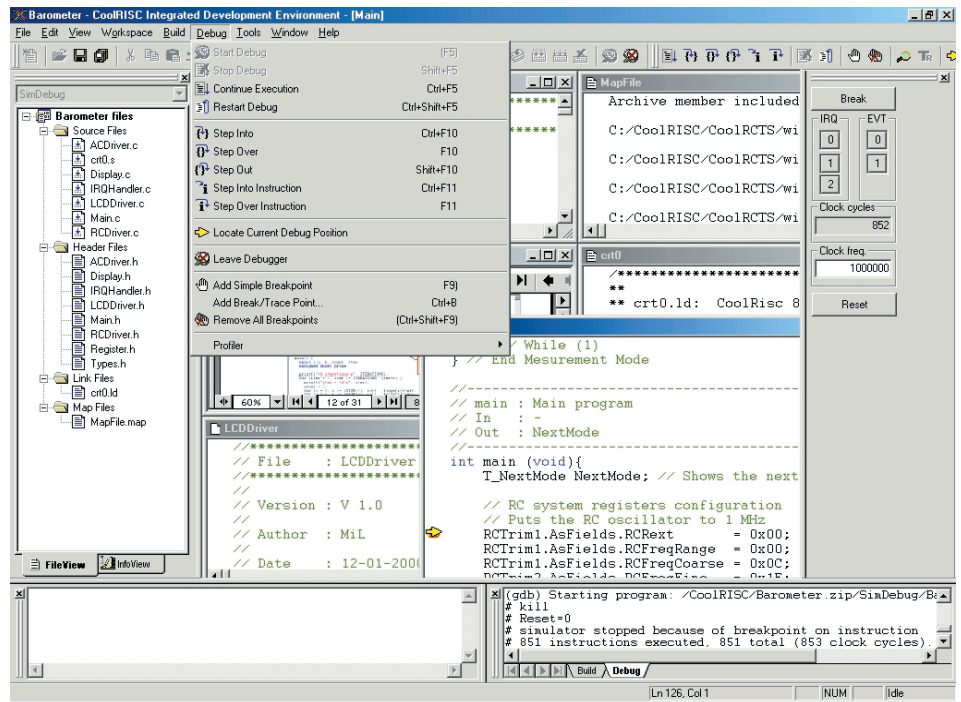
L'une des premières manoeuvres à faire consiste peut-être, si vous n'avez pas tellement d'expérience en la matière, de télécharger depuis le site Internet de XEMICS un exemple d'application, *barometer*. On voit mieux ainsi ce qui se cache sous chacun des repères de l'environnement.

Et si nous passions à la raison d'être de cet outil de développement ? Le matériel.

Ce dernier prend la forme d'une paire de platines joliment manufacturées qui viennent s'interconnecter l'une dans l'autre par le biais d'un connecteur sub-D 25 voies. La première platine est celle du programmeur, l'autre celle du support, un support FIN (Force d'Insertion Nulle) très efficace, cette platine dotée d'un connecteur d'extension et d'un porte-pile pourra servir de carte prototype dans le cadre d'une application.

La première tâche consiste à mettre la main sur une alimentation fournissant entre 13 et 15 V. Attention à ne pas forcer au niveau de la tension... la carte étant heureusement protégée par une diode au niveau du régulateur.

Une fois la tension d'alimentation appliquée, s'il ne se passe rien c'est que l'on a oublié de mettre un XE8000, une puce à X-pattes dans le support, que l'on a fait une erreur quant à l'orientation de ce composant (attention à bien vérifier lequel des systèmes de ProStart vous travaillez, le positionnement de la puce changeant de l'un à l'autre) ou encore qu'il est défectueux, très probablement à la suite d'une mauvaise manipulation (les 3 exemplaires mis à notre disposition étaient en excellente santé avant d'être mis à l'ouvrage). La mise en place, hors-tension, réussie d'un composant neuf se traduit, après basculement de l'interrupteur marche/arrêt, par l'exécution d'un petit programme qu'il contient et qui se manifeste sous la forme d'un allumage des 4 LED d'ordre paire puis des 4 LED suivantes, processus suivi par une sorte d'allumage en chenillard de toutes les LED. On peut également effectuer une autre manipulation. Si l'on connecte le câble sériel à l'autre embase, celle qui est la plus éloi-



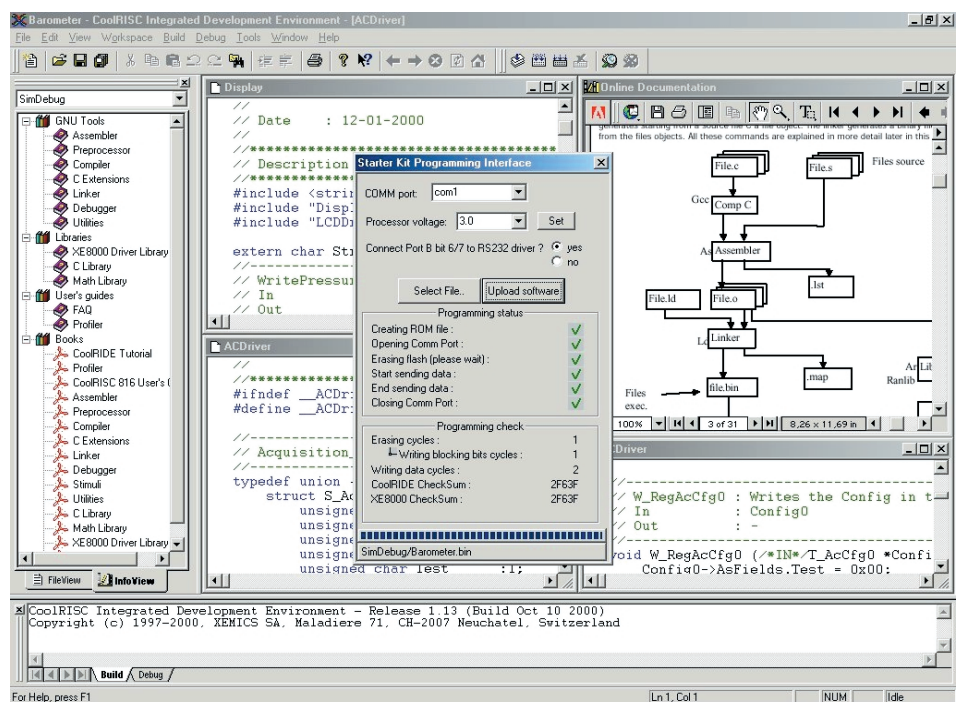
gnée du jack d'alimentation, et que l'on ouvre un terminal avec le paramétrage suivant : baudrate 2400, data 8 bits, parity none, stop 1 bit et flow cont. none, on verra, après action sur le bouton PA0, s'afficher de façon continue le message « XE8000 ».

Maintenant que l'on est assuré de se trouver en présence d'un système fonctionnel on pourra se lancer dans ses premières expériences. Comme

il s'agit d'un composant MTP (*Multiple Time Programming*) il ne faut pas s'étonner de ne pas trouver de fonction d'effacement de la mémoire... Il suffit de réécrire le nouveau programme sur l'ancien.

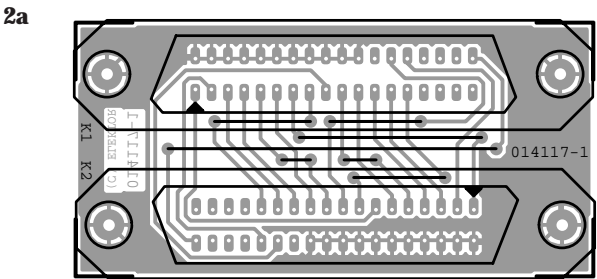
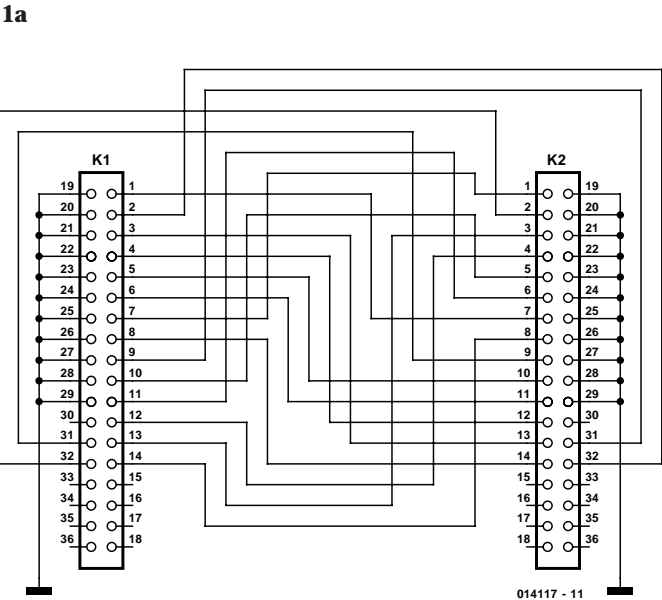
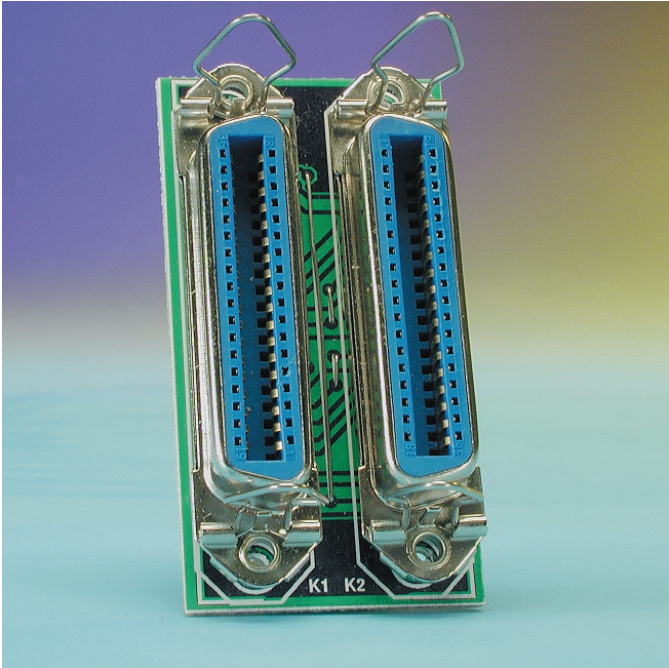
Le site de XEMICS révèle très intéressant sous de nombreux aspects. Les nouveautés s'y bousculent... tant dans le domaine des microcontrôleurs que de celui de l'audio. À suivre avec attention donc...

(017073)



De PC à PC
par 2 câbles d'imprimante

001



Pour une liaison directe à quatre bits entre deux PC, que ce soit selon Interlink ou Laplink, il existe des câbles spéciaux. Mais on peut aussi faire appel à un petit adaptateur branché entre deux câbles d'imprimante.

Le premier adaptateur (**figures 1a et 2a**) se compose de deux connecteurs Centronics reliés par des connexions croisées et destinés à brancher l'un à l'autre deux câbles d'imprimante. Pour garder l'ensemble compact, on les place l'un au-dessus de l'autre, mais une disposition à angle droit convient aussi bien. Le second adaptateur (visible aux **figures 1b et 2b**) est disposé d'office à angle droit, parce qu'il est destiné à se brancher à l'arrière d'un PC. Les deux dessins comptent les connexions croisées nécessaires pour une liaison à huit bits (par exemple avec Norton Commander). Une seule connexion manque sur chaque connecteur : « Initialize printer », (broche 16 du Sub-D à 25 contacts avec l'entrée homonyme, la broche 31, sur le Centronics) vers Data7 (broche 9 sur chacun des connecteurs). Ce trajet est également en liaison croisée, parce qu'on le trouve de cette

Tableau 1 Adaptateur 1 (2 x Centronics)

Con. 1	Con. 2	Con.1	Con. 2
1	7	12	4
2	32	13	3
3	13	14	8
4	12	31	9
5	10	32	2
6	11	36	36
7	1	19 à 29	19 à 29 (GND)
8	14		
9	31		
10	5		
11	6		

Le reste n'est pas interconnecté (15 à 18 et 33 à 35)

manière sur certains cordons. Mais il convient d'établir expérimentalement si cette liaison est nécessaire pour obtenir une communication à 8 bits.

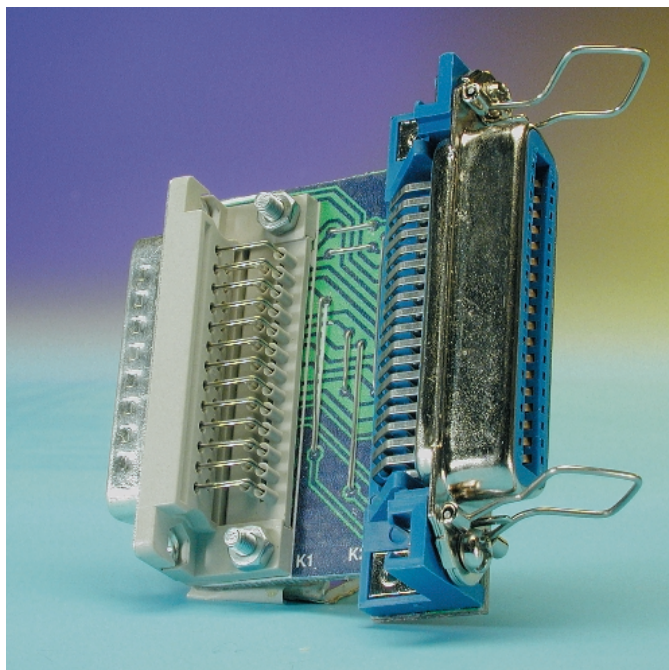
Les deux adaptateurs, nous les avons testés entre un 486 à 40 MHz sous Windows 95, par le port d'imprimante, et un Pentium à 166 MHz, Windows 98 et un port d'imprimante compatible EPP/ECP. Autant vous le dire tout de suite, la mise en route de la liaison avec deux systèmes d'exploitation différents a été laborieuse. On trouve dans les FAQ, sur Internet, différents renseignements à ce sujet ; on peut aussi s'adresser à www.lpt.com. Nous vous indiquons en outre les références de deux articles parus dans Elektor : « **câble à tout faire** », dans le numéro de novembre 1999 (p. X-15) et « **un réseau PC simple** », en février 1998, page X-6. Vous y trouverez brochages et liaisons schématisées, de même que dans l'ouvrage « **j'exploite les interfaces de mon PC** » de B. Kainka, chez Publitronec. Des tableaux pour récapituler les interconnexions à établir vous en diront sûrement plus que les schémas.

(014117)

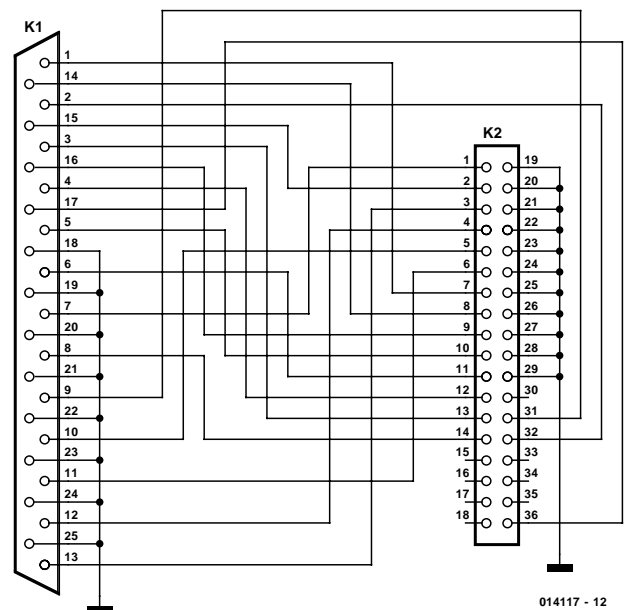
**Tableau 2 Adaptateur 2
(Sub-D Centronics à 25 broches)**

D25	Centronics	D25	Centronics
1	7	12	4
2	32	13	3
3	13	14	8
4	12	15	2
5	10	16	9
6	11	17	36
7	1	18 à 25	19 à 29 (GND)
8	14		
9	31		
10	5		
11	6		

Les broches 15 à 18, 30 et 33 à 35 du connecteur Centronics ne sont pas connectées.

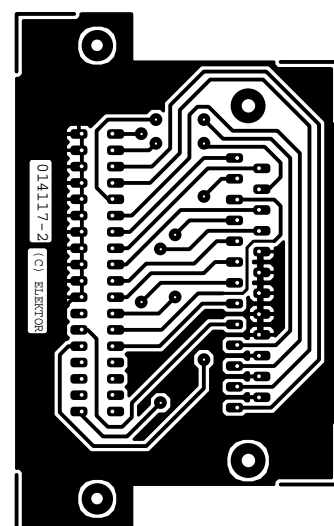
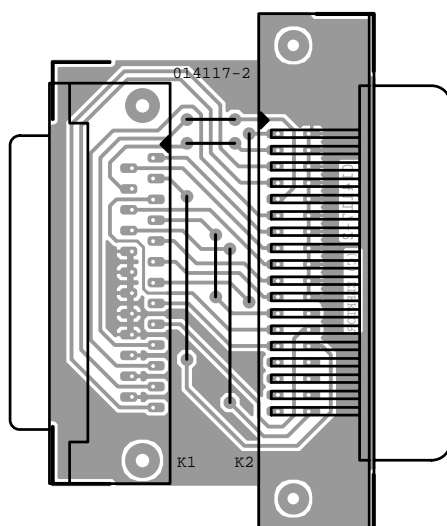


1b

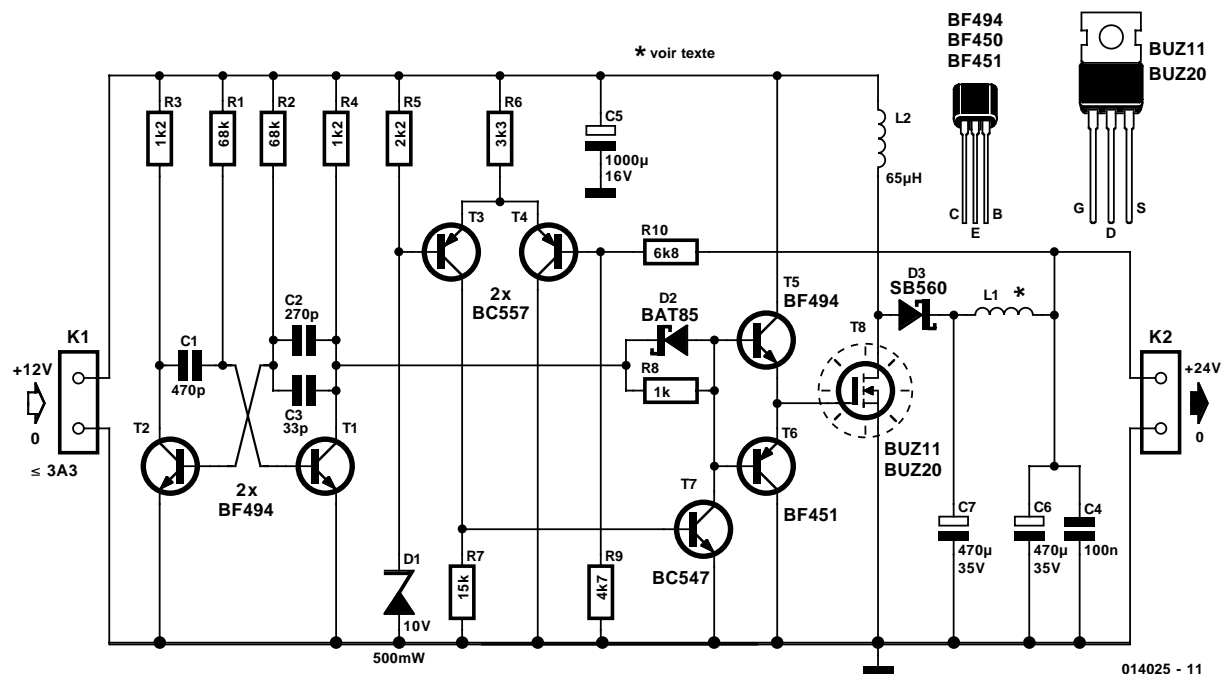


014117 - 12

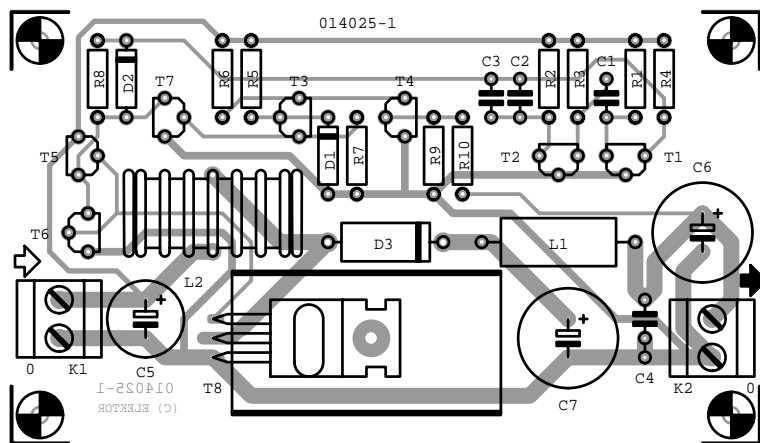
2b



Commutatrice continu-continu 002



014025 - 11



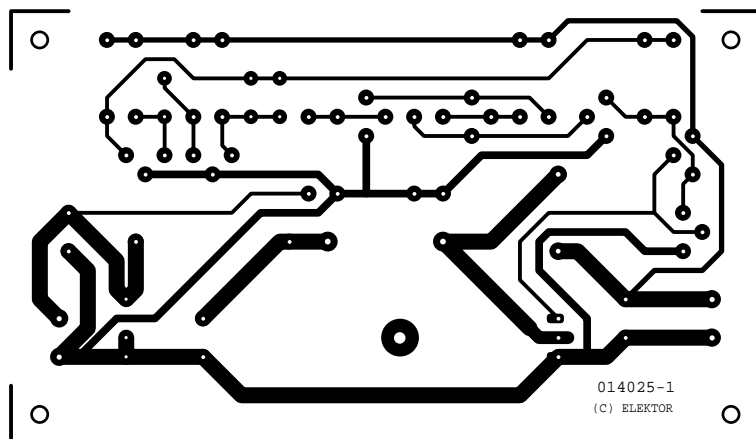
G. Baars

Ce convertisseur de 12 V à 24 V fournit une puissance maximale de 36 W, mais avec un rendement de **90 %**. À part un FET de facture récente et une diode Schottky, on n'utilise dans ce montage que des composants tout ce qu'il y a de courant et bon marché. Pourtant, les spécifications sont hors du commun :

- rendement de 90 %
- tension d'ondulation : max. 10 mV
- courant de sortie : 1,5 A
- fréquence de commutation : 40 kHz
- tension d'entrée : 12 V
- tension de sortie : 24 V stabilisés.

En commutateur, nous trouvons un FET de puissance (T8). Il présente une capacité d'entrée relativement haute, mais grâce à un étage **push-pull** de transistors à haute fréquence (T5 et T6) pour le commander, il se sature et se bloque rapidement. La diode Schottky D2 accélère encore le blocage, c'est d'autant plus important si l'on veut atteindre le meilleur rendement possible.

Le signal de commutation, il provient d'un simple multivibrateur construit avec deux transistors à haute fréquence, eux aussi, T1 et T2. L'amplificateur différentiel T3-T4 sert à stabiliser la tension de sortie à 24 V.

014025-1
(C) ELEKTOR

La bobine L2 est une self antiparasite standard, un modèle de 5 A dont l'inductance vaut 65 μH . L'autre bobine, L1 fait partie d'un filtre de sortie chargé d'éliminer les perturbations HF. Il s'agit ici d'une self à air (donc sans noyau magnétique) que l'on peut aisément fabriquer soi-même en bobinant 25 spires de fil de cuivre émaillé (CuL) de 0,5 mm sur un mandrin de 10 mm. Eu égard au rendement élevé, T8 ne devra dissiper que quelque 3,6 W, si bien qu'un radiateur d'à peu près 10 K/W devrait lui suffire. Précaution essentielle, la ligne d'entrée à 12 V est protégée par un fusible de 3,5 A, de préférence rapide.

Il nous est apparu que le rapport cyclique est déterminant pour le rendement, nous avons ajouté en parallèle sur C2 un second condensateur (C3), de quoi permettre à chacun de trouver aisément le meilleur réglage, par échange de ce condensateur auxiliaire.

Les autres composants ne sont absolument pas critiques. Pour L2, toute self antiparasite de 5 A fait l'affaire, pour D3, n'importe quelle diode Schottky de 5 A et presque tout MOSFET de puissance (BUZ10, BUZ20, BUZ100) peut jouer le rôle de T8.

Liste des composants

Résistances :

R1,R2 = 68 k Ω
 R3,R4 = 1k Ω
 R5 = 2k Ω
 R6 = 3k Ω
 R7 = 15 k Ω
 R8 = 1 k Ω
 R9 = 4k Ω
 R10 = 6k Ω

Condensateurs :

C1 = 470 pF
 C2 = 270 pF
 C3 = 33 pF
 C4 = 100 nF
 C5 = 1 000 μF /16 V radial
 C6,C7 = 470 μF /35 V radial

Selfs :

L1 = bobine à air de 10 mm

de diamètre constituée de 25 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de L2 = self de choc 65 μH /5 A (noyau torique)

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener
 10 V/500 mW
 D2 = BAT85
 D3 = SB650 (PBYR745)
 T1,T2,T5 = BF494
 T3,T4 = BC557
 T6 = BF450 (BF451)
 T7 = BC547
 T8 = BUZ11 (BUZ20)

Divers :

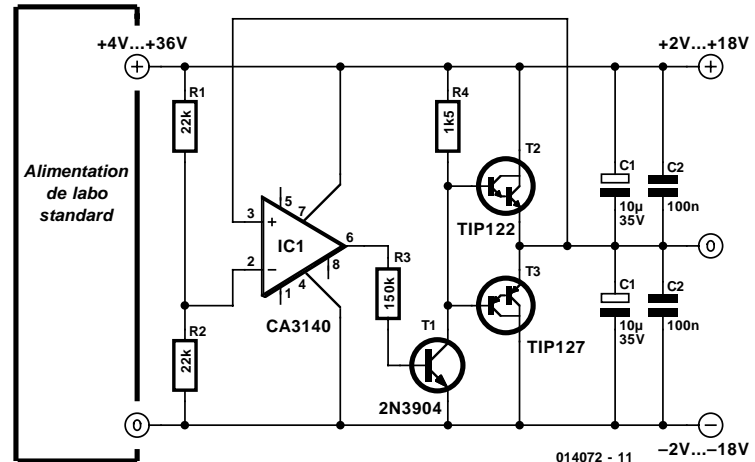
K1,K2 = bornier encartable au pas de 5 mm
 Radiateur tel que ICK35SA

Convertissez votre alim de labo en alim double

F. Jensen

Il est souvent nécessaire, lorsque l'on procède à des expériences faisant appel à des amplificateurs opérationnels, de disposer d'une alimentation symétrique (à 2 tensions). Le montage que nous vous proposons est une simple adjonction qui transforme une alimentation de laboratoire ordinaire en une double alimentation.

Ce circuit crée, électroniquement, un point milieu dont le potentiel se situe à la moitié de la tension d'alimentation ($U/2$), point qui servira de référence de masse pour le circuit à tester. De par son principe, notre adjonction est un amplificateur opérationnel non inverseur tamponné par le biais d'une paire de transistors Darlington de puissance. Cette fonction de tampon permet au circuit de fournir plusieurs centaines de milliampères. On notera que l'inversion de phase du circuit-tampon implique que la ligne de rétroaction doit être reliée à l'entrée non-inverseuse du CA3140. Le CA3140 se targue d'une plage de tensions d'alimenta-

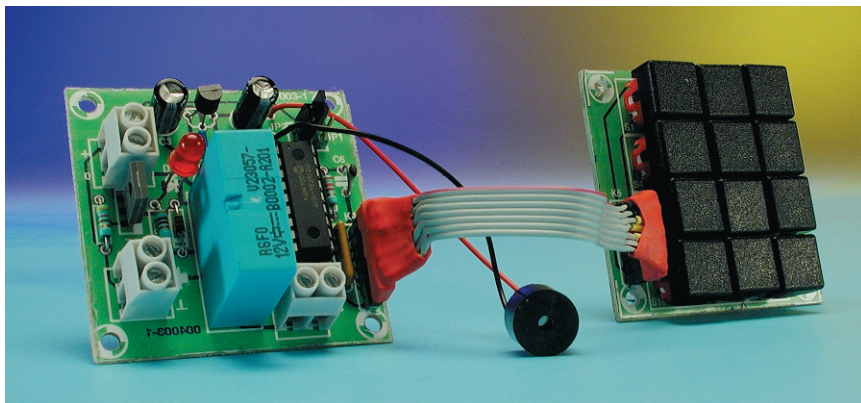


tion très étendue sachant qu'elle va de 4 à 36 volts. Aucun des composants utilisés ici n'est critique de sorte que l'on devrait obtenir des résultats très satisfaisant en utilisant les composants que l'on trouvera dans l'un ou l'autre de ses tiroirs qui abritent tant de secrets. La consommation de courant propre de cette adjonction ne que de quelques milliampères.

(014072)

Serrure à code

004



G. Baars

Comme pourrait le suggérer son titre, on se trouve ici en présence d'un système basé sur un PIC16F84-04 dont la sortie est activée lorsque l'on a entré, par l'intermédiaire d'un clavier, le code correct prévu. Le code en question est composé de 6 chiffres allant du 0 au 9. L'utilisateur a la possibilité de modifier le code à son gré, code que le système garde en mémoire même en l'absence de tension d'alimentation. Le dispositif de contrôle utilisé pour le processus de saisie du code prend la forme d'un résonateur piézo-électrique qui produit un signal acoustique dont le nombre de bips indique la validité ou non du code entré. Ce montage convient parfaitement pour être associé à un système d'ouverture de porte (un majordome) électrique, mais pourra également servir de dispositif d'activation d'une alarme domestique voire d'interrupteur de starter

dans un véhicule.

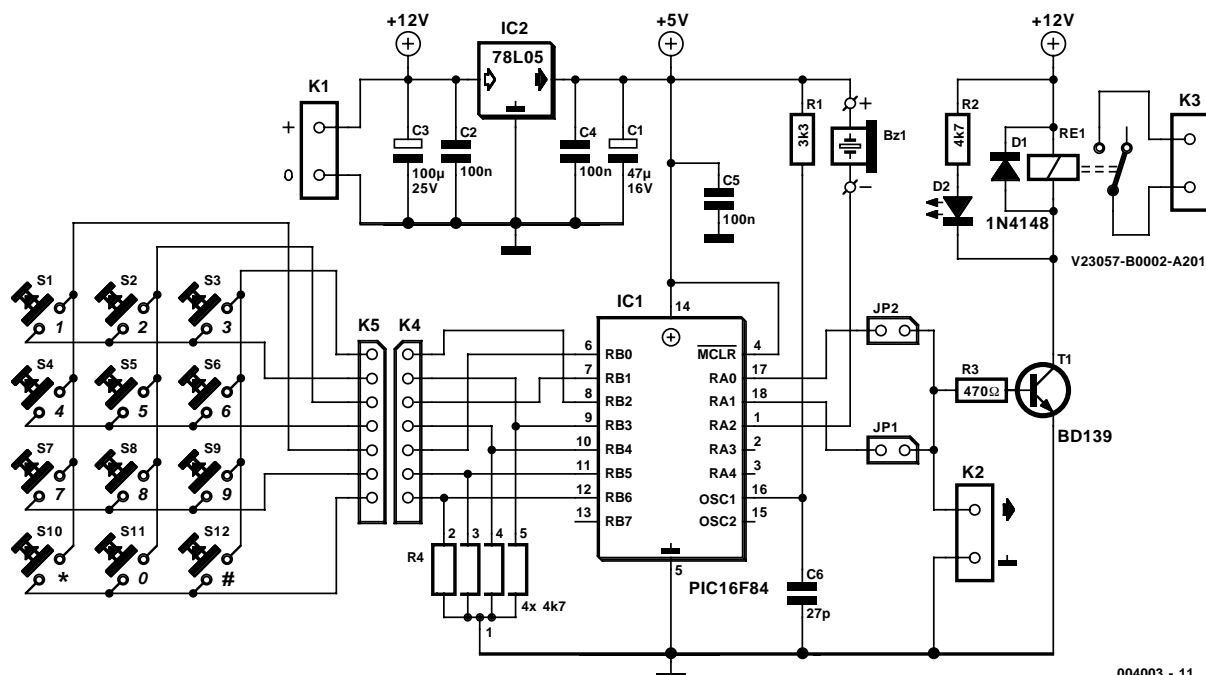
Notre serrure à code dispose de 2 sorties. L'une d'entre elles, K2, fournit un signal TTL qui se trouve au niveau bas au repos et qui passe au niveau haut lors d'une activation. L'autre sortie, K1, prend la forme d'un relais, Re1. Le déplacement du cavalier de court-circuit de la position JP2 vers la position JP1 permet, si on le désire, de passer d'une sortie « à niveau » (à niveau de signal continu) vers la sortie « impulsion » du processeur; cette dernière reste active, après entrée du code, pendant une durée de 1 s environ,

caractéristique classique des serrures électriques courantes.

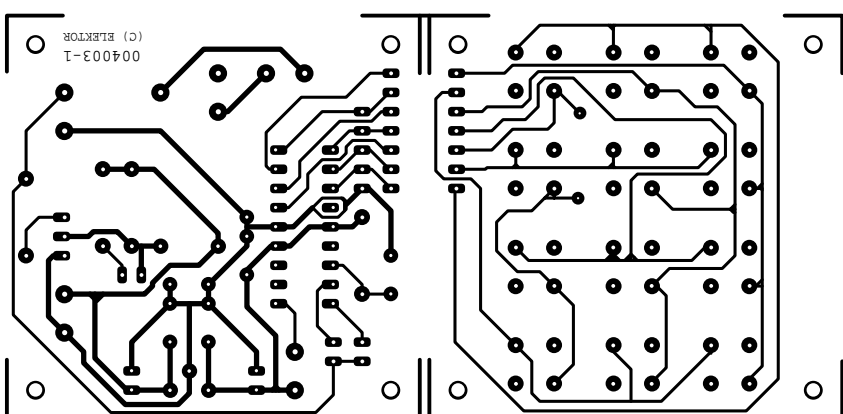
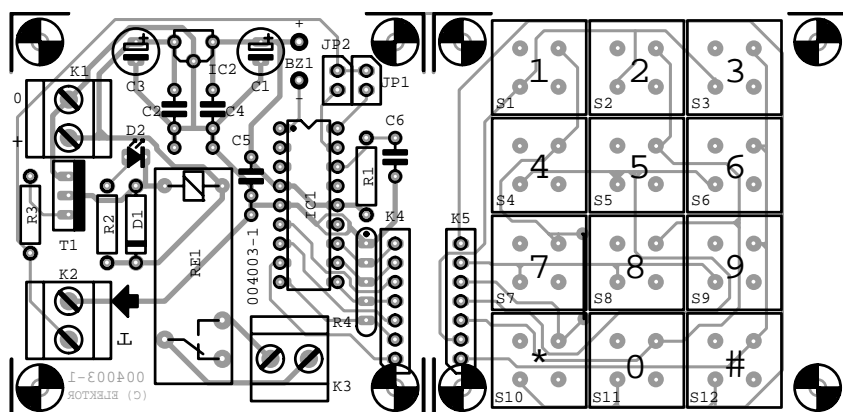
La matrice du clavier de la serrure à code est définie de la façon suivante :

1	2	3
4	5	6
7	8	9
*	0	#

Lorsque l'électronique est mise sous tension ou réinitialisée, la sortie se trouve hors-tension. Si ensuite, on entre une étoile suivie du code à 6 chiffres la sortie passe à un niveau de 5 V et le relais est activé. Si le code est correct



004003 - 11



Liste des composants

Résistances :

R1 = 3kΩ3
R2 = 4kΩ7
R3 = 470 Ω
R4 = réseau de 4 résistances de 4kΩ7

Condensateurs :

C1 = 47 μF/16 V radial
C2, C4, C5 = 100 nF
C3 = 100 μF/25 V radial
C6 = 27 pF

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
D2 = LED
T1 = BD139
IC1 = PIC16F84-04/P (programmé
EPS006501-1)
IC2 = 78L05

Divers :

S1 à S12 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail tel que, par exemple, ITT D6
K1 à K3 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
JP1, JP2 = cavalier
Re1 = relais 12 V tel que, par exemple, V23057-B0002-A201
BZ1 = résonateur piézo-électrique 5 VCC
K4, K5 = embase autosécable SIL à 1 rangée de 7 contacts

le résonateur piézo-électrique émet un bip. Une entrée de code erroné se traduit par un triple bip rapide. En cas d'entrée erronée du code 4 fois de suite la serrure à code passe en mode « alarme » qui empêche, pendant 1 mn, toute entrée de code. Pendant cette temporisation le résonateur émet un signal d'alarme qui ne manquera pas de dissuader un éventuel « monte-en-l'air » de s'essayer à de multiples entrées de code successives.

Lors de la première activation de la serrure à code le code d'accès est un classique 123456. On pourra le modifier par l'entrée, en succession, d'une étoile (*) suivie d'un carret (#) suivi lui-même du code en cours puis du nouveau code, opération se terminant par une seconde entrée du nouveau code pour confirmation. Si cette opération de changement de code est effectuée correctement (correspondance du premier code entré avec le code se trouvant en mémoire puis identité des 2 nouveaux codes entrés) le système le signale par un bip court lors de la saisie du dernier chiffre et stocke le nouveau code en mémoire. En cas d'erreur au cours de ce processus, le code d'origine reste valide, l'erreur étant indiquée par un signal acoustique prenant la forme d'un triple bip.

L'entrée du code « ** » met la sortie « niveau » du processeur hors-tension ce qui se traduit, en cas de choix du mode « niveau », par le décolllement du relais.

Si l'on a opté pour travailler uniquement avec la sortie

« impulsion » il n'est jamais nécessaire d'entrer le code « ** ». On pourra, si l'on utilise la serrure à code pour, par l'entrée d'un code, obtenir la mise hors-fonction d'un dispositif quelconque, utiliser un relais doté de contacts inverseurs ou à interruption. On pourrait ainsi, par exemple, activer une installation d'alarme par le biais d'un code « ** » et la désactiver par entrée du code correct à 6 chiffres. La sortie TTL, K2, pourra être utilisée pour l'émission d'un signal de validation qui servira à bloquer un système quelconque. Il n'est pas nécessaire, si l'on n'utilise que l'entrée TTL, de monter le relais.

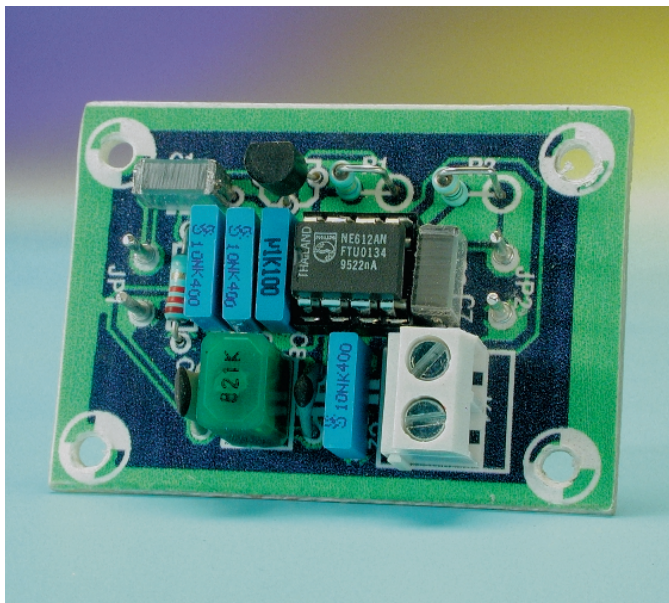
La tension d'alimentation indiquée sur le schéma est de 12 V mais on pourra utiliser, en principe, toute tension comprise entre 8 et 15 V, si tant est que le relais soit prévu pour la tension en question. Au repos, le montage consomme de l'ordre de 2,5 mA.

L'existence d'une platine toute faite (disponible auprès des adresses habituelles) fait de la réalisation de ce montage une opération de tout repos. Nous avons prévu, en vue d'universaliser les applications de ce montage, une possibilité de séparation des 2 parties (ensemble processeur et clavier) qui constituent cette platine. L'interconnexion des 2 circuits imprimés se fait par la mise en place d'un morceau de câble plat entre les embases K4 et K5. Outre la platine, vous trouverez, aux adresses habituelles, une disquette comportant le code-source et le PIC programmé.

(004003)

Détecteur FM sans réglage

005

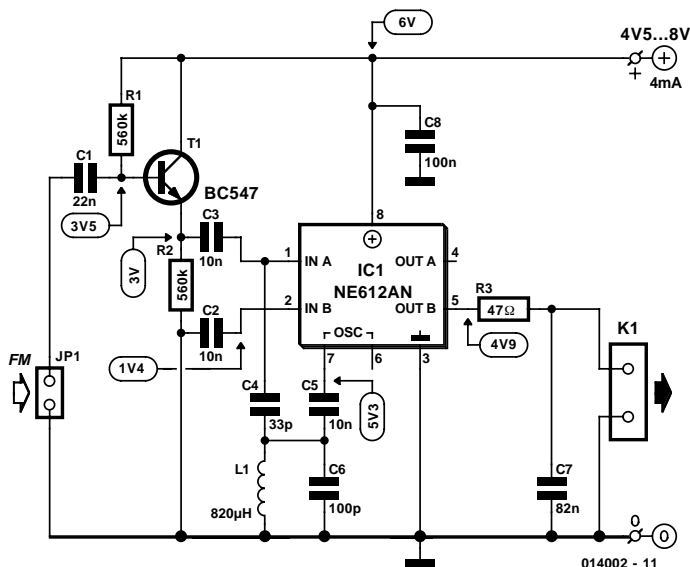


G.Baars

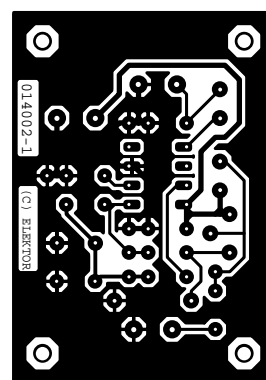
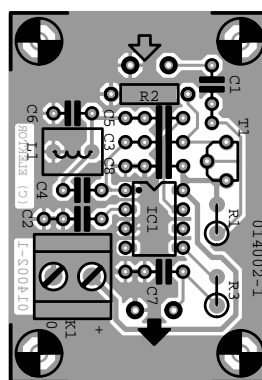
Le montage présenté ici est un détecteur quadrature travaillant sur 455 kHz et destiné à la bande FM étroite; il peut se targuer de 2 avantages indéniables : un concept très simple et une absence totale de réglage.

Le coeur de ce montage est un circuit intégré connu, le NE612, un mélangeur symétrique double, annexe oscillateur, le tout intégré dans un boîtier DIL à 8 broches.

Le signal est tout d'abord tamponné par le transistor T1 avant d'être appliqué à l'entrée du NE612. Parallèlement, une partie de ce signal est envoyée, par le biais d'un condensateur de faible capacité, C4, vers l'entrée de mélange. Le principe de fonctionnement est tel que lorsque la fréquence d'entrée est égale à la fréquence de résonance du réseau parallèle constitué par L1/C6, le signal présent sur la broche 7 se caractérise par une avance en phase de 90° par rapport à celui existant sur la broche 2. Une augmentation de la fréquence d'entrée se traduit par une augmentation de l'angle de phase, inversement, une fréquence d'entrée en diminution entraîne une réduction de ce déphasage. En raison de la multiplication l'un par l'autre des signaux présents sur les broches 2 et 7, le signal de sortie moyen est à son maximum lorsque les signaux sont en phase et à son minimum lorsqu'ils sont en opposition de phase. Lorsque le déphasage atteint 90° (quadrature), le niveau de sortie moyen correspond à la moyenne entre les valeurs maximale et minimale. C'est là le point de fonctionnement du détecteur. Un signal d'entrée de fréquence variable se traduit ainsi par un signal de sortie dont le niveau variera lui aussi. La plage de travail du détecteur s'élargit au fur et à mesure que le facteur Q (de qualité) du réseau parallèle devient plus faible.



Le circuit est à son mieux lorsque le signal d'entrée se trouve entre 0,5 et 2 V_{cc}. Le détecteur ne nécessite pas de réglage parce qu'il est linéaire sur une plage très importante (de 420 à 500 kHz), de sorte que les tolérances de l'inductance (L) et du condensateur (C) du réseau parallèle n'ont qu'une influence négligeable. Le niveau de sortie varie d'environ 1 volt sur l'ensemble du dit domaine, de sorte que la sensibilité est de l'ordre de 13 mV par kHz.



Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 560 kΩ
R3 = 47 Ω

Condensateurs :

C1 = 22 nF
C2, C3, C5 = 10 nF
C4 = 33 pF

C6 = 100 pF
C7 = 82 nF
C8 = 100 nF

Selfs :

L1 = 820 μH

Semi-conducteurs :

T1 = BC547
IC1 = NE612AN

Cette valeur est suffisante pour la plupart des applications FM faisant appel à une fréquence intermédiaire de 455 kHz. La tension d'alimentation pourra se situer entre 4,5 et 8 V. La consommation de courant ne dépasse pas

quelque 2,5 mA. Grâce au dessin de circuit imprimé proposé ici, la réalisation du détecteur FM ne devrait guère prendre plus d'une demi-heure.

Clignotant à LED et LDR

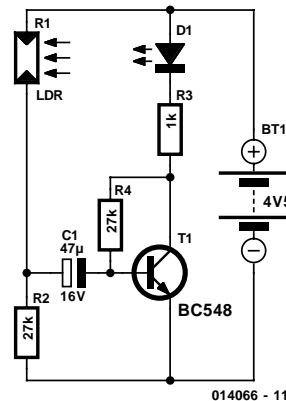
006

par B. Kainka

Il faut normalement 2 transistors pour réaliser un clignotant (pour permettre une rétroaction positive). Mais on peut aussi faire appel à une photo-résistance (*Light Dependent Resistor* LDR) éclairée par la LED. Les rayons lumineux assurent la rétroaction. Rien de compliqué dans ce circuit. Chaque fois que la lumière tombe sur la LDR, le courant augmente. Le condensateur se charge et augmente le courant de la base. Cela permet au transistor d'allumer tout à fait la LED. L'état de MARCHE stable passe à l'état ARRÊT dès que le condensateur est complètement chargé. La LED s'éteint donc, la tension de base devient négative et le transistor est bloqué. Ce n'est qu'après que la charge du condensateur ait totalement disparu par le biais de la résistance de base que le circuit peut de nouveau basculer dans l'état MARCHE.

Le circuit réagit naturellement aussi aux influences lumi-

neuses extérieures. On devait tester les conditions d'éclairage pour lesquelles ce procédé fonctionne. Aucun espoir en plein soleil. Il devrait être possible de construire un clignotant sans aucun transistor avec une LED à très forte luminosité et une LDR à résistance très faible. La combinaison LED et LDR fournit alors l'amplification nécessaire pour engendrer des oscillations.



(014066)

007

Un tableur Excel est un outil extrêmement utile pour calculer la valeur à introduire dans le registre UBBR d'un microcontrôleur Atmel AVR. Comme la plupart des programmeurs AVR le savent, ces valeurs dépendent de la fréquence du quartz utilisé parce qu'elles en sont dérivées. Sans ce tableur, de tels calculs sont fastidieux.

Cherchez parmi les articles de juillet/août 2001.

Microsoft Excel - calculator.xls

File Edit View Insert Format Tools Data Window Help

1 Baudrate divider calculator for the ATmel AVR Series microcontrollers

2 by Rob Reilink

3

4 fck= 8000000 hz

5

6 Baudrate UBRR Error

7 110 256 94.4%

8 300 256 84.6%

9 1200 256 38.6%

10 2400 207 0.2%

11 4800 103 0.2%

12 9600 51 0.2%

13 14400 34 0.8%

14 19200 25 0.2%

15 28800 16 2.1%

16 38400 12 0.2%

17 57600 8 3.7%

18 76800 6 7.5%

19 115200 3 7.8%

20

21

22

23

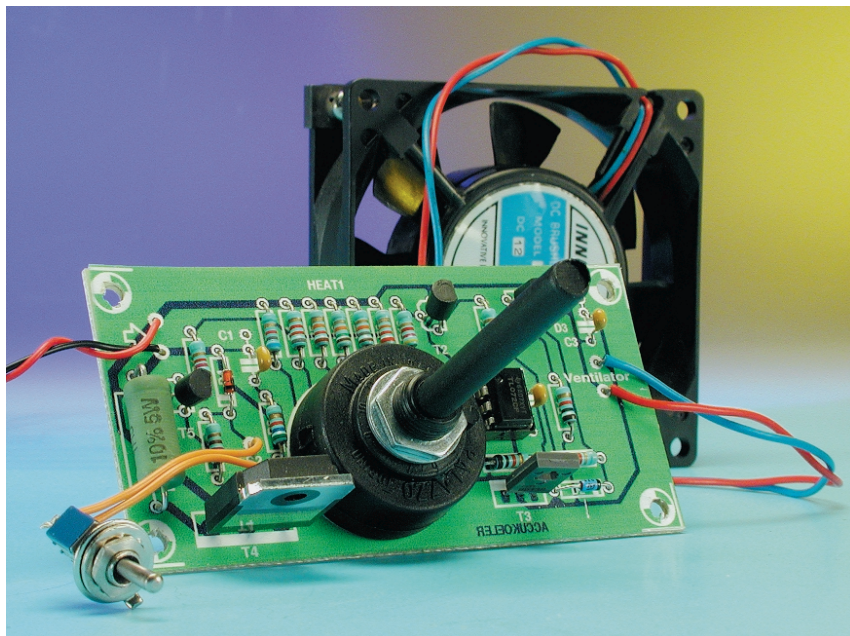
24

25

Ready BAUDRATE DIVIDER CALCULATOR NUM

Refroidisseur pour accu

008



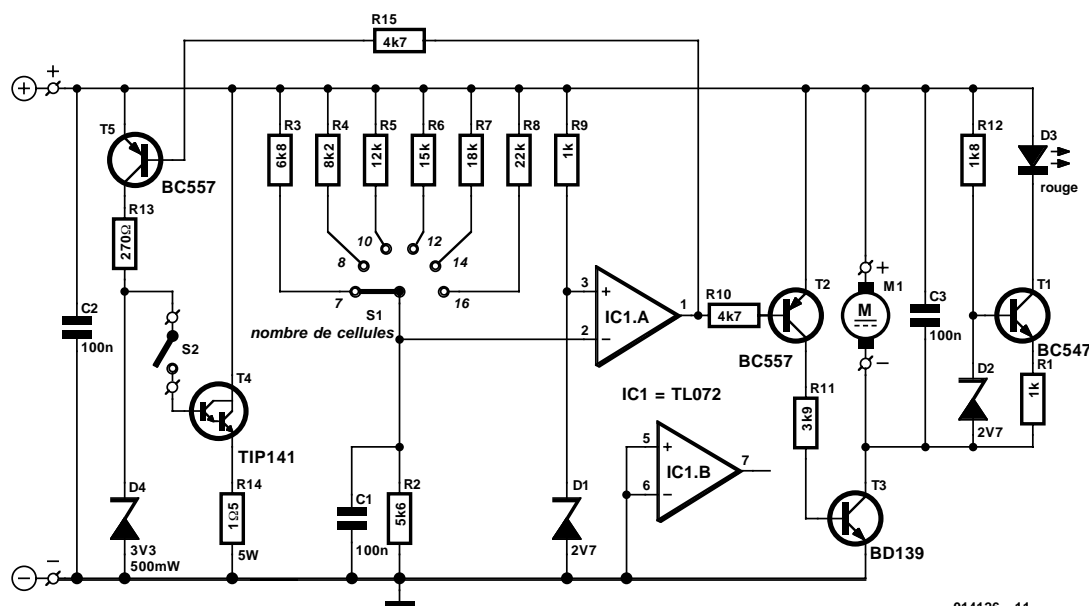
Le refroidisseur pour accumulateur décrit ici a pour fonction de permettre, après une utilisation dans un modèle réduit volant, naviguant ou roulant, un refroidissement rapide des sets d'accus voire leur déchargement éventuel, de manière à pouvoir les recharger sans risque. Vous aurez sans doute eu l'occasion de constater par vous même qu'un set d'accus servant à l'alimentation du système de propulsion de modèles réduits, qu'il s'agisse d'un avion, d'un bateau ou d'un véhicule terrestre, peut voir sa température augmenter très sensiblement. Il n'est partant pas très judicieux

d'opter pour une recharge immédiatement après leur utilisation. Le présent montage se charge de refroidir les accus à l'aide de l'énergie résiduelle dont ils disposent encore après l'atterrissage (réussi souhaitons-le). On pourra, si les accus disposent encore d'un trop plein d'énergie les en débarrasser en toute sécurité à l'aide du déchargeur d'accu qu'intègre cette réalisation. Tant que le montage est actif (et que la tension moyenne par élément dépasse 0,8 V) cette situation est visualisée par l'allumage de la LED D3. Il est possible ainsi de connaître même à distance l'état de l'accu.

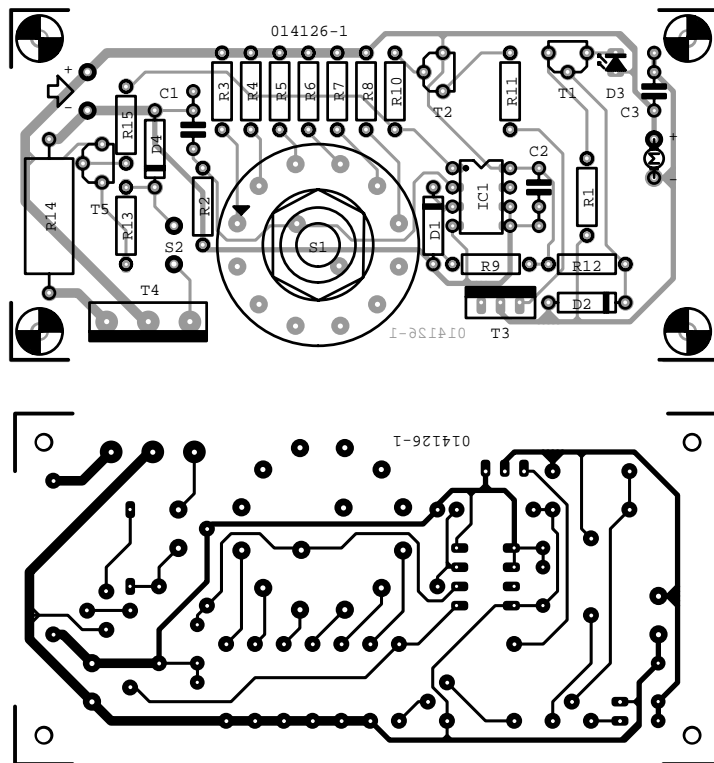
Le concept mis en oeuvre est extrêmement simple. L'accu à refroidir est branché entre les broches d'entrée repérées « + » et « - » du montage. C'est également l'accu qui se charge de l'alimentation du montage, problème facilement réglé ainsi. On a ensuite une

division de la tension d'alimentation par un diviseur de tension dont le facteur de division est sélectable par le biais de S1. Ce commutateur permet d'indiquer le nombre de cellules que comporte l'accumulateur connecté au système. La tension fournie par le diviseur de tension est comparée, par le biais de l'amplificateur IC1a monté en comparateur, à une tension de référence fixe de 2,7 V. Lorsque la tension appliquée à l'entrée inverseuse « - » dépasse 2,7 V, les transistors T2 et T5 entrent en conduction.

Le transistor T2 commande le transistor T3 qui passe alors



014126 - 11



et fournit ainsi une indication optique pour signaler que l'accu n'est pas encore déchargé. C'est à dessein que la LED D3 est attaquée par un courant constant de l'ordre de 2 mA de sorte qu'elle garde une luminosité constante quels que soient le nombre de cellules (pouvant aller de 7 à 16 !) connectées à l'électronique et l'état de charge de l'accu.

De son côté, le transistor T5 détermine si le circuit de décharge centré sur le darlington T4 est actif ou non. En cas de fermeture de l'interrupteur S2, la base de T4 se voit appliquer une tension de 3,3 V. On aura ainsi, aux 2 jonctions base-émetteur de T4, une tension de 1,2 V. Dans ces conditions il y aura, aux bornes de la résistance R14, une tension de $3,3 - 1,2 = 2,1$ V. Ceci se traduit par la circulation d'un courant de 1,4 A à travers R14. Vu que T4 fournit 99,9% du dit courant, c'est ce même transistor qui convertira la majeure partie de l'énergie en chaleur. Ceci implique qu'il faudra prévoir un refroidissement efficace de T4 par le biais d'un radiateur de résistance thermique inférieure à 3 K/W.

Le dessin de circuit imprimé proposé ici simplifie très sensiblement la réalisation de ce montage. Le boîtier pourra prendre la forme d'un morceau de tuyau de PVC que l'on dotera à l'une des extrémités du ventilateur et dans lequel on fera glisser l'accu à refroidir sur une sorte de « rail » intérieur en bois.

(014126)

Liste des composants

Résistances :

R1 = 1 kΩ
R2 = 5kΩ6
R3 = 6kΩ8
R4 = 8kΩ2
R5 = 12 kΩ
R6 = 15 kΩ
R7 = 18 kΩ
R8 = 22 kΩ

R9,R12 = 1kΩ8
R10,R15 = 4kΩ7
R11 = 3kΩ9
R13 = 270 Ω
R14 = 1Ω5/5 W

Condensateurs :

C1 à C3 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1,D2 = diode zener

2V7/400 mW
D3 = LED (à haut rendement)
rouge
D4 = diode zener
3V3/400 mW
T1 = BC547
T2,T5 = BC557
T3 = BD139
T4 = TIP141/TIP142
IC1 = TL072

Divers :

S2 = interrupteur unipolaire à contact travail
S1 = commutateur rotatif
2 circuits/6 positions
M1 = ventilateur 12 V
radiateur pour T4 : 3 K/W tel que, par exemple, Fischer SK48

Émetteur traque-fil

009

Erik de Leeuw

Vous trouverez ici la moitié d'un appareil bien pratique pour suivre à la trace, dans un bâtiment, le parcours du câblage électrique ou vous lancer à la recherche d'un conducteur interrompu. Le système s'inspire d'instruments

semblables utilisés par les installateurs de centraux téléphoniques.

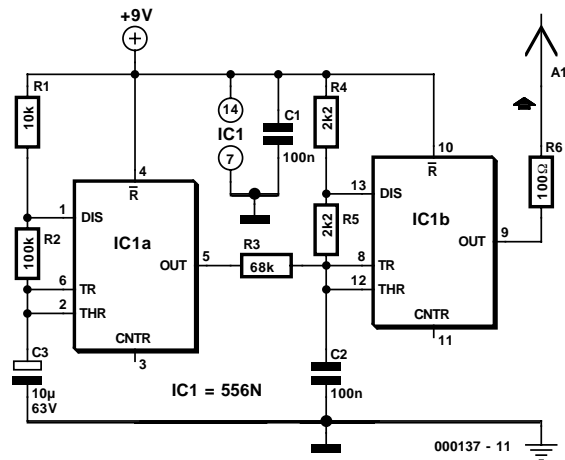
Le fonctionnement en est simple. Ce qu'il nous faut, c'est un générateur, la source d'un signal aisément repérable, lequel sera capté, grâce à une courte antenne capacitive, par un récepteur rustique, mais de grand gain.

On pourrait se fabriquer un bon émetteur avec un générateur simple bâti sur un 555, mais ainsi que le schéma vous le laisse déjà apparaître, nous avons préféré partir d'un 556. Le second temporisateur (IC1a) a pour mission de faire changer la tonalité émise par IC1b entre 2 100 Hz et 2 200 Hz environ, parce qu'un tel signal se distingue, par sa signature, bien plus facilement de tout autre, éventuellement présent sur les lieux. La résistance R6 est reliée à un morceau de fil d'une dizaine de centimètres qui opère comme antenne. Le raccord de masse, le nœud C2-C3 on le relie à la terre.

Si nous touchons directement avec l'antenne l'extrémité d'un conducteur, le récepteur permettra de déterminer, à l'autre extrémité du câble, de quel fil il s'agit.

Le schéma du récepteur, bien entendu, se trouve ailleurs dans ce même numéro hors gabarit.

(000137)



Compilateur graphique pour microcontrôleur MCS-51

010

Jörg C. Bracker

L'utilisation de microcontrôleurs en électronique semi-professionnelle et amateur ne cesse de gagner en popularité. Cela est dû en partie à l'existence d'Internet et aux possibilités qu'offre cet outil incomparable. On y trouve en effet des informations précieuses accessibles à tous quant aux expériences faites avec les microcontrôleurs de toutes sortes et aux problèmes rencontrés avec ce type de composants; on y découvre également des programmes d'application et de programmation téléchargeables gratuitement pour la majorité.

S'il fallait, il n'y a pas si longtemps encore, pour écrire son programme, se battre avec un langage machine touffu voire un assembleur difficile à suivre, on peut aujourd'hui utiliser des langages de haut niveau tels que Pascal, C, Basic et nombre d'autres dialectes. Si l'on prend le temps de chercher on trouvera sur Internet une palette d'offres très fournie.

Le programme **GraphCom** auquel nous nous intéressons ici, fait partie de ce que l'on appelle la solution la 5^{ème} génération des langages de programmation. Parler de langage de programmation n'est en fait pas tout à fait correct vu qu'il s'agit ici d'un compilateur graphique. En association avec un programme graphique (dans le cas présent la version freeware de l'éditeur de schéma d'Eagle, que l'on peut télécharger à l'adresse : www.cadsoft.com,

GraphCom permet de dessiner un synoptique du système requis, comme on le ferait en programmation d'AP (Auto-

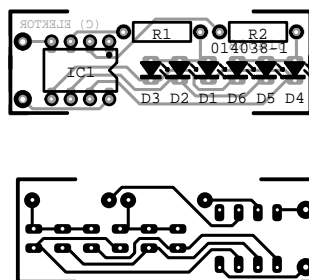
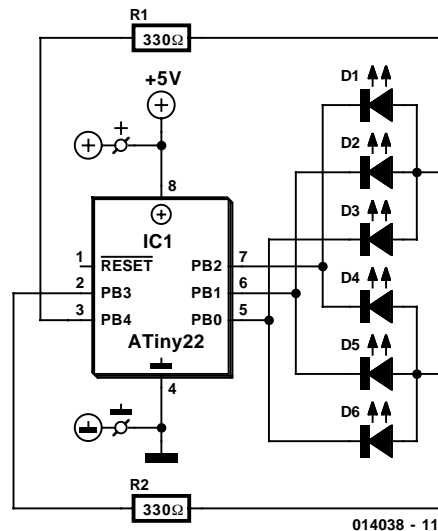
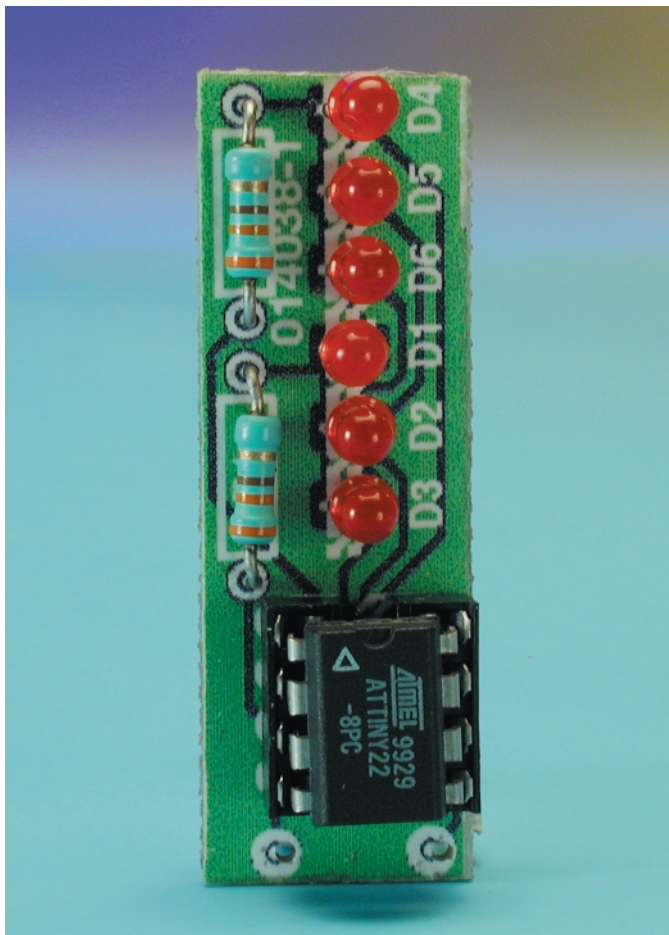
mate **Programmable**, connu sous la dénomination de PLC pour *Programmable Logic Controller* en anglais) ou en langage C-Control. Le schéma est converti, par le biais de l'instruction d'exportation (*export*) de l'éditeur, en une liste d'équipotentiels (*netlist*). À partir de ces données, **GraphCom** génère un listage assembleur qui pourra être transformé, à l'aide de l'assembleur d'Elektor EASM51 par exemple, en un fichier hexadécimal (.HEX).

Le programme est accompagné d'une librairie de blocs de fonction que **GraphCom** peut comprendre et convertir en instructions MCS-51 sensées. L'environnement **GraphCom** se présente sous la forme d'un système totalement ouvert. L'utilisateur a toute liberté d'étendre les blocs de fonction comme il l'entend voire de les adapter sur mesure au contrôleur concerné. Important : **GraphCom** est, contrairement à ce qui est le cas de nombre de compilateurs graphique, très économe quant à l'utilisation des ressources du microcontrôleur de sorte qu'il est possible d'écrire des programmes (relativement) complexes même pour des contrôleurs simples d'Atmel comme le 89C2051.

Le set de programmes comporte un programme de terminal qui permet de définir le paramétrage et de tenir compte des différentes sorties de blocs de fonction du système-cible. **GraphCom** existe en anglais (et en allemand); sa taille de quelque 4 Moctets est ramenée à 350 Koctets en fichier .ZIP; il tourne tant sous Windows '95 que sous Windows NT et Linux. Signalons qu'il existe également une version DOS. Ce programme est téléchargeable en shareware à l'adresse Internet : www.bracker-automation.de.

(014018)

Chenillard dit « KITT-scanner » 011



Liste des composants

Résistances :
R1, R2 = 330 Ω

Semi-conducteurs :
D1 à D5 = LED à haut rendement
IC1 = Atiny22 (Atmel)

R. van Arum

S'il est, parmi les nombreuses variantes de chenillards et autres clignotants décrites dans les colonnes de ce magazine, un montage qui peut se targuer d'un intérêt que l'on peut tranquillement qualifier de « phénoménal », c'est bien notre chenillard type « guerre des étoiles » publié voici plus de 3 lustres (16 ans en fait). Il nous arrive, de temps à autre, de recevoir un courrier, sous une forme ou une autre, nous en demandant une nouvelle version. Était-ce un projet tellement frappant ? Que nenni ! Il ne s'agissait en fait de rien de plus que d'un chenillard caractérisé par un balayage de la gauche vers la droite et dans le sens inverse ensuite, le hasard (???) voulait que le héros d'une série TV très appréciée à l'époque « terrorise » les quartiers au volant d'une puissante américaine dont la grille de radiateur était précisément équipée d'un chenillard de ce type (en grandeur nature cette fois). Nombre des amateurs de cette série très populaire succombèrent à la tentation de réaliser leur propre chenillard à la KITT.

Puisque, comme nous le constatons plus haut, l'intérêt pour ce type de montage est loin d'être mort, nous pensons

que la mini-version que nous proposons ici pourrait être appréciée par de nombreux lecteurs (jeunes et moins jeunes). Son cœur est un petit microcontrôleur de chez Atmel baptisé à juste titre Atiny22; grâce au dessin de circuit imprimé que nous proposons il vous devrait être facile de réaliser une broche très originale, voire un ornement d'oreille (il devient difficile en l'occurrence de parler de boucle d'oreille) pour l'élue de votre cœur qui fera fureur dans une discothèque. Comme le montre le schéma, l'électronique se résume, outre le microcontrôleur, à 2 résistances et à 6 LED à haut rendement.

Bien que le programme stocké dans le microcontrôleur soit extrêmement simple, son listage occuperait trop de place pour être imprimé ici. Pour ceux qu'il pourrait intéresser, nous le proposons au téléchargement (gratuitement) sur notre site Internet dont l'adresse est, pour ceux qui découvriraient Elektor :

www.elektor.presse.fr.

(014038)

Générateur de formes d'onde à large bande

012

Gregor Kleine

1

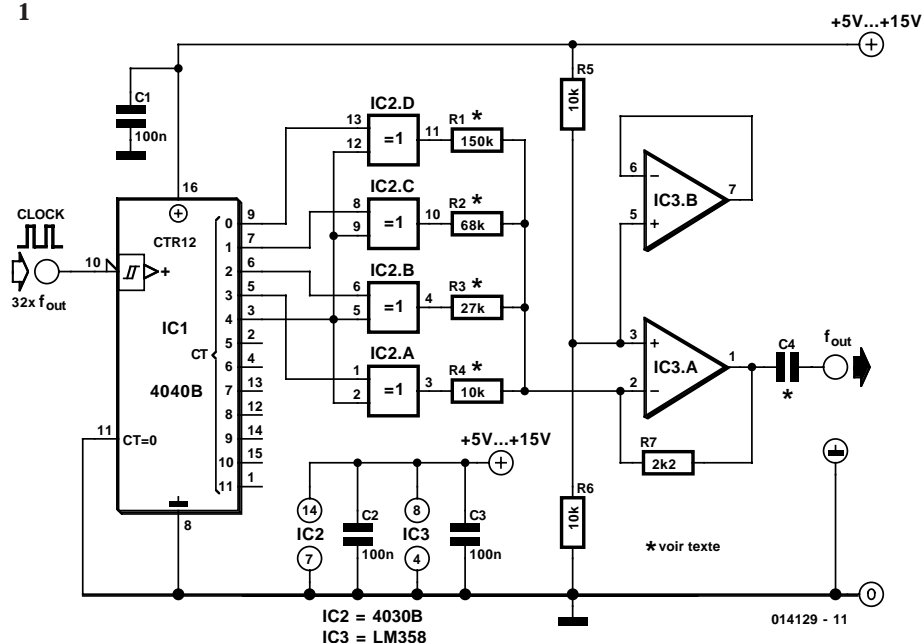
Le présent montage sert à la génération de signaux sinusoïdaux numériques large bande. Son intérêt majeur : on n'a pas besoin, de par la synthèse de signal à 32 niveaux utilisée, de filtre passe-bas en vue d'éliminer les harmoniques impaires.

L'un des principes de synthèse les plus connus pour obtenir un signal sinusoïdal ajustable par le biais d'une fréquence d'entrée est l'utilisation d'un filtrage par filtre passe-bas d'un signal rectangulaire de fréquence identique. Ce signal comporte, outre la fréquence fondamentale désirée, un certain nombre d'harmoniques impaires. On obtient, après filtrage de ces composantes du signal, une onde sinusoïdale pure de la fréquence désirée. Le filtre passe-bas a malheureusement comme effet, en raison de sa fréquence de coupure, de limiter la plage de fréquence utilisable.

La solution proposée en **figure 1** contourne l'écueil du filtrage passe-bas par l'utilisation d'un nombre de niveaux de tension plus élevé que les simples niveaux « bas » et « haut ». Nous nous trouvons ici en présence de 16 niveaux de tension qui sont passés en revue l'un après l'autre au cours de 32 pas d'horloge. Les sorties Q0 à Q3 du compteur IC1 attaquent les niveaux de tension. Q4 inverse la polarité au cours de la seconde moitié de la période. Cette approche ne fait pas disparaître totalement les harmoniques impaires – le signal présente toujours encore des marches d'escalier – mais elles ont subi une atténuation très importante.

Les résistances R1 à R4, combinées à l'électronique de l'amplificateur opérationnel basée sur IC3, définissent les 16 niveaux de tension. 2 autres résistances, R5 et R6, forcent l'entrée non-inverseuse de IC3, sa broche 3, à un niveau situé à la moitié de la tension d'alimentation. Dans ces conditions l'amplificateur opérationnel travaille en amplificateur inverseur, R7 en constituant la résistance de contre-réaction. Il est recommandé, pour disposer d'un signal le plus symétrique possible, de prendre, à des fins de réglage fin, un potentiomètre dans cette ligne.

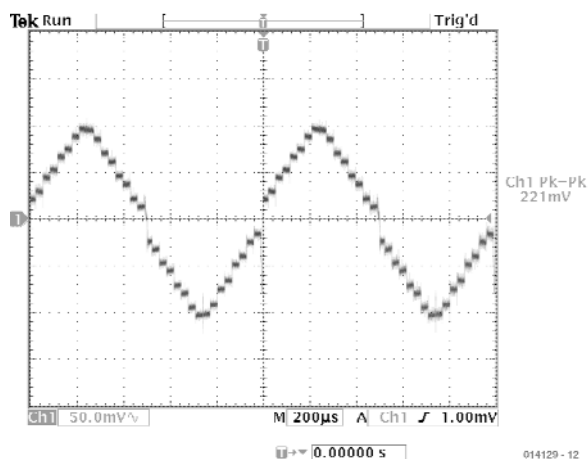
Nous avons nous-mêmes opté pour un tel réglage fin avant d'effectuer la mesure de distorsion, mesures qui nous donnent un facteur THD+D (distorsion harmonique totale + bruit) inférieur à 10% (bande passante de 22 kHz) et infé-



rieur à 13% (bande passante de 500 kHz), ces 2 mesures étant effectuées à une fréquence d'entrée de 32 kHz et une fréquence de sortie résultante de 1 kHz. La **figure 2** donne le signal de sortie obtenue au cours de cette mesure.

La forme de l'onde de sortie (un sinus dans le cas présent) est définie par le rapport des résistances R1 à R4 entre elles. Voici une porte grande ouverte aux expériences ! Le signal d'horloge à appliquer à l'entrée du compteur doit toujours être 32 fois plus élevée que la fréquence requise en sortie. La sortie de l'amplificateur opérationnel se trouve, quant au continu, à la moitié de la tension d'alimentation. Si cette situation devait constituer un problème pour l'électronique pris en aval de ce montage, il faudra impérativement

2

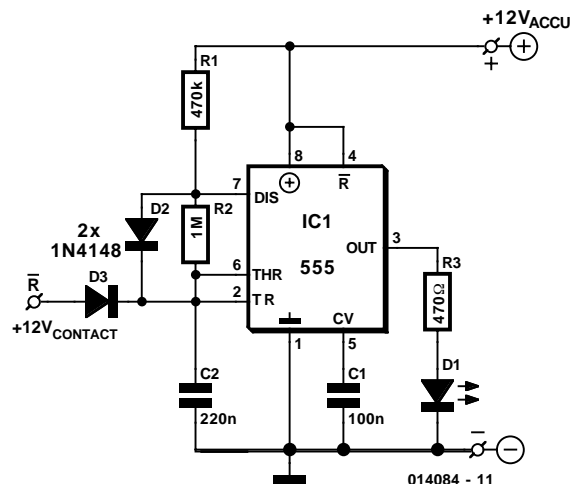
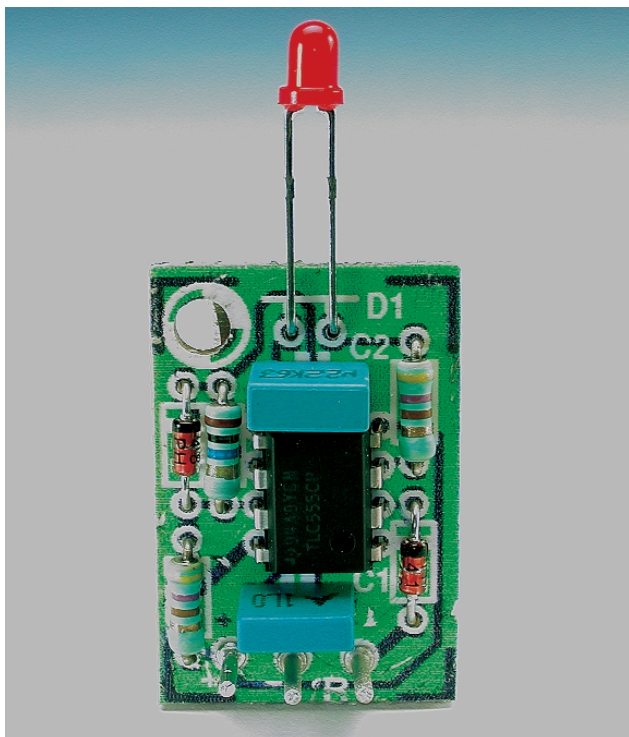


implanter le condensateur de couplage C4.

Une règle à respecter : plus la fréquence est basse et plus la résistance de charge est faible, plus la capacité de ce condensateur devra être importante.

Le circuit travaille avec une tension d'alimentation comprise entre + 5 et + 15 V en sachant cependant que l'amplitude du

signal d'horloge d'entrée doit être suffisante pour attaquer le compteur IC1. R7 permet de jouer sur l'amplitude du signal de sortie. De par le principe de l'amplificateur inverseur, ce réglage est indépendant de la forme d'onde. La consommation de courant du générateur de formes d'onde est de quelque 3 mA.



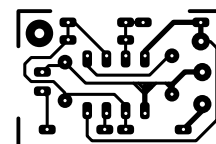
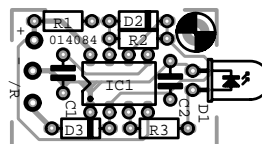
quoi une diode, demanderez-vous. Parce que sans elle, tous les utilisateurs du + 12 V de la voiture se retrouveraient en parallèle sur le condensateur C2 et ce n'est pas précisément son métier !

Pour ce montage, nous avons aussi dessiné une minuscule platine aux dimensions intérieures d'un vieux starter de tube TL, ce qui résout (écologiquement) la question du boîtier.

(014084)

Une LED qui clignote sous la houlette d'un 555 ne va pas nous faire gagner le prix de l'originalité, d'accord ! Dans bien des circonstances, pourtant, c'est fort pratique. La particularité de cette version, c'est d'être super économe, parce que la LED ne brille que pendant un très court moment (le rapport cyclique du flash ne fait que 10 %) et elle a été spécialement calculée pour servir d'indicateur d'alarme (vraie ou fausse) dans une auto. Le montage ne démarre que quand le contact est coupé.

Dans un premier temps, nous avons bâti ce circuit de mise à zéro de manière classique, avec deux résistances et un transistor pour commander la ligne *reset*. Mais avec un peu d'audace, on peut faire plus simple. Par le truchement de la diode D3, l'entrée de seuil (*threshold*) est entraînée au + 12 V aussi longtemps que le contact est mis. Dans cet état, le multivibrateur astable formé par le 555 est inactif. Ce n'est que lorsque la clé de contact est retirée que le circuit se débloque et commence à osciller. Oui, mais pour-



Liste des composants

Résistances :

R1 = 470 kΩ
R2 = 1 MΩ

Condensateurs :

C1 = 100 nF

C2 = 220 nF

Semi-conducteurs :

D1 = LED
D2, D3 = 1N4149
IC1 = 555

Filtre passe-bas SC du 5^{ème} ordre de 1 Hz à 45 kHz

Gregor Kleine

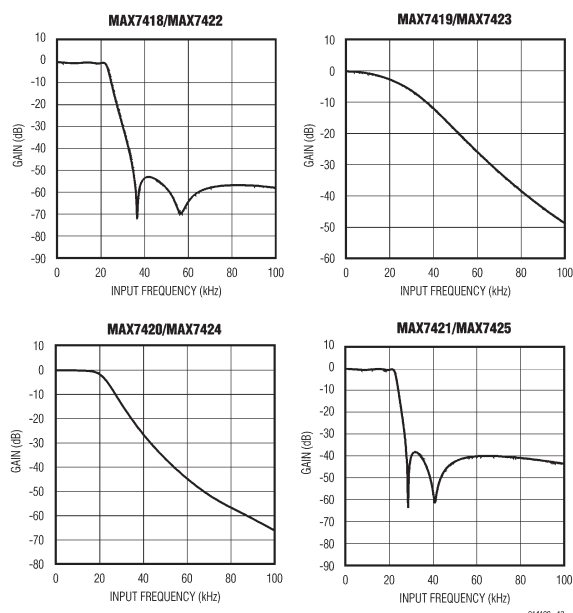
Réaliser un filtre passe-bas utilisable dans le domaine des fréquences audio implique, si l'on opte pour une technologie LC (self/condensateur), l'utilisation de pots ferrites à double coquille énormes. Réaliser un filtre actif n'est pas non plus, en raison de la précision qu'il requiert au niveau du dimensionnement de R_s et C_s , une sinécure. Pour peu que l'on utilise la commutation de capacités, connue sous le nom de technologie SC (*Switched Capacitor*), la réalisation d'un filtre passe-bas BF compact devient facile, d'autant plus qu'il est même possible alors d'envisager une possibilité de réglage de la fréquence de coupure. La fréquence d'horloge que requiert ce type de filtre se situe à une valeur 100 fois supérieure à celle de la fréquence de coupure, ce qui permet d'éliminer facilement, par la prise en aval de filtre passe-bas RC ou LC, les parasites résiduels du signal d'horloge.

Maxim (www.maxim-ic.com) vient de mettre sur le marché 8 nouveaux filtres SC qui se contentent d'un courant de service de 3 mA seulement. Il existe 4 caractéristiques de filtre différentes avec une version 3 V et une version 5 V pour chacun (d'où nos 8 variantes). Il est possible, par le biais de la fréquence d'horloge que l'on aura choisi, de choisir la fréquence de coupure entre 1 Hz et 45 kHz. Le **tableau 1** passe en revue les différents types et donne leurs caractéristiques spécifiques.

La **figure 1** les courbes de réponse en fréquence de chacune des variantes, et ce pour une fréquence d'horloge de 22 MHz qui se traduit par un filtre passe-bas à 22 kHz.

Autre possibilité de mise en oeuvre intéressante des MAX74xx, un fonctionnement autonome, c'est-à-dire en l'absence de fréquence d'horloge externe. Pour ce faire, on

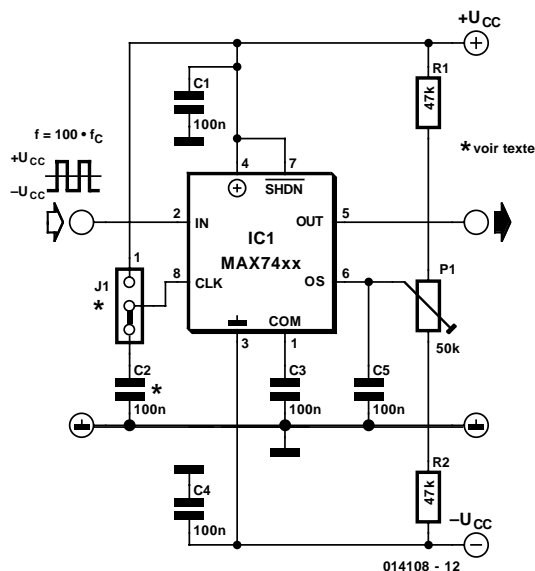
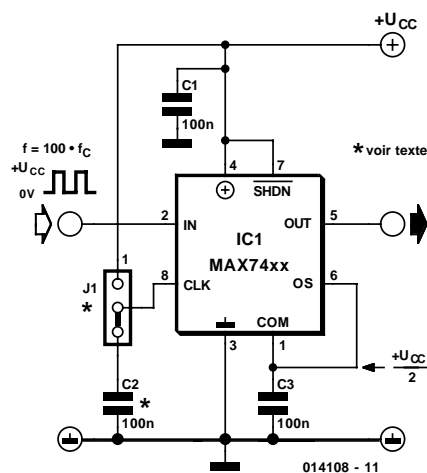
1



prendra un condensateur à la broche CLK qui constituera un oscillateur avec la circuiterie interne du composant. Cette approche n'est cependant utilisable que si l'on n'est pas très exigeant quant au respect de la fréquence de coupure, à moins d'étalonner la capacité du condensateur pour obtenir la fréquence de coupure recherchée. On ne souffre plus alors que de la dérive en température (relativement faible) de l'oscillateur interne.

L'électronique à base de MAX74xx pourra être utilisée avec une alimentation asymétrique de 3 ou 5 V, ou avec une alimentation symétrique de $\pm 1,5$ et $\pm 2,5$ V respectivement. Il faudra se souvenir, en cas de mise en oeuvre d'une fré-

2



quence d'horloge externe, que le dit signal doit être rectangulaire et avoir un rapport cyclique de $50\% \pm 10\%$, une fréquence 100 fois supérieure à la fréquence de coupure recherchée et une amplitude correspondant à la tension d'alimentation (cf. **figure 2**). La tension de sortie répond à la formule suivante :

$$V_{out} = (V_{in} - V_{com}) + V_{os}$$

formule dans laquelle V_{com} représente la moitié de la tension d'alimentation, ce qui correspond, dans le cas d'une alimentation symétrique, à 0 V. V_{os} est, si tant est qu'elle existe, la tension de compensation d'offset injectée sur l'entrée OS. Si l'on n'a pas besoin de compensation d'offset il suffira de relier directement l'entrée OS à la broche COM. La formule nous apprend ainsi que l'on a besoin, dans le cas d'une alimentation asymétrique du circuit intégré de filtrage, d'une composante de tension continue d'une valeur égale à la moitié de la tension d'alimentation. L'attaque du composant doit se faire à une impédance relativement faible, alors que la sortie doit elle être terminée à une impédance relativement élevée de 10 k Ω . En cas de fonctionnement autonome par la prise d'un

Tableau 1.

Type +3 V	Type +5 V	Type de filtre	Caractéristiques
MAX 7422	MAX 7418	Filtre Cauer, $r = 1,6$	Atténuation inverse = 53 dB
MAX 7423	MAX 7419	Filtre Bessel	Réponse en phase linéaire
MAX 7424	MAX 7420	Filtre Butterworth	Domaine passant max. plat
MAX 7425	MAX 7421	Filtre Cauer, $r = 1,25$	Atténuation inverse = 37 dB

r = fréquence de coupure/coupe-bande, c'est-à-dire la raideur de la pente du domaine transitoire

Tableau 2.

Type +3 V	Type +5 V	k
MAX 7422	MAX 7418	$k = 87 \cdot 10^3$
MAX 7425	MAX 7421	$k = 87 \cdot 10^3$
MAX 7423	MAX 7419	$k = 110 \cdot 10^3$
MAX 7424	MAX 7420	$k = 110 \cdot 10^3$

condensateur C à la broche CLK, la fréquence de coupure du filtre s'ajuste par un choix adéquat de la valeur de capacité. On utilisera pour la calculer la formule suivante :

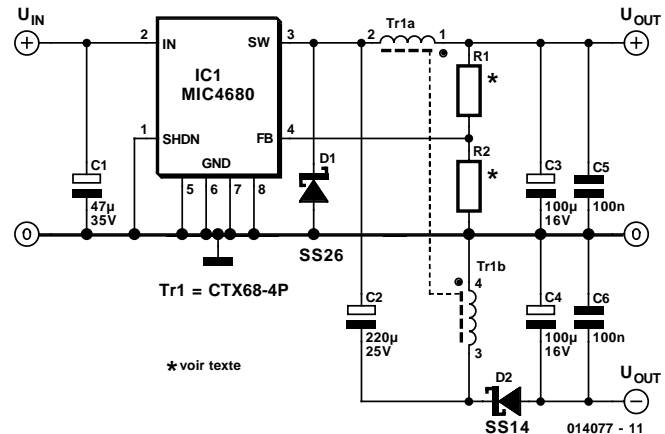
$$f_c = 0,01 \cdot f_{osc} = 0,01 \cdot k / C.$$

Le facteur k sera à dériver des informations données par le **tableau 2**.

Alimentation secteur à découpage symétrique (+/-) 015

par Gregor Kleine

Ce circuit offre la possibilité de produire une tension positive et une tension négative de sortie avec un régulateur dévolteur à découpage. Voici le MIC4680 de Micrel (www.micrel.com). Le transformateur T1a forme avec la diode D1 et le diviseur de tension R1 et R2 ainsi qu'avec les condensateurs de sortie le circuit de sortie bien connu d'un régulateur dévolteur à découpage. L'enroulement secondaire T1b et le condensateur C2 permettent d'engendrer la tension de sortie négative. La diode D2 redresse les impulsions ainsi inversées de la sortie à découpage SW d'IC1 et fournit aux condensateurs C4 et C6 une tension négative de même valeur absolue. Le rapport du transformateur SMD disponible prêt au montage auprès de Coiltronics (www.coiltronics.com) est de 1:1 (2.68 μ H). Un exemple de dimensionnement du MIC4680 présenté ici est donné dans le tableau ci-contre :



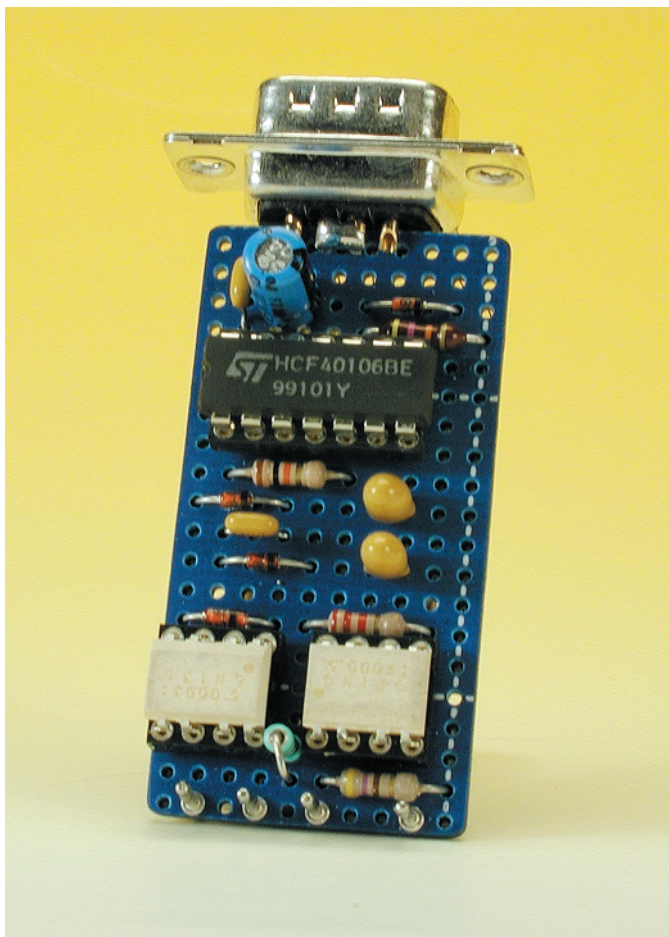
U_{out}	I_{out}	U_{in}	R1	R2
±5 V	max. 0,5 A	+7 à 34 V	3,01 kΩ	1,01 kΩ
±12 V	max. 0,5 A	+16 à 34 V	26 kΩ	3,01 kΩ

On voit que la tension d'entrée doit dépasser de quelques volts la tension de sortie souhaitée. Elle n'est limitée par le haut que par les caractéristiques du circuit intégré du régulateur à découpage utilisé.

(014077)

Adaptateur RS-232 isolé électriquement

016



A. Schiefen

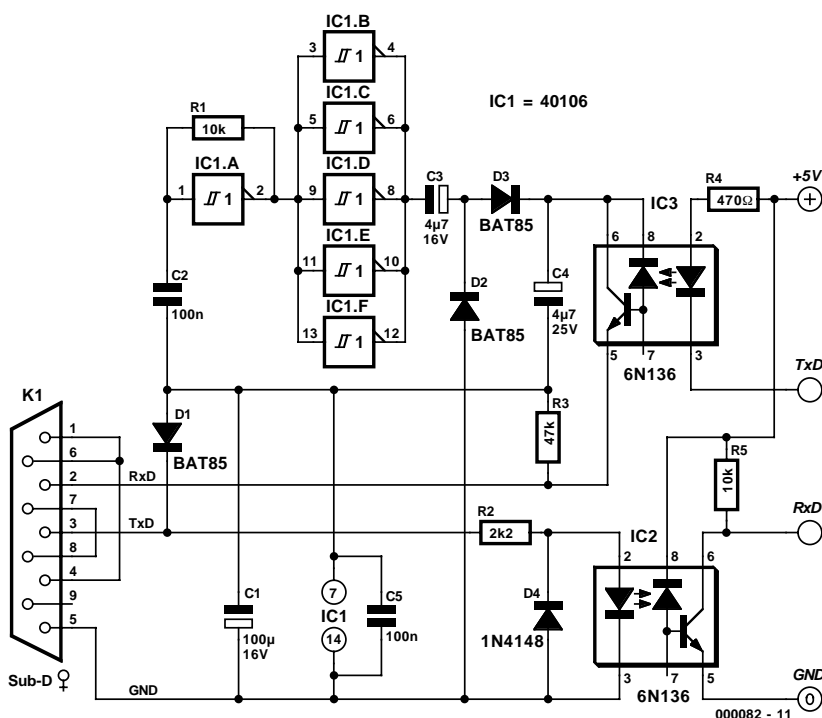
Ce circuit correspond à une interface de conversion entre les broches UART (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*, émetteur-récepteur asynchrone universel) d'un microcontrôleur (à niveaux TTL) et un port « normalisé » RS232 avec des niveaux symétriques de ± 15 V. Contrairement aux circuits intégrés couramment utilisés, comme le MAX232, il procure en même temps une isolation électrique entre les deux faces du convertisseur. Cette interface de conversion intervertit aussi le signal, permettant ainsi de se passer des inverseurs habituels sur les côtés du microcontrôleur.

Dans la plupart des cas, des câbles de réception et d'émission de données sont les seuls éléments nécessaires pour communiquer avec des microcontrôleurs. Heureusement, des signaux d'accord sont rarement échangés. Les raccordements RS232 correspon-

dants sont donc interconnectés de façon à ce que les communications puissent s'établir sans problème.

Le seul élément nécessaire pour l'isolation électrique d'un signal est un coupleur optique. Lorsque les données circulent depuis un périphérique vers le microcontrôleur, la solution est simple. Comme l'entrée réceptrice du microcontrôleur travaille à un niveau de +5 V, il n'est besoin que d'un coupleur optique (IC2) dont la diode LED est directement commandée par la sortie émettrice du périphérique via la résistance R2. Cette résistance limite aussi le courant à travers D4 lorsque l'émetteur est inactif et donc d'un niveau négatif (en général aux alentours de -9 V). Pendant la transmission de données, le niveau des impulsions bascule vers une valeur approchant +9 V. Le collecteur du circuit IC2 est connecté directement à l'entrée réceptrice du microcontrôleur. Une résistance R5 est nécessaire si cette entrée ne possède pas de résistance de forçage interne. Dans tous les cas, le côté microcontrôleur du circuit IC2 travaille à des niveaux TTL.

Lorsque nous voulons maintenant envoyer des données du microcontrôleur vers le périphérique, le niveau du microcontrôleur (+5 V) doit être converti en niveau RS232, au minimum +6 à +7 V. Pour y arriver, il faut que la tension négative présente à la sortie émettrice du RS232 soit interceptée par D1 et mise en mémoire par C1, qui agit comme un condensateur de stockage. Le circuit IC1 est un circuit intégré CMOS 40106, comportant six bascules à inversion Schmitt. Une de celles-ci (IC1a) est reliée à C2 et R1 pour former

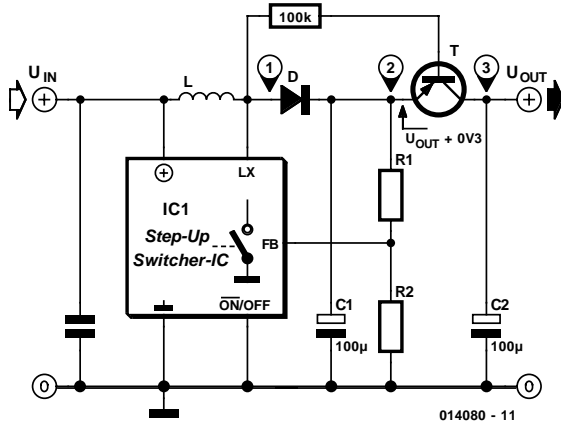


un oscillateur. L'ensemble génère une fréquence d'environ 1,5 kHz. Ce signal est fourni aux cinq autres bascules Schmitt, qui sont connectées en parallèle et jouent un rôle de pilote. Elles fournissent le courant de sortie nécessaire. Lorsque la sortie est positionnée sur Bas, C3 se charge jusqu'au niveau de la tension d'alimentation à travers D2 (à moins que la tension ne chute en traversant la diode). Lorsque la sortie est mise à Haut, la tension sur C3 s'accroît et augmente la tension déjà présente ; D2 se bloque et C4 est chargé à travers D3 jusqu'à presque deux fois la tension d'alimentation. Une tension d'environ +9 V est alors disponible depuis C4, qui est connecté au collecteur du coupleur optique IC3. En principe, le niveau de tension d'une interface RS232 devrait se situer entre +12 et +15 V, mais les PC peuvent généralement travailler avec des tensions significativement plus faibles. Les portables, en particulier, ne disposent parfois que d'une tension de +8 V.

L'émetteur du coupleur optique IC3 conduit à l'entrée réceptrice du port RS232, et est alimenté aux environs de -9 V par R3. Lorsque le microcontrôleur transmet des données, les impulsions provenant de la sortie émettrice du microcontrôleur arrivent à la diode LED d'IC3. Son transistor se met en fonction et applique la tension positive à l'entrée réceptrice du périphérique.

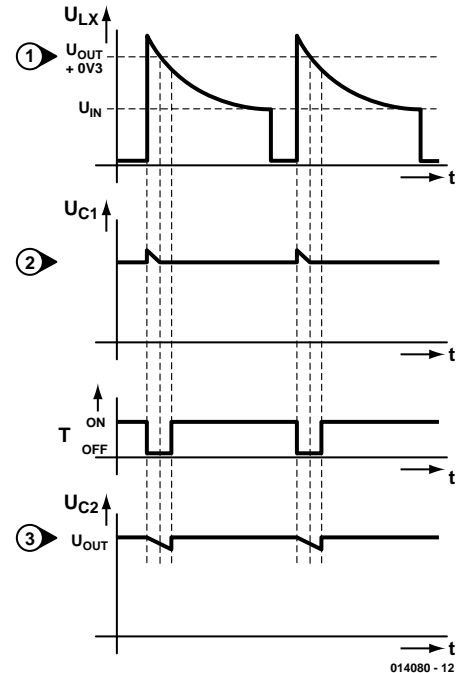
Des diodes normales (1N4148) peuvent aussi être utilisées à la place des diodes Schottky, bien que les tensions générées soient un peu plus faibles. Le coupleur optique 6N136 est un coupleur à haute vitesse – les coupleurs normaux ne conviennent pas. Le circuit peut théoriquement transmettre les données jusqu'à 57 000 bauds, mais en pratique les circuits du microcontrôleur n'utilisent que 9 600 bauds. Ces taux de transmission ont bien fonctionné avec d'anciens ou de nouveaux modèles de portables.

Coupure de la sortie d'un régulateur survolteur à découpage



par Gregor Kleine

Il existe actuellement un grand nombre de circuits intégrés servant de régulateur à découpage qui fonctionnent selon le principe de l'élévation de tension, de sorte que la tension d'entrée est convertie en une tension de sortie plus élevée. Le mécanisme repose sur la self de choc L que le circuit intégré connecte périodiquement à la masse par la liaison LX. Le champ magnétique ainsi créé dans la bobine L stocke l'énergie. Lorsque le régulateur survolteur à découpage est coupé, l'effondrement du champ magnétique dans L force tout d'abord le courant à continuer à passer. Mais le trajet passe par la diode D et le condensateur de sortie ainsi que par la charge externe de V_{out} . Il en résulte une tension supérieure à V_{in} . R1 et R2 forment un diviseur de tension



$$V_{out} + 0,3V = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

sion qui permet de régler la tension de sortie selon la formule indiquée. V_{ref} est généralement de 1,2 V. Le problème posé par la présence de la tension V_{in} différente de 0 V à la sortie du régulateur survolteur à découpage

page lorsqu'il est inactif est dû à l'existence du chemin par L et D. Un simple transistor et une résistance de protection de la base éliminent ce problème : le transistor PNP, ici un BCP69, en placé en série avec le circuit de sortie et commute temporairement la tension de sortie continue du régulateur à découpage de C1 au condensateur de sortie C2. La base de T est reliée à la broche de commutation LX du circuit intégré survolteur par l'entremise de la résistance de protection R.

Les comportements de tension sont représentés dans le diagramme : LX est périodiquement commuté à la masse. Dès que le commutateur se rouvre, LX subit un choc de tension qui dépasse la tension d'entrée. La diode D conduit brièvement et transmet la tension à C1 aux bornes duquel

elle sera de 0,3 V plus élevée que la tension de sortie en raison du diviseur de tension R1 et R2. Les petites pointes de charge de la courbe (2) ne sont pas à l'échelle. Si maintenant VLX est plus petit que VC1 de plus de 0,7 V, le transistor T conduit et transmet aussi à C2 la tension aux bornes de C1. Pour rendre plus clair le diagramme (3), les légères chutes de tension qui y sont représentées ne sont pas non plus à l'échelle.

Si le circuit intégré du régulateur survolteur à découpage est désactivé, la tension aux bornes de C1 n'est pas plus élevée que la tension d'entrée. Mais cette même tension est aussi appliquée à LX, si bien que la polarisation de la base du transistor n'est pas suffisante. Le transistor est donc bloqué.

Oscillateur à 3 composants

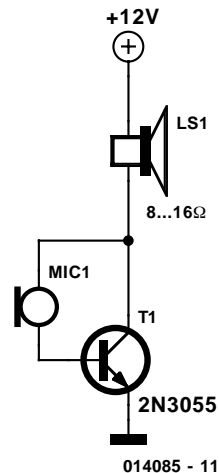
018

Peter Lay

Si on considère ce circuit, on n'y verra en principe qu'un vulgaire amplificateur pour microphone. Alors quelle est la raison du titre « Oscillateur à 3 composants » ? C'est très simple : le microphone n'est pas là pour recueillir des discours, mais il est placé si près du haut-parleur qu'on obtient une rétroaction énergétique. On utilise ici sciemment ce qu'on évite toujours autant que possible dans les télécommunications. En effet, la rétroaction provoque un épouvantable sifflement aigu. Le haut-parleur est raccordé directement à l'alimentation 12 V par le transistor de puissance de sorte qu'il doit supporter une puissance d'au moins 1,5 watts et posséder une impédance de 8 à 16 Ω . Un haut-parleur extirpé d'un vieux téléviseur ou d'une enceinte acoustique à la retraite fera parfaitement l'affaire. On utilisera comme microphone un modèle à la grenaille

de carbone comme en trouve dans l'écouteur d'un téléphone ancien modèle. Si on installe un bouton sur un des fils de l'alimentation, ce générateur peut aussi servir de sonnette énergétique ou d'avertisseur. Ce circuit peut aussi servir, chose étonnante, de vulgaire amplificateur de microphone qui ne possède certes pas les qualités d'un modèle haut de gamme, mais c'est toujours ça de pris sur l'ennemi.

(014085)



Récepteur traque-fil

019

Erik de Leeuw

Ceci constitue évidemment la contrepartie inévitable de l'émetteur du même nom, niché dans ce magazine et sans laquelle il n'aurait probablement pas de raison d'être, à savoir suivre le parcours et éventuellement déceler un

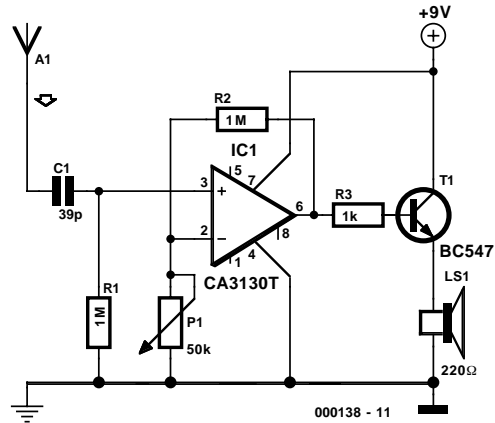
défaut de continuité dans un câble encastré dans les murs d'une maison.

C'est pas sorcier, mais plutôt sourcier ! Le générateur fournit un signal bien reconnaissable que le récepteur capte via une courte antenne capacitive. L'émetteur s'articule

autour d'un 556 capable de produire une tonalité qui alterne le 2 100 Hz et le 2 200 Hz.

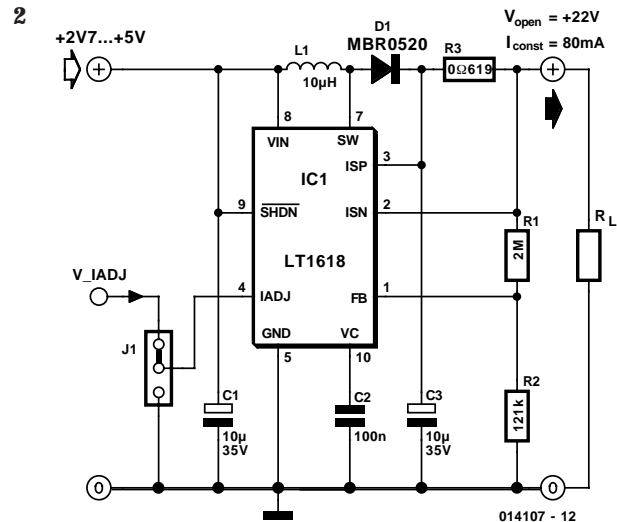
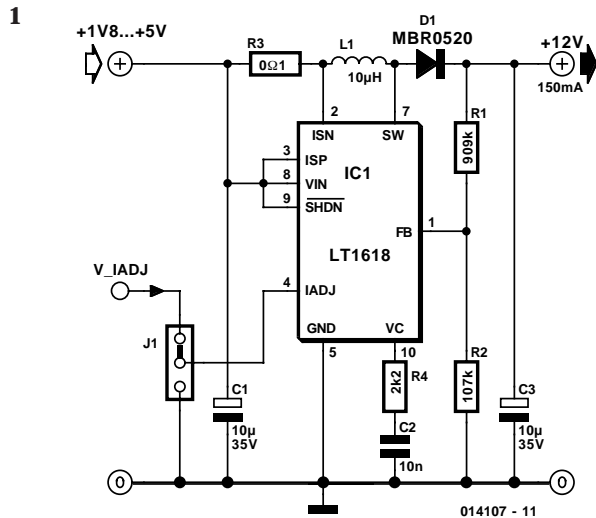
Et le récepteur correspondant, il est encore plus simple que l'émetteur, comme le schéma le démontre : une courte antenne formée d'un fil de 10 cm, un filtre passe-bas (C1, R1), un étage amplificateur (IC1), un étage de sortie (T1) et un haut-parleur. Sur notre prototype, nous avons monté une capsule d'écouteur de téléphone et cela marchait très bien. On peut régler le volume au moyen de P1. S'il est à fond, on peut déjà capter le signal émis à quelques dizaines de centimètres du fil. Nul besoin de proximité immédiate, donc, pour autant que, d'autre part, le contact avec la masse du récepteur (la mise à la terre) soit assuré par la main.

(000138)



000138 - 11

Régulateur à découpage step-up à limitation de courant intégrée



Gregor Kleine

Pour la première fois on dispose, avec le LT1618 de Linear Technology (www.linear-tech.com), d'un régulateur à découpage rehausseur de tension (*step-up*) doté d'un mécanisme de limitation de courant intégré. Il devient possible ainsi de protéger de façon simple, le régulateur à découpage qui, de par le principe mis en oeuvre, n'est pas protégé contre les courts-circuits (la tension d'entrée est en effet accessible depuis la sortie par le biais de la bobine et de la diode). Il devient possible ainsi de placer la limitation de courant à l'entrée du circuit (**figure 1**), ce qui permet du même coup de limiter la consommation de courant de l'ensemble de l'électronique. Le schéma représenté en **figure 2** permet de doter la sortie d'une limitation de cou-

rant. Cette approche permet de réaliser des sources de courant constant travaillant à un niveau de tension supérieur à celui de la tension d'entrée. Avec le dimensionnement du schéma, notre rehausseur à découpage fournit une tension de sortie nominale de quelque 22 V.

La valeur de la tension de sortie se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$V_{out} = 1,263 \text{ V } (1 + R1/R2).$$

Le courant de sortie de laisse ajuster par le biais de la résistance R3; il répond à la formule :

$$I_{max} = V_{sense} / R3$$

formule dans laquelle $V_{\text{sense}} = 50 \text{ mV}$.

La broche IADJ permet, par l'application d'une tension comprise entre 0 et +1,58 V, une réduction linéaire de la limitation de courant. La tension de détection (V_{sense}) de 50 mV aux bornes de R3 pour un courant maximum diminue selon la formule :

$$V_{\text{sense}} = 0,04 \times (1,263 \text{ V} - 0,8 \times V_{\text{IADJ}}).$$

Il reste possible ainsi, après avoir fixé la valeur de R3 une fois pour toutes, de pouvoir influencer sur la limitation de courant par le biais de la tension V_{IADJ} .

Il est à remarquer, en ce qui concerne le schéma à gauche,

que la résistance de détection R3 se trouve prise entre le condensateur d'entrée et la bobine. Si l'on place R3 en amont du condensateur électrochimique il devient difficile de contrôler correctement le courant de bobine.

Le LT1618 travaille à des tensions d'entrée comprises entre +1,6 et +18 V. La plage de tensions de sortie admissibles va de V_{in} à +35 V. Dans le cas d'un courant de découpage de 1 A de la broche SW vers la masse il est possible de disposer, en fonction de la tension de sortie requise, des courants de sortie de plusieurs centaines de milliampères. La fréquence de découpage de ce composant qui est proposé en boîtier MSOP compact à 10 broches se situe à 1,4 MHz.

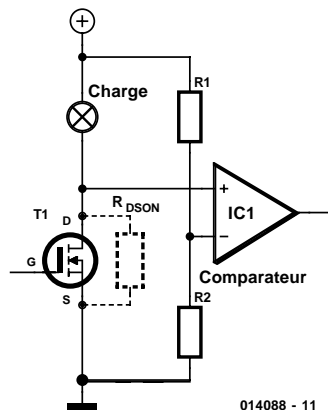
Protection anti-court-circuit à FETMOS

Si une application comporte déjà des FETMOS pour la commutation de charges, on peut en profiter pour installer à peu de frais une protection contre les courts-circuits ou les surcharges. On fera appel à la résistance interne $R_{\text{DS(on)}}$ qui produit une chute de tension plus ou moins élevée selon le courant qui la traverse. On peut mesurer la résistance interne avec un simple comparateur ou même un transistor qui commute à environ 0,5 V. L'adjonction d'une résistance de mesure (shunt) supplémentaire (et usuellement cause de problèmes) est superflue.

Le comparateur peut être surveillé par microcontrôleur. En cas de surcharge, le logiciel prend les mesures qui s'im-

posent (régulation par MLI dite PWM outre-Manche, alerte, arrêt d'urgence, etc.). Il est aussi concevable de connecter directement la sortie du comparateur à la grille du FETMOS pour bloquer immédiatement le transistor en cas de court-circuit.

(014088)



014088 - 11

Gain et phasemètre

022

Gregor Kleine

Le AD8302 d'Analog Devices (www.analog.com) offre une possibilité simple, dans le cas de signaux hautes fréquences, de mesurer l'un par rapport à l'autre, la différence de niveau et le déphasage.

Les 2 signaux d'entrée, A et B, sont terminés à 50 Ω et attaquent des démodulateurs logarithmiques intégrés dans le composant. On obtient, par différentiation, une tension correspondant à la différence des niveaux exprimée en déci-

bels (dB). Par multiplication de signaux internes on obtient une tension de sortie qui est proportionnelle à la valeur du déphasage (différence de phase) entre les signaux A et B. Le circuit met à disposition, à la sortie VMAG (MAG = *Magnitude*), une tension comprise entre 0 et +1,8 V. Dans ces conditions, 0 V correspond à -30 dB, +1,8 V traduisant un niveau de +30 dB, ce qui revient à 30 mV par dB. La référence est le niveau d'entrée du signal appliqué à l'entrée B. La sortie de phase fournit elle une tension comprise entre 0 et +1,8 V, correspondant à une échelle de 10 mV

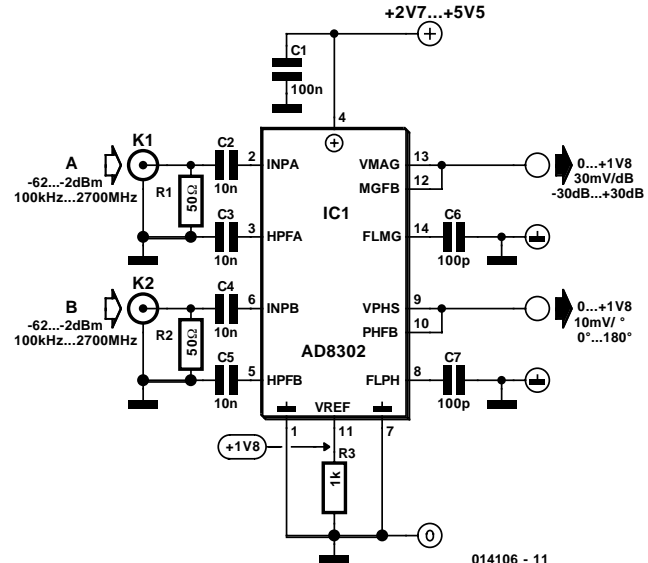
par degré de différence de phase. Les sorties peuvent fournir jusqu'à 15 mA ce qui signifie que la résistance de charge peut avoir une valeur d'au moins 120 Ω.

On pourra utiliser le AD8302 comme vu-mètre (indicateur de niveau) pour peu que l'on applique à l'entrée B un signal de niveau connu.

La plage des niveaux d'entrée va de -62 à -2 dBm. Les erreurs typiques du composant sont inférieures à 0,5 dB pour une mesure de niveau et à 1° pour celle d'un déphasage. La plage des tensions d'alimentation va de 2,7 à 5,5 V. En cas de mesure sur des signaux modulés on obtient aux sorties les courbes d'enveloppe démodulées.

Le circuit intégré possède une bande passante allant jusqu'à 30 MHz, largeur que l'on pourra réduire par la prise de condensateurs aux broches 8 et 14. La tension de référence V_{ref} de +1,8 V disponible en broche 11 pourra servir de référence lors d'un traitement ultérieur de grandeurs de sorties.

(014106)



014106 - 11

Thermostat avec capteur à diodes pn déporté

023

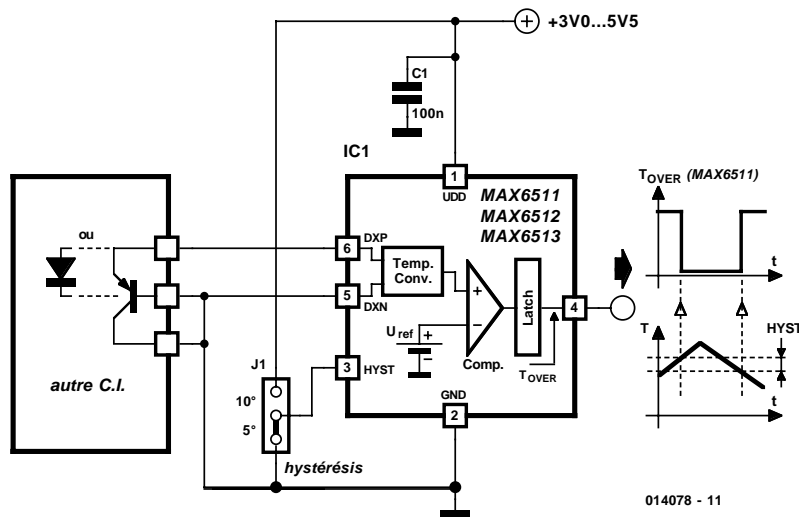
par Gregor Kleine

Il est connu que la jonction pn d'une diode possède un coefficient de température de $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ et est aussi souvent utilisée pour mesurer la température. La nouvelle famille de circuits intégrés MAX651x de Maxim (www.maxim-ic.com) existe à présent sous forme de thermostat intégré à détecteur pn externe. Ce composant est particulièrement bien adapté à la surveillance de température de puces lorsqu'une diode ou un transistor est monté comme capteur sur la puce. Une liaison bifilaire avec le détecteur déporté est nécessaire même si une des sorties (DXN) se trouve à la masse. Sinon, des courants de masse pourraient fausser le résultat de mesure.

Les MAX651x comportent un étage de conversion qui obtient la tension de la température à partir de la tension directe de la jonction pn externe. Un comparateur compare cette tension à une tension de référence et commute la sortie s'il y a lieu. La broche HYST permet de choisir l'hystérésis de commutation pour empêcher la sortie d'osciller. Cette valeur est de 5°C si HYST se trouve au potentiel de la masse. La différence de commutation est de 10°C si HYST se trouve à VDD.

Les 3 membres de la famille MAX651x se distinguent par leur configuration de sortie :

MAX 6511 Sortie CMOS active au niveau bas



- MAX 6512 Sortie drain ouvert (commute à la masse lors d'une élévation excessive de température)
- MAX 6513 Sortie CMOS active au niveau haut

La température de commutation est programmée à demeure dans le composant par le fabricant. Les valeurs disponibles se situent entre $+45$ et $+125^\circ\text{C}$ à intervalles de 10°C , c'est-à-dire $+45$, $+55$, ... jusqu'à $+125^\circ\text{C}$. Le composant ne consomme que $400 \mu\text{A}$ pour une tension de service de $3,0 \text{ V}$ à $5,5 \text{ V}$. Il est installé dans un boîtier de transistor pour CMS SOT23.

(014078)

Interrupteur activé par un claquement de mains

024

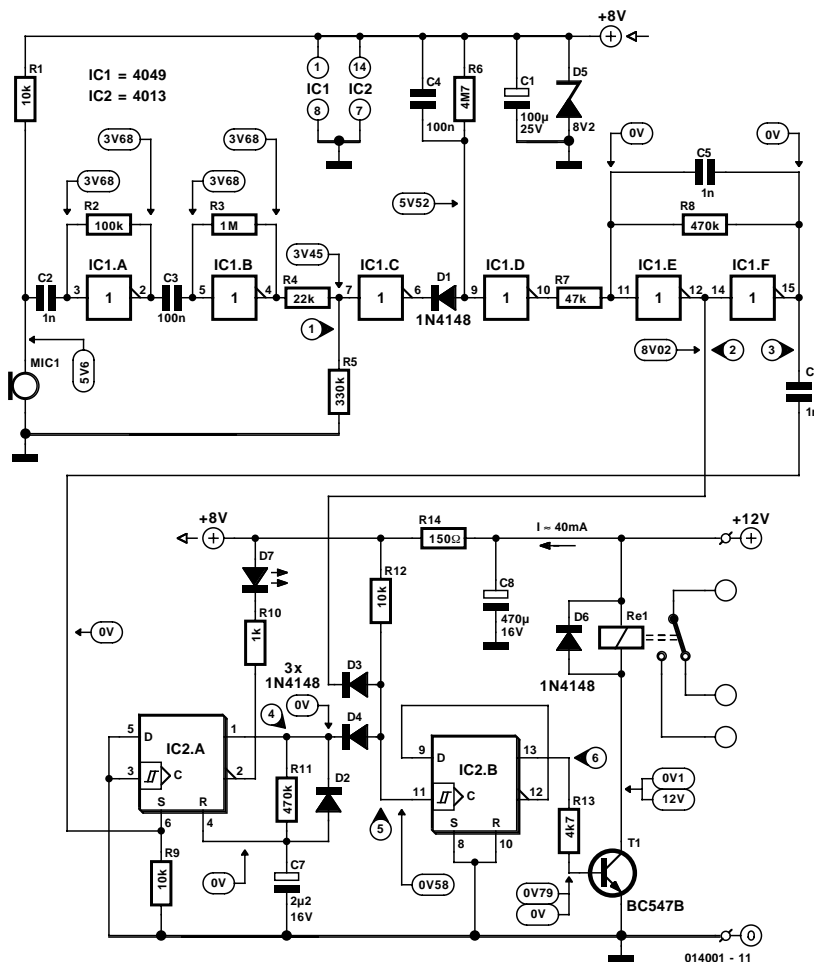
B. Trepak

Ce circuit a été conçu pour répondre aux seuls claquements de deux mains se répétant (relativement) rapidement, et pour ignorer le claquement d'une seule main ou même un claquement continu, ou tout autre son ayant habituellement une fréquence plus faible qu'un claquement de mains. Même ainsi, le système n'est pas à l'abri d'erreurs, mais il devrait convenir à des applications familiales simples comme allumer ou éteindre des lampes.

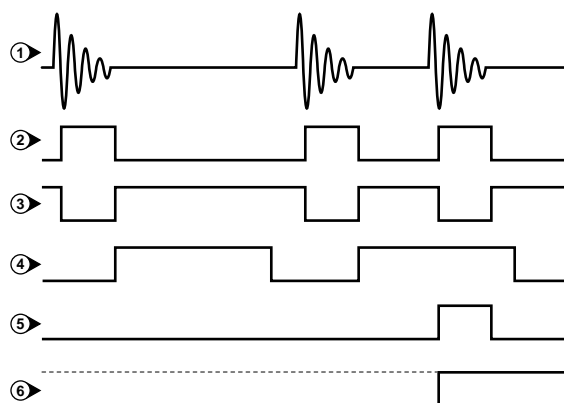
Le diagramme du circuit et le diagramme des temps correspondant sont présentés brièvement pour expliquer le fonctionnement de base du circuit.

Le son recueilli par un microphone à électret est d'abord amplifié à une hauteur adéquate pour le traitement ultérieur. On obtient cette amplification par deux inverseurs d'un circuit intégré 4049, qui est habituellement connu comme un ensemble « inverseur hexadécimal ». En connectant des résistances à haut niveau de rétroaction entre l'entrée et la sortie de chaque inverseur, et en couplant les inverseurs avec un condensateur (C3), on crée un amplificateur analogique primitif mais parfaitement adapté. La valeur du condensateur C2 à l'entrée de l'amplificateur est telle que seuls les sons de plus haute fréquence sont amplifiés. Le signal de sortie de l'amplificateur est « rectangularisé » avant de servir à charger C4 via D1. Les deux inverseurs finaux de l'ensemble 4049, IC1e et IC1f, sont configurés pour fonctionner comme une bascule Schmitt. Le premier inverseur de cette paire produit une impulsion négative chaque fois qu'un son d'une amplitude suffisante est recueilli par le microphone. La durée de cette impulsion est déterminée par la durée du son et les valeurs de C4-R6, qui ont été choisies pour s'assurer que la sortie ne se mette en position haute que lorsque le son s'arrête. L'inverseur final produit une impulsion positive correspondante.

La bordure montante du signal de sortie de la bascule Schmitt est mise en évidence par C6-R9, qui produisent une impulsion devenant positive lors de l'arrêt du son. Ceci déclenche le circuit monostable IC2a construit autour de la moitié d'une double bascule bistable D (*D flip-flop*) du type 4013. Si une seconde impulsion apparaît sur D3 après l'arrêt



de la première, pendant que la sortie du monostable est encore haute, l'entrée de l'horloge du bistable à changement d'état (*toggle*) IC2b se met en position haute, positionnant la sortie Q en position haute et mettant T1 en fonction. En



014001-12

conséquence, le relais Re1 démarre et l'alimentation est connectée, et le restera jusqu'à ce qu'une autre commande par claquement soit reçue (fonction de basculement).

La diode LED D1 est connectée à la sortie \overline{Q} du circuit IC2a, et indique le délai supporté entre les deux claquements successifs.

Le circuit est alimenté dans les meilleures conditions par un adaptateur secteur initialisé pour fournir une tension de sortie de 12 V_{CC} avec 40 mA plus le courant de bobine du relais.

Le microphone est un microphone de type électret (connu aussi sous le nom de « condensateur ») avec un amplificateur interne qui est habituellement fourni sans fil. Le

manche connecté à l'entourage du microphone est en général le terminal négatif.

Lorsque le relais est utilisé pour connecter l'alimentation en provenance du secteur, quelques précautions de sécurité électrique doivent être prises, en particulier le respect des taux de contact du relais spécifiés par le fabricant et une distance minimum de contact de 6 mm entre tous les contacts et les fils transportant la tension du secteur. La résistance de bobine du relais ne doit pas être inférieure à 400 Ω pour éviter la surcharge de T1 et la chute de tension d'alimentation lorsque le relais démarre. Seul le contact travail (*make*) du relais est utilisé.

Si le roi de la jungle n'a pas de prédateur, un accumulateur au lithium-ion craint une trop basse tension, qui réduit son espérance de vie ! Mais on peut lui éviter une mort prématurée grâce au circuit décrit ici. L'idée consiste à débrancher à temps une cellule, dès que sa force électromotrice descend sous une valeur prédéfinie.

La tension au nœud A peut se régler, en choisissant bien R1 et R2, à 3 V, par exemple. Lorsque la tension de l'accumulateur tombe sous le minimum, celle du point A devient inférieure à celle du point B, laquelle peut s'exprimer par la formule :

$$V_B = 1,25 \text{ V} + I * R_4 = 1,37 \text{ V}$$

dans laquelle

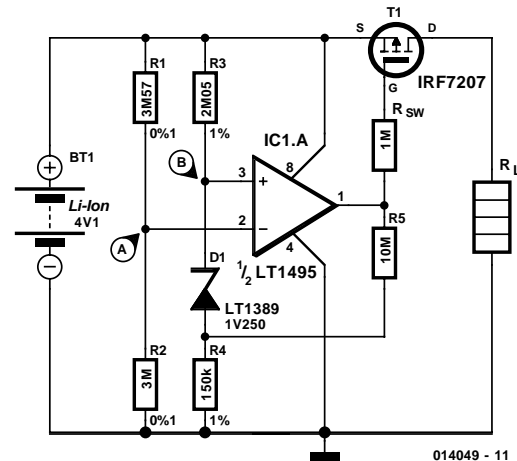
$$I = (V_{\min} - 1,25 \text{ V}) / (R_3 + R_4) = 800 \text{ nA}$$

(V_{\min} = la tension minimum de cellule).

Alors, la sortie de l'amplificateur opérationnel LT1495 passe au niveau haut, ce qui oblige le MOSFET SW1 à bloquer, du coup, la liaison entre l'accu et la charge s'en trouve interrompue.

Il faut alors s'attendre à voir remonter la fém de l'accumulateur, raison pour laquelle R5 crée une certaine hystérésis, question d'empêcher des allers retours intempestifs d'un état à l'autre. Avec la valeur choisie de R5, l'hystérésis se monte à 92 mV. La tension de l'accumulateur doit donc remonter à plus de 3,092 V pour qu'il se trouve à nouveau couplé à la charge. On peut modifier la grandeur de l'hystérésis en changeant la valeur de R5 : si la résistance diminue, l'hystérésis augmente. Il en faut d'autant plus que la résistance interne de l'accumulateur et le courant débité sont élevés.

On comprend mieux l'importance de bien choisir le rap-



port R1/R2 quand on remarque que la tension de commutation influe beaucoup sur la partie utilisable de la capacité de l'accumulateur. Si le seuil se situe trop haut, on ne peut plus obtenir de décharge complète. Avec les valeurs indiquées et tenant compte des tolérances, le niveau de commutation tombera entre 2,988 V et 3,012 V. En pratique, il peut se révéler préférable de prendre pour R1 ou R2 une valeur plus petite et remplacer la différence par un potentiomètre ajustable multitour qui permet un réglage très précis. En outre, on peut alors se contenter de résistances ordinaires à 1 % pour R1 et R2.

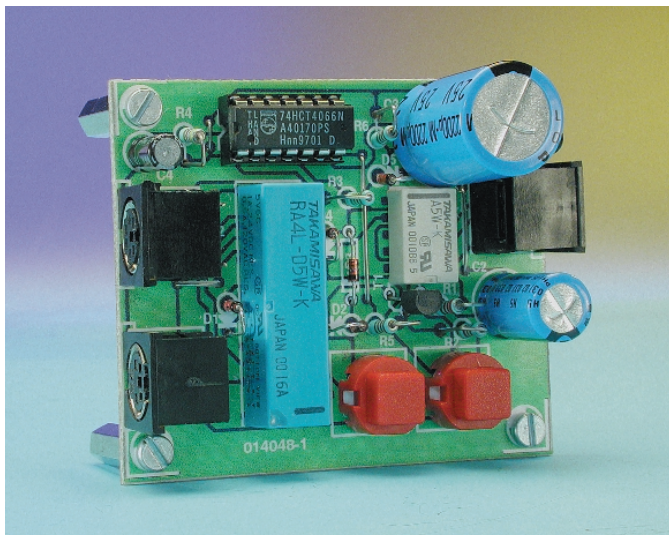
Encore un conseil, pour terminer. Avant de mettre en service le circuit de protection, mieux vaut le contrôler à l'aide d'une alimentation en lieu et place de l'accumulateur ; finalement, c'est lui qu'on désirait protéger !

(014049)

(Linear Technology)

Commutateur clavier/souris

026



Helmut Kraus

L'interface série COM ou PS2 d'un PC n'accepte pas d'être commutée en cours de fonctionnement. Il faut, si l'on veut, par exemple, changer de clavier ou passer d'une table graphique à stylet à une souris, en principe, couper l'ordinateur et le redémarrer. Si l'on ne respecte pas cette règle il se peut fort bien, dans le meilleur des cas, que le nouveau périphérique ne fonctionne tout simplement pas, voire dans le pire des cas que l'on endommage ou le PC

ou le périphérique. Les commutateurs de souris du commerce eux non plus n'y changent rien.

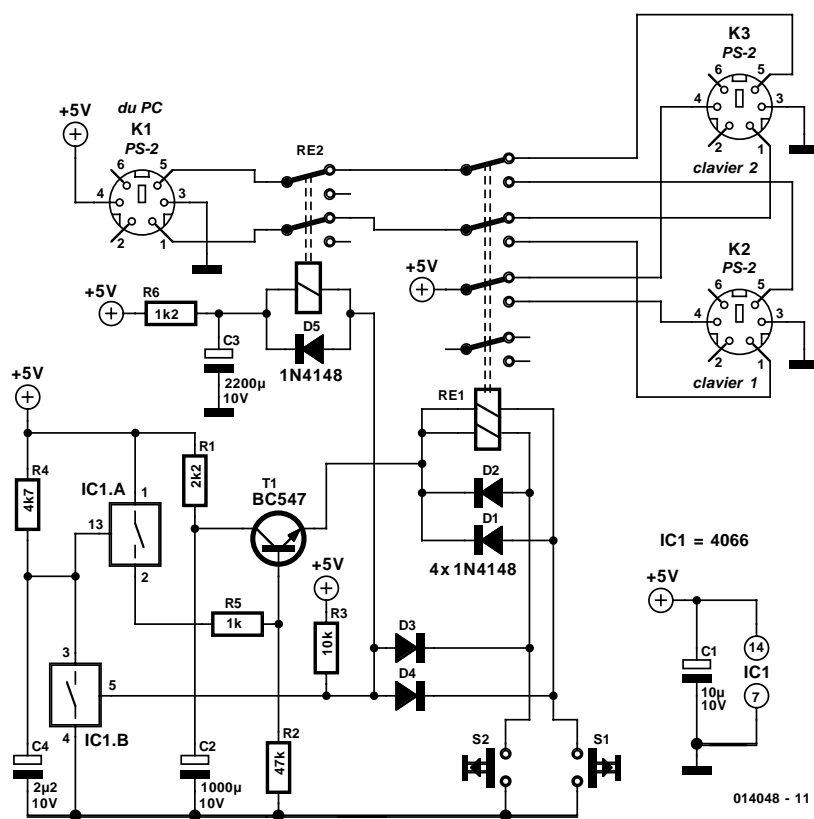
Il faut, pour pouvoir procéder à une commutation sans danger de l'interface série, respecter une succession de processus. Il faut en effet commencer par déconnecter les lignes d'horloge et de données avant de procéder à la commutation de la tension d'alimentation de l'interface. Et ce n'est qu'ensuite que l'on reconnecte les lignes d'horloge et de données. Cette séquence est d'ailleurs également respectée dans le cas de l'interface USB de par la longueur différente des contacts qu'elle comporte.

Il est facile de réaliser cette séquence de commutation à l'aide d'une électronique dont le schéma est donné en **figure 1**. Pour l'instant, le PC est relié à K3 par les contacts repos des relais Re2 et Re1. Une action sur le bouton-poussoir S1 active le relais monostable R22 qui déconnecte immédiatement les lignes d'horloge et de données. Simultanément, on a ouverture de l'interrupteur IC1b de sorte que le condensateur C4 se charge au travers de la résistance R4. Après une temporisation de l'ordre de 0,2 s, la tension présente à l'entrée de commande de IC1a a atteint un niveau suffisant pour entrer la fermeture de cet interrupteur. T1 passe en conduction et transfère partant la tension d'alimentation destinée au relais Re1. Ce relais bistable de Takamisawa (il ne s'agit pas d'un pratiquant de sumo, mais d'une société-fille de Fujitsu) comporte des bobines distinctes pour l'activation et le décollage des 4 inverseurs. Comme le bouton-poussoir est toujours encore actionné, il circule un courant par la bobine reliée au bouton-poussoir de sorte que le relais bascule vers la sortie K2.

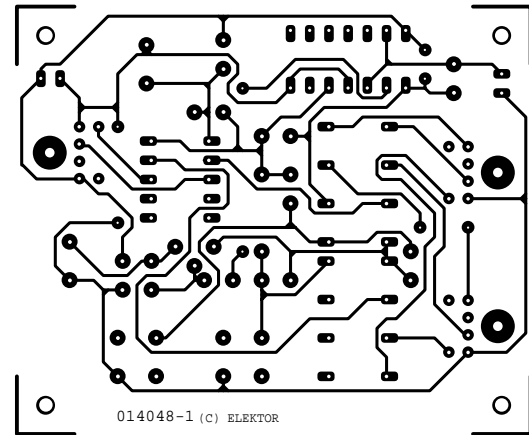
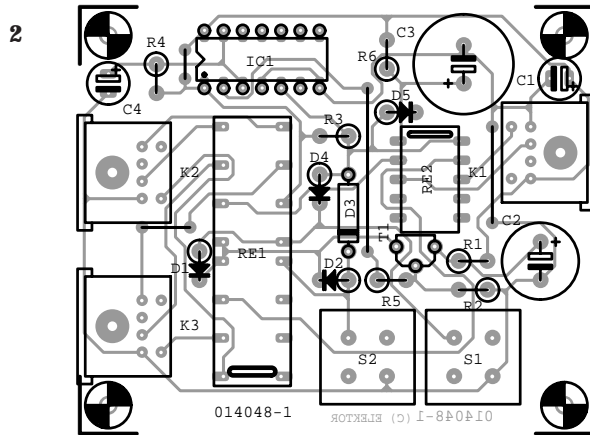
Après relâchement du bouton-poussoir il ne reste plus qu'à reconnecter les lignes d'horloge et de données, ce qui a lieu par le biais de Re2. Il faudra partant actionner le bouton-poussoir pendant une durée minimum d'une demi-seconde (0,5 s) ! Le principe de fonctionnement et le déroulement de la séquence sont bien évidemment les mêmes lorsque l'on bascule, par le biais de S2, vers la sortie K2.

Les relais requièrent, pour leur activation, un courant supérieur à ce que peut fournir l'interface série. Nous avons imaginé une petite astuce électronique pour contourner ce problème : une paire de condensateurs

1



014048 - 11



Liste des composants

Résistances :

R1 = 2k Ω
R2 = 47 k Ω
R3 = 10 k Ω
R4 = 4k Ω
R5 = 1 k Ω
R6 = 1k Ω

Condensateurs :

C1 = 10 μ F/10 V vertical
C2 = 1 000 μ F/10 V vertical
C3 = 2 200 μ F/10 V vertical
C4 = 2 μ F/10 V vertical

Semi-conducteurs :

D1 à D5 = 1N4148

T1 = BC547

IC1 = 4066 ou 74HCT4066

Divers :

RE1 = relais bistable
quadripolaire (Takamisawa
Conrad 502936)

RE2 = relais bistable
bipolaire (Takamisawa
Conrad 504700)

K1 à K3 = embase Mini-DIN
240 ° à 6 contacts
encartable

S1, S2 = bouton-poussoir
tel que, par exemple,
ITT D6-R

électrochimiques de capacité relativement élevée, C2 et C3, se chargent lentement, au travers des résistances-talon R1 et R6, constituant ainsi un réservoir d'énergie de capacité suffisante pour la commande des relais. Le seul inconvénient de cette approche est qu'il faut attendre jusqu'à de

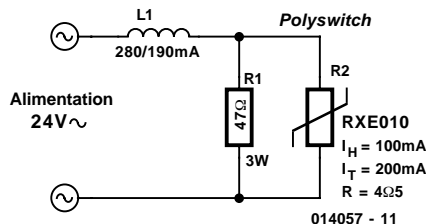
l'ordre d'une demi-minute avant de passer à la commutation suivante, vu que c'est là le temps requis pour disposer d'une énergie suffisante pour l'activation des relais. Cette solution ne draine que quelques milliampères de l'interface sérielle.

L'électronique prend place sur une minuscule platine dont on retrouve le dessin des pistes et l'implantation des composants en **figure 4**. Ces éléments sont téléchargeables depuis le site Internet d'Elektor. Nous avons opté, au niveau des embases K1 à K3, pour des exemplaires de type PS2 sachant que la majorité des ordinateurs modernes utilisent ce type de connexion pour l'interconnexion du clavier et de la souris au PC. Rien n'interdit non plus d'envisager l'utilisation d'embases de type sub-D (utilisé par le passé pour le branchement de la souris à l'interface RS-232), mais cela implique d'effectuer un câblage en l'air des embases de ce commutateur. Le pilote de souris configure l'interface RS-232 de manière à ce que le signal d'horloge passe par la broche 9 et les données par le contact 1. La tension d'alimentation est fournie par la ligne CTS (broche 8), le potentiel de la masse se trouvant lui sur le contact 5.

Polyswitch pour bobine

027

Si les fusibles ont régné en maître la quasi-totalité du siècle dernier, depuis une bonne dizaine d'année la concurrence des fusibles réarmables tels ceux de la série Polyswitch de Raychem s'est faite plus sensible. Ces composants résistifs à coefficient de température positif voient leur résistance ohmique augmenter brutalement sous l'effet d'un accroissement de la température. Ils combinent l'avantage de la protection apportée par un fusible à celui d'une possibilité de réarmement d'un disjoncteur ce qui évite d'avoir à effectuer le remplacement au cas où il aurait été activé.



Les domaines d'application des Polyswitch sont très divers, allant des accus en tout genre aux alimentations en passant

par les petits moteurs, les transformateurs, les solénoïdes et autres enceintes Hi-Fi.

Dans la présente application nous allons utiliser un Polyswitch pour alimenter une bobine de commande en 24 volts alternatifs où elle consomme 280 mA et réduire son courant de maintien à 190 mA. La bobine utilisée ici alimente une électrovanne de marque Hunter, assez répandue dans les installations souterraines d'arrosage automatique, mais la méthode est d'usage général.

Après avoir déterminé expérimentalement, ou par calcul, la résistance à mettre en série, on la shunte par un fusible électronique Polyswitch de valeur appropriée en la mettant, comme l'illustre le schéma, en parallèle sur la résistance-série de la bobine.

Dans notre cas, les composants à utiliser étaient une résistance de $47\ \Omega$ d'une puissance de 3 watts et un Polyswitch RXE 010 dont l'une des caractéristiques techniques est de rester passant pour une intensité inférieure à 100 mA (courant de maintien (Hold) $I_H = 0,1\text{ A}$) et une autre, celle qui nous intéresse ici, de s'ouvrir lorsque cette intensité

dépasse 200 mA (courant de déclenchement (Trip) $I_T = 0,2\text{ A}$). Ce fusible réarmable reste ensuite ouvert jusqu'à la coupure du courant. Avec le dimensionnement proposé ici le Polyswitch met 15 s environ à basculer, ce qui laisse suffisamment le temps à l'armature de la bobine pour venir au travail.

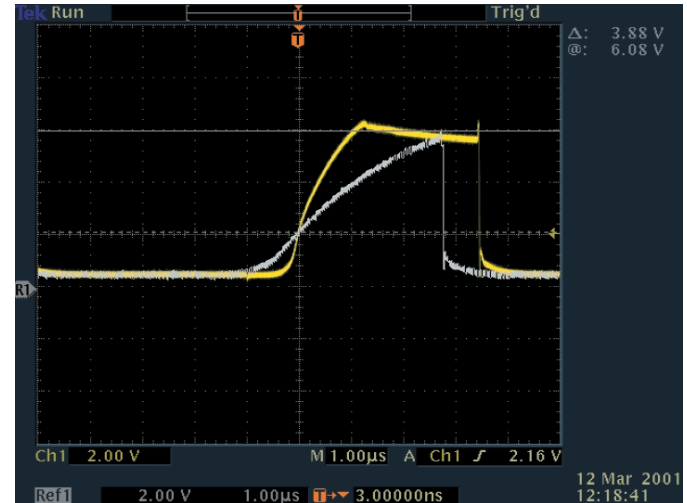
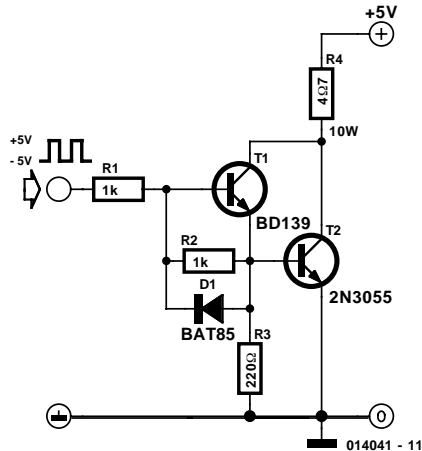
L'auteur a utilisé un RXE 101 ($R = 4,5\ \Omega$) de Raychem. Le MF-R010 de Bourns présente les mêmes caractéristiques. Nous ne pouvons que vous recommander de faire un tour sur le site de de ces fabricants à l'adresse :

www.raychem.com

www.bourns.com

Vous trouverez à cette seconde adresse un panorama complet des produits de leur catalogue. Si vous voulez vous contenter d'en savoir plus sur les membres de la famille Polyswitch utilisée ici vous pourrez aller directement à l'adresse : www.bourns.com/pdf/MFR.pdf.

Notez que vous trouverez une autre application de Polyswitch dans ce numéro, intitulée elle « Sécurité thermique à Polyswitch ».



Le Darlington est une petite bête bien pratique qui offre un gain élevé à souhait. Mais comme se plaisait à le répéter le géographe du Petit Prince, rien n'est parfait : il est plus lent qu'un transistor simple, surtout quand les deux résistances base-émetteur ont une valeur élevée, puisque la charge de la base s'évacue plus difficilement. Les seuls chemins possibles sont la jonction base-émetteur ou la résistance relativement élevée de base à émetteur (R2). Sur un Darlington à trois pattes, construit comme tel, il n'y a rien à faire, mais sur ceux que l'on assemble soi-même, les deux bases restent accessibles et une petite intervention y

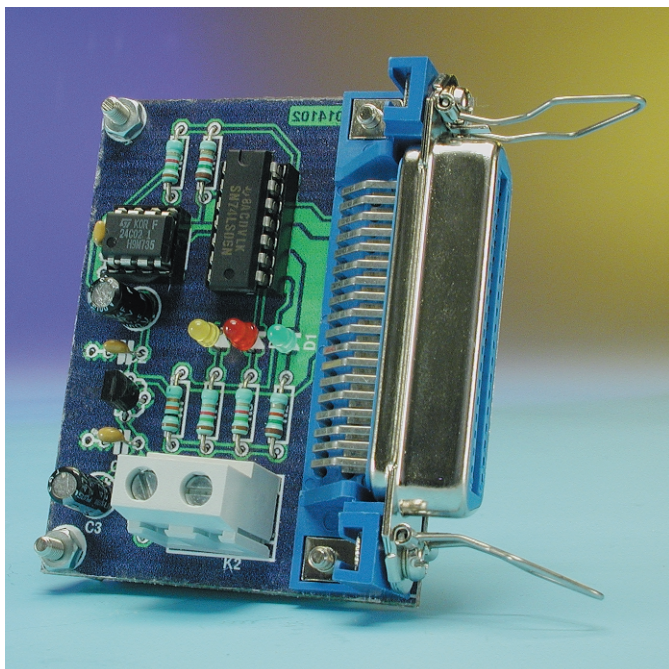
est toujours possible. Elle consiste à ajouter (D1) une diode (Schottky) dans le sens bloquant sur la jonction base-émetteur. Elle peut faire gagner un temps considérable au moment du blocage du montage Darlington. La différence, on peut l'apprécier sur la copie d'écran d'oscilloscope, avec une onde carrée de 113 kHz, avant et après l'adjonction de la diode.

Précisons toutefois que le « truc de la diode », ça ne marche vraiment que si l'on peut amener la tension d'entrée dans le négatif en référence à la masse.

(014041)

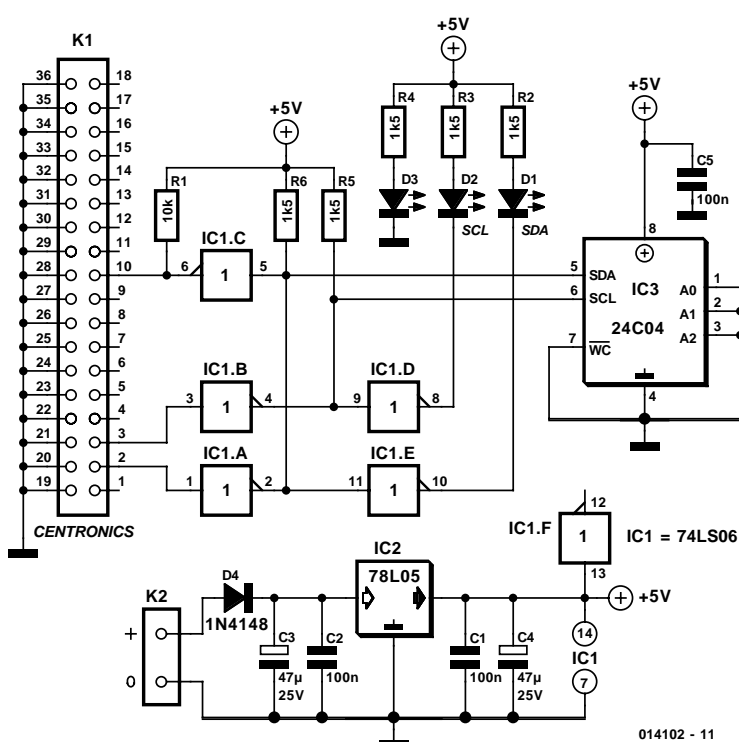
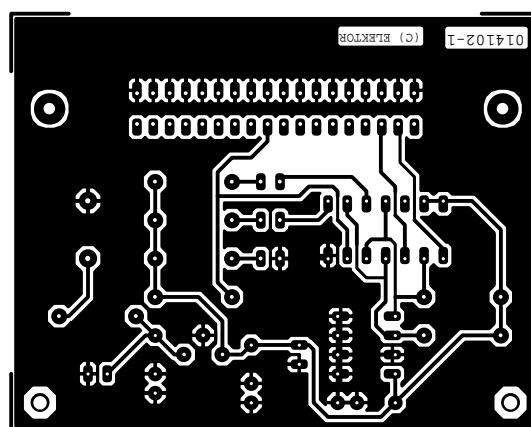
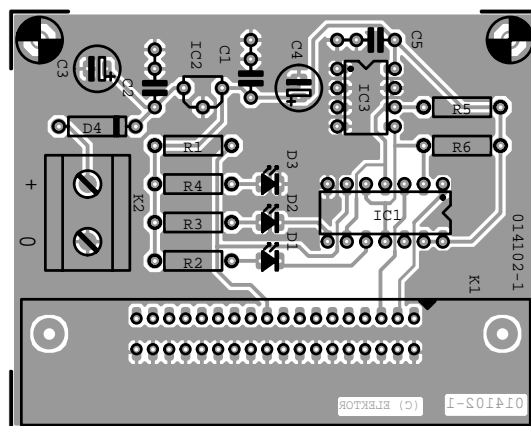
Rien de plus qu'un nouveau programmeur d'EEPROM

029



Reinhardt Weber

Dans le numéro double de l'an de grâce 1998 nous vous avons proposé un programmeur pour les microcontrôleurs du type PIC16C84 qui venait se connecter au port parallèle du PC et qui utilisait, pour travailler, un logiciel



shareware célèbre s'il en est, le **PIP-02** de Silicon Studio associé à un pilote spécifique de Dave Tait. PIP-02 est en mesure de programmer non seulement des PIC mais également des EEPROM à interface I²C.

Cette possibilité existerait elle aussi avec le matériel présenté à l'époque, mais le montage dont on retrouve le schéma en **figure 1** a l'avantage de placer le composant à programmer directement sur la platine. Cette approche permet d'éliminer la broche destinée à la tension de programmation spéciale dont l'EEPROM n'a naturellement pas besoin.

Il ne reste en fait plus guère que le sextuple inverseur à sorties en collecteur ouvert du type 74LS06 chargé de tamponner la ligne d'horloge sérieuse SCL (*Serial CLock*) et de transférer ce signal à la broche correspondante de l'EEPROM. La ligne de données sérieuse (SDA = *Serial Data*) est (à l'inverse de la ligne d'horloge) bidirectionnelle. Ceci explique la présence de 2 tampons distincts, IC1b sur le

Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 k Ω

R2 à R6 = 1k Ω 5

Condensateurs :

C1,C2,C5 = 100 nF

C3 = 47 μ F/25 V

C4 = 4 μ F7/25 V

Semi-conducteurs :

D1 = LED verte faible
courant

D2 = LED rouge faible

courant

D3 = LED jaune faible

courant

D4 = 1N4148

IC1 = 74LS06

IC2 = 78L05

IC3 = support DIL à
8 broches (tulipe)

Divers :

K1 = embase Centronics
encartable en équerre

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

trajet PC vers EEPROM et IC1c dans le sens inverse.

Comme il nous a semblé que la réalisation d'un circuit imprimé (**figure 2**) pour n'y implanter qu'une paire de circuits intégrés et une embase ne se justifiait pas, nous l'avons doté d'un rien d'électronique additionnelle. 2 des inverseurs disponibles du LS06 ont été mis à contribution;

par leur prise dans les 2 lignes de bus ils servent à piloter chacun une LED qui permettent, ensemble, de suivre le processus de programmation. Une troisième LED a été couplée à la tension d'alimentation servant ainsi d'organe de signalisation. Nous avons, pour finir, réalisé, par la mise en place de IC2 et des condensateurs connexes, une régulation de courant de sorte qu'il suffit de connecter au bornier K2 un adaptateur fournissant 9 V pour que le programmeur soit prêt à l'emploi. Vous ne courrez pas le moindre risque en vous trompant dans la polarité de la tension que vous y appliquez : en effet, la diode D4 protège l'électronique (et le PC également) contre tout risque de dommage dans ce cas-là.

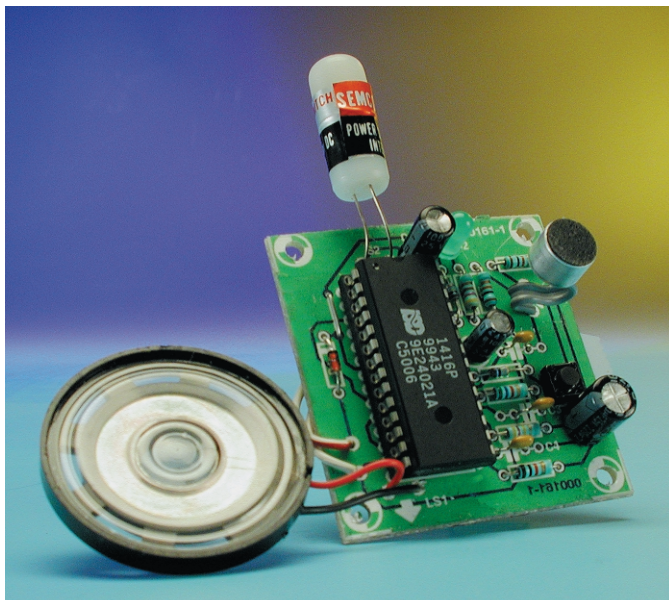
Le logiciel *PIP-02* associé au pilote *dtait.exe* (le tout dénommé PIP02.ZIP) est disponible sur le site Internet de Dave Tait, un site très informatif sis à l'adresse :

<http://www.thepicarchive.cwc.net/dtpa/links.html>.

Ce logiciel est totalement gratuit. Signalons au passage que le lien vers Silicon Studio ne marche plus; le logiciel (et bien d'autres choses encore) est archivé sur le site de Dave.

Mémoire vocale intégrée

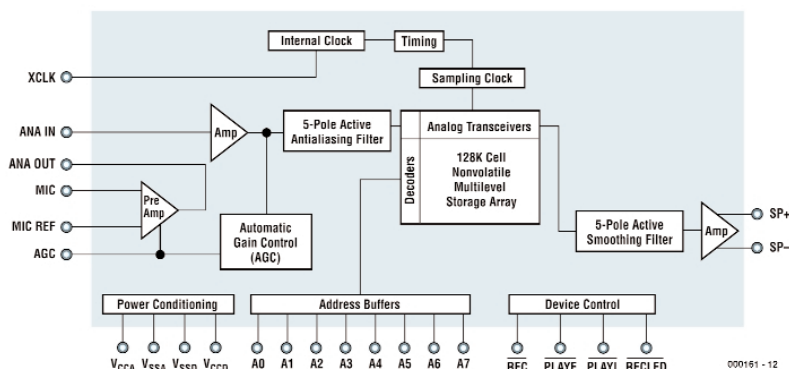
031



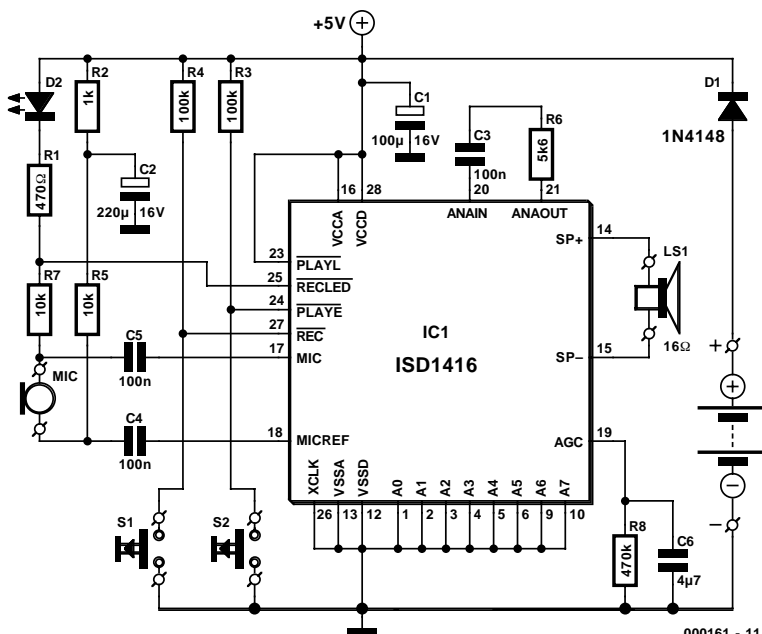
Caractéristiques du ISD1416

- Qualité d'enregistrement et de reproduction élevée
- Capacité de mémorisation de 16 s
- Pilotage de la reproduction par flanc ou niveau (possibilité de commande par touche)
- Mise hors-fonction automatique (Power down)
- Consommation en mode Power down : 1 μ A environ
- Mémorisation ne requérant pas de tension
- Durée de mémorisation typique de 100 ans
- Nombre typique de cycles d'enregistrement : 100 000
- Génération d'horloge « on chip »
- Plage des tensions d'alimentation : de 4,5 à 6,5 V

1 ISD1400 SERIES BLOCK DIAGRAM



2



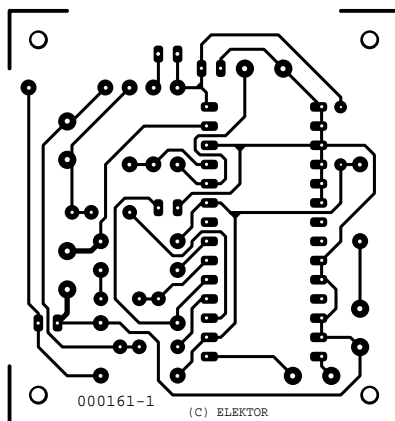
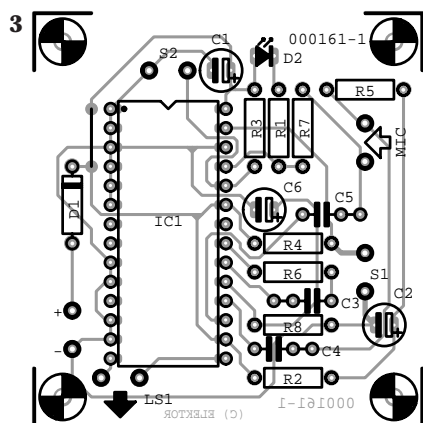
Les mémoires vocales intégrées permettent de réaliser des applications extrêmement intéressantes. L'auteur utilise le montage décrit ici dans sa toilette pour rappeler à un « je fais pipi debout » en devenir de bien vouloir s'asseoir sur la toilette. Un détecteur (à interrupteur au mercure) détecte un positionnement à la verticale de la lunette et active le circuit de paroles (disposé ailleurs). Le « maître de maison » pourra choisir à loisir le texte qu'il aimerait entendre reproduit.

Le coeur du circuit est un circuit de parole de ISD (*Integrated Storage Devices* qui fait actuellement partie de la société américaine Winbond) que l'on retrouve dans nombre de répondeurs téléphoniques et dans l'horloge Voice Memo de Braun. On pourra télécharger la fiche de caractéristiques de 3 pages

(...1400 1.pdf, 1400 2.pdf, 1400 3.pdf) depuis le site de Winbond sis à l'adresse :

www.winbond-usa.com/products/isd_products/chipcorder/datasheets/1400/1400_1.pdf

Le synoptique de la **figure 1** montre que le ISD1416 intègre la totalité de l'électronique requise pour l'enregistrement et la reproduction de paroles ou de musique. On y découvre même un préamplificateur



Liste des composants

Résistances :

R1 = 470 Ω
 R2 = 100 k Ω
 R3, R4 = 100 k Ω
 R5, R7 = 10 k Ω
 R6 = 5 k Ω
 R8 = 470 k Ω

Condensateurs :

C1 = 100 μ F/16 V vertical
 C2 = 220 μ F/16 V vertical
 C3 à C5 = 100 nF
 C6 = 4 μ F/16 V vertical

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
 D2 = LED à haut rendement
 IC1 = ISD1416 (Conrad RFA 164984)

Divers :

S1 = bouton-poussoir à contact travail
 S2 = bouton-poussoir à contact travail ou détecteur d'inclinaison (Conrad RFA R700444) ou photodiode (BPW34)
 Mi1 = microphone à électret tel que, par exemple, Conrad RFA 302155
 PC1, PC2 = picot
 LS1 = haut-parleur 16 Ω

pour micro à entrées différentielles quasiment autonome. Un dispositif de commande de gain automatique (CAG dite AGC pour *Automatic Gain Control* en anglais) évite toute surmodulation. Le réseau RC R8/C6 détermine le fonctionnement chronologique de la CAG.

C3 et R6 font subir un filtrage au signal de micro amplifié; le signal traverse ensuite un filtre anti-repliement (*anti-aliasing*) monté en aval d'un amplificateur Ligne à 5 broches, avant d'être échantillonné à une fréquence de 8 kHz. Une source de signal d'horloge interne se charge de la chronologie du convertisseur analogique/numérique (CAN), mais rien n'interdit non plus d'envisager l'utilisation d'une source de signal d'horloge externe.

Les échantillons sont stockés dans une matrice d'EEPROM non-volatile de 128 k, taille mémoire qui se traduit, dit Adam Riese, par une durée d'enregistrement maximale de 16 s. Winbond propose des circuits de mémoire de parole intégrés permettant un enregistrement pouvant aller jusqu'à 2 mn. Il est intéressant de savoir que les échantillons ne sont pas stockés sous forme purement numérique mais également sous la forme de valeurs de tension quasi-analogiques pouvant prendre, pour chaque cellule de mémoire, un niveau parmi 256.

Cette technique permet, à une fréquence d'échantillonnage donnée, d'atteindre une densité de mémoire sensiblement supérieure à ce que permettent les techniques de mémori-

sation numériques classiques. Elle a l'avantage additionnel de garantir une bonne qualité de la parole.

L'écriture dans la matrice en EEPROM peut se faire d'un seul trait; mais il est également possible de subdiviser la mémoire en plusieurs segments dans lesquels on pourra enregistrer plusieurs messages distincts en vue de leur reproduction circonstanciée. Les entrées A0 à A7 servent au paramétrage de la configuration et à l'adressage de la mémoire.

Le circuit intégré comporte 4 broches de commande : une entrée pilotée par flanc, une autre pilotée par niveau, une entrée d'enregistrement et une sortie qui se trouve forcée à la masse en cours d'enregistrement. La sortie active le micro et commande l'allumage d'une LED.

Lors de la reproduction on a activation d'un filtre de lissage à 5 pôles qui termine un amplificateur de sortie à sorties symétriques. Il est possible, comme nous l'apprend un coup d'oeil au schéma de la

figure 2, de connecter directement à

ces sorties un haut-parleur 16 Ω dont la qualité joue un rôle important quant à la qualité de reproduction de l'enregistrement. Le nombre des composants externes additionnels requis par le ISD1416 est minime. Le microphone à électret est connecté symétriquement par le biais d'une paire de condensateurs de couplage; il n'est actif que lors d'un enregistrement lorsque la broche RECLEd se trouve forcée à la masse. Ce n'est que dans ces conditions que la LED peut s'allumer.

L'entrée d'enregistrement est commandée par le biais d'un contact de touche, la reproduction pouvant l'être par un interrupteur (de proximité), un bouton-poussoir voire une photodiode. Comme on utilise l'entrée de reproduction pilotée par flanc, il n'est pas possible de stopper une reproduction démarrée. On pourrait utiliser une photodiode (BPW34) en parallèle sur la touche ou l'interrupteur voire à sa place. On pourrait par exemple la camoufler au centre d'une cible. Ainsi, si un tireur de litres la touche à l'aide d'un faisceau laser il se voit couvert de compliments quant à sa précision. Les applications potentielles sont légion...

On pourra utiliser le dessin de platine représenté en **figure 3** (il vous faudra graver le circuit imprimé par vos propres moyens) pour la réalisation de ce montage. Le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants sont disponibles au téléchargement sur le site Internet d'Elektor. Vu la faible complexité de l'électro-

nique connexe requise par le ISD1416, rien ne vous interdit d'envisager la réalisation de ce montage sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles.

La consommation de courant en cours de reproduction est de l'ordre de 25 mA. Une fois cette opération terminée, le

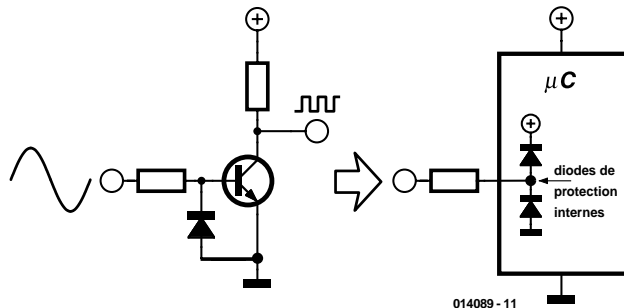
circuit intégré passe en mode d'économies d'énergie (Power down), ce qui abaisse la consommation à quelque 90 μ A, valeur qui devrait donner une durée de vie très appréciable à la paire de piles au lithium (du type CR2032) utilisées ici.

Passage par zéro des microcontrôleurs

032

Les commandes d'éclairage ou les applications basées sur une minuterie dans lesquelles la fréquence du secteur est requise comme paramètre dans le traitement effectué par le microcontrôleur comportent souvent un étage à transistor qui produit, à partir de la tension de réseau transformée (abaissée), un signal rectangulaire de 50 Hz destiné au microcontrôleur. Cet étage est habituellement superflu dans les microcontrôleurs modernes si un des ports d'entrée est commuté comme un trigger de Schmitt. Le seul composant supplémentaire est une résistance limitant le courant du port à une valeur sûre selon la fiche de caractéristiques. Le trigger de Schmitt permet au logiciel de reconnaître le flanc avec fiabilité.

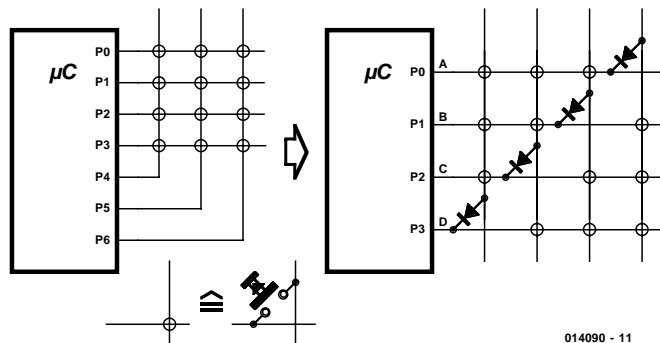
(014089)



Interrogation de touches avec peu de lignes

033

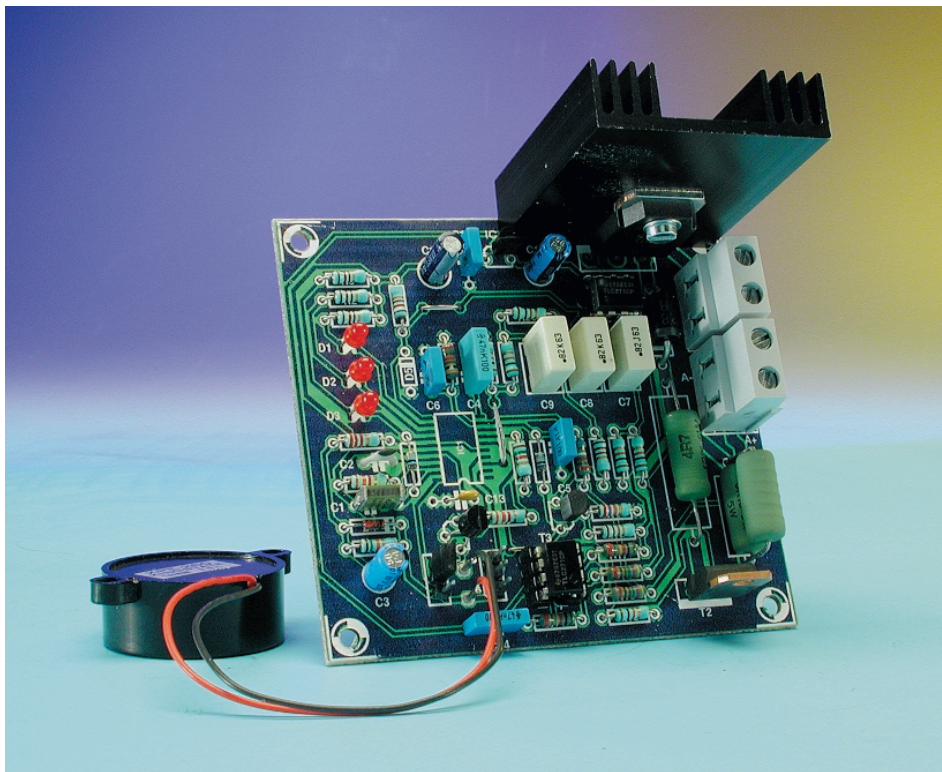
Lorsque le nombre de touches connectée à un microcontrôleur dépasse un certain nombre, elles ne sont plus raccordées directement mais selon ce que l'on appelle une matrice. Le nombre de broches de port nécessaire pour 12 touches sera par exemple réduit à 7. Le logiciel balaie les rangées et les colonnes pour détecter la touche activée. Mais si, comme c'est souvent le cas, le microcontrôleur disponible est si petit qu'il ne comporte que très peu de ports, même l'amélioration apportée par la matrice ne suffit pas. Une astuce permet de résoudre le même problème avec seulement 4 ports. Il faut utiliser 4 diodes supplémentaires et pouvoir commuter par logiciel les broches de l'entrée sur la sortie. On associe 4 lignes de colonnes 1 à 4 aux 4 lignes de rangées A, B, C et D connectées au microcontrôleur et chaque rangée est connectée à une colonne par une diode (1N4148). Pressons une touche ; cet état est reconnu par le logiciel : une tension est appliquée successivement à chaque rangée et l'état du reste des ports



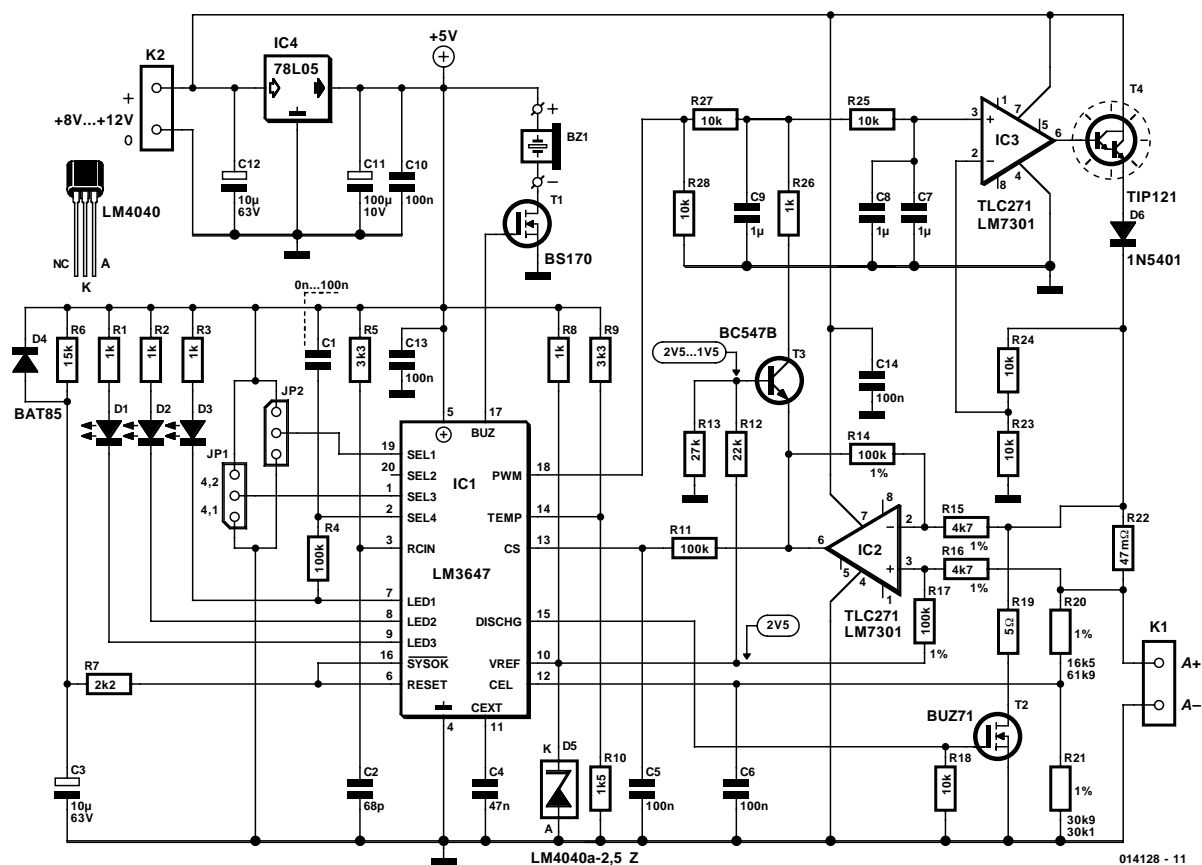
commutés comme entrées est observé. Grâce à la présence des diodes, un changement de niveau ne sera détecté qu'à une entrée dépendante de la touche pressée ; le logiciel peut alors effectuer l'action requise.

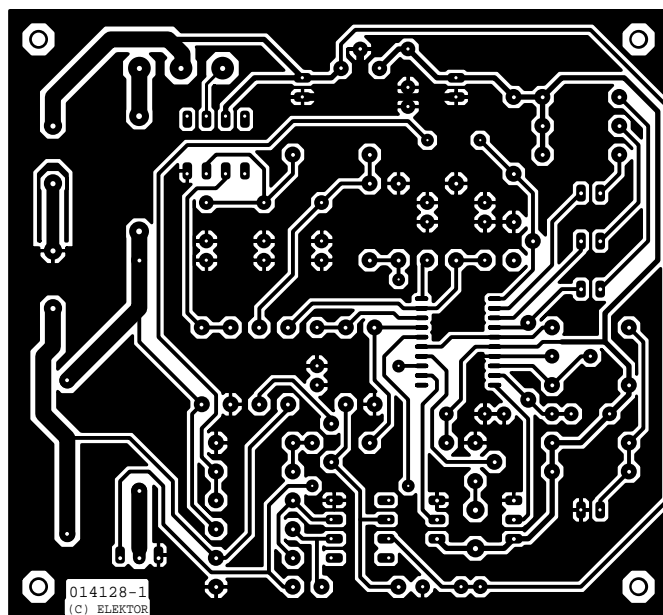
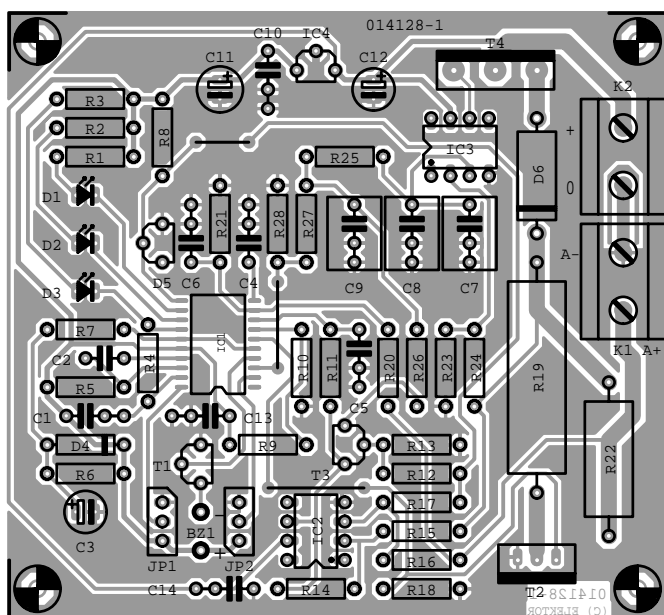
(014090)

Chargeur pour accu Li-ion modèle 0314



Il existe sur le marché différents circuits intégrés ayant été spécialement développés pour la charge d'accus Li-ion (lithium-ion). Le LM3647 de National Semiconductor est l'un d'entre eux. Son fabricant décrit ce concentré d'électronique astucieuse à 20 broches comme un « contrôleur de charge universel » utilisable tant pour les accus CdNi, NiMH (**N**ickel **M**étal **H**ydrure) que pour les Li-ion. Ce circuit intégré peut travailler, au choix, à un courant de charge constant ou pulsé et connaît également une fonction de « décharge avant recharge ». Tout au long du processus de charge, le LM3647 surveille la tension de la cellule, le temps écoulé et (si on le désire) la température. Dès le moindre risque de problème induit par l'un de ces facteurs, le courant de charge est purement et simplement coupé.





Liste des composants

Résistances :

R1 à R3, R8, R26 = 1 k Ω
 R4, R11 = 100 k Ω
 R5, R9 = 3 k Ω
 R6 = 15 k Ω
 R7 = 2 k Ω
 R10 = 1 k Ω
 R12 = 22 k Ω
 R13 = 27 k Ω
 R14, R17 = 100 k Ω /1%
 R15, R16 = 4 k Ω /1%
 R18, R23 à R25, R27, R28 =

10 k Ω
 R19 = 5 Ω /10 W
 R20 = 16 k Ω /1%
 (61 k Ω /1%)
 R21 = 30 k Ω /1%
 (30 k Ω /1%)
 R22 = 0 Ω /5 W

Condensateurs :

C1 = 0 à 100 nF (22 nF)
 C2 = 68 pF
 C3, C12 = 10 μ F/63 V radial
 C4 = 47 nF
 C5, C6, C10, C13, C14 =

100 nF
 C7 à C9 = 1 μ F MKT
 C11 = 100 μ F/10 V radial

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = LED à haut rendement
 D4 = BAT85
 D5 = LM4040a-2,5 Z
 D6 = 1N5401/SB530
 T1 = BS170
 T2 = BUZ71/BUZ 11
 T3 = BC547B
 T4 = TIP121/TIP142

IC1 = LM3647 IM (National Semiconductor)
 IC2, IC3 = LM7301 / TLC271
 IC4 = 78L05

Divers :

JP1, JP2 = embase autosécable à 3 contacts + cavalier
 K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
 BZ1 = résonateur piézo-électrique 6 V
 radiateur pour T4 : tel que, par exemple, SK59 (Fischer)

L'électronique proposée dans le présent article n'est utilisable qu'avec des accu Li-ion. Il n'a pas non plus été fait appel à la fonction de décharge pour la simple et bonne raison que cela n'est pas nécessaire avec les accu Li-ion. Il est prudent, avant de vous laisser emporter par votre enthousiasme, et de vous lancer dans la réalisation de ce montage, de vérifier qu'il est possible de trouver une source à la pièce de ce composant sachant que nous avons travaillé nous-mêmes avec des échantillons qui nous avaient été envoyés directement par le fabricant. Il nous faut en outre nous résoudre à une description sommaire du circuit intégré et à un montage pratique reposant sur la note d'application de ce composant. Nous recommandons partant instamment à ceux d'entre nos lecteurs qui envisagent de réaliser ce montage, de télécharger sur le site Internet de National Semiconductor (www.national.com) la fiche de caractéristiques et le document qu'ils ont appelé « *reference design user's manual* », cette documentation technique offrant une information additionnelle très intéressante.

Signalons à l'intention de nos lecteurs n'ayant que peu d'atomes crochus avec des circuits intégrés on ne peut

plus récents et/ou avec les techniques de charge complexes qu'il y a moyen de faire plus simple. Cette seconde solution, baptisée, on s'en serait douté, « chargeur Li-ion Mark II », proposé dans ce même numéro, montre comment procéder au chargement d'accu Li-ion sans avoir besoin de circuit intégré spécial.

Un rapide résumé du fonctionnement de l'électronique du présent schéma : on applique au bornier K2 une tension d'entrée fournie par une alimentation de caractéristiques adéquates, le bornier K2 se voyant connecté à l'accu Li-ion à charger. Le circuit de gestion, IC1, est en mesure de détecter la connexion d'un accu au chargeur, processus à la suite duquel il lance une phase de test au cours de laquelle il effectue une charge à 20% (facteur 0,2) du courant de charge maximal. Si la tension aux bornes de l'accu reste trop faible, le contrôleur en déduit que l'accumulateur est défectueux; il signale une condition d'erreur par le biais des LED que comporte le montage. Si, au cours de cette phase de test, la tension aux bornes de l'accu augmente plus que prévu, il en déduit que les accu ont retrouvé leur pleine charge et les choses en restent là.

Si la tension de l'accu se situe à l'intérieur du domaine

Tableau 1. Messages fournis par l'interface utilisateur

État	LED3	LED2	LED1	Bz1
Absence d'accu	Éteinte	Éteinte	Éteinte	Muet
Nouvel accu/ test thermique	Clignotement rapide	Éteinte	Éteinte	Bip court
Phase de test	Clignotement rapide	Éteinte	Éteinte	Muet
Phase de charge 1	Allumée	Clignotement lent	Éteinte	Muet
Phase de charge 2	Allumée	Clignotement rapide	Éteinte	Muet
Charge d'entretien	Allumée	Éteinte	Allumée	Bip long
Problème thermique	Clignotement double	Éteinte	Allumée	Bip court
Erreur	Clignotement rapide	Éteinte	Clignotement rapide	Bip court

comment IC1 augmente prudemment la largeur d'impulsion de son signal de sortie jusqu'à ce que la tension ait atteint un niveau suffisant pour qu'il y ait circulation d'un courant à travers l'accu. L'intensité de ce courant est mesurée à l'aide de la résistance R22. IC2 amplifie la chute de tension aux bornes de R22 avant d'appliquer ce signal à l'entrée CS de IC1. On a, simultanément, mesure de la tension de sortie par le biais de la paire R20/R21 et de l'entrée CEL. Le circuit intégré de gestion dispose ainsi de tous les éléments lui permettant de charger l'accu en toute sécurité.

Le circuit intégré dispose en

Tableau 2. Limitation de durée de charge

R4	C1	Phase de charge 1	Phase de charge 2	Courant de charge
100 kΩ	0 nF	50 mn	75 mn	3,2 C
100 kΩ	10 nF	70 mn	100 mn	2,4 C
100 kΩ	15 nF	110 mn	160 mn	1,4 C
100 kΩ	22 nF	130 mn	190 mn	1,2 C
100 kΩ	33 nF	170 mn	260 mn	0,9 C
100 kΩ	47 nF	220 mn	330 mn	0,7 C
100 kΩ	68 nF	300 mn	450 mn	0,5 C
100 kΩ	100 nF	360 mn	540 mn	0,4 C

défini par les 2 limites données plus haut, on aura, après écoulement d'une certaine temporisation (qui pourra aller de quelques dizaines de seconde à plusieurs minutes), charge au courant de charge maximal : c'est la phase de charge 1. Cette charge se poursuit jusqu'à ce que soit atteinte la tension d'accu maximale; on a alors diminution du courant de charge jusqu'à ce que l'on ait une tension d'accu constante (phase de charge 2). Lorsque le courant est tombé à 20% du courant de charge maximal, il est supposé que l'accu est plein. Le **tableau 1** récapitule l'ensemble de ces différents états.

La seule fonction du contrôleur est en fait de réguler la tension de charge par le biais de sa sortie MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion = PWM pour *Pulse Width Modulation*), sa broche 18. Après intégration (prise de la moyenne) du signal MLI ce dernier est appliqué à IC3. Ce circuit intégré a pour fonction de faire en sorte que la tension présente au point nodal D6/R22 corresponde au signal MLI. On pourra voir, en s'aidant d'un oscilloscope,

outre d'une protection additionnelle sous la forme d'une mise hors-fonction chronométrée dont l'instant d'entrée en fonction dépend de la valeur données au condensateur C1 (cf. le **tableau 2**).

Il est en outre possible de procéder à une surveillance thermique de l'accu. Dans ce cas-là, la résistance R9 est remplacée par une NTC (résistance à coefficient de température négatif) qui sera montée dans le porte-accu. Nous vous renvoyons, pour de plus amples informations à ce sujet, à l'information fournie par le fabricant aux sources mentionnées plus haut.

De par l'existence d'un dessin de platine dont on retrouve ici la sérigraphie de l'implantation des composants et le dessin des pistes, la construction de ce chargeur ne devrait pas poser de problème. Permettez-nous cependant de faire quelques remarques d'ordre pratique.

Comme nous le disions plus haut, le bornier K1 reçoit l'accu, le second, K2, étant relié à la tension d'alimentation. Cette dernière doit avoir une valeur minimum de 8 V lorsque l'on envisage de charger une cellule et de 12 V au moins pour la charge de 2 cellules; il va sans dire que l'alimentation concernée doit être en mesure de fournir le courant de charge requis. Le transistor-série T4 doit dissiper une puissance importante ce qui implique qu'il faudra le doter d'un radiateur.

Les picots repérés « Bz1 » disposés à proximité de T1 sont prévus pour être reliés aux contacts d'un résonateur piézo-électrique actif. Il n'est pas nécessaire d'implanter les composants R19, T2 et R18, sachant qu'ils ne sont pas requis en mode « Li-ion ». National Semiconductor ayant prévu ces composants dans leur note d'application, ils ont été prévus à tort sur la platine. Attention également au dimensionnement du condensateur de l'oscillateur, C2; sa valeur doit bien être de 68 pF et non pas de 8pF2 comme l'indique le fabricant.

L'implantation au niveau de l'embase JP1 d'un cavalier vers

la masse sert à identifier le chargement de cellules de tension nominale de 3,6 V, la mise de ce même cavalier au plus servant à indiquer qu'il s'agit de cellules de 3,7 V. Si l'on implante, au niveau de l'embase JP2, un cavalier vers la masse, cela se traduit par la circulation, en permanence, d'une faible charge d'entretien, le contrôleur passant automatiquement en charge lorsque la tension aux bornes de l'accu est tombée à une valeur trop faible.

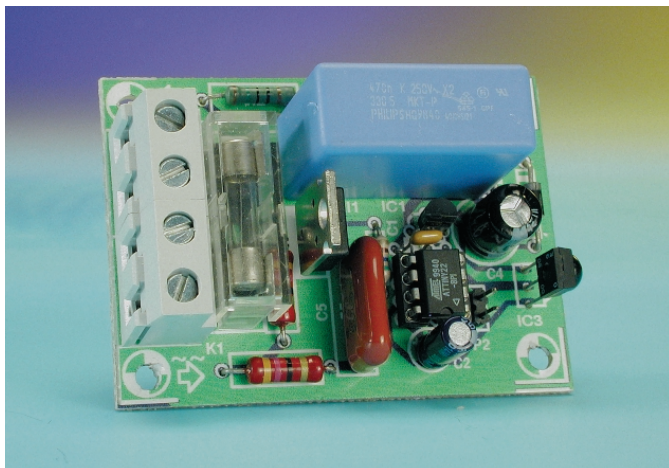
Lorsque l'on envisage de charger une cellule on donnera aux résistances R20 et R21 une valeur de 16k Ω 5 et 30k Ω 9 respectivement, ces valeurs passant à 61k Ω 9 et 30k Ω 1 lorsque l'on veut charger 2 cellules prises en série. Avec le dimensionnement donné, le courant de charge maximal est de l'ordre de 1 A (50 mV aux bornes de R22). Comme

le montre la photo, nous avons pris, pour R22, une paire de résistances de 0 Ω 1 montées en parallèle pour la simple et bonne raison que nous ne sommes pas arrivés à mettre la main sur une résistance de 0 Ω 05. On pourra définir d'autres courants par modification de la valeur de R22.

Terminons par une remarque importante : vérifiez en cours de charge que la tension de sortie maximale n'est pas dépassée. La tension ne doit en aucun cas dépasser 4,1 (4,2 V) par cellule. Il faudra, si cette situation menace de se concrétiser, adapter les valeurs de la paire R20/R21. En cas de dépassement de la limite mentionnée, il existe un risque réel d'explosion de l'accu; il est donc important **d'être particulièrement vigilant sur ce point !**

Télécommande RC5

036



J. van Bortel

Le montage faisant l'objet de cet article permet la mise en et hors-fonction, à l'aide de n'importe quelle télécommande, de lampes et autres charges électriques. Le bouton AB utilisé peut être librement programmé pour n'importe quel code RC5 y compris l'adresse (TV1, TV2, VCR1, etc.). L'adresse par défaut est « KTV1 code 4 ».

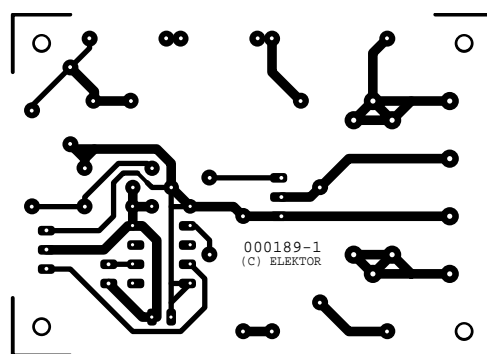
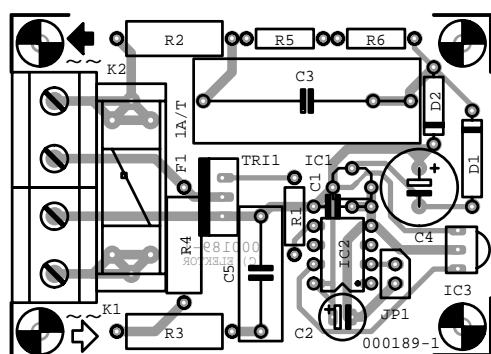
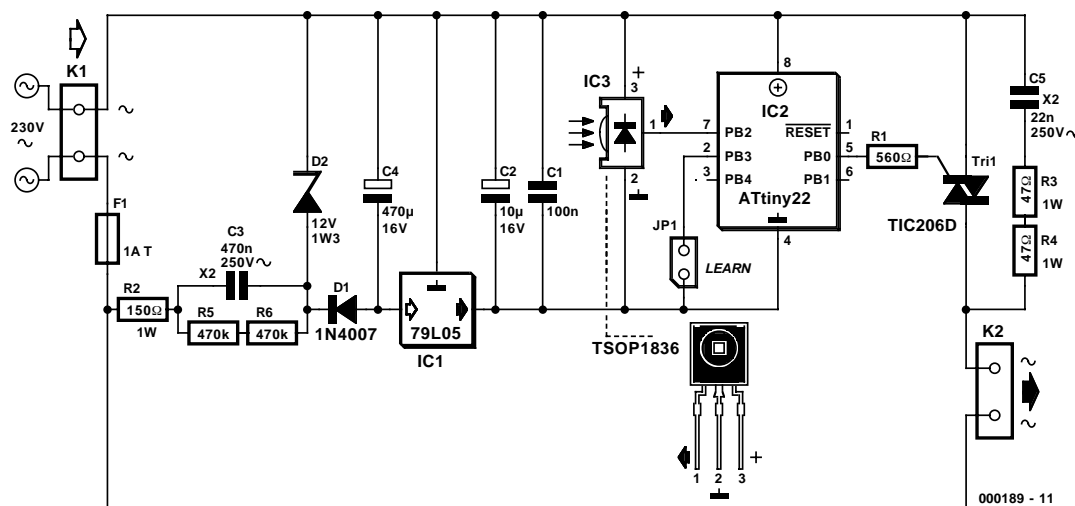
Comme le trahit le schéma, l'électronique mise en oeuvre

est extrêmement simple et la recette se résume en fait à la combinaison de 4 ingrédients importants : un module de réception IR, un processeur, une commande à triac et un ensemble d'alimentation.

La tension d'entrée nécessaire à l'alimentation est dérivée directement de la tension du secteur par le biais de la « résistance pour courant alternatif » que constitue la combinaison C3/R2, ligne protégée par le fusible F1. La diode zener assure une première limitation à 12 V de la tension ainsi obtenue, le régulateur de tension intégré IC1 en fait ensuite une tension de 5 V parfaitement régulée.

Il n'y a que fort peu de choses à dire au sujet de IC3 si ce n'est qu'il s'agit d'un module de réception IR standard assez facile à obtenir (chez Conrad entre autres). Ce module ne requiert pas de composant externe additionnel. Le sous-ensemble basé sur le triac Tri1 ne requiert pas non plus d'explications de fond vu qu'il s'agit de la recette classique utilisée pour réaliser un relais à semi-conducteur (SSR ou *Solid-State-Relay*).

Le coeur de ce montage et le seul composant qui ait vraiment de quoi nous intriguer est IC2 : un mini-processeur à 8 broches d'Atmel, qui a été programmé pour détecter le code RC5 et en cas de détection du code correct, faire en



Liste des composants

Résistances :

R1 = 560 Ω
 R2 = 150 Ω /1W
 R3,R4 = 47 Ω /1W
 R5,R6 = 470 k Ω

Condensateurs :

C1 = 100 nF céramique

C2 = 10 μ F/16 V radial
 C3 = 470 nF/250 VAC, classe X2
 C4 = 470 μ F/16 V radial
 C5 = 22 nF/250 VAC, classe X2

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4007
 D2 = 12 V/1W3

Tri1 = TIC206D
 IC1 = 79L05
 IC2 = ATtiny22L-8PC Atmel (programmé, **EPS 000189-41**)
 IC3 = TSOP1836 (Vishay-Telefunken) (ou SFH5110 de Infineon (ex-Siemens) ou IS1U60 de Sharp)

Divers :

JP1 = embase autosécable mâle à 2 contacts + cavalier
 K1,K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
 F1 = porte-fusible encartable + fusible 1AT

sorte que le triac soit, selon le cas, passant ou bloqué. Nous n'entrons pas dans le détail du programme, sachant qu'il est disponible au téléchargement sur notre site Internet sous la dénomination **EPS000189-11**, mais il est également disponible sous la forme d'une disquette auprès des adresses habituelles. Il en va de même en ce qui concerne le microcontrôleur Atmel. Si vous n'êtes pas en mesure de le programmer vous-même, vous pouvez en obtenir, sous la dénomination **EPS000189-41**, un exemplaire programmé auprès des adresses habituelles. Le cavalier JP1 est normalement ouvert. Si on le ferme, le code reçu est stocké dans la mémoire EEPROM comme étant le nouveau code

auquel le récepteur doit réagir.

Le dessin de circuit imprimé proposé ici devrait permettre une réalisation sans problème de ce montage. Attention : lors de la réalisation du montage, de son test et de sa mise en coffret, à respecter les règles de sécurité électrique; l'ensemble du montage se trouve en effet relié à la tension du secteur !

Une dernière remarque : ce montage requiert, pour fonctionner correctement, un minimum de charge ohmique, ce qui implique qu'il n'est pas utilisable avec les tubes TL et autres ampoules faible consommation telles que les PL et les SL.

Indicateur de fonctionnement et de destruction de fusible

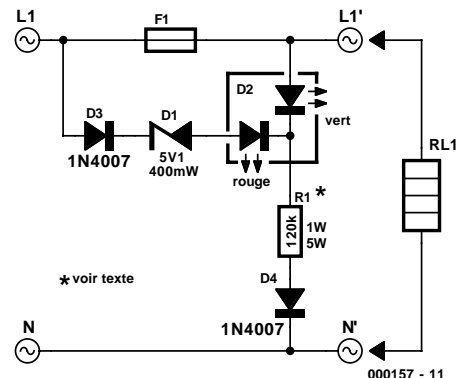
037

Stefan Lenke

Ce circuit d'indicateur de fonctionnement et de destruction de fusible est un remake amélioré du schéma proposé dans le numéro Hors-Gabarit de 1999. Cette électronique est plus compacte, coûte moins cher, tout en pouvant être adaptée, par un nouveau dimensionnement, à toutes les tensions d'alimentation courantes.

Une unique LED double à anodes distinctes enrobée dans un même boîtier, D2, s'allume en vert pour visualiser le mode de fonctionnement et passe au rouge pour indiquer la destruction du fusible. La résistance R1 limite à quelque 2 mA le courant circulant par la LED. Cette valeur de courant se traduit par une luminosité moyenne. On pourra, si l'on veut augmenter la luminosité, abaisser quelque peu la valeur de cette résistance-talon.

La diode zener empêche un allumage simultané de la LED verte et de la LED rouge en mode de visualisation de fonctionnement. En effet, tant que le fusible est intact, ces 2 LED se trouvent en parallèle, de sorte que la tension directe plus élevée de la LED verte pourrait également donner vie à la LED rouge. Les diodes universelles D3 et D4 empêchent la destruction des LED par une tension inverse trop élevée



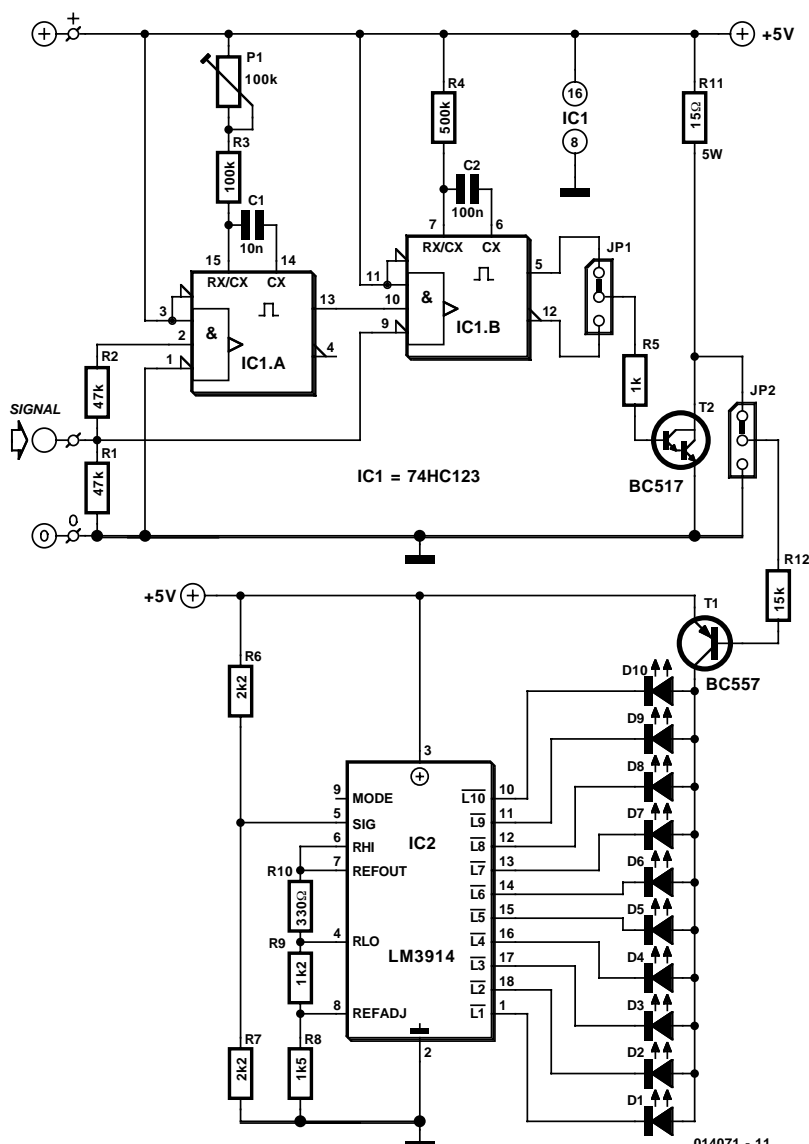
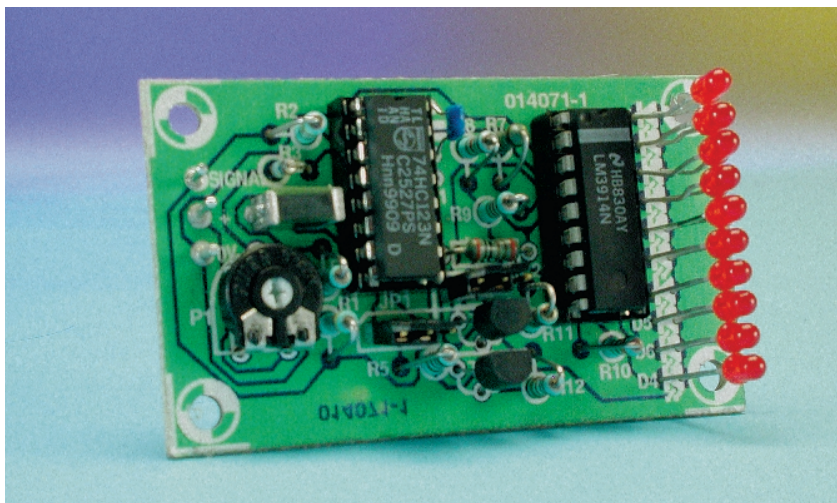
lors d'une utilisation avec une tension alternative. On pourra, si tant est que le montage est limité à une utilisation en courant continu, ne pas implanter ces composants.

Il est vital de se rappeler, si l'on envisage d'utiliser ce montage en tant que surveillant de fusible sur un montage alimenté en courant alternatif, que la présente électronique n'est pas isolée galvaniquement du secteur et que les composants peuvent avoir un potentiel dangereux par rapport à la terre. Il faudra impérativement prévoir un dispositif de protection éliminant tout risque de contact !

(000157)

Testeur de tension pour accu de modélisme

038

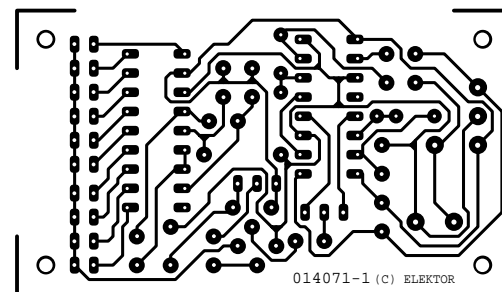
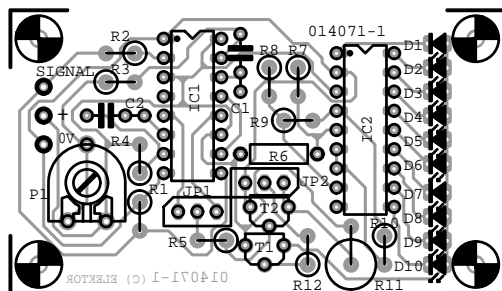


La tension de bornes d'une cellule CdNi ou Li-ion est, à charge suffisante, proportionnelle à la quantité d'énergie qu'elle stocke. On pourra utiliser ce rapport qui reste linéaire sur une plage relativement étendue comme principe de fonctionnement d'un appareil de mesure de capacité de conception simple.

Notre testeur de tension pour accu pour modèle réduit remplit 2 fonctions : il assure une charge de l'accu et simultanément mesure la tension entre ses bornes. Il est en outre possible, de mettre ces 2 fonctions en et hors-service par le biais d'un récepteur pour modélisme. Il est possible ainsi, de limiter la réduction de capacité de l'accu qu'implique la mesure, aux seuls instant où celle-ci est requise.

La branche constituant la charge se limite à bien peu de choses, un transistor Darlington BC517 (T2) et une résistance de charge, R11, (15 Ω /5 W). En cas d'activation de la charge la base de T1 se trouve quasiment au potentiel de la masse; dans ces conditions T1 entre en conduction et l'une des LED pourra s'allumer. La LED qui s'allume dépend du LM3914, un voltmètre numérique à circuit de commande de LED par point classique. On dimensionnera les valeurs de résistances R6 et R7 en fonction des caractéristiques et du nombre de cellules d'accu à tester. Il n'est pas question de visualiser l'ensemble de la plage de tension allant de 0 V à la valeur maximale, mais de se limiter à la partie de la plage comprise entre les maxima de la tension de charge d'une part et de la tension de décharge de l'autre. De par l'utilisation de 10 LED cette échelle peut être très précise. Dans le cas d'un accu CdNi à 4 cellules l'échelle ira de 4,8 à 5,5 V si l'on donne à R6 et R7 une valeur de 2 k Ω . L'échelle de mesure d'un accu Li-ion à 2 cellules ira de 7,2 à 8 V si l'on prend pour R6 une résistance de 2 k Ω et pour R7 une résistance de 1 k Ω .

Il faudra, en cas de pilotage par télécommande, positionner les 2 cavaliers vers le haut (broche 1 au milieu). Dans ce cas-là, un flanc montant ou flanc descendant (en provenance de la sortie de commutation du récepteur) appliqué à l'entrée de signal démarre un processus de mesure. Un flanc montant démarre IC1a dont la sortie bascule au niveau haut,



Liste des composants

Condensateurs :

C1 = 10 nF
C2 = 100 nF

Résistances :

R1, R2 = 47 k Ω

R3 = 100 k Ω

R4 = 500 k Ω

R5 = 1 k Ω

R6, R7 = cf. texte (1%!)

R8 = 1 k Ω

R9 = 1 k Ω

R10 = 330 Ω

R12 = 15 k Ω

R11 = 15 Ω /5 W

P1 = 100 k Ω

Semi-conducteurs :

D1 à D10 = LED à haut rendement rouge

T1 = BC557

T2 = BC517

IC1 = 74HC123

IC2 = LM3914AN (National Semiconductor)

Divers :

PC1 à PC3 = picots

JP1, JP2 = cavalier ou bouton-poussoir*

démarrant à son tour IC1b. Un flanc descendant n'a pas d'influence sur IC1a, IC1b étant démarré immédiatement. En tout état de cause, on a activation de la charge pour la durée de la pseudo-période de IC1b. Il faudra, par action sur l'ajustable P1, régler la pseudo-période de IC1a de façon à ce qu'elle soit suffisamment longue mais de toutes façons plus courte que la pseudo-période de IC1b.

Si l'on prévoit de monter le testeur de tension dans un modèle réduit radio-commandé on pourra remplacer les

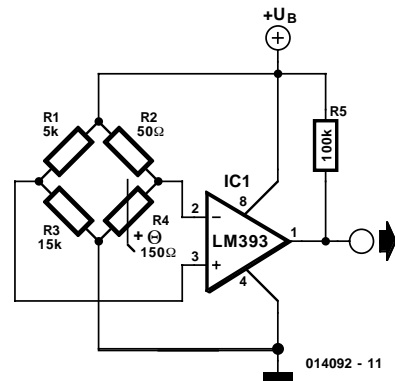
cavaliers par de simples ponts de câblage. À l'inverse, si l'on prévoit également d'utiliser ce montage pour la mesure de la capacité résiduelle d'un accu de caméscope par exemple, il faudra envisager la prise de boutons-poussoirs commutateurs aux embases JP1 et JP2. Le contact de repos correspond au contact supérieur (sur le schéma), le contact travail au contact inférieur de ces 2 embases.

Mesure de niveau « alternative » 039

Le niveau est, normalement, déterminé par l'évaluation du changement de capacité ou de résistance d'électrodes plongées dans le liquide dont on veut mesurer le niveau. Ce genre de méthode demande habituellement un effort considérable dans l'élaboration du circuit pour protéger les électrodes de l'électrolyse (et de la corrosion qui en résulte). En outre, le liquide doit souvent être conducteur pour que le principe de mesure fonctionne. Le circuit suivant permet de démontrer qu'il en va aussi autrement.

On met à profit le fait qu'une résistance à coefficient de température positif (PTC) s'échauffe proportionnellement au courant qui y circule et devient donc moins conductrice (plus résistante). Une résistance PTC plongée dans un liquide peut dissiper la chaleur supplémentaire ; sa valeur reste donc approximativement constante. Si la hauteur de liquide baisse au-dessous de la profondeur d'immersion, la variation de résistance peut être évaluée facilement par un comparateur en aval.

La résistance PTC devrait être électriquement isolée du liquide dans laquelle elle est plongée pour éviter l'appari-

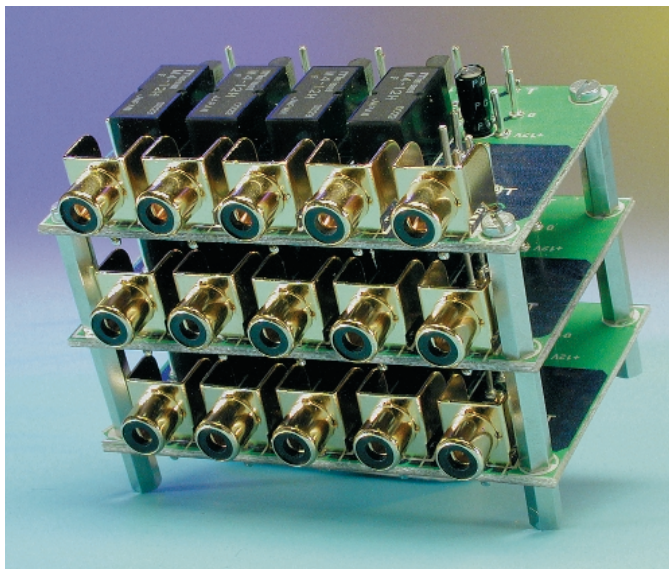


tion de processus d'électrolyse indésirables. Les propriétés du circuit peuvent être améliorées si une logique – par exemple un microcontrôleur – ne fait passer le courant qu'à des intervalles définis et coupe le circuit une fois le résultat du comparateur obtenu.

(014092)

Switch audio/vidéo

040



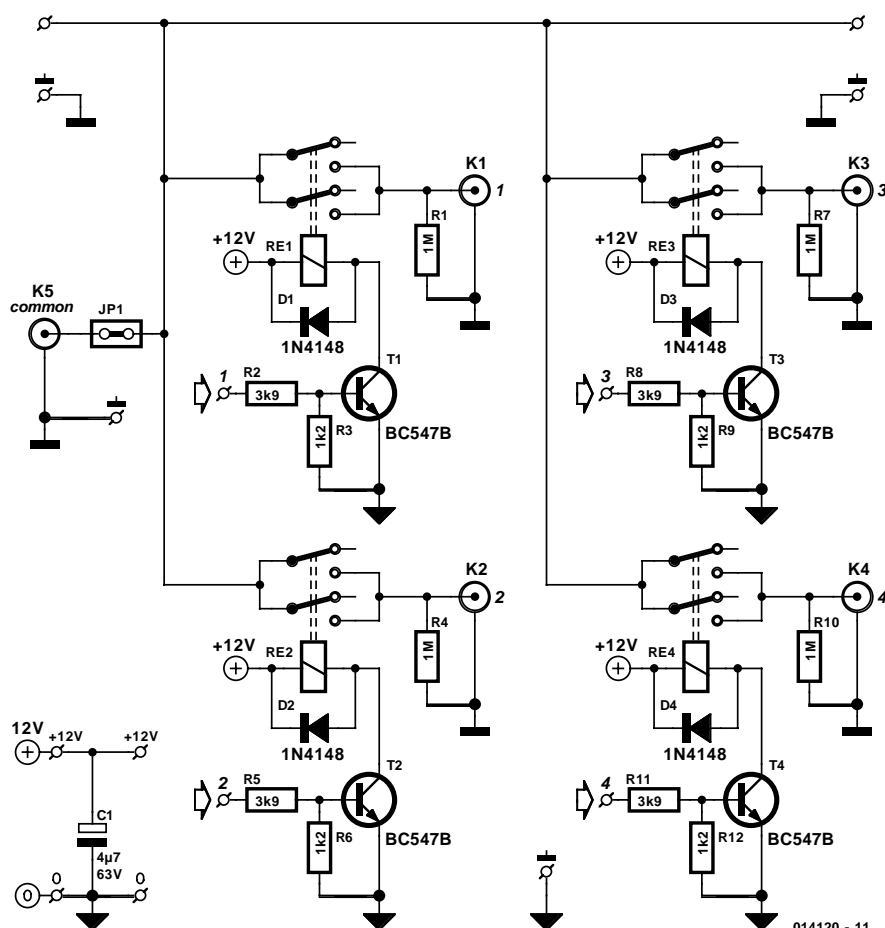
L'intérêt majeur de ce montage est sa platine et les possibilités qu'elle offre. L'électronique elle-même est d'une extrême simplicité; elle se compose de 4 embases Cinch

pouvant être reliées chacune, au travers d'un relais qui leur est propre, à une 5^{ème} embase commune (*common*). Cette 5^{ème} embase pourra être utilisée, selon les besoins, en entrée ou en sortie.

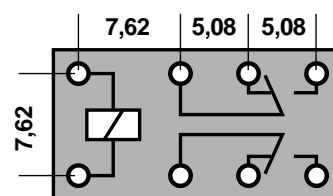
L'un des atouts majeurs de ce switch « passif » est qu'il assure une isolation galvanique entre les canaux eux-mêmes de même que par rapport à l'alimentation des relais. Si l'on ne veut pas de cette isolation galvanique il suffit d'interconnecter les masses des différentes platines. Chacun des relais est piloté par un transistor lui-même commandé par un diviseur de tension. Ce diviseur de tension a pour fonction d'assurer une commutation correcte du transistor. La tension d'entrée requise doit être supérieure à 4 V. Nous proposons, ailleurs dans ce numéro, un récepteur IR taillé sur mesure pour cela. Le récepteur sélectionne à chaque fois l'un des 4 relais, mais rien n'interdit non plus d'envisager un pilotage différent qui produirait l'activation simultanée de tous les relais. Il faudra bien faire attention, lors de l'utilisation de ce circuit, à ne pas créer de court-circuit au niveau des sorties.

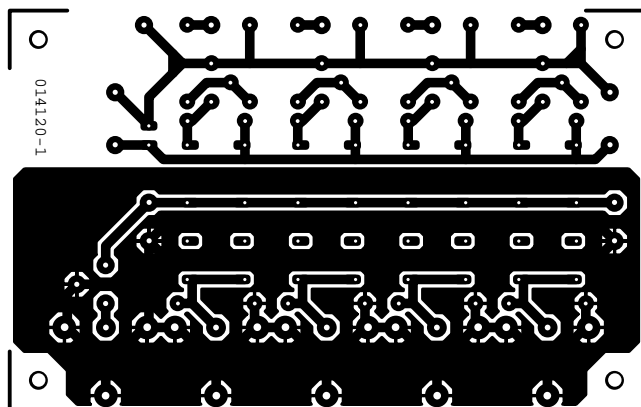
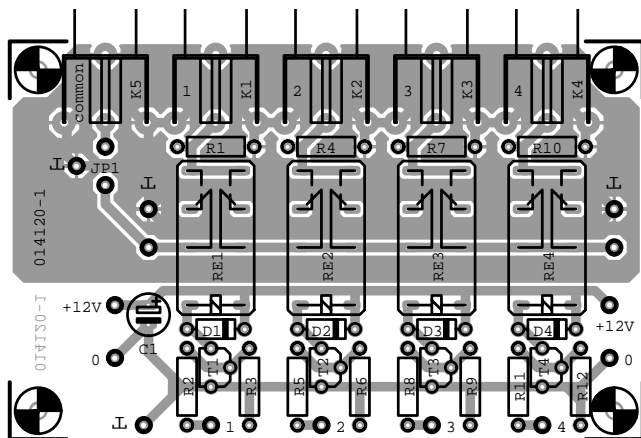
Nous supposons l'utilisation de relais de 12 V qui consomment

chacun, en fonction de leur type, de 15 à 20 mA. Si l'on voulait utiliser ce montage pour la commutation en 5.1-surround + vidéo, il faudra, pour 4 sources, monter 7 platines en parallèle (approche qui a son prix !). Le dessin des pistes a été fait de manière à permettre l'extension du nombre d'Entrées/Sorties. En cas d'utilisation d'un nouveau set d'E/S, qui requiert lui un nouveau set de platines dont le nombre dépend du nombre de sources, le commun ne devra pas être connecté; sur l'un des set cette ligne est établie par la mise en place, partout, du cavalier JP1. Les picots se trouvant à proximité du relais sont reliés au circuit imprimé suivant à l'aide d'un morceau de



RE1 ... RE4





câble blindé.

Il existe également, au niveau de JP1, d'intercaler un tampon/amplificateur; il peut s'agir tout aussi bien d'un tampon d'entrée que d'un tampon de sortie.

Comme on peut le constater, on trouve, au niveau des 4 embases, des résistances de 1 MΩ prises en parallèle (R1, R4, R7 et R10). Ces résistances font office de charge nulle et servent en outre à charger le condensateur de sortie d'une éventuelle source couplée en courant alternatif.

Les relais mentionnés dans la liste des composants ont un brochage standard utilisé par d'autres fabricants. Il faudra bien faire attention, si l'on utilise un type de relais polarisé, à la polarité de l'enroulement d'activation du relais. Notons pour terminer que rien n'interdit de travailler à d'autres tensions.

(014120)

Liste des composants

Résistances :

R1,R4,R7,R10 = 1 MΩ
R2,R5,R8,R11 = 3kΩ9
R3,R6,R9,R12 = 1kΩ2

Condensateurs :

C1 = 4μF7/63 V radial

Semi-conducteurs :

D1 à D4 = 1N4148
T1 à T4 = BC547B

Divers :

JP1 = pont de câblage (cf. texte)

K1 à K5 = embase Cinch encartable, telle que, par exemple, T-709G (Monacor)

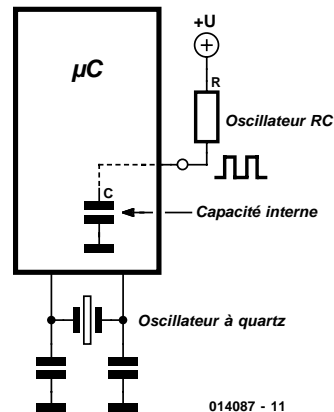
Re1 à Re4 = petit relais, bipolaire inverseur tel que, par exemple, Conrad 505170-24 (12 V/720 Ω)

Mesure économique de température par microcontrôleur

On a souvent besoin de mesurer la température d'un circuit ou de l'environnement dans une application. Cela est facilement réalisable avec des composants supplémentaires sous forme de circuits intégrés ou avec une combinaison RC et quelques sous-programmes. Mais si on se trouve confronté au fait que toutes les broches des ports sont déjà occupées, et la situation semble sans issue. Une astuce dans le circuit pourrait résoudre ce problème.

Les microcontrôleurs modernes disposent habituellement d'un oscillateur RC dépendant (assez fortement) de la température. Étant donné que les instructions sont exécutées au rythme de RC, la vitesse des boucles du logiciel varie en conséquence. Si on programme une boucle temporelle qui incrémente un compteur, la valeur de ce dernier varie de façon définie en fonction de la température de la puce. Il est bien entendu important de disposer d'une référence de temps aussi stable que celle d'un quartz obtenue par exemple de façon externe sous la forme de la fréquence

50 Hz du secteur ou d'un deuxième oscillateur connecté au microcontrôleur. Ce second oscillateur est utilisé dans les microcontrôleurs à faible puissance pour les faire fonctionner à une fréquence d'horloge très basse et réduisant la consommation telle que 32 kHz. L'oscillateur RC ne sera activé que selon les besoins quand la charge du logiciel le permet.

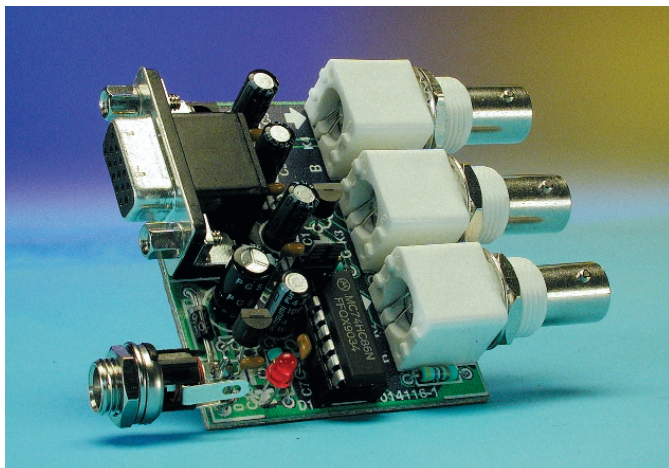


014087 - 11

(014087)

De VGA vers 3 x BNC

042



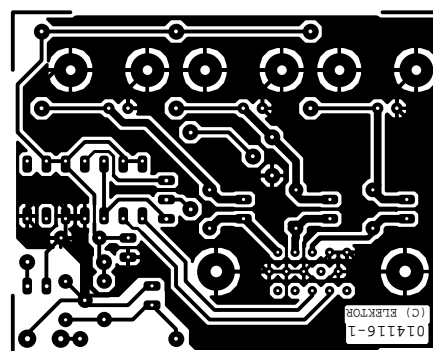
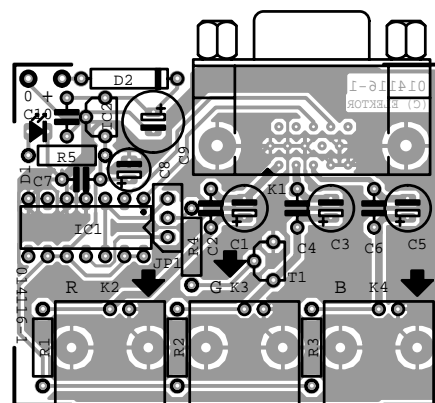
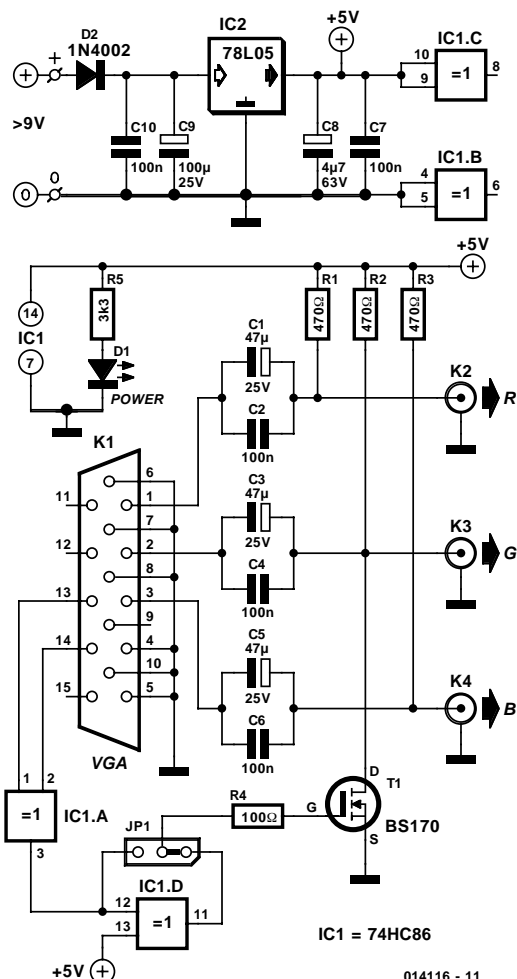
Il existe des moniteurs qui ne comporte en tout et pour tout que 3 embases BNC et qui utilisent, pour la synchronisation, le signal « sync on green ». Si vous disposez d'un moniteur de ce type vous pourrez utiliser le montage d'adaptation proposé ici. En dépit de la simplicité remar-

quable de l'électronique mise en oeuvre, le résultat est très satisfaisant.

Le principe est simple. Les signaux RVB (**R**ouge-**V**ert-**B**leu) présents sur le connecteur VGA sont transférés, par couplage en alternatif, vers 3 embases BNC distinctes.

Cette solution a pour fonction d'éviter la circulation forcée d'un courant continu par les sorties de la carte vidéo. On applique ensuite, sur la sortie « vert », par la mise en place d'une résistance, une offset en continu, la dite sortie étant ensuite commutée par le biais d'un transistor (un FETMOS du type BS170). Il peut se faire, dans le cas d'une image extrêmement claire, cas où la composante de vert est maximale, que la synchronisation ait quelques problèmes. Il faudrait dans ce cas-là abaisser quelque peu la valeur de R2, ce qui se traduit cependant par une diminution sensible de la luminosité du signal de sortie et une augmentation de la charge pour la carte vidéo. Pour éviter que l'électronique n'ait d'influence sur le rapport entre les différentes couleurs, les 2 couleurs restantes, le rouge et le bleu sont elles aussi dotées de leur résistance, R1 et R3 respectivement, mais sans adjonction sync cette fois.

Une porte EXOR de IC1, un 74HC86 combine les signaux distincts de synchro verticale, V-sync et de synchro horizontale H-sync en un signal de synchronisation composite. Comme, bien souvent en mode DOS, la synchronisation est



inversée par rapport aux modes courants sous Windows actuellement, le signal présente à la sortie de IC1a subit une inversion introduite par IC1b. Le cavalier JP1 permet de choisir le mode qui convient. On peut bien entendu envisager de remplacer ce cavalier par un inverseur miniature. Évitez, en cas de choix de cette option, l'utilisation de conducteurs de connexion sachant qu'ils risquent fort d'introduire des parasites.

Nous avons veillé à dessiner un circuit imprimé aussi compact que possible, de manière à en permettre l'implantation dans un boîtier métallique (à mettre à la terre !). Moniteur branché, la consommation de courant est de l'ordre de 30 mA. Le régulateur de tension intégré 78L05 fournit une tension d'alimentation stable de 5 V de sorte que l'on pourra utiliser n'importe quel adaptateur secteur si tant est qu'il fournisse une tension de sortie de 9 V ou plus (sans exagérer). La diode D2 sert de protection contre une inversion malencontreuse de polarité de la tension d'alimentation. La LED D1 s'allume pour signaler la présence de la tension d'alimentation. Attention à vous assurer qu'avant de brancher un câble VGA actif le présent montage soit déjà alimenté sachant que sinon les signaux de synchronisation

Liste des composants

Résistances :

R1 à R3 = 470 Ω
R4 = 100 Ω
R5 = 3k Ω 3

Condensateurs :

C1, C3, C5 = 47 μ F/25 V radial
C2, C4, C6, C7, C10 = 100 nF céramique
C8 = 4 μ F/63 V radial
C9 = 100 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = LED à haut

rendement

D2 = 1N4002
T1 = BS170
IC1 = 74HC86
IC2 = 78L05

Divers :

JP1 = embase autosécable mâle à 3 contacts + cavalier
K1 = embase VGA femelle à 15 contacts encartable (en équerre)
K2 à K4 = embase BNC châssis femelle encartable (75 Ω)

vont tenter d'alimenter le circuit au travers des diodes de protection de IC1, ce que l'on remarquera par une diminution de la luminosité de la LED. Il est préférable d'éviter une telle situation.

LED imprévisible

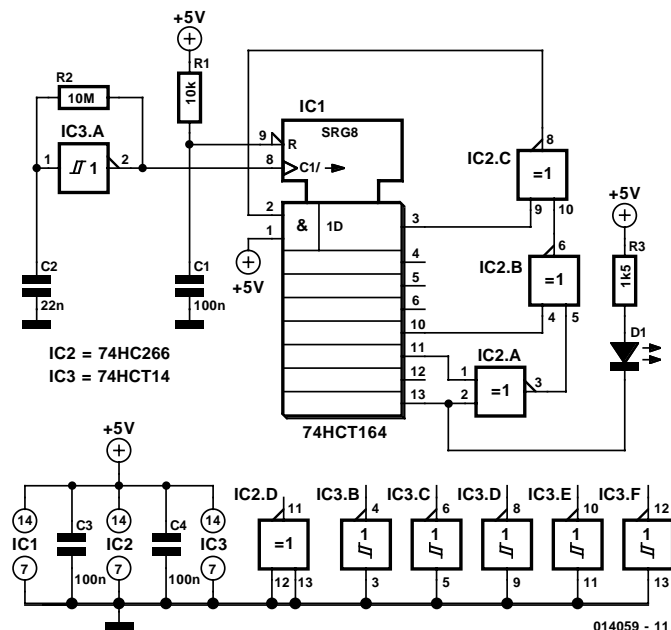
043

Le chapitre des lumières qui clignent, Elektor l'a tellement visité ces dernières années, sous diverses variantes, qu'un projet de cet ordre doit vraiment faire preuve d'une originalité transcendante pour mériter encore l'insertion dans nos colonnes.

Condition satisfaite pour ce montage. Contrairement à la plupart de ses congénères, son rythme d'allumage et d'extinction n'est pas régulier, il est aléatoire. Le circuit trouvera certainement à s'employer dans différents jeux, mais se prête aussi très bien à la réalisation d'indicateur de système d'alarme, réel ou bidon, en guise de dissuasion à l'égard des intrus.

Évidemment, un clignotant aléatoire demande davantage de matériel qu'un modèle ordinaire. Voyons cela sur le schéma. Le trigger de Schmitt IC3a forme un oscillateur conventionnel à très basse fréquence. Le signal produit sert d'horloge au registre à décalage IC1. Plusieurs de ses sorties sont appliquées à trois EXNOR (IC2a, b et c) pour être rétrocouplées à l'entrée. De ce fait, les variations de niveau de la sortie QH du registre à décalage vont présenter un caractère pseudo-aléatoire. Le signal est alors envoyé à la LED à haut rendement D1 et nous avons ainsi fait le tour du clignotant.

Le montage est prévu pour fonctionner sous une tension

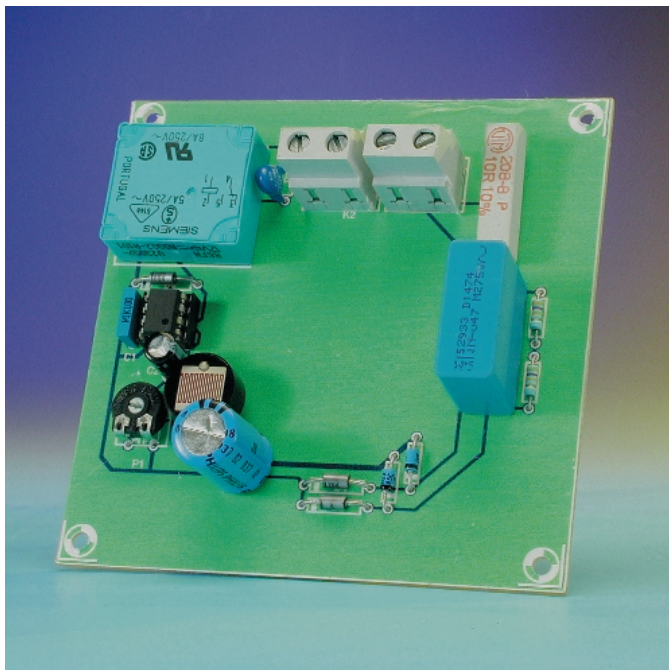


d'alimentation de 5 V, sa consommation se monte à 8 mA, LED allumée.

(014059)

Interrupteur crépusculaire

044



On peut se demander pourquoi on réaliserait son propre interrupteur crépusculaire alors qu'on trouve ce type de dispositif dans le commerce pour moins cher que ne coûteraient les composants requis pour le fabriquer s'il faut les

acheter à la pièce. Mais pourquoi pas, si cela vous fait envie et que vous disposez peut-être des composants requis (récupérés sur un interrupteur crépusculaire mis au rebut ?), personne ne pourra vous retenir.

Une réalisation personnelle offre une possibilité unique d'adaptation à son propre cahier des charges de l'une ou l'autre fonction ou mode de fonctionnement du montage. La réalisation d'un interrupteur crépusculaire n'a rien de bien sorcier comme le montre le présent schéma. L'irremplaçable et fameux 555 (dans sa version CMOS moins gourmande en courant ici) se caractérise par un déclenchement avec hystérésis (en fonction aux 2/3 de la tension d'alimentation, coupure au 1/3 de cette même tension) et possède une bascule bistable intégrée qui fait office de mémoire. Il dispose en outre d'une sortie capable de commuter 100 mA (courant suffisant pour activer un relais). Dès que la nuit tombe la résistance de la photo-résistance (LDR = *Light Dependent Resistor*) R1 augmente ce qui se traduit par une augmentation de la tension aux broches 2 et 6 du 555. Dès que le seuil des 2/3 de la tension d'alimentation est atteint (fonction de la position de P1) le relais colle, son activation mettant la charge en circuit.

Comme on fait ici appel à des contacts de relais, rien n'interdit d'avoir à commander une charge inductive (on pourra partant utiliser des ampoules PL économiques ou avoir à commander un transformateur pour ampoules halogènes). Bien que le relais soit capable de commuter des courants de 4 A, il n'en faut pas moins veiller à ce que le courant ne dépasse pas 1 A, vu que c'est là le courant maximal que les pistes puissent supporter en toute sécurité. Notons que le dessin de platine représenté ici est plutôt destiné à servir d'exemple; nous avons laissé à dessein de la place en son centre pour placer la douille destinée à recevoir l'ampoule.

Il est important, sachant que l'électronique de ce montage

Liste des composants

Résistances :

R1 = LDR
R2 = varistor S10K250
R3, R4 = 470 Ω
R5 = 10 Ω/1 W
P1 = ajustable 100 kΩ

Semi-conducteurs :

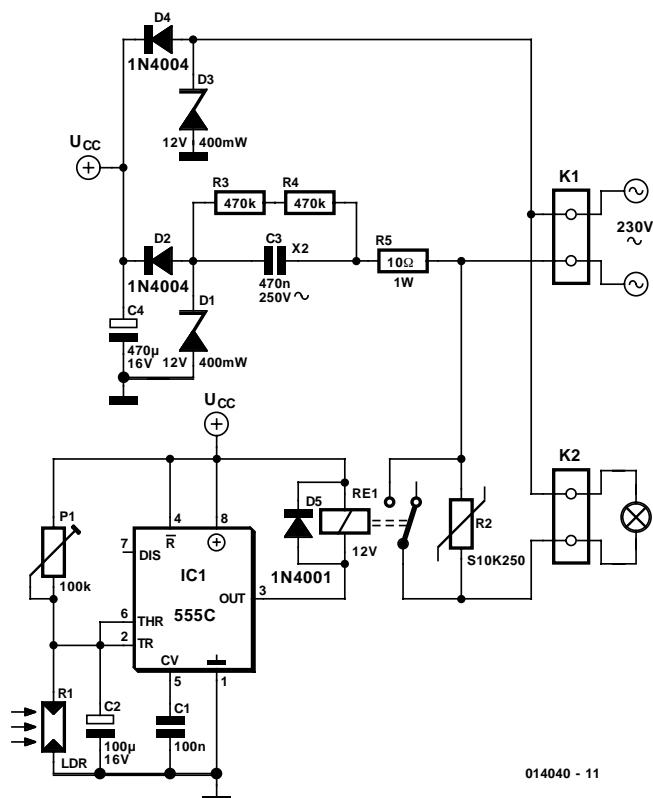
D1, D3 = 12 V/1 W
D2, D4 = 1N4004
D5 = 1N4001
IC1 = 555C

Divers :

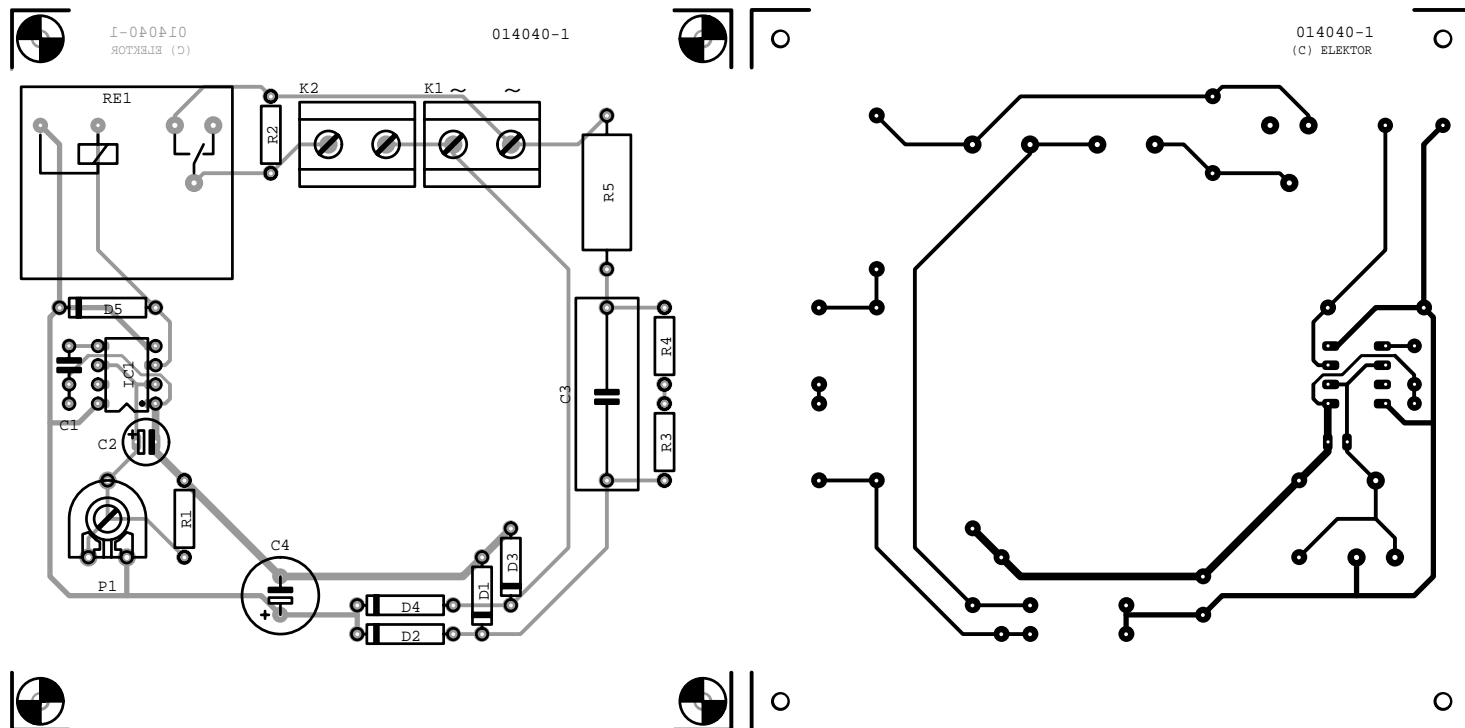
Re1 = relais 12 V, tel que, par exemple, V23057-A2-A101
K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm

Condensateurs :

C1 = 100 nF
C2 = 100 μF/16 V radial
C3 = 470 nF/250 V~, classe X2
C4 = 470 μF/16 V radial



014040 - 11



se trouve reliée au réseau secteur, de respecter à la lettre les règles d'or de sécurité en la matière.

Il faudra compter une isolation de 3 mm dans le cas d'ampoules reliées à une prise dotée d'une ligne de terre, sinon cette isolation devra même être portée à 6 mm. Mettez en place un couvercle de façon à éviter tout risque d'accident au cas où il faudrait changer l'ampoule. Pensez toujours à couper la tension du secteur avant de jouer sur la sensibilité par action sur le potentiomètre P1 !

Il est dans bien des cas nécessaire de réaliser, pour la LDR, une sorte de d'écran-fenêtre (étanche !) qui lui permette de détecter la lumière ambiante mais la met également à l'abri de la lumière directe de l'ampoule. Une des approches possibles : utiliser le boîtier d'une mini-ampoule de signalisation. On utilisera de préférence, pour la LDR, un exemplaire de taille moyenne (de l'ordre de 1 cm de

diamètre) monté dans un boîtier. En effet, en l'absence de boîtier, il se pourrait fort bien, si l'atmosphère est humide, que la LDR ne puisse pas voir sa résistance devenir suffisamment élevée.

Le relais est un relais de type E caractérisé par une tension de bobine de 12 V. Il consomme de l'ordre de 37 mA. Nous avons placé entre ses contacts un varistor (VDR = *Voltage Dependent Resistor*) pour 220 V alternatifs; un varistor est une résistance dont la valeur change en fonction de la tension; une sorte de diode zener bidirectionnelle. Elle permet d'amortir les crêtes de tension naissant lors de la coupure du courant. Vous avez la liberté du choix de type de VDR, plus grand ou plus petit, à condition cependant de veiller à ce qu'il puisse travailler sous 250 V. On pourra par tant utiliser un S5K250 ou un S20K250.

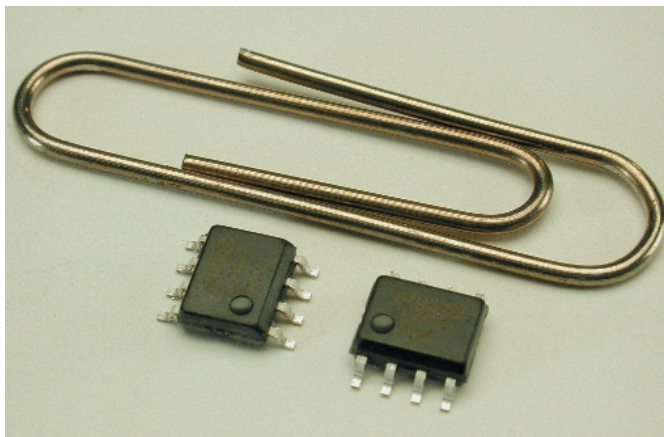
Capteur de température I²C

045

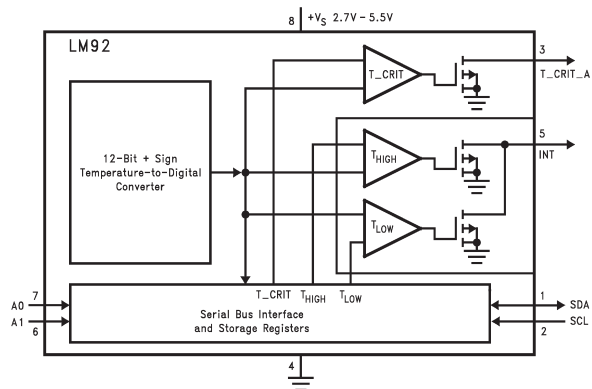
Dans le numéro double de 1998 nous vous avons présenté le LM75, un capteur de température à résolution de 9 bits. Depuis lors le fabricant de ce composant, National Semiconductor pour ne pas le nommer, propose une version 13 bits de ce composant sous la dénomination de LM76. Ce gain de 4 bits fait passer la résolution à 0,0625 °C (!). Lorsqu'il quitte la chaîne de fabrication le composant pos-

sède, en fonction de son type, une précision absolue de 0,5 à 2,5 °C. Il en existe 2 variantes qui se distinguent par leur tension d'alimentation : la première travaille à une tension d'alimentation de 5 V, l'autre à 3,3 V.

Parallèlement au LM76, National Semiconductor propose une autre nouveauté : le LM92 dont nous vous proposons ici le schéma de la structure interne. Ce capteur possède



des caractéristiques identiques à celles du LM76 avec l'avantage additionnel de pouvoir s'accommoder de toutes les tensions d'alimentation comprises entre 2,65 et 5,5 V. Tant le LM76 que le LM92 pourront trouver place sur la platine que nous avons à l'époque dessinée pour le LM75 et que nous vous proposons à nouveau ici. La seule différence par rapport au montage originel est que la broche 5 n'est plus, ici, une entrée d'adresse I²C, mais une sortie d'interruption. Vous pouvez ainsi utiliser cette ancienne platine pour procéder à vos expériences, mais il ne faudra jamais implanter le cavalier JP3. La résistance de forçage au niveau haut (*pull up*) R5 de l'interruption pourra rester en place sans inconvénient.



014136 - 11

Pour autant que nous le sachions, il n'existe pas de nouvelle version du programme, de sorte qu'il vous faudra l'écrire vous-même. La sortie d'interruption passe à son niveau actif, le niveau bas, dès que la température sort du domaine défini (au-dessus de la limite supérieure, en-dessous de la limite inférieure). La sortie T-Crit, active elle aussi au niveau bas, devient active dès qu'il y a dépassement de la température fixée. On pourra programmer aisément toutes les valeurs de consigne par le biais du bus I²C. National Semiconductor propose sur son site sis à l'adresse : <http://www.national.com> une fiche de caractéristiques reprenant toutes les informations concernant ce composant.

(014136)

Adaptateur pour connecteur sub-D à 9 voies

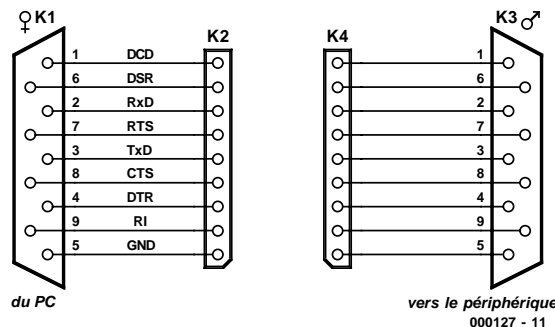
046

A. Grace

Cette paire de simples adaptateurs va vite vous devenir irremplaçable pour résoudre les problèmes de câblage causés par le « sac de noeuds » que constitue la connexion série (RS232) entre les PC et les périphériques.

L'adaptateur permet à l'utilisateur de brancher les terminaisons nues des câbles dans les blocs des terminaux plutôt que d'utiliser un fer à souder – a fortiori dans les endroits où l'utilisation d'un fer à souder n'est pas possible. Les auteurs, par exemple, l'ont utilisé comme connecteur expérimental pendant qu'ils essayaient de comprendre le code de couleurs des fils de câblage. L'adaptateur a aussi servi pendant la résolution des problèmes du RS232, et pour brancher un câble temporaire traversant une cloison adaptée à une cellule GTEM lors de tests de compatibilité électromagnétique.

Il n'existe pas de dessin de la platine de commande en tant que tel, et le schéma du circuit paraît plus compliqué que

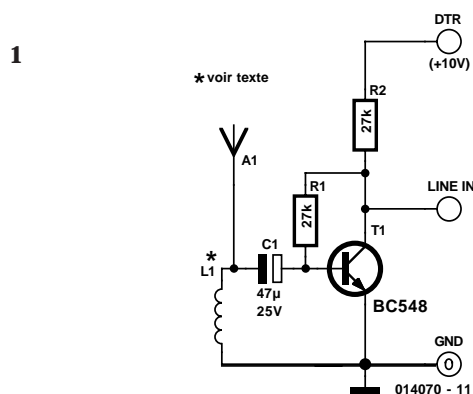


le produit final ! La seule chose à laquelle il faut faire attention pendant l'assemblage est, en plaçant les connecteurs, de les diriger vers la bordure extérieure de la platine. K1 est un connecteur femelle « D » à 9 voies (support), avec des broches inclinées à droite pour le montage sur la platine. K1 est d'un type semblable, mais mâle (fiche). K2 et K4 sont de simples blocs terminaux à vis à 9 voies.

(000127)

Récepteur radio large bande pour PC

047

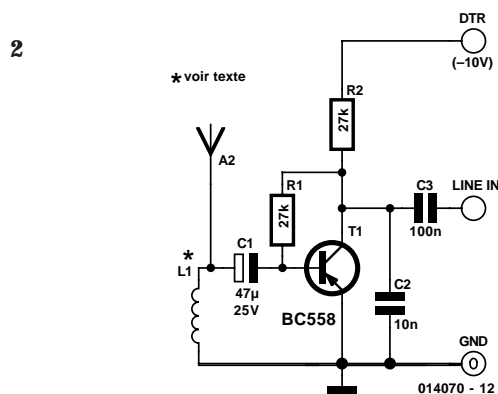


B. Kainka

Les récepteurs radio pour PC n'ont plus rien d'exceptionnel. Il reste cependant impossible de mettre la main sur un récepteur de ce type travaillant dans le domaine des ondes courtes et qui, de plus, soit du type large bande; la seule option disponible est alors d'en réaliser un soi-même. Inutile de s'encombrer d'une alimentation par piles ou secteur, l'interface série du PC étant en mesure de fournir la tension d'alimentation requise. Le signal BF est appliqué à la carte-son du PC.

Le schéma représenté en **figure 1** est celui de notre récepteur Audion rustique. Le transistor pris dans un circuit en émetteur commun démodule les signaux en modulation d'amplitude (AM) sur sa courbe de réponse d'entrée exponentielle. En raison de la prépolarisation de la diode base-émetteur, il suffit de disposer de tensions HF de quelques millivolts pour obtenir une démodulation. Ce circuit Audion présente partant une sensibilité notablement supérieure à celle que connaît la solution faisant appel à un simple redressement par diodes.

Où donc se trouve le condensateur variable de syntonisation ? Il est parfaitement superflu, étant données la caractéristique de largeur de bande extrême du récepteur, ce qui lui permet de capter (simultanément !) toutes les stations puissantes trafiquant de la bande des 49 mètres à celle des 19 mètres. La self est du type double couche de 15 spires chacune bobinées sur un crayon. L'inductivité obtenue est de l'ordre de 2 μ H. La capacité du réseau oscillant de quelque 100 pF est constituée par la combinaison de la capacité au niveau de la base du transistor et de celle de l'antenne. Dans ces conditions, la fréquence de résonance se situe à 11 MHz environ. La faible valeur de la résistance d'entrée du transistor amortit le circuit oscillant de façon telle que l'on obtient un facteur de qualité proche de l'unité, ce qui se traduit par une bande passante de 11 MHz elle aussi. Le récepteur laisse passer tous les signaux de fréquences comprise entre 6 et 17 MHz. Cette



absence totale de sélectivité classique se traduit par des résultats étonnants.

Moins égal plus. En ce qui concerne l'amateur d'écoute de stations d'informations, cela se traduit par : sensibilité moindre = plus de bande passante = davantage d'informations. Et en effet, on plonge dans une mer d'ondes et de sons. Les conditions de propagation spécifiques aux ondes courtes ont comme corollaire une alternance de présence des émetteurs, une fois l'un d'entre eux prend le dessus, un peu plus tard c'est un autre qui envahit les éthers. Il arrive que l'on entende simultanément des nouvelles annoncées en plusieurs langues, de la musique en tous genres, du classique au pop en passant par de la musique populaire de pays très éloignés. Sans les complications mécaniques classiques on balaye en toute décontraction la totalité de la gamme des ondes courtes.

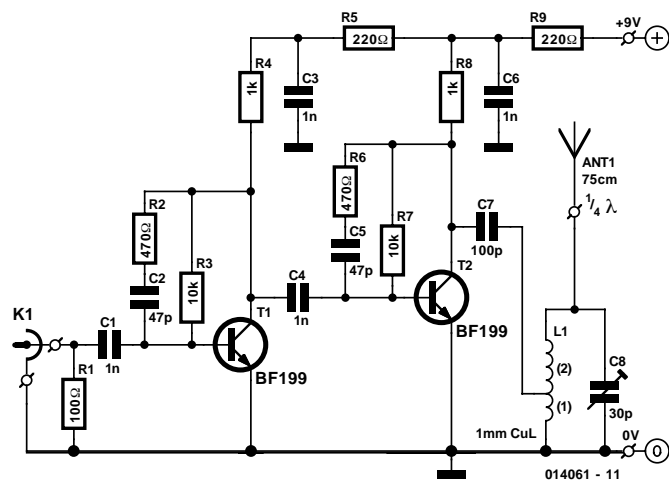
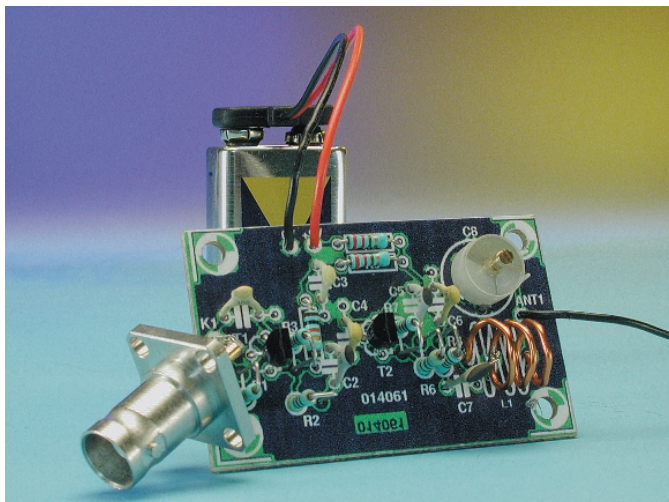
Il faut commencer par activer l'alimentation en courant du récepteur par le biais d'un programme (HyperTerminal convient parfaitement) chargé de faire passer la ligne DTR (*Data Terminal Ready*) de l'interface série de - 10 à + 10 V. On pourra, s'il faut éviter cette situation, intercaler un transistor PNP. Le schéma modifié représenté en **figure 2** comporte d'autres améliorations : le condensateur de couplage interdit le passage de la composante de tension continue vers l'entrée de la carte-son, les résidus HF étant court-circuités par le condensateur parallèle. Grâce à ces modifications on peut connecter le récepteur directement à une installation audio stéréo, à un amplificateur de puissance ou à des enceintes actives. On pourra dans ce cas-là se passer purement et simplement de PC et utiliser une pile (1,5 à 12 V) pour l'alimentation du circuit.

Comme antenne on pourra utiliser, par exemple, un tuyau de gouttière si tant est qu'il soit, au niveau de son extrémité inférieure, passage vers le tout à l'égout, isolé par un joint ou du ciment. Il vous faudra, si vous n'avez pas cette option à portée de main, tendre une antenne filaire (d'une longueur minimale de 5 m).

(014070)

Booster pour câble

048



Il devient possible, à l'aide du présent montage, d'écouter, à l'aide d'une radio portable mise en réception FM, des stations qui émettent uniquement sur le câble. Sous le double aspect des caractéristiques et de la réalisation, notre « booster pour câble » présente de fortes similitudes avec un amplificateur d'antenne, car, après examen du schéma, on constate que l'on se trouve ici en présence d'un amplificateur double étage utilisant une paire de transistors Hautes Fréquences (HF) du type BF199, on ne peut plus courants. Les seules différences sont, d'une part, qu'au lieu de relier l'entrée à une antenne on la relie à la fiche murale par où arrive le signal du câble et de l'autre que la sortie ne comporte pas d'embase coaxiale, mais un réseau accordé qui sert d'adaptateur d'impédance pour une antenne télescopique $1/4\lambda$. Si tant est que le réseau de sortie est accordé correctement (par le biais du condensateur ajustable C8) il devient possible de capter, sans le moindre problème, à l'aide d'un récepteur de radio portable, le signal du câble amplifié rayonné par l'antenne télescopique du booster et ce à une distance pouvant aller jusqu'à de l'ordre de 3 mètres.

On pourra réaliser ce montage sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles mais sachant que l'électronique travaillant en HF est toujours plus ou moins critique, il est certain que les performances seront meilleures si l'on

utilise le dessin de circuit imprimé représenté ici.

Lors du dessin de cette platine il a été fait en sorte de raccourcir au strict minimum les liaisons essentielles et de donner à la surface de cuivre qui fait office de plan de masse la superficie la plus grande possible. La meilleure solution consiste à relier directement le condensateur C7 à la prise intermédiaire de L1, approche illustrée par la photographie. Comme le dit la liste des composants, cette

Liste des composants

Résistances :

R1 = 100 Ω
 R2, R6 = 470 Ω
 R3, R7 = 10 k Ω
 R4, R8 = 1 k Ω
 R5, R9 = 220 Ω

Condensateurs :

C1, C3, C4, C6 = 1 nF
 C2, C5 = 47 pF
 C7 = 100 pF
 C8 = ajustable 30 pF

Bobines :

L1 = 3 spires de fil de cuivre

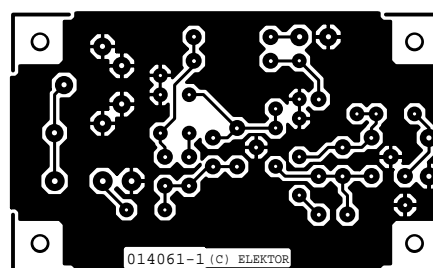
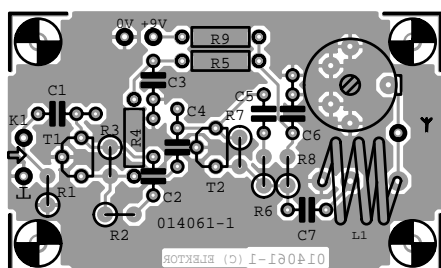
émaille de 1 mm de diamètre, diamètre intérieur 8 mm, prise intermédiaire à 1 spire

Semi-conducteurs :

T1, T2 = BF199

Divers :

K1 = embase coaxiale châssis
 ANT1 = antenne télescopique 75 cm porte-pile pour pile 9 V compacte + connecteur à pression



bobine (à air) est constituée de 3 spires de fil de cuivre émaillé de 1 mm de diamètre bobinées sur un crayon (diamètre de l'ordre de 8 mm).

Le point crucial lors de la réalisation est de faire en sorte que les liaisons entre l'embase coaxiale K1 et la platine soient le plus courtes possible. On évite ainsi que le circuit ne capte des signaux parasites véhiculés par les éthers

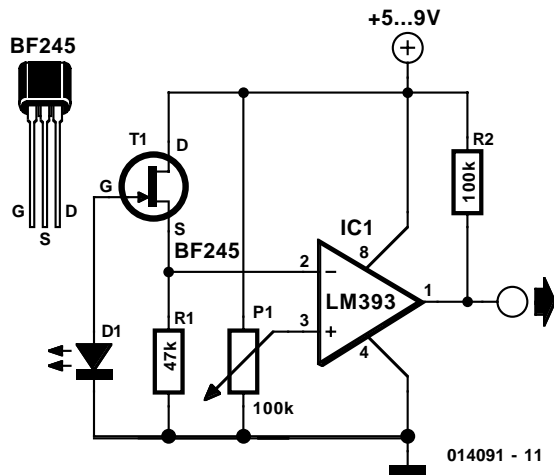
voire qu'il ne présente des velléités à l'entrée en oscillation. L'alimentation du booster pour câble pourra se faire au choix à l'aide d'une pile compacte de 9 V ou par le biais d'une petite alimentation secteur régulée. La consommation de courant est de l'ordre de 2,5 mA.

LED en photocapteur

049

Il n'est pas toujours nécessaire d'utiliser des photorésistances ou des phototransistors spéciaux pour réaliser des interrupteurs photoélectriques. Ce que très peu savent : cela fonctionne aussi avec une diode électroluminescente (LED) normale ou à infrarouges. Une tension proportionnelle à l'intensité de la lumière incidente artificielle ou solaire apparaît à l'anode de la DEL. Ce comportement peut être vérifié facilement avec un voltmètre numérique ou un oscilloscope relié directement aux deux connexions de la LED.

L'impédance de charge de la tension photoélectrique devant être aussi élevée que possible, on se sert d'un FET J comme tampon. Son type importe peu, des transistors similaires devraient tout aussi bien faire l'affaire. La tension appliquée à l'étage tampon passe ensuite à l'entrée d'inversion du comparateur IC1. Le potentiomètre permet à l'utilisateur d'ajuster le seuil de commutation. La sortie du comparateur est aussi reliée à une résistance de charge car le type LM393 possède une sortie à collecteur ouvert. La tension de service peut être choisie entre 5 et 9 V.



Sonnette électronique sans problèmes de CEM

050

par Peter Lay

Si les sonnettes d'un immeuble comportent un modèle pré-historique avec bobine, battant wagnérien et induit qui martèle une « cloche », la pluie d'étincelles causée par le marteau noie le réseau de sonnettes sous une pluie d'impulsions parasites. Cela peut perturber considérablement les sonnettes électroniques ou même les expédier « ad patres ». Faute de persuader son voisin d'utiliser enfin un modèle contemporain ou d'installer tout au moins un dis-

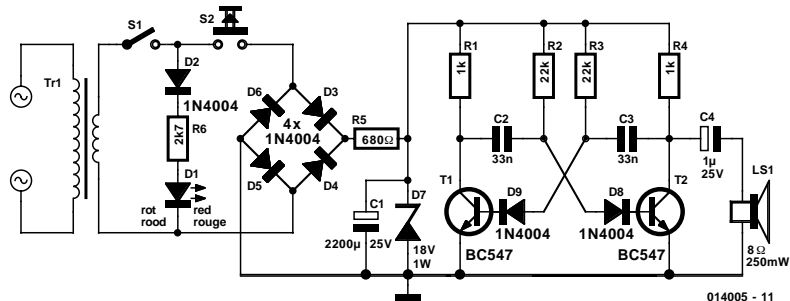
positif de déparasitage, il ne reste plus qu'à recourir à la sonnette décrite ici qui est à l'épreuve des problèmes de CEM (Compatibilité Électro-Magnétique).

Il s'agit d'une simple bascule astable raccordée à un haut-parleur. C4 introduit une isolation galvanique entre le haut-parleur ($8\ \Omega/0,25\ \text{W}$) et la bascule. La fréquence est déterminée par les éléments RC $R2/C2$ et $R3/C3$; elle est ici d'environ $0,7 \cdot RC = 2\ \text{kHz}$.

La tension d'alimentation de la bascule est fournie par le transformateur de la sonnette. Il faut redresser la tension

alternative au moyen de D3 à D6. La diode Z D7 empêche la tension de dépasser environ 18 V. La sonnette est immunisée par le filtre passe-bas R5/C1. L'interrupteur S2 permet de faire taire la sonnette. Seule D1 s'allumera lorsque quelqu'un appuie sur le bouton de la sonnette S1.

(014005)



Guirlande

051

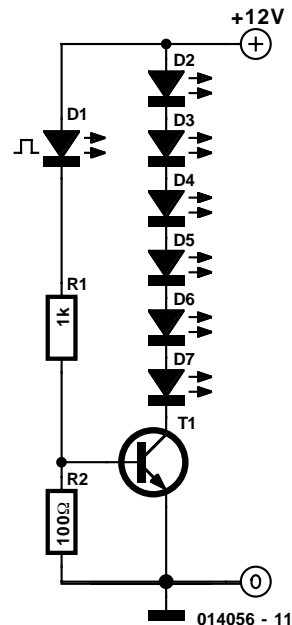
Manuel Schreiner

Cette guirlande clignotante multi-occasions simple pourra tout aussi bien finir dans l'Arbre de Noël qu'en tant que simple décoration. Elle se résume en fait à une paire de résistances, à un transistor petits signaux tel que le BC547, à une LED clignotante associée à quelques LED « classiques ». La LED clignotante, qui fait sert en même temps de source de signal d'horloge, est chargée de la commutation du transistor qui est partant, alternativement conducteur et bloqué. Ceci entraîne le clignotement des autres LED. La source de tension d'alimentation pourra prendre la forme d'un adaptateur secteur fournissant 12 V (non régulés le cas échéant).

Il n'est nécessaire de prévoir de résistance de limitation de courant dans la ligne des LED sachant que la somme des tensions directes des LED correspond à la valeur de la tension d'alimentation. Si l'on utilise des LED rouge qui induisent une chute de tension de 1,65 V chacune, ces 12 V correspondent à 7 LED, dans le cas de LED jaunes (2,1 V) cela

fera 6 LED sachant que les LED de couleur verte (2,7 V) pourront n'être qu'à 5. Rien n'interdit non plus de réaliser une guirlande multicolore.

On pourra imaginer une nouvelle version de guirlande en prenant, en parallèle sur le transistor NPN de base, un transistor PNP (dont l'émetteur sera relié au + 12 V) associé à une seconde guirlande de LED prise entre le collecteur de ce second transistor et la masse. Les 2 guirlandes de LED clignotent ainsi en alternance.



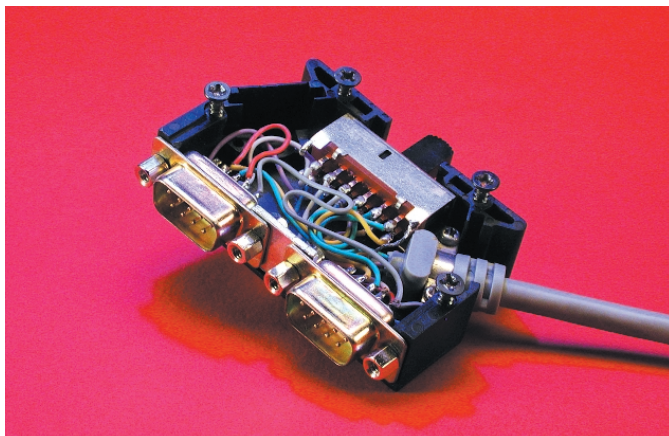
Inverseur de données RS-232 miniature

052

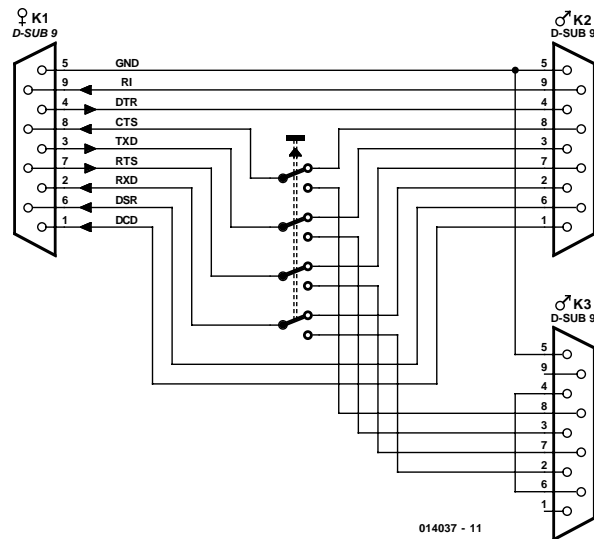
par H. – J. Böhling

Des moyens simples et un minimum d'habileté permettent de réaliser un inverseur RS-232 extrêmement compact. On n'a besoin que de 2 connecteurs Sub-D à 9 broches avec connexions à souder, d'un petit morceau d'aluminium, de 2 jeux de verrouillages à vis, d'un commutateur 4 pôles, d'un passe-câble anti-traction et d'un boîtier en plastique

pour câbles conçu pour connecteurs Sub-D à 25 broches possédant une entrée de câble verticale ET latérale (comme, par exemple, le modèle 711322 de Conrad). Il est important que l'entrée latérale du câble, y compris le dispositif anti-traction, laisse une place suffisante au commutateur. Il se peut qu'on doive sectionner quelques millimètres carrés de paroi latérale ou quelques nervures du boîtier synthétique. Comme on peut le voir sur la photo, le

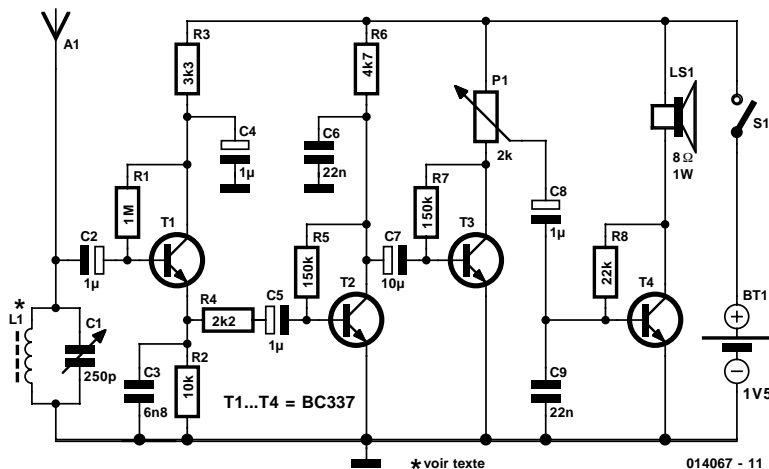


commutateur est actionné au travers de l'ouverture verticale pour le câble. Conrad possède à son catalogue un commutateur adéquat (N° de commande 708232) avec une longueur totale de 29 mm. Les seules modifications qu'on doit faire subir au boîtier consistent en 2 trous de fixation pour le commutateur (vis M2,6) distants de 24 mm l'un de l'autre. Les 2 connecteurs Sub-D sont accouplés par la plaque d'aluminium et les anti-tractions à vis. Souder ensuite le câble aux connecteurs et à l'inverseur selon l'illustration. Les connecteurs sont câblés un peu différemment l'un de l'autre. Alors que le connecteur Sub-D supérieur est raccordé 1:1 au câble d'entrée (pour la position correspon-



dante du commutateur) les liaisons DCD, DTR, DSR et RI du connecteur inférieur restent ouvertes. RTS et CTS sont en effet complètement suffisantes pour un acquittement, DTR et DSR doivent être interconnectées. Seules les lignes RXD, RTS, TXD et CTS sont commutées, les deux connecteurs sont mis à la masse par le câble. Une fois que tout est correctement soudé, installer le tout dans le boîtier selon les indications.

Une radio à transistors économe



par B. Kainka

Voici un étage Audion à circuit collecteur. Loin d'amortir le circuit oscillant, il le « désamortit ». Cela conduit à une sensibilité et une sélectivité élevées. À cause de la faible ten-

sion d'alimentation, l'amplificateur B.F. qui suit comporte 3 étages à transistor. Le potentiomètre sert à régler le volume. La radio fonctionne bien avec un bâtonnet de ferrite interne (environ 1 cm de diamètre, 10 cm de long) sur lequel sont enroulées environ 50 spires de fil de cuivre émaillé. Mais le nombre d'émetteurs reçus est encore plus élevé avec un fil de 2 m comme antenne supplémentaire. La radio est économe en composants et dans sa consommation : une pile alcaline R6 dure environ 200 heures car la consommation n'est que de 10 mA.

Les données techniques en bref :

- Ondes moyennes avec antenne ferrite
- Possibilité de raccorder une antenne supplémentaire
- Consommation 1,5 V/10 mA
- 4 transistors
- Fonctionne avec haut-parleur

(014067)

054

Système de protection pour pompe

Christophe van Lint

La raison de la conception de ce montage est le désir d'éviter qu'une pompe électrique destinée à garder une cave au sec par exemple ne continue de tourner à sec trop longtemps au risque d'être endommagée. Le système de protection de pompe détecte la durée de fonctionnement de la pompe et si ce facteur dépasse une durée prédéfinie (30 mn dans le cas présent), la tension d'alimentation de la pompe est purement et simplement coupée. Cette électronique est bien évidemment utilisable, avec l'une ou l'autre modification le cas échéant, pour la protection d'autres appareils.

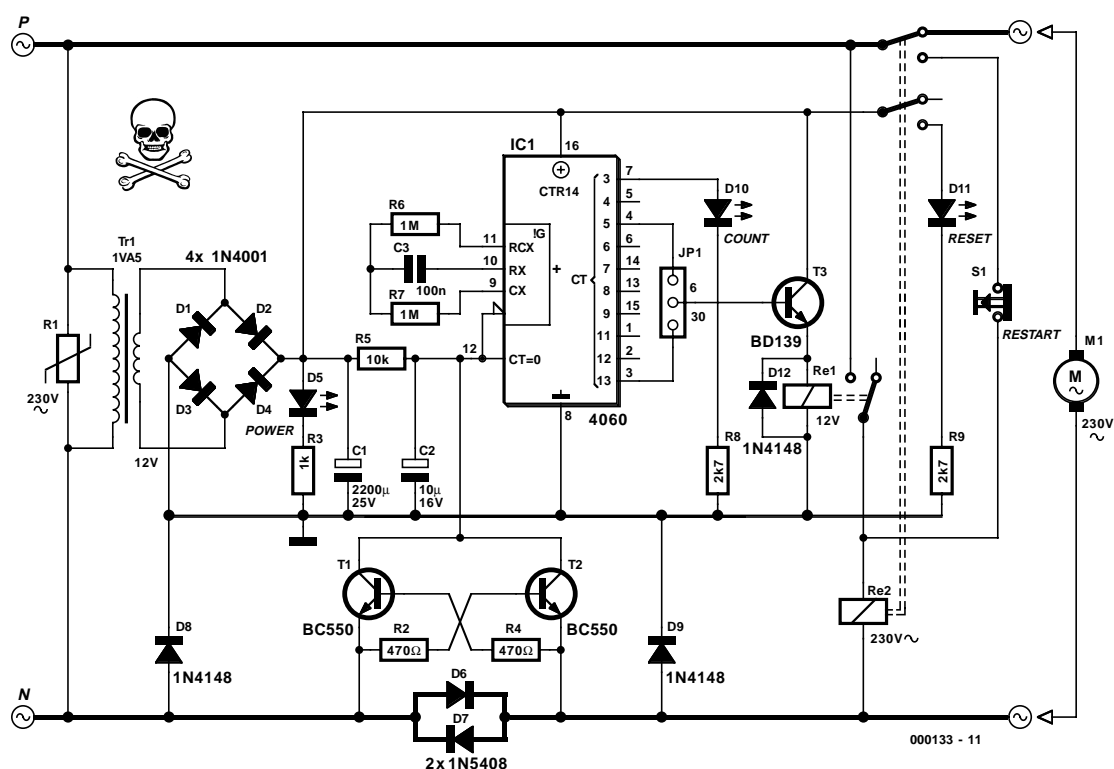
Le circuit est pris en série avec les bornes d'alimentation de la pompe; sur le schéma, nous découvrons les bornes 230 V d'entrée à gauche, les bornes de sortie correspondantes se trouvant à droite. L'électronique peut être divisée en 3 sous-ensembles : l'alimentation, le circuit de temporisation et le dispositif de détection de fonctionnement. La tension d'alimentation du circuit est dérivée, par le biais du transformateur secteur Tr1, de la ligne d'alimentation de la pompe. La nécessité d'une régulation n'existant pas, cette alimentation se résume à la combinaison classique de transformateur, pont de redressement et condensateur de filtrage. La LED D5 sert d'indicateur marche/arrêt.

Le système chronométrique fait appel à un 4060, IC1. La LED D10 (« *count* ») clignote lorsque la charge (la pompe en l'occurrence) est alimentée. La sortie Q14 de IC1 passe au niveau logique haut (« 1 ») au bout de 30 mn, à moins

que l'on ne se trouve, par implantation du cavalier de court-circuit, en mode « test »; dans ce cas-là ce sera la sortie Q6 qui servira d'organe de commande, cette sortie coupant l'alimentation de la pompe au bout de 6 secondes déjà.

Le dispositif de détection de fonctionnement par consommation de courant prend la forme d'une paire de diodes D6/D7 prise en tête-bêche (anti-parallèle) dans l'une des lignes d'alimentation. Lorsque la pompe est alimentée, on aura, aux bornes de la paire D6/D7, une chute de tension suffisante pour faire passer T1 et T2 en conduction. Ces transistors forcent la ligne de remise à zéro (RAZ = *Reset*) de IC1 au niveau bas de sorte que le circuit de temporisation se met à compter. Les diodes D8 et D9 servent de trajet de retour de la broche de RAZ vers la masse; la mise à cet endroit d'un simple pont de câblage aurait pour effet de ponter le dispositif de détection de consommation et cela n'est bien évidemment pas le but de la manoeuvre. De par la présence de ces diodes le niveau de RAZ se situe à quelque 0,8 V. Le condensateur électrochimique C2 a pour fonction d'éviter que les crêtes de tension nées du changement de polarité du courant alternatif, n'aient d'effet néfaste sur le fonctionnement de l'électronique.

Si, après écoulement de la temporisation, la pompe tourne toujours encore, on aura, par le biais du transistor T3, activation du relais 12 V Re1 qui commande à son tour un relais 220 V doté d'une paire de contacts de commutation. L'un de ces contacts sert à couper l'alimentation de la pompe,



l'autre est utilisé pour activer la LED « reset », D11.
On pourra redémarrer la pompe par une action sur le bouton-poussoir « *restart* ».

Quelques remarques pratiques en guise de conclusion. Re1 pourra être un relais encartable de type E. Le bouton-pous-

soir « *restart* » se doit bien entendu d'être de type 230 V. Comme l'ensemble de l'électronique se trouve en contact avec la tension du secteur, la réalisation se doit d'être extrêmement soignée et sa mise dans un boîtier parfaitement isolé est un « must » impératif.

sortle

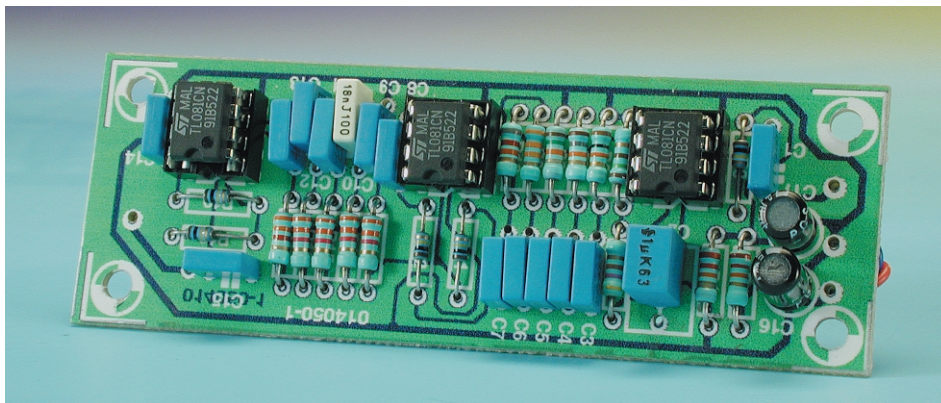
Le débit d'air est indépendant de la tension d'alimentation sachant que le composant se contente de traiter, par le biais de ses entrées VT1 et VT2, le rapport de la tension par rapport à la tension d'alimentation (ce que l'on appelle le mode ratiométrique). Dans ces conditions, une tension de 0,3 Vcc à VT1 (ou VT2) se traduit, en sortie, par un rapport cyclique de 0%, de sorte que le ventilateur se trouve arrêté. Une tension de 0,7 Vcc à l'entrée VT1 et/ou VT2 correspond à un rapport cyclique de 100%, c'est-à-dire l'application de la totalité de la tension de fonctionnement au ventilateur. Au niveau des entrées VT1 et VT2, c'est l'entrée qui présente le niveau de tension le plus élevé (qui traduit une température plus élevée) qui prend l'ascendant sur l'autre.



Il reste, pour terminer, à parler de la broche $\overline{\text{OTF}}$ (*Over Temperature Failure*), une sortie de signalisation de surchauffe, montée en collecteur ouvert que l'on force au niveau logique haut par le biais d'une résistance externe. $\overline{\text{OTF}}$ passe au niveau bas, son niveau d'activation, lorsque l'une ou l'autre des tensions d'entrées VT1 ou VT2 dépasse 0.75 Vcc.

Filtre de parole

056



G.Baars

On a souvent besoin, non pas comme le dit la fable de La Fontaine, d'un plus petit que soi, mais, dans le cas de récepteurs de trafic et d'amplificateurs pour micro, d'un filtre passe-bande étroit pour les fréquences peu élevées qui ne laisserait passer que le domaine de la parole. Ce domaine est dans la plupart des cas défini comme étant la bande audio située entre les fréquences de l'ordre de 300 et 3 300 Hz.

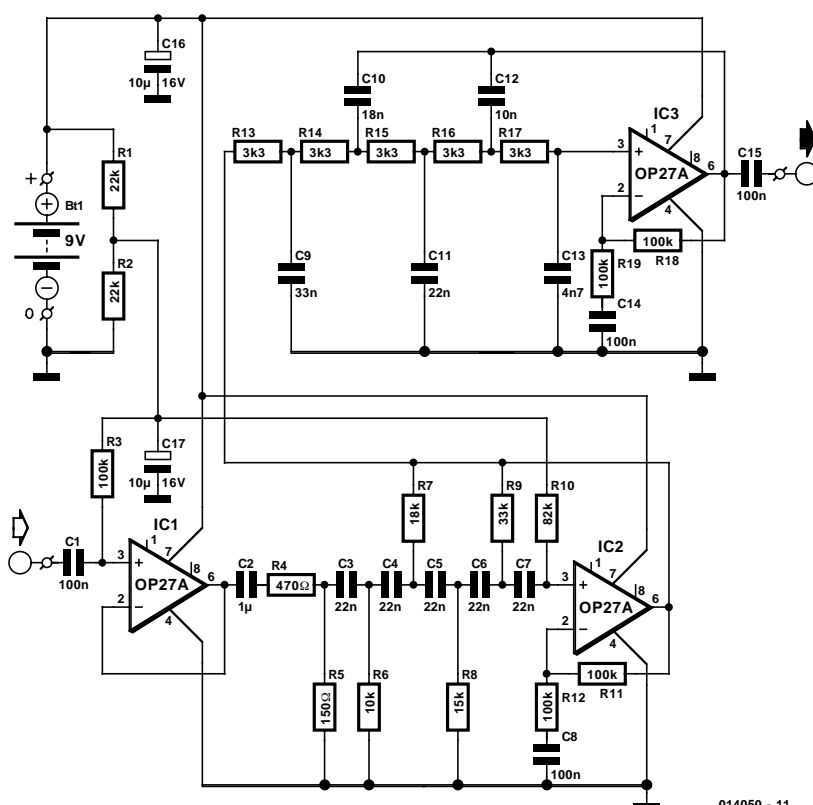
Nous avons fait appel, pour réaliser un filtre répondant à ce cahier des charges, c'est-à-dire limitant la bande pas-

sante au domaine défini par les 2 fréquences données ci-dessus, à 2 filtres de Butterworth du 5^{ème} ordre calculés en conséquence et montés en série. Le résultat de cette opération est un filtre passe-bande pour le domaine de fréquences requis dotés de raideurs de flanc de 100 dB/décade.

Le premier amplificateur opérationnel, IC1, fait office de tampon. L'électronique pourra être alimentée à l'aide d'une tension d'alimentation

asymétrique de valeur comprise entre 5 et 18 V; en raison de cette plage très large il devrait pratiquement toujours être possible de trouver une tension d'alimentation convenable dans l'appareil où on prévoit d'implanter ce filtre. La consommation de courant de ce montage se limite à quelques milliampères, courant qui ne devrait certainement pas poser de problème dans 99% des cas.

Le choix du type d'amplificateur opérationnel à utiliser est relativement large vu que le montage n'est pas très critique à ce niveau. On pourra, outre le OP27A que nous avons utilisé ici, opter pour un TL081N ou un OPA27 voire quasiment



Liste des composants

Résistances :

R1,R2 = 22 kΩ
 R3,R11,R12,R18,R19 = 100 kΩ
 R4 = 470 Ω
 R5 = 150 Ω
 R6 = 10 kΩ
 R7 = 18 kΩ
 R8 = 15 kΩ
 R9 = 33 kΩ
 R10 = 82 kΩ
 R13 à R17 = 3kΩ3

Condensateurs :

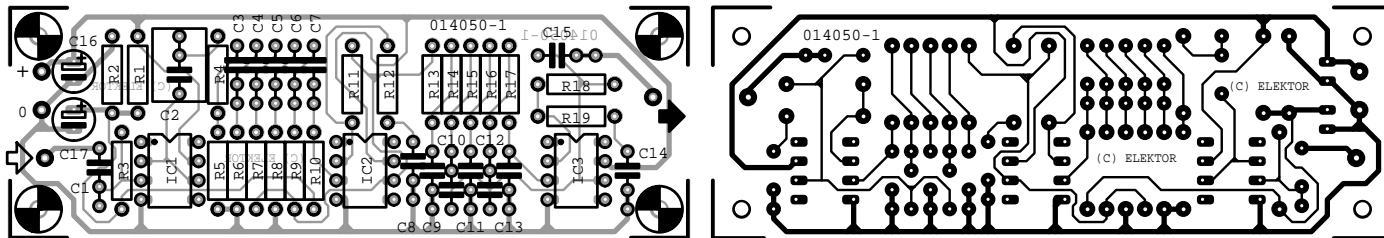
C1,C8,C14,C15 = 100 nF
 C2 = 1 μF MKT
 C3...C7,C11 = 22 nF
 C9 = 33 nF
 C10 = 18 nF
 C12 = 10 nF
 C13 = 4nF7
 C16,C17 = 10 μF/16 V

Semi-conducteurs :

IC1 à IC3 = OP27A, TL081CN

Divers :

Bt1 = pile compacte 9 V



n'importe quel amplificateur opérationnel jusqu'au 741, en tenant cependant compte de leurs spécificités au niveau de la tension d'alimentation.

Il est fort probable, en raison des inévitables tolérances présentées par les composants, que la courbe passe-bande du filtre ne soit pas parfaitement idéale. Il s'agit là de petites dispersions qu'il est totalement impossible d'entendre. Le gain du circuit est pratiquement unitaire sur l'ensemble de la plage des fréquences que le filtre laisse passer.

Le dessin de circuit imprimé proposé ici permet de réaliser un montage très compact, un détail qui a son importance lorsque l'on envisage de monter le filtre de parole dans un appareil existant. Il suffira, pour une vérification rapide du montage réalisé, de positionner la sonde d'un multimètre placé en calibre voltmètre, sur les entrées et sorties des 3 amplificateurs opérationnel et de vérifier que l'on trouve à ces différents points un niveau de tension égal à la moitié de la tension d'alimentation.

Haut-parleur actif pour PC

057

P. Lay

En utilisant le fameux circuit intégré amplificateur de puissance TDA2030V de l'ensemble Pentawatt, il est facile « d'activer » un haut-parleur de PC ou d'améliorer la qualité d'un haut-parleur actif bon marché. Le TDA2030 combine la facilité d'utilisation avec de bas niveaux de distorsion harmonique et répartie, et il comporte aussi une protection contre les court-circuits et les surtensions thermiques.

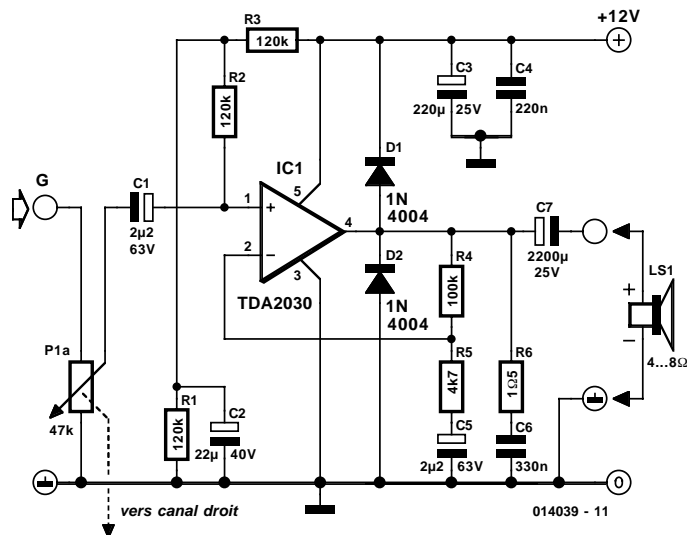
Aucun effort de créativité n'est exigé pour obtenir le circuit présenté sur la **figure 1**, qui est pratiquement identique au circuit d'application standard pour des opérations à alimentation unique, comme l'indique le document de présentation publié par son constructeur, ST Microelectronics

(<http://us.st.com/stonline/books/pdf/docs/1458.pdf>).

Les deux résistances R1 et R3 déterminent la valeur de fonctionnement de l'amplificateur, et l'entrée sans inversion est polarisée par R2. Le signal sonore atteint l'amplificateur opérationnel de puissance à travers C1. Le gain est déterminé par le rapport R5/R4. Le condensateur C5, comme C1, influence la fréquence inférieure d'élimination. Les deux diodes protègent le circuit intégré contre des pics positifs et négatifs éventuels du signal de sortie. Le réseau C6/R6 surveille la stabilité du fonctionnement de l'amplificateur dans la gamme des hautes fréquences. L'alimentation

est connectée par l'intermédiaire du condensateur électrolytique de sortie C7. Dans le document de présentation, on peut voir quels sont les paramètres qui changent lorsqu'on « joue » avec les valeurs des résistances et des condensateurs.

Tout haut-parleur individuel d'une impédance de 4 à 8 Ω , ou tout haut-parleur multivoie peut être connecté à la sortie. La puissance maximum atteignable est de 6 à 12 W, aussi un radiateur avec une résistance thermique de 8,3 à 4,2 K/W est-il obligatoire.



LED blanches alimentées sous 1,5 V

058

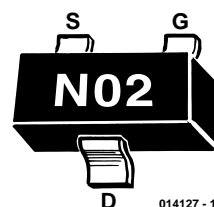
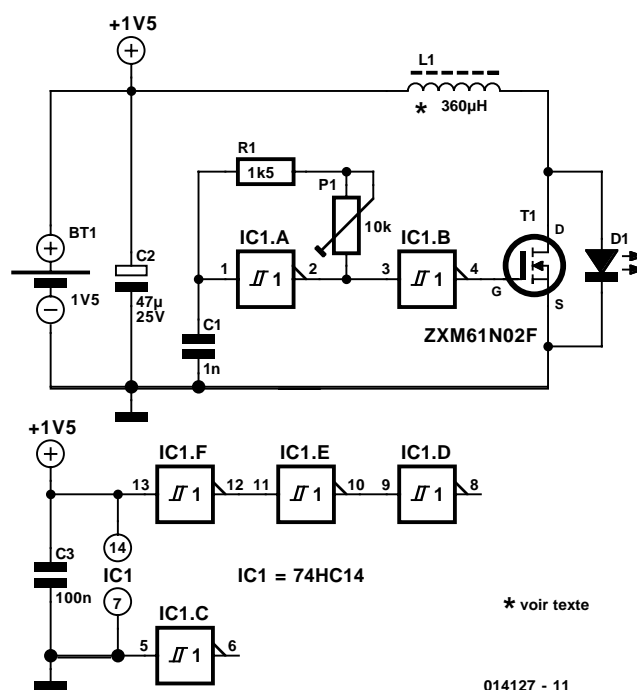
De par leur rendement lumineux important et leur durée de vie tout aussi remarquable, les LED blanches constituent une alternative très intéressante aux mini-ampoules à incandescence qui équipent les petites lampes de poche. Cette substitution s'accompagne bien évidemment d'un « mais ». En fonction du courant qui les traverse, ces LED requièrent une tension comprise entre 3 et 4 V. On se retrouve ainsi dans le cas d'une lampe de poche comportant un minimum de 3 piles, objet que l'on peut difficilement encore qualifier de compact.

Il existe heureusement une petite électronique d'adaptation simple qui permet de contourner cet obstacle. Le circuit proposé ici permet de faire fonctionner une LED blanche à l'aide d'une seule et unique pile de 1,5 V; il se résume à un convertisseur rehausseur de tension (*step-up*) et à un oscillateur. Il est sans doute possible, surtout si elle est réalisée à base de composants CMS (pour Montage en Surface), d'intégrer l'ensemble de cette électronique à l'intérieur du boîtier de la lampe de poche concernée.

Le convertisseur rehausseur prend ici la forme physique de L1 et de T1. La bobine est réalisée à l'aide d'un pot ferite de type EP7 constitué d'une carcasse à picots destinée à recevoir l'enroulement, de 2 demi-noyau (en matériau T-38) et d'un clip de fixation qui fait également office de blindage (à découvrir dans le catalogue de Farnell). On bobine 17 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre sur le corps. Si le bobinage a été fait avec soin et qu'il est bien serré, il ne devrait pas y avoir de problème de placement des 2 demi-noyaux. Attention à la manipulation de la carcasse, elle est relativement fragile. La valeur d'inductance de la bobine ainsi fabriquée est de l'ordre de 360 μ H et le facteur Q (de qualité) est de 50 (mesuré à une fréquence de 1 kHz). Le transistor utilisé sur notre prototype est une version CMS de l'écurie Zetex : un ZXM61N02F. Ce FETMOS minuscule se caractérise par une $R_{DS(ON)}$ et une tension de seuil très faibles.

L'oscillateur de commande de T1 prend la forme d'une approche classique à version RC reposant sur un inverseur à trigger de Schmitt (IC1a, un 74HC14 de Texas Instruments). Au cours de nos essais il s'est avéré que ce composant travaillait encore parfaitement à une tension de 1,5 V. Nous avons opté pour une possibilité d'ajustage de la fréquence de manière à ce qu'il soit possible, lorsque la tension de la pile a quelque peu chuté, d'augmenter la luminosité en faisant varier la fréquence.

Il existe un point optimal sachant que dans le cas d'une pile proche de l'épuisement total et d'une consommation de courant importante on constate une chute de la tension d'alimentation. Dans le cas d'une pile neuve bien chargée la fréquence la plus faible se traduit par le courant le plus



important. Avec le dimensionnement adopté ici, la fréquence est ajustable entre 50 et 300 kHz. À la fréquence la plus faible et avec une pile neuve (bien chargée s'entend) la luminosité est à son maximum; la consommation de courant est de 16 mA et le rendement de l'ordre de 84%.

Le principe sur lequel repose le convertisseur est simple. T1 entre en conduction ce qui se traduit par une augmentation du courant circulant au travers de L1; à 50 kHz et un rapport cyclique de 50% il pourra grimper jusqu'à quelque 40 mA. Lorsque T1 cesse de conduire le courant de bobine continue de circuler par le biais de la LED D1. La tension d'inductance produite aux bornes de T1 est limitée par D1. Le courant traversant la LED blanche ne doit pas (dans notre cas) dépasser 20 mA au maximum. L'impulsion de courant monte à une valeur supérieure vu qu'elle atteint une crête de 40 mA, mais la moyenne se situe à une valeur sensiblement plus faible et partant parfaitement sûre.

(014127)

Pilote de convertisseur N/A à basse fréquence

059

A. Grace

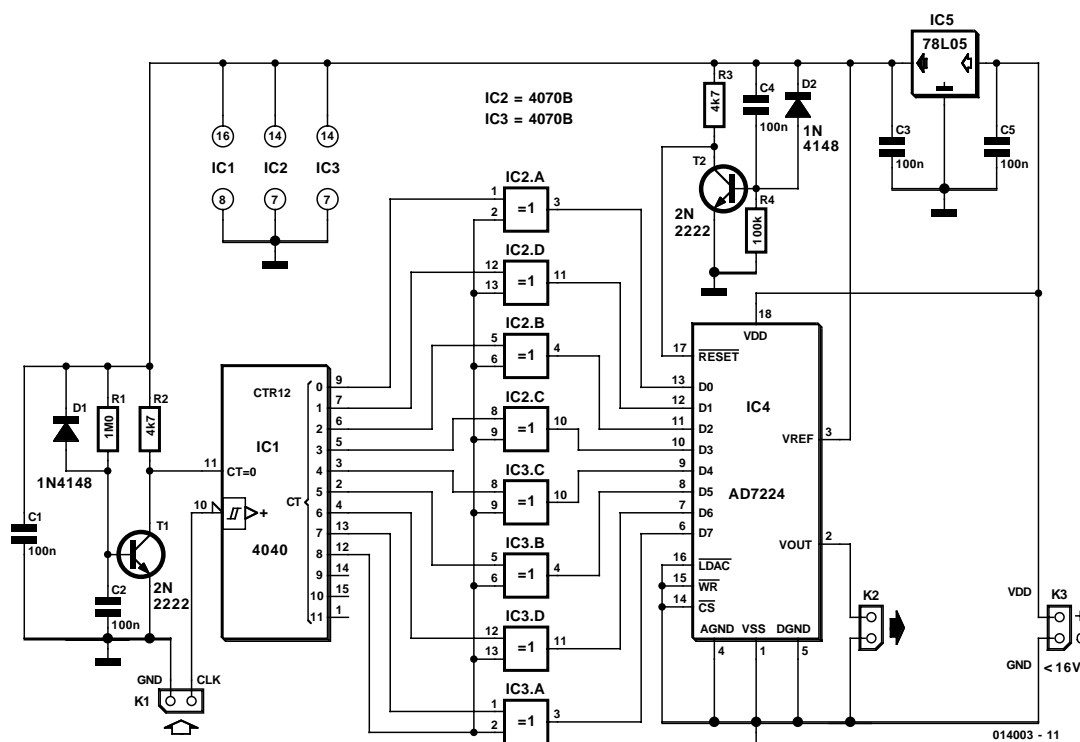
Ce circuit très simple a été conçu comme un générateur de signaux basse fréquence pour tester un système de commande de température pilotant un processus à très grande constante de temps (c'est-à-dire le temps mis à la sortie pour retrouver l'équilibre rompu après un changement du signal d'entrée), depuis quelques dizaines de minutes jusqu'à plusieurs heures. On peut utiliser le circuit pour tester en laboratoire un système de commande avant de le réinstaller dans l'usine, ou comme élément d'un équipement de démonstration.

Le circuit de test fournit en sortie un signal de tension triangulaire sur K2 qui peut exploser de zéro à +5 V et revenir ensuite à 0 V. Le temps pris par un cycle dépend du signal de temps injecté dans le circuit à K1. Le circuit contient un convertisseur numérique-analogique DAC (DAC = Digital-Analogic Converter) dont la sortie s'étage de zéro au maximum en 256 pas. Avec un signal d'horloge de 1 kHz à K1, la période du signal est de 2 fois 256 secondes, soit approximativement 8,5 minutes. Si c'est trop rapide, l'entrée de K1 peut être divisée préalablement par un second compteur.

Le circuit IC4 du DAC AD7224 compose le cœur du circuit. C'est un convertisseur DAC à sortie de tension dont le signal de sortie varie de zéro à la tension de référence sur la broche 3, qui est dans ce cas l'alimentation logique de

+5 V. Si l'on désire une précision supérieure, il faut alimenter la broche 3 avec une tension de référence correspondante (si une tension de sortie élevée est requise, jetez un coup d'oeil sur la note d'application AN-316 d'Analog Devices qui explique comment y arriver). Le convertisseur AD7224 est fabriqué par Analog Devices et par Maxim, sous diverses références. On peut se le procurer chez Radiospares pour moins de 100 FF. Notez que l'AD7224 n'est pas un équivalent de l'ICM7224 qui est un pilote d'affichage ! L'interface logique à double tampon du DAC comporte deux registres à 8 bits – un registre d'entrée et un registre DAC. Ces deux registres sont rendus transparents par la mise à la terre de trois lignes de commande (\overline{CS} , \overline{WR} , \overline{LDAC}). A ces conditions, la ligne \overline{RESET} fonctionne comme un franchisseur de zéro. On obtient ce résultat au démarrage via le circuit RC transistorisé à mémoire T2, R4 et C4.

L'incrémentement du signal de tension de sortie du DAC est commandée par les sorties d'un compteur à 12 bits de type 4040, dont les sorties sont incrémentées de façon binaire par les tops précis des pulsations d'une horloge appliqués à la broche 10 via K1. Neuf des douze sorties du compteur sont utilisées dans ce projet. Q0 à Q7 fournissent les huit bits de donnée pour le DAC, et Q8 est utilisé pour piloter la pente du signal de sortie du DAC à travers les portes XOR dans les circuits IC2 et IC3. Avec la sortie Q8 à zéro



logique (décompte à moins de 256), les sorties de IC2 et IC3 ont la même polarité de sortie que la sortie du compteur, et la tension de sortie du DAC s'incrémente. Lorsque le compteur atteint 256, Q8 prend la valeur haute, et les sorties du compteur sont inversées à travers les portes XOR. Il en résulte que la tension de sortie du DAC commence à se décrémenter, alors que le compteur continue de s'incrémenter. Le compteur est aussi réinitialisé à la mise sous tension par un second circuit d'initialisation composé de

T1, R1 et C2. Le compteur a la plus longue constante de temps qui permette au DAC de se repositionner avant que le compteur ne s'incrémente.

L'ensemble du circuit est alimenté par K3. Notez que la tension d'alimentation du AD7224 doit dépasser au minimum de 4 V la tension de référence, jusqu'à un maximum de 16 V. Consultez le document de présentation du AD7224 pour plus de détails.

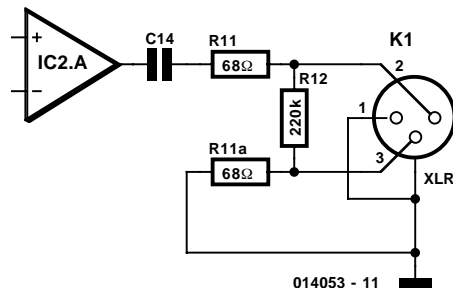
Sortie symétrique

060

Cette simple électronique d'adaptation est destinée à un montage à grand succès publié dans le numéro 270 (décembre 2000) de ce magazine, l'« **Audio-DAC USB** ». Il suffit en effet d'une modification extrêmement facile à effectuer pour rendre pseudo-symétrique la sortie du convertisseur N/A du montage en question, ce qui permet de le brancher à des appareils professionnels dotés d'entrées lignes de type XLR. Les excellentes caractéristiques de l'« Audio DAC USB » n'en sont qu'accentuées.

La modification consiste en fait à ajouter une résistance, R11a. La résistance R11 existante, présente à la sortie de l'Audio-DAC voit sa valeur abaissée de 100 à 68 Ω . C14 et R12 gardent leur valeur d'origine.

Effectuer la modification au niveau de la platine de l'Audio-DAC n'a rien de bien sorcier; il n'en reste pas moins qu'il faudra bricoler : après avoir remplacé R11 par une résistance de 68 Ω il faudra dessouder R12 avant de prendre R11a en série avec cette résistance et d'utiliser le point



nodal de cette (nouvelle) paire de résistances comme point de « retour de signal » (broche 3 d'une embase XLR). La pseudo-symétrisation du canal droit se fait très exactement de la même manière, à ceci près que les composants concernés cette fois sont les résistances R16, R16a et R17.

(014053)

« Ampèremètre » LM 3822/24 061

par Gregor Kleine

Les circuits intégrés de mesure du courant utilisent le plus souvent des résistances de détection externes dont la valeur est de l'ordre de quelques 10 milliohms. Il est non seulement difficile de se procurer ces résistances, mais l'influence de la disposition des éléments sur la carte influence de façon gênante la précision de mesure. Ce problème est résolu par les circuits intégrés LM3822 et

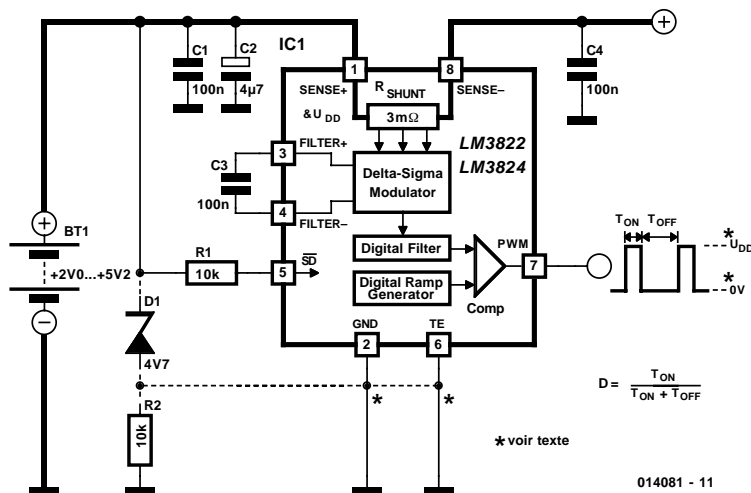
LM3824 de National Semiconductor (www.national.com) dont la résistance détectrice incorporée n'est que de 3 mΩ. Un modulateur Δ/Σ (delta-sigma) numérise la valeur de mesure. Un filtre numérique forme la moyenne du courant sur un intervalle de 50 ms (LM 3822) ou de 6 ms (LM 3824). Un signal modulé en largeur d'impulsion (MLI dit PWM pour *Pulse Width Modulation*) proportionnel au courant de mesure est engendré par la comparaison avec un signal de rampe numérique. Selon les indications du fabricant, les

composants LM 3822/24 offrent la précision de mesure la plus élevée de tous les circuits intégrés de mesure de courant High-Side actuellement disponibles. Elle est de $\pm 2\%$ dans le cas du LM 3824.

Les LM3822/24 fournissent à la sortie un signal (PWM) modulé en largeur d'impulsion dont le rapport cyclique D (*duty cycle*) donne la valeur de courant mesuré, le signe y compris. Si le courant est nul, D est exactement de 50 %. Un courant positif correspond à un rapport cyclique compris entre 50 % et 95,5 %, entre 50 % et 4,5 % pour un courant négatif. 95,5 % correspond donc à +1 A (ou +2 A), 4,5 % à -1 A (ou -2 A). Le courant est positif lorsqu'il passe de SENSE+ à SENSE-.

Les composants LM3822/24 ont besoin d'une tension de 2,0 V à 5,5 V et consomment moins de 150 μA . Pour les tensions dépassant 5,5 V, on peut utiliser la diode Z reproduite en traits discontinus dans le schéma avec une résistance de protection de 10 k Ω . La diode Z limite la tension d'alimentation du LM3822/24 à la valeur sans danger de 4,7 V. Il ne faut toutefois pas oublier que le signal de sortie n'est alors plus défini par rapport à la masse mais est compris entre la tension de service

à la valeur sans danger de 4,7 V. Il ne faut toutefois pas oublier que le signal de sortie n'est alors plus défini par rapport à la masse mais est compris entre la tension de service



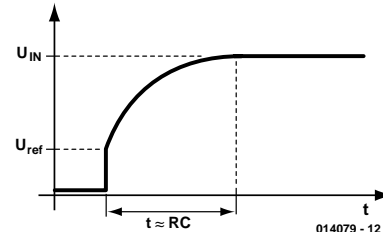
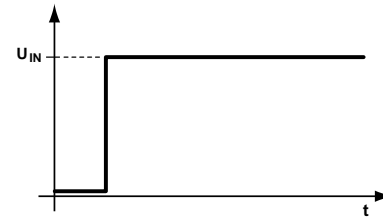
Type	Plage de mesure	Erreur	Intervalle d'échantillonnage	Résolution PWM
LM3822-1.0	-1,0 à +1,0 A	$\pm 2\%$	50 ms	0,1 %
LM3822-2.0	-2,0 à +2,0 A	$\pm 2\%$	50 ms	0,1 %
LM3824-1.0	-1,0 à +1,0 A	$\pm 3\%$	6 ms	0,8 %
LM3824-2.0	-2,0 à +2,0 A	$\pm 3\%$	6 ms	0,8 %

et celle-ci moins 4,7 V. On a donc besoin d'un convertisseur de niveau du signal. Les broches GND et test TE doivent alors être raccordées à la diode zener.

tude décrite dans le présent article. Le transistor T1 court-circuite tout d'abord le diviseur de tension de sortie supérieur car le condensateur C n'est pas encore chargé. La valeur de la tension de sortie sera alors égale à celle de la tension de référence. Le courant passant par R qui est raccordée à la tension d'entrée charge lentement C. Le transistor T1 conduit de moins en moins si bien que le diviseur de tension R1 et R2 devient progressivement opérationnel. Si la tension aux bornes de C dépasse la tension de sortie, le trajet base-émetteur de T1 est polarisé dans la direction de blocage du transistor.

Il faut tenir compte de la valeur de la tension de claquage base-émetteur du transistor T1 choisi. La différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie ne peut pas dépasser cette limite.

(014079)



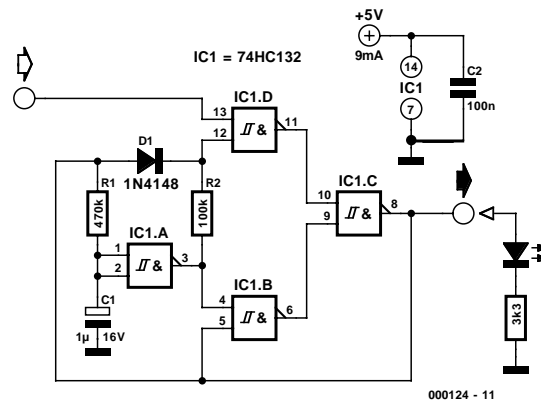
par Friedrich Rimatzki

Un signal numérique doit se maintenir pendant un certain temps si l'on veut pouvoir le surveiller avec une DEL (= Diode ÉlectroLuminescente, LED). De courtes impulsions ne font briller la DEL que trop brièvement pour nos yeux. Le circuit auxiliaire décrit ici ne comprend que 4 portes NON-ET (NAND) à 2 entrées chacune sous forme d'un 74HC(T)132, 2 résistances, une diode et un condensateur ; il prolonge suffisamment une impulsion brève pour la rendre visible dans la DEL.

Le niveau de sortie de la broche 8 prépare le circuit pour le flanc suivant. La sortie à « 1 » logique signifie que C1 est complètement chargé et que la sortie de la porte 1a se trouve au niveau bas. La sortie de IC1b et la broche 9 de IC1c se trouvent donc au niveau haut. Le niveau haut de la broche 8 « domine » aussi par D1 le niveau bas de la broche 3 défini sinon par R2, de sorte que la broche 12 de IC1d est aussi placée au niveau haut. L'état n'est stable qu'avec un signal d'entrée de niveau haut.

Par contre, avec un niveau de sortie bas, le condensateur est déchargé et la sortie de IC1a se trouve au niveau haut. Les broches 9 et 12 se trouvent alors aussi au niveau haut car D1 cause à présent un blocage. Cet état est aussi stable à condition que le signal d'entrée soit au niveau bas.

Les choses ne commencent à bouger que lors d'un changement de niveau du signal d'entrée. Un flanc positif ou négatif fait en effet basculer immédiatement la broche 9 ou 12 au niveau bas tout en ne modifiant pas l'état de l'autre. Le niveau de sortie varie donc en fonction du signal d'entrée. Un nouveau changement de niveau immédiat n'a alors aucune influence car il ne serait transmis à la



sortie que si les broches 9 et 12 se trouvaient toutes deux au niveau haut. Cette dernière condition ne peut toutefois être réalisée avant que le délai défini par les valeurs de R1 et C1 se soit écoulé (dans notre cas, de l'ordre de 100 ms). Au cours de ce temps mort, un changement de niveau d'entrée n'a aucun effet sur la sortie !

Ce circuit est si compact et si simple qu'il peut servir par exemple d'anti-rebond de touches ou de signaux numériques. Il est tout simplement inséré dans le trajet des signaux.

Mais il peut aussi être facilement être incorporé dans le boîtier d'un testeur logique pour permettre de visualiser des impulsions de courte durée avec une DEL à haute efficacité.

La consommation (env. 9 mA en moyenne) est par ailleurs la plus basse pour un niveau d'entrée bas, car seuls le courant d'entrée de la porte et le courant de fuite de la diode par-

courent R2. Dans le cas contraire, un courant beaucoup plus élevé passe de la broche 8 à la broche 3 par D1 et R2. Il est facile d'inverser ce comportement en permutant D1 et R2. On peut pousser encore plus loin le souci d'économie en remplaçant D1 et R2 par une véritable porte OU. Dans ce cas, le circuit peut constamment rester à la tension d'alimentation :

un commutateur marche/arrêt est superflu. La valeur des niveaux logiques permet d'alimenter le dispositif de visualisation de flancs à partir du circuit à tester. Il faut tenir compte du comportement de commutation (HC ou HCT) et des valeurs limites du circuit utilisé.

Oscillateur à quartz pour fondamentale et harmonique

064

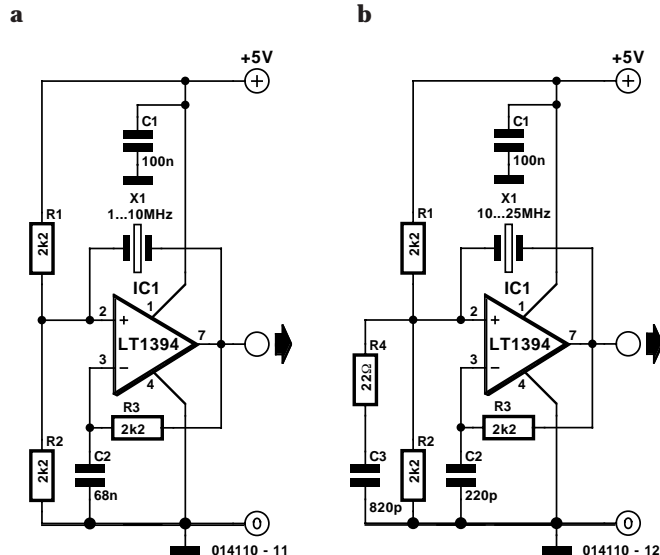
Gregor Kleine

La figure représente 2 schémas d'oscillateurs basés sur un circuit de Linear Technology (www.linear-tech.com), le LT1394, un comparateur rapide. On retrouve, sur chacun de ces schémas, le quartz pris dans la ligne de réinjection, la ligne de contre-réaction comportant elle un réseau RC chargé de produire le déphasage nécessaire.

Le schéma de la **figure a** est prévu pour les quartz à taille AT travaillant à leur fondamentale. Il bat une plage de fréquences allant de 1 à 10 MHz.

Le schéma de la **figure b** comporte un réseau RC additionnel, R4/C3, chargé d'abaisser le gain aux fréquences plus élevées vu que plus la fréquence est élevée, plus la résistance R4 charge la ligne de réinjection. On élimine ainsi les oscillations se produisant sur des multiples (harmoniques) de la fréquence fondamentale, sachant qu'il faut faire en sorte que la 3^{ème} harmonique ne soit pas encore atténuée elle. Ce schéma est utilisable avec des quartz à taille AT travaillant entre 10 et 25 MHz.

(014110)



a) Q1 = quartz fondamentale
à taille AT 1 à 10 MHz

b) Q1 = quartz harmonique à
taille AT 10 à 25 MHz

PC éteint, l'écran itou

065

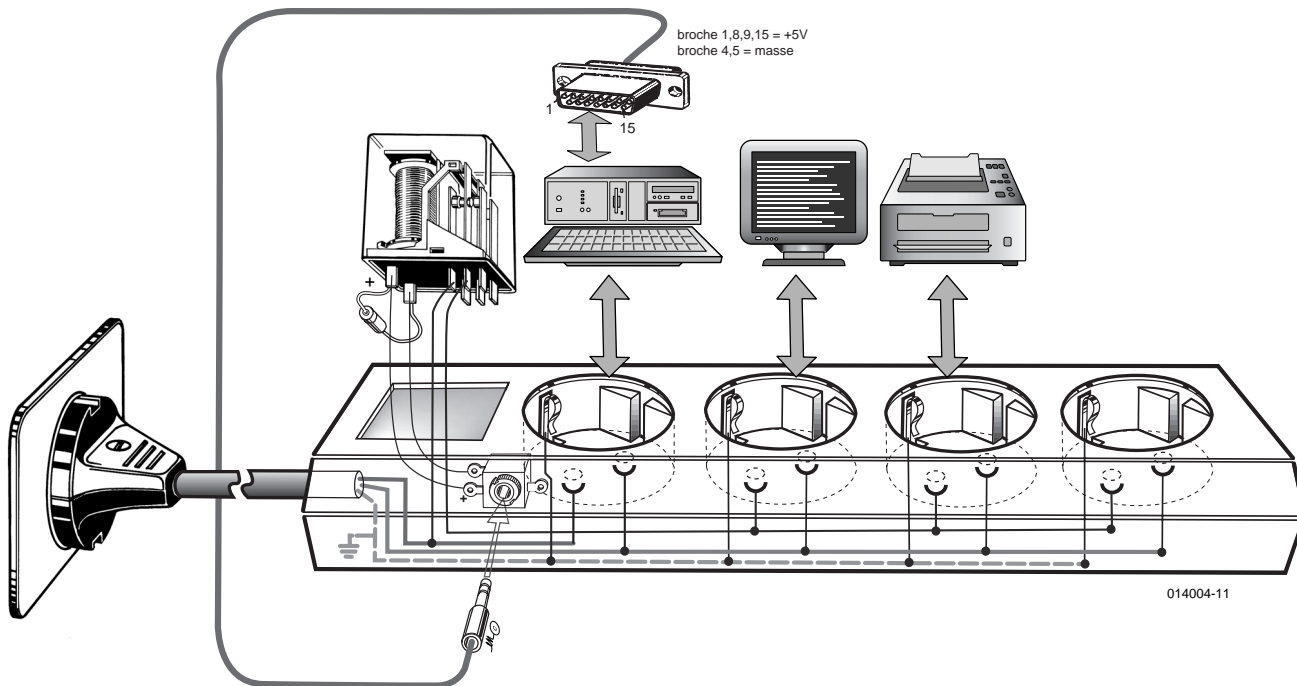
P. Van Geens

Naguère, les ordinateurs étaient peut-être lents et affublés de diverses limitations, en comparaison de ceux d'aujourd'hui, mais au moins ils possédaient, pratiquement tous, un atout bien pratique : une prise secteur commutée pour le moniteur. Elle était commandée par l'interrupteur général du PC et donc on éteignait son ordinateur et son écran d'un seul coup.

Un PC moderne fonctionne sur alimentation électronique

et ne dispose plus du courant nécessaire pour ce genre de raccordement. C'est le progrès ! L'utilisateur n'a qu'à penser à couper son moniteur manuellement avant d'aller dormir, sinon...

Mais un vrai électronicien, toujours soucieux de bilan énergétique, ne se laisse pas coincer pour si peu. Il sait par exemple que sur le port de jeu, une tension de + 5 V est disponible aussi longtemps que l'ordinateur est allumé. Il ne lui en faut pas davantage pour y brancher un relais



grâce auquel il commutera le moniteur, mais aussi l'imprimante et tout le reste. Le schéma est assez explicite sur la marche à suivre. Un simple étage à relais et nous voici,

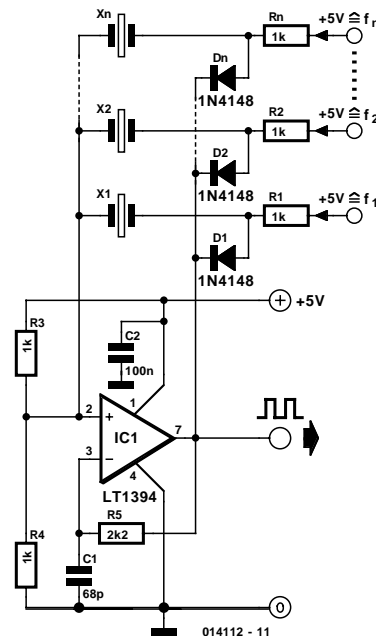
comme au bon vieux temps, débarrassés de la corvée : le PC éteint, l'écran l'est tout autant.

Oscillateur à quartz commutable 066

Gregor Kleine

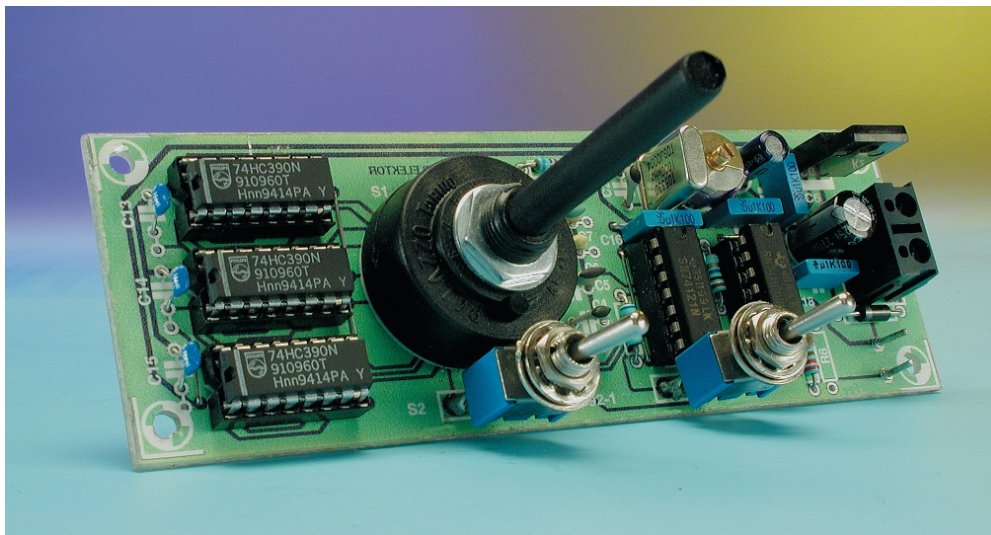
Le présent schéma est celui d'un oscillateur à quartz commutable capable de générer pratiquement n'importe quelle fréquence à condition de le doter du quartz adéquat. Le comparateur rapide LT1394 de Linear Technology (www.linear-tech.com) permet de réaliser un oscillateur à quartz pour peu que l'on prenne un quartz dans la ligne de réinjection et que l'on intercale un réseau RC chargé d'induire le déphasage requis dans la ligne de contre-réaction. La commutation entre les quartz se fait par le biais de diodes ordinaires (1N4148). On effectue, par le biais des résistances-talon de 1 k Ω , une prépolarisation de la diode associée au quartz que l'on veut activer. Toutes les autres entrées de commutation doivent être forcées au potentiel de la masse. On pourra utiliser n'importe quel quartz de fréquence comprise entre 1 et 15 MHz, si tant est qu'il travaille à sa fondamentale. De par la présence du comparateur, le signal de sortie est de forme rectangulaire.

(014112)



Chronomarqueur à petit prix

067



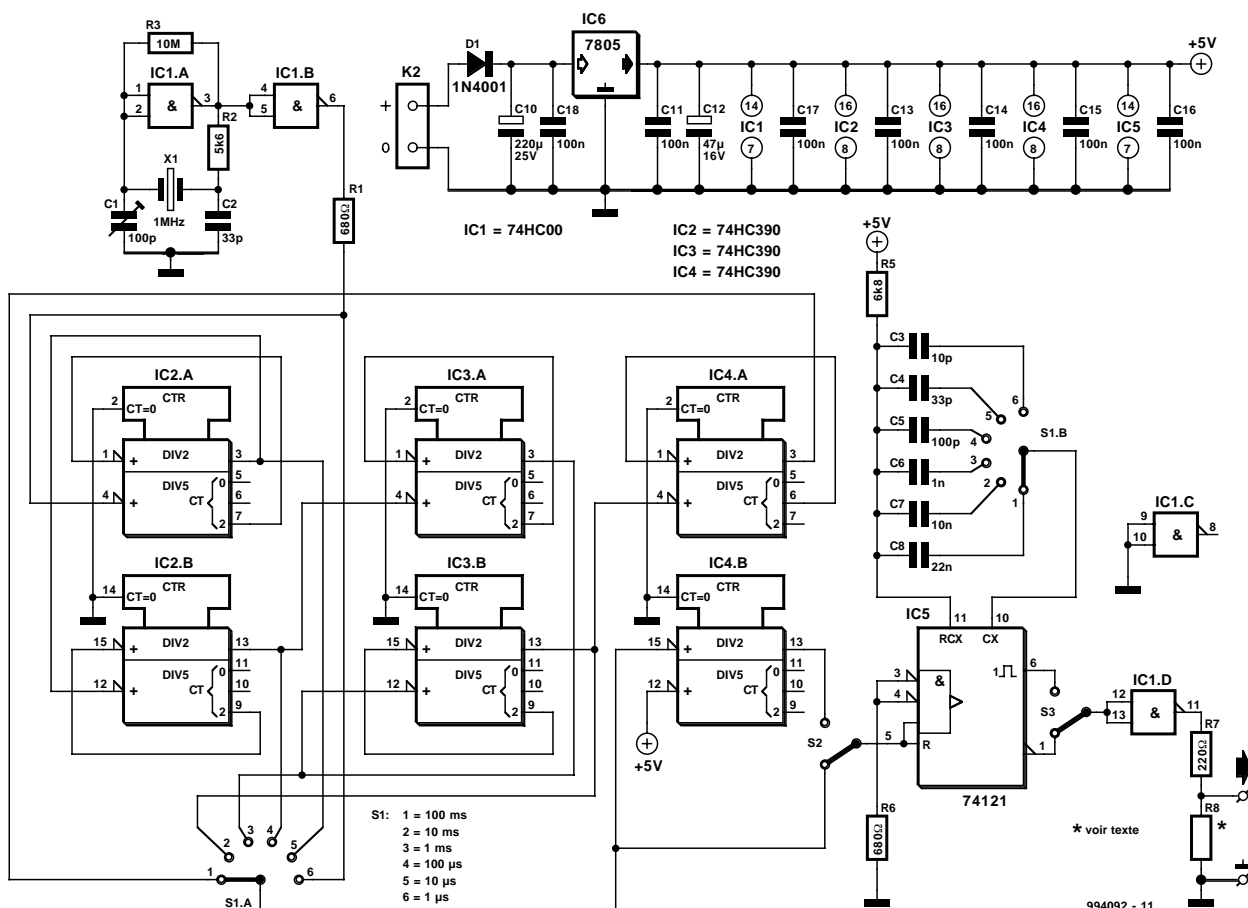
Fritz Hueber

Un chronomarqueur constitue un auxiliaire précieux lors de l'établissement d'oscillogrammes lorsqu'il s'agit de définir parfaitement un balayage horizontal. Technique-

ment, il s'agit d'un générateur d'impulsions caractérisé par un intervalle entre impulsions défini avec une grande précision, c'est-à-dire une fréquence de train d'impulsions parfaitement définie. Si l'on réduit la largeur des impulsions à une valeur très faible par rapport à l'intervalle séparant 2 impulsions et pour peu que l'on ait des flancs suffisamment raides, tout ce que l'on verra sur l'écran de l'oscilloscope sont les crêtes des impulsions en aiguille qui se manifesteront sous la forme de points lumineux.

Le schéma de la **figure 1** ne requiert, si l'on fait abstraction de l'alimentation, que 5 circuits intégrés de logique numérique standard disponibles sans problème. La précision requise est obtenue à l'aide d'un oscillateur à quartz basé

1

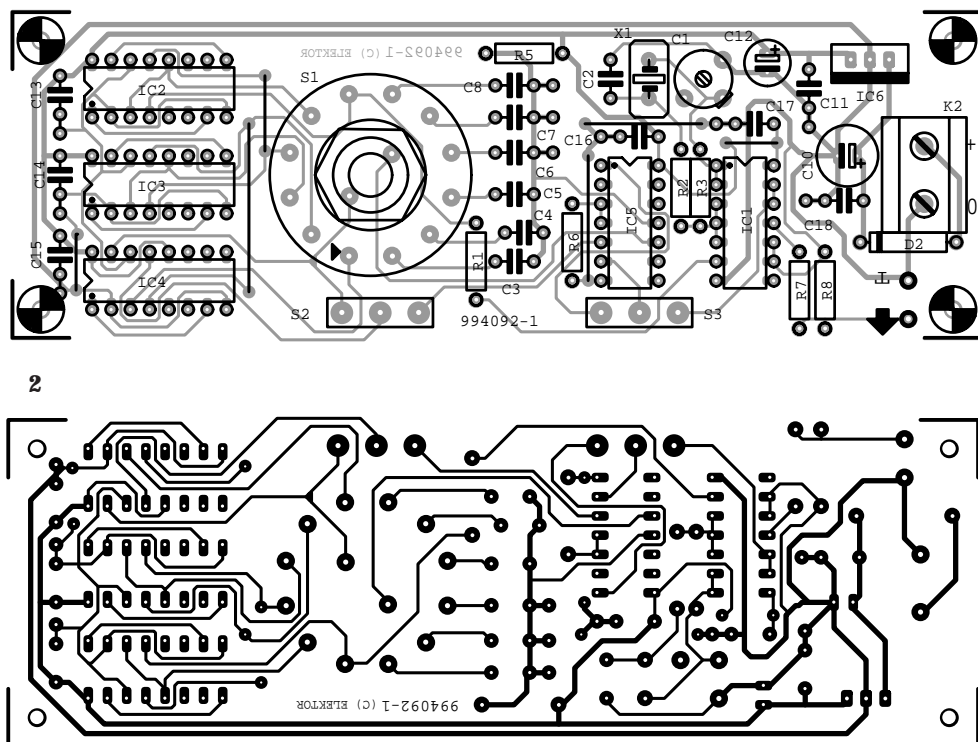


sur une porte NAND, IC1a. Le point de fonctionnement précis de l'oscillateur se laisse ajuster par le biais de R3. Le condensateur ajustable C1 permet de « décaler » le quartz quelque peu. Le tampon IC1b découple l'oscillateur du reste du circuit, R1 élimine une légère surmodulation du signal de 1 MHz caractérisé par un rapport cyclique de 50% très exactement.

Le signal attaque une chaîne de 5 diviseurs décadiques du type 74HC390, IC2 à IC4a, qui, comme l'indique leur dénomination, effectuent chacun une division par 10 de la fréquence appliquée à leur entrée. Le commutateur S1a permet ainsi le choix entre 6 fréquences différentes, ce qui correspond à autant d'intervalles de temps qui peuvent aller de 1 μ s (1 MHz) à 100 ms (10 Hz). L'intervalle choisi sera, en fonction de la position de S2, transmis directement ou divisé par 2 par le monostable IC5. On dispose ainsi en fait de 12 variantes de chronomarqueur d'une longueur allant de 1 μ s (1 MHz) à 200 ms (5 Hz).

Les impulsions du chronomarqueur sont produites par un circuit intégré TTL disons d'un certain âge déjà, à savoir un 74121, qui n'a cependant pas le moindre problème à travailler avec des circuits intégrés plus récents du type HC. De manière à ce que la longueur des impulsions corresponde aux fréquences de répétition de valeur différentes, la durée de l'impulsion est commutée en fréquence à l'aide du commutateur S1b (et des 6 condensateurs de valeur différente, C3 à C8 qu'il met en circuit).

Les caractéristiques de sortie des circuits TTL n'étant pas particulièrement « décoiffantes » la bascule monostable s'est vue dotée, en aval, d'un tampon de sortie sous la forme de IC1d. L'inverseur S3 permet de changer la polarité du chronomarqueur à la sortie de K1. La résistance R7 protège la sortie contre les courts-circuits. Cette précaution présente malheureusement un risque : R7 constitue, en combinaison avec la capacité du câble de connexion, un filtre passe-bas qui pourrait déformer les impulsions de temps. La platine comporte également l'électronique requise pour la régulation, à 5 V, de la tension d'alimentation. On pourra utiliser, comme source d'énergie, un petit adaptateur secteur fournissant du 9 V. Le régulateur de tension IC6 ne requiert pas de radiateur, sachant que la consommation de courant du montage ne dépasse pas quelques milliampères. Le dessin du circuit imprimé représenté en **figure 2** est tel qu'il « flotte » librement étant uniquement fixé sur une face avant par le biais des organes de commande. Cette solu-



Liste des composants

Résistances :

R1, R6 = 680
R3 = 10 M Ω
R5 = 6 k Ω
R7 = 220 Ω
R8 = *

Condensateurs :

C1 = ajustable 100 pF
C2, C4 = 33 pF
C3 = 10 pF
C5 = 100 pF
C6 = 1 nF
C7 = 10 nF
C8 = 22 nF
C10 = 220 μ F/25 V vertical

C11, C13 à C18 = 100 nF
C12 = 47 μ F/16 V vertical

Semi-conducteurs :

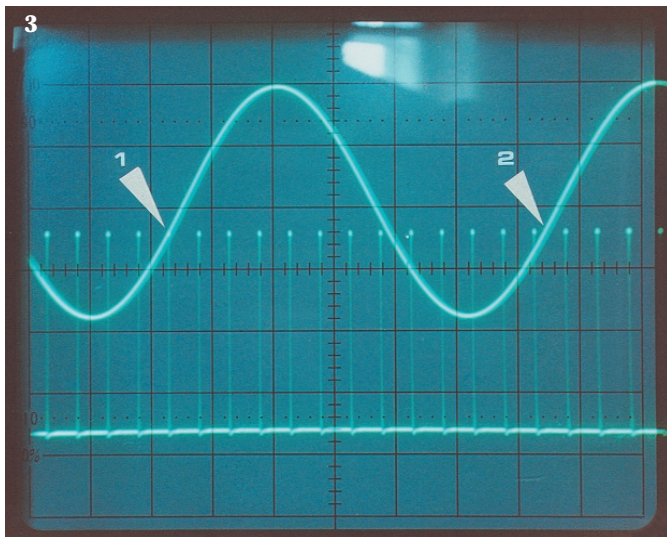
D1 = 1N4001
IC1 = 74HC00
IC2 à IC4 = 74HC390
IC5 = 74121
IC6 = 7805

Divers :

S1 = commutateur rotatif
2 circuits/6 positions
X1 = quartz 1 MHz
S2, S3 = inverseur unipolaire
K2 = bornier encartable à
2 contacts au pas de 5 mm

tion facilite énormément les opérations mécaniques en éliminant toute fixation additionnelle. La mise en place des composants débutera, classiquement, par l'implantation des 6 ponts de câblage, le reste des composants aura vite fait de trouver sa place sur la platine. Il faudra uniquement veiller à respecter la polarité correcte des diodes et des condensateurs électrochimiques.

Vu cependant que de par son principe, on se trouve en présence d'un générateur HF, il faudra implanter ce montage dans un coffret métallique, voire du moins doter l'intérieur d'un éventuel boîtier en plastique d'une couche de blindage pouvant prendre la forme d'une feuille d'aluminium. Selon le cas, le boîtier (s'il est en métal) ou le blindage (sous la forme d'un film de métal) sera relié à la masse du montage. Après la première mise sous tension et vérification de la



présence de la tension d'alimentation de + 5 V, on ajustera, après avoir connecté un fréquencemètre à R1, par action sur l'ajustable C1, la fréquence à 1 MHz exactement. On pourra, si la plage de correction permise par C1 n'est pas suffisante, adapter en conséquence la valeur de C2.

Il faudra se résoudre, si l'on ne dispose pas d'un fréquencemètre, à mettre C1 en position médiane voire remplacer cet ajustable par un condensateur de valeur fixe de 56 pF. Le chronomarqueur est relié à l'entrée verticale de l'oscilloscope par un petit morceau de câble BNC à faible capacité. La forme de l'impulsion de temps pourra être améliorée par compensation, par le biais d'une résistance de sortie plus faible, de la charge capacitive. On pourra, à cet effet connecter une résistance (valeur de l'ordre de 220 à 470 Ω) directement à l'embase de sortie.

La technique garantissant les impulsions de marquage les plus propres consiste à utiliser, pour la connexion, un câble pour oscilloscope standard à sonde 10:1. La plupart des sondes peuvent être facilement connectées à l'embase BNC. Il faudra, pour la liaison de masse, placer à proximité de l'embase de sortie, un picot ou une lan-

guette de soudure à laquelle viendra se fixer la pince crocodile de la masse.

Pour la vérification du balayage horizontal d'un oscilloscope on ajuste la vitesse de balayage (*sweep speed*) de manière à ce que les repères des chronomarqueurs se trouvent sur les lignes verticales de la grille. Si la linéarité du balayage est correcte cette superposition doit être parfaite sur la totalité de l'écran. Si l'oscilloscope dispose d'un balayage ajustable (ce qui est le cas de la plupart des oscilloscopes modernes) il faudra que la position de la commande Time/Div corresponde à la valeur adoptée pour le chronomarqueur. Il n'est pas rare que l'on ait quelques surprises à ce niveau avec les oscilloscopes bon marché. Avec un oscilloscope à 2 canaux notre chronomarqueur permet également une mesure de fréquence rapide et précise et permettra, dans bien des cas, de remplacer un fréquencemètre coûteux : on applique sur le canal A le signal dont on désire connaître la fréquence. On ajuste ensuite le temps de balayage de manière à visualiser au minimum une période complète du signal.

Le chronomarqueur est lui branché au canal B. La synchronisation sera mise sur « alterné » de manière à ce que la superposition des 2 signaux se traduise par une image immobile. On décale ensuite, par action sur la commande de position verticale du canal B, le repère chronologique de manière à ce que, comme l'illustre le repère 1 de la **figure 3**, l'un d'entre eux recouvre la courbe. Il ne reste plus qu'à compter les impulsions en aiguille jusqu'au point de coupure de la période suivante (repère 2). Sur notre recopie d'écran nous comptons 12,3 intervalles de 2 μ s chacun. Il suffit d'un simple calcul pour déterminer la fréquence exacte :

$$f = 1 / 12,3(10^{-6} \text{ s}) = 81,3008 \text{ kHz}$$

Ces exemples ne décrivent que 2 des possibilités d'application d'un chronomarqueur. Vous ne manquerez pas d'en trouver d'autres qui correspondent plus précisément à vos domaines spécifiques.

Audion à tube ECC86

068

par B. Kainka

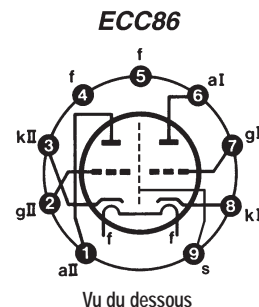
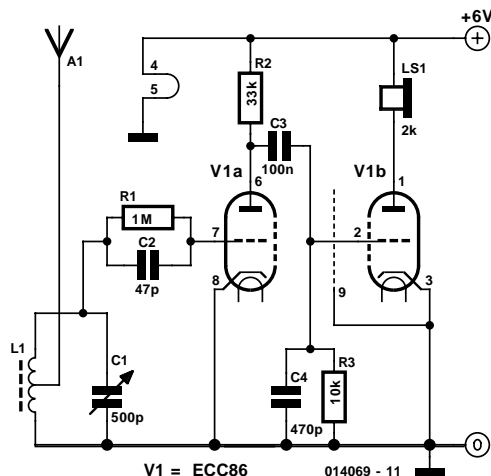
L'époque des tubes, c'est terminé –en principe. Mais ils refusent de disparaître ! Un grand nombre de radio à tubes fonctionnent encore, et un grand nombre de lampes attendent leur jour dans la caisse à bricolage. Si seulement il n'y avait pas ces hautes tensions ! Il existe toutefois un tube qui fonctionne sous 6 V, l'ECC86 !

L'industrie électronique s'est vue placée devant un

dilemme au début des années 60. Le transistor venait de naître et on pouvait enfin construire des autoradios sans vibreurs et gros transformateurs. Malheureusement, la limite de fréquence était encore trop basse pour permettre de réaliser un étage de changement de fréquence OUC (Ondes Ultra-Courtes) utilisable à transistors. Il a donc fallu faire appel à un tube dans un circuit à transistors. Ce tube était le ECC86 un tube utilisable, comme le disait le pros-

pectus de l'époque, pour l'entrée OUC et l'étage de changement de fréquence auto-hétérodyne des autoradios avec alimentation directe à partir de la batterie du véhicule. Selon la fiche de données, la tension anodique peut être de 6,3 V ou 12,6 V. La tension de chauffage est toujours de 6,3 V. Nous sommes redevables du tube basse tension ECC86 à cette impasse unique dans l'histoire de l'électronique.

Le récepteur audion à tube presque classique décrit ici est conçu pour la gamme des ondes moyennes. Un accumulateur 6 V à gel au plomb assure l'alimentation. Le circuit correspond presque à un amplificateur à 2 étages. Le premier étage sert de démodulateur et de préamplificateur. Le deuxième étage est l'amplificateur de sortie B.F. qui attaque directement des écouteurs d'une impédance de 2 k Ω . Un condensateur de 500 pF empêche le passage du signal H.F. du premier au second étage. Sinon, le tube aurait tendance à revenir à son but originel et « accrocherait » dans la gamme OUC. Un bâtonnet de ferrite long de 100 mm et d'un diamètre de



10 mm sur lequel sont enroulées 50 spires de fil de cuivre émaillé fait office d'antenne.

Cette radio a une bonne qualité sonore et reçoit l'émetteur local ou, le soir, et avec une antenne suffisamment longue, un grand nombre de stations européennes. Retour au bon vieux temps.

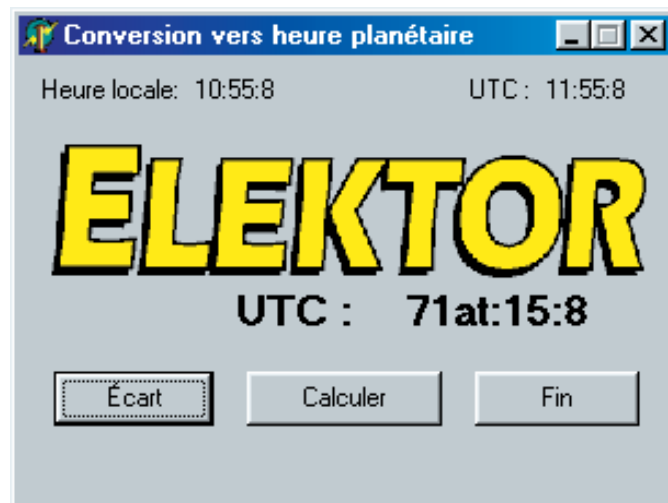
Horloge planétaire

069

d'après une idée de W. Alexander

Pas le moindre matériel pour changer le fuseau horaire de cette montre. Il s'agit d'un logiciel Windows qui donne l'heure sous un format entièrement nouveau, le temps **at**: (à prononcer é-ti coeulon' et heureusement, sans *slash*, cette fois !). Son originalité, c'est qu'il est partout pareil, tout autour du globe. À l'heure de la mondialisation des communications entre ordinateurs, il offre certains avantages qui le rendent de plus en plus populaire. Son nom complet, c'est « *Global at: Time Standard* », que l'on abrège sous l'acronyme « GaTS ».

Le calcul du temps **at**: procède par division de la journée en 72 parties, de manière à déterminer s'il est tard ou tôt, ce jour-là. Avant 36 **at**: c'est le matin, au-delà, c'est l'après midi. Le jour commence à 00 **at**: au milieu de la nuit et se termine à 72 **at**: donc de nouveau à minuit, précisément quand commence le lendemain. Naturellement, ceci n'est vrai que pour une ligne méridienne sur la terre où le jour doit commencer pour tout le monde, à savoir la longitude de 180 degrés, quelque part au large de la Nouvelle-Zélande et des îles Fidji. Ailleurs sur terre, les heures affichées correspondent à d'autres moments de la journée. Mais le temps indiqué reste partout identique, il n'y a plus



de conversion à effectuer.

Un petit logiciel rédigé en Delphi s'occupe, au départ du GaTS, de vous fournir l'heure locale et le temps GMT correspondants. Le texte d'accompagnement est disponible en allemand, en anglais, en français et en néerlandais. Le logiciel est disponible gratuitement en téléchargement sur notre site web (www.elektor.presse.fr) sous la référence **000154-11**.

(000154)

Encodeur rotatif pour potentiomètre silencieux 070

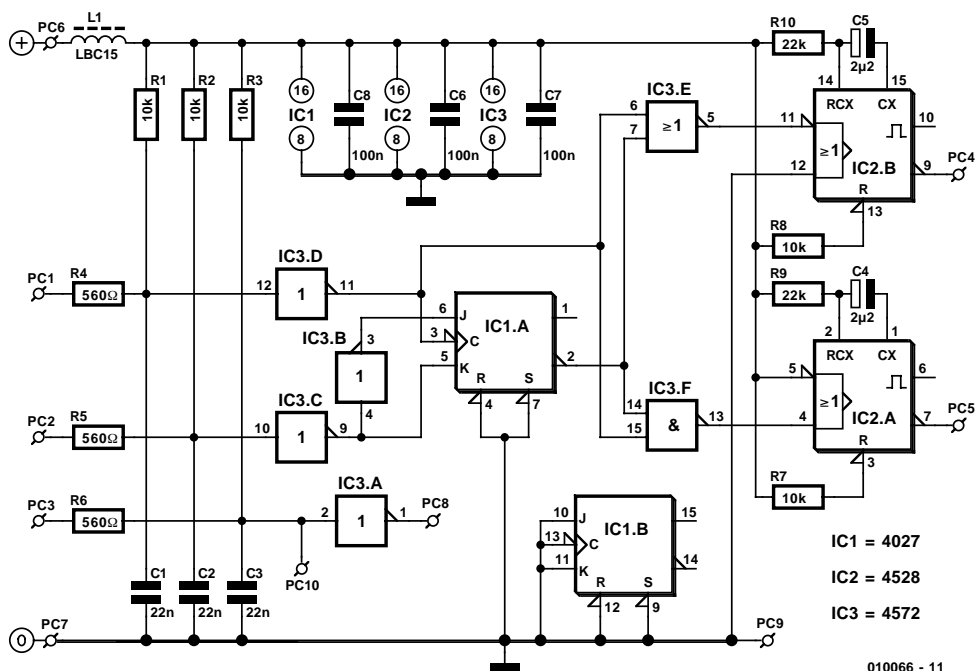
Alfons Ziegler

La « commande de volume silencieuse pilotée par IR » (numéro 232, octobre 1997) d'Elektor peut être commandée par le biais d'une télécommande RC5 ou d'une double touche (+/-). Si, pour quelque raison que ce soit, vous tenez à garder cette sensation incomparable de bouton de volume rotatif, vous pouvez, le doter a posteriori, à l'aide d'un rien d'électronique et d'un générateur d'impulsions rotatif, d'une sorte de commande par potentiomètre rotatif. Il suffira de connecter les sorties du circuit proposé aux points prévus à l'origine pour les 2 touches qui en viendront bien évidemment à disparaître.

Le générateur d'impulsions rotatif fournit, aux points PC1 et PC2, une paire d'impulsions déphasées, le décalage de phase entre les 2 signaux étant différent en fonction du sens de rotation. On a 15 impulsions par tour complet. Il est important, pour pouvoir commander correctement les entrées des touches, de disposer non seulement du nombre d'impulsions mais également de l'information de sens (augmentation de volume dans le sens horaire et diminution dans le sens anti-horaire).

Il faut cependant, avant que nous n'en soyons arrivé là, que l'on effectue un filtrage des impulsions par le biais des réseaux R4/C1, R5/C2 et R6/C3, pour les débarrasser d'éventuels rebonds, le générateur d'impulsions rotatif n'étant en fait rien de plus qu'un commutateur mécanique. R1 à R3 sont des résistances de forçage au niveau haut (*pull up*). La bascule bistable JK montée en bascule D traite le sens de rotation. L'entrée d'horloge est reliée à PC1 au travers de l'inverseur IC3d, l'autre sortie de l'encodeur attaquant, par le biais de l'inverseur IC3c l'entrée K de la bascule bistable. Le même signal se trouve, sous forme inversée cette fois en raison de la présence de IC3b, à l'entrée J de la bascule. On aura ainsi, en fonction du sens de rotation, à l'arrivée d'une impulsion d'horloge, soit positionnement (*set*) ou remise à zéro (*reset*) de la sortie de la bascule.

Le circuit intégré à portes multiples de différents types du type 4572 intègre, outre 3 inverseurs, également une porte NON-ET (NAND), IC3f et une porte NON-OU (NOR), IC3e,



par le biais desquelles sont générées des impulsions dérivées des signaux statiques. L'une des entrées de ces 2 portes est attaquée par le signal d'horloge de PC1, la seconde l'étant par le signal de sortie de la bascule bistable (*flipflop*). La porte NON-ET ne fournit d'impulsions de niveaux alternés que lorsque sa seconde entrée est mise au niveau haut. À l'inverse, on ne trouvera d'impulsions à la sortie de la porte NON-OU que lorsque la seconde entrée de cette porte se trouve au niveau bas. Dans ces conditions, une seule de ces deux portes est passante à un moment donné.

Les signaux ont cependant l'inconvénient de pouvoir être, en fonction de la position terminale du générateur d'impulsions rotatif, au niveau haut ou au niveau bas au repos. Un niveau bas a cependant pour effet de transmettre la commande de variation de volume de sorte que, dans la pratique, le potentiomètre électronique ne cesse de faire varier le volume dans un sens ou dans l'autre, situation qui n'a rien de souhaitable. La solution à cette situation est la prise dans le circuit d'une bascule monostable (*monoflop*) sachant qu'il fournit des trains d'impulsions de niveau bas limités dans le temps. La largeur des impulsions est fixée par les paires R9/C4 et R10/C5.

L'entrée inverseuse du monostable IC2b est reliée à la porte NON-OU, son entrée non inverseuse se trouvant au niveau haut. Du côté de IC2a, la porte NON-ET est reliée à l'entrée non-inverseuse, l'entrée inverseuse se trouvant

cette fois au niveau bas. Les entrées reliées à la RAZ (Reset, broches 3 et 13) doivent être forcées au niveau haut. À l'arrivée d'un flanc d'horloge montant le monostable IC2b génère une impulsion de niveau bas et, lorsque le signal d'entrée ne change pas d'état, on n'aura pas génération d'une nouvelle impulsion. Les choses se passent de la même façon au niveau de IC2a. Les sorties des 2 monostables peuvent être connectées directement aux entrées des touches de commande du potentiomètre sans crachotement. La tension d'alimentation de cette adjonction/modification est dérivée de l'électronique du potentiomètre électronique d'origine. Cette tension est déparasitée à l'aide de la self L1, mais on peut également fort bien s'en passer. La consommation de courant ne dépasse pas 1 mA. Venons-en à la fonction de touche du décodeur rotatif. La connexion correspondante est reliée à PC3, tamponnée et reste inutilisée. On pourra également fort bien utiliser l'impulsion d'échantillonnage présente sur le point PC8 en vue de fournir ou non la tension d'alimentation de + 5 V à un

autre circuit. On pourrait également utiliser le signal disponible sur le point PC10 pour une commande directe du potentiomètre électronique et relier pour ce faire PC10 à PC5. Il faudra dans ce cas-là ajouter une résistance ($4k\Omega$) nécessaire à la protection de la sortie du monostable, résistance prise entre le points PC5/10 et le circuit intégré. Dans ce cas-là, une action sur l'encodeur se traduit par une atténuation progressive du signal audio, on obtient ainsi une sorte de fonction de silencieux (*mute*). On peut également faire exactement l'inverse et relier PC10 non pas à PC5, mais à PC4, ce qui se traduit non pas par une diminution mais bien par une augmentation progressive du niveau du signal.

(010066)

Littérature :

Pour remplacer une roue codeuse, Elektor n° 109, juillet/août 1987, page 85 et 86

Commande de volume silencieuse pilotée par IR, Elektor n° 232, octobre 1997, page 58 et suivantes

Gare aux chiens!

071

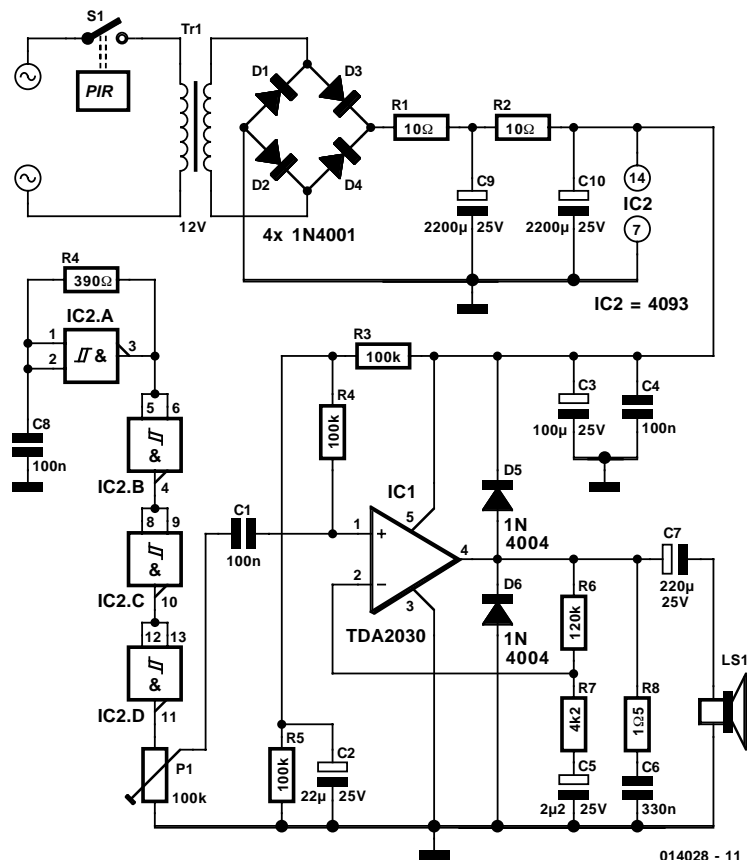
P. Lay

Nous avons tous pesté contre ces négligents propriétaires de chiens dont les animaux se soulagent sur la propriété privée des voisins. Ce problème ne peut être résolu d'une façon définitive en utilisant des moyens verbaux (ou physiques), aussi le recours à des moyens électroniques est-il plus efficace et plus amical.

Au départ de ce circuit se trouve un PIR (*PIR* = *Passive Infrared Sensor*, capteur passif à infra-rouge) tout monté. Le contact de relais du PIR amorce l'alimentation du circuit présenté ici, laquelle produit une tension d'environ 15 V après rectification par les diodes D1 à D4 et filtrage par R1/C3 et R2/C2.

Cette tension alimente un oscillateur à signal carré comprenant le circuit IC1a, R3/C1 et IC1b (agissant en mémoire tampon). Les deux grilles inutiles sont simplement connectées en série avec la mémoire tampon, afin de travailler à des niveaux déterminés. Le réseau R-C est dimensionné de façon à ce que la fréquence d'oscillation dépasse 20 kHz. L'amplitude peut être réglée par P1.

Un circuit intégré amplificateur de puissance suit l'oscillateur afin d'amplifier ce son jusqu'à ce qu'il soit insupportable pour les chiens (et les autres petites créatures). Nous avons utilisé l'amplifica-



014028 - 11

teur audio TDA2030 de ST Microelectronics (<http://us.st.com/stonline/books/pdf/docs/1458.pdf>), souvent utilisé pour les projets de *Elektor Electronics* (au moins jusqu'en juin 1995). Le circuit périphérique correspond aux spécifications annoncées sur le document. Avec une alimentation de 15 V, le TDA2030 peut produire environ 5 W dans un haut-parleur de 4 Ω . Selon le document, la tension d'alimentation du TDA2030 peut être portée jusqu'à 30 V, niveau auquel elle produit un sérieux 16 W dans un haut-parleur de 4 Ω (ou 11 W dans 8 Ω). Toutefois, il ne faut pas dépasser 15 V avec le 4093, parce que c'est la tension

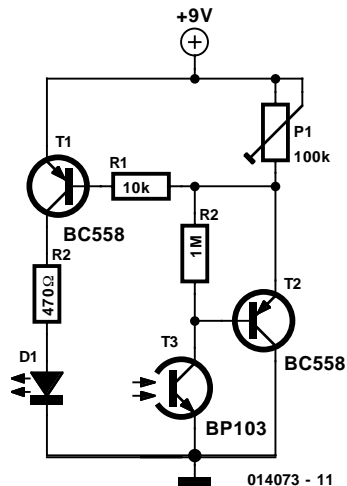
maximum autorisée pour un circuit intégré CMOS. En principe, n'importe quel haut-parleur piézo-électrique dont la réponse de fréquence dépasse 20 kHz peut être utilisé ; il doit avoir le plus haut niveau possible de pression sonore (> 100 dB). Une liste d'appareils adaptés est disponible dans le catalogue de Conrad. L'impédance de tels haut-parleurs atteint à peu près 40 à 50 Ω à 20 kHz, on ne peut donc pas obtenir la puissance indiquée dans le document en utilisant ce circuit. Néanmoins, cela devrait largement suffire à repousser les chiens et leurs maîtres.

Testeur de télécommande rustique

F. Jensen

Dans la majorité des cas où l'on rencontre des problèmes de fonctionnement de télécommande, la raison de ce dysfonctionnement est élémentaire (Mon cher Watson) : la télécommande n'émet tout simplement pas de lumière. Cette panne peut avoir diverses raisons : des soudures devenues sèches, des LED défectueuses, etc., mais il se peut aussi que cela soit dû à une pile à plat (une touche restée coincée peut en être la raison).

L'œil humain est pas capable de voir de la lumière infrarouge. Un phototransistor tout ordinaire tel que le BP103 par exemple, n'a lui, au contraire, pas le moindre problème à travailler dans le spectre infrarouge, de sorte que dans le circuit il fournit tout simplement une tension de polarisation au BC558 qui a son tour force la LED D1 à clignoter au rythme du télégramme émis par la télécommande. L'ajustable présent dans le circuit sert à ajuster la sensibilité.



Sélecteur d'impulsion

073

Bernd Schädler

Le présent circuit pourra s'avérer d'un grand intérêt pour des circuits de mesure ou de déclenchement ainsi que lors d'opérations de test. Il capte, lors d'un flanc montant, une période d'un signal rectangulaire en plein milieu d'un train d'impulsions.

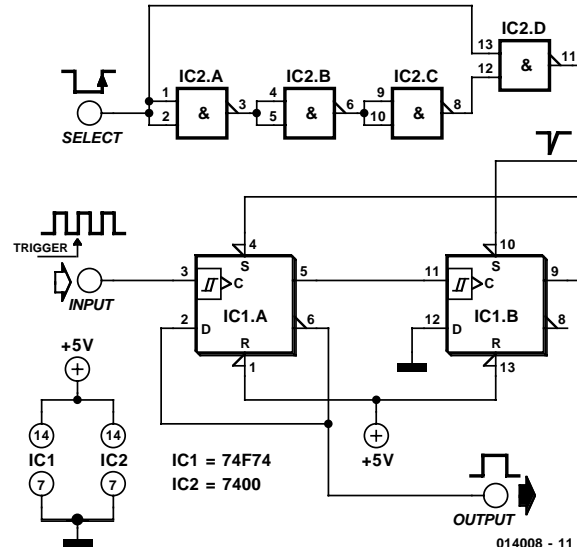
L'application d'un flanc montant d'une impulsion TTL à l'entrée SELECT se traduit par l'apparition à la sortie de la porte IC2d, d'une impulsion en aiguille, impulsion dont la longueur est de quelques nano-secondes, cette durée dépendant des durées de transfert des portes NAND montées en inverseur IC2a à IC2c. Cette impulsion en aiguille positionne la bascule bistable IC1b. Comme l'entrée D est

forcée à la masse, la sortie (broche 9) bascule au niveau bas, ce qui se traduit par un positionnement de la bascule bistable IC1a. Cet état reste stable même après écoulement de l'impulsion en aiguille.

Le premier flanc montant appliqué à l'entrée de déclenchement INPUT remet IC1a à zéro, la sortie inverseuse passant au niveau haut. Le second flanc montant ramène le signal de sortie au niveau bas. Cet état (de sortie) est stable lui aussi, de nouveaux flancs n'ayant pas d'effet sur la situation.

Le résultat de tout cela est la capture de la première période du signal d'entrée suivant l'impulsion en aiguille. Cette électronique fonctionne également avec des portes CMOS, l'important étant de veiller à ce que la durée de l'impulsion en aiguille soit brève par rapport à la période du signal d'entrée.

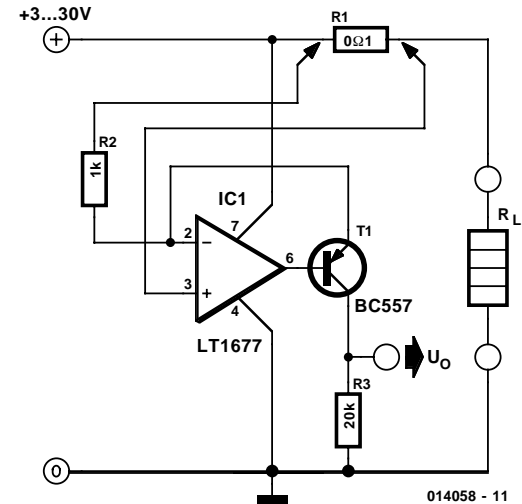
(014008)



Les réactions de certains lecteurs nous ont appris que mesurer le courant qui circule dans la ligne positive d'une alimentation causait parfois des problèmes pratiques. Voici donc un montage qui sera apprécié en de nombreuses circonstances. Le projet n'a rien de novateur, il se veut avant tout commode et efficace.

Pour évaluer un courant, il faut toujours une résistance de mesure précise, un shunt (R1), que l'on insère dans le circuit, en série avec la charge. Aux bornes de cette résistance apparaît une chute de tension directement proportionnelle au courant qui circule dans la charge. L'amplificateur opérationnel, c'est plus qu'une habitude chez lui, va s'activer à annuler la différence de potentiel qui pourrait exister entre ses entrées différentielles référencées plus et moins. Pour ce faire, l'émetteur de T1 devra envoyer vers l'entrée inverseuse (moins) de IC1 un courant de compensation que l'on peut chiffrer à $V_{R1} / R2$. Le même courant traverse évidemment R3 avec pour résultat la production d'une tension égale à $V_{R1} * R3 / R2$. Pour les valeurs indiquées, on obtient donc **2 V par ampère**. Cette tension, on peut la lire sur le cadran d'un voltmètre à aiguille ou de tout autre appareil de mesure adéquat.

Une remarque toutefois, et elle a de l'importance. On le constate, l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel se trouve en réalité reliée à la tension d'alimentation. Tous les circuits du marché n'acceptent pas cette situation. Il en faut un dont la gamme de tensions de mode commun admise à l'entrée s'étend jusqu'au positif de l'alimentation. Mais la sortie aussi doit pouvoir atteindre quasiment cette tension, sinon T1 ne pourra pas bloquer suffisamment. Il



faut donc un très bon ampli op capable d'aller d'un « rail » d'alimentation à l'autre (*rail to rail*), aussi bien en entrée qu'en sortie. Le modèle employé ici, le LT1677 possède ces qualités et bien d'autres encore :

- bruit extrêmement bas (3,2 nV / $\sqrt{\text{Hz}}$ à 1kHz)
- gain * bande passante de 7,2 MHz
- décalage d'entrée 60 μV
- plage de tensions d'alimentation de 3 à 30 V.

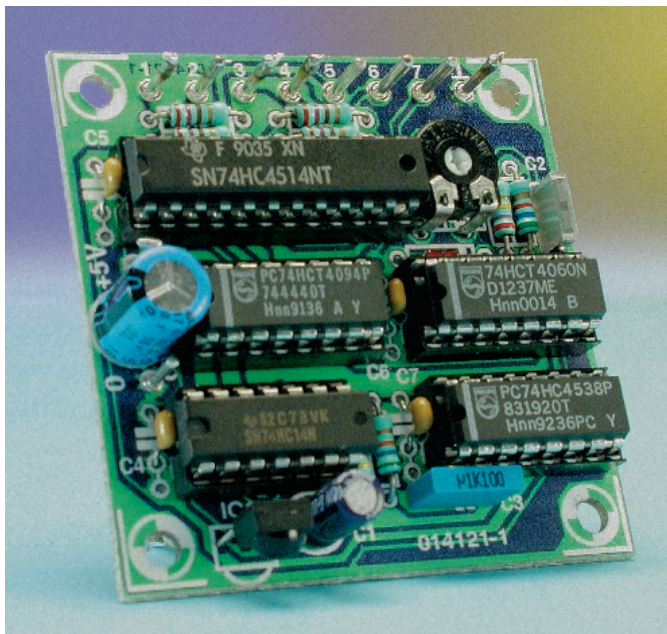
Ces caractéristiques exceptionnelles le rendent particulièrement apte à traiter les signaux faibles.

(014058)

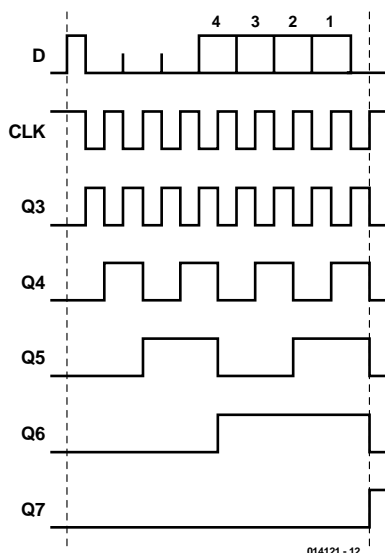
(Linear Technology : www.linear-tech.com)

Petit récepteur IR

075



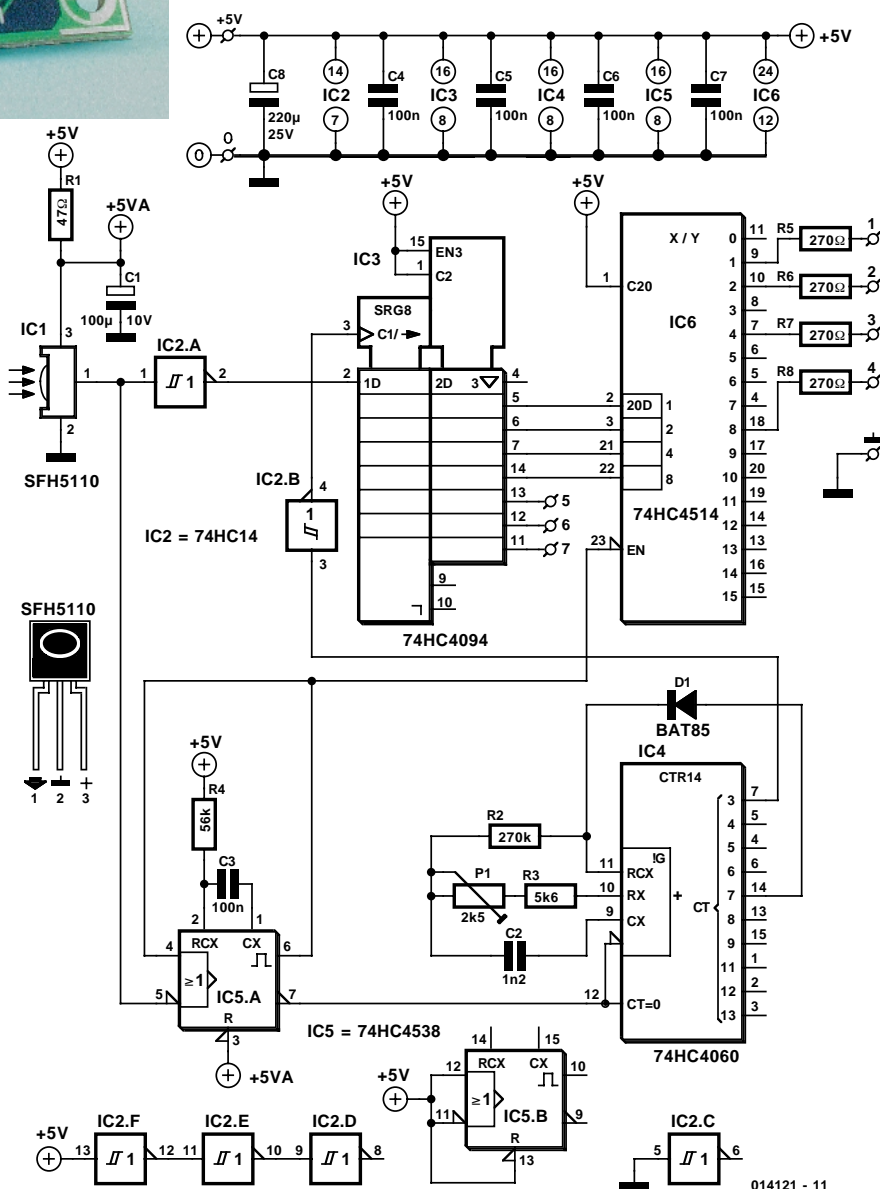
Ce montage a été conçu pour « s'acoquiner » avec un autre montage publié ailleurs dans ce numéro, à savoir l'« Émetteur IR rustique » dont il sert à décoder le code. Il est facile de repérer les similitudes avec l'électronique de l'émetteur : le décodage des données reçues se fait par le biais d'un registre à décalage, un 74HC4094 cette fois, circuit intégré qui reçoit son signal d'horloge par un oscillateur/compteur



014121 - 12

du type 74HC4060. En vue de démarrer le récepteur, on a déclenchement de la bascule monostable IC5a à l'arrivée du premier flanc produit par le module de réception IR. La sortie de ce module est active au niveau bas ce qui explique qu'il soit fait appel à l'entrée de déclenchement négative. Le monostable est du type 74HC4538, ce type de circuit intégré étant redéclenchable. La connexion de la sortie Q à l'entrée de déclenchement positive permet de bloquer tout redéclenchement de IC5a tant que la sortie est active.

Lorsque IC5a est actif, on a libération de IC4 par le biais de la sortie Q sachant que la RAZ (Reset) n'est pas active. Dans le cas présent aussi l'oscillateur travaille à 36 kHz, de

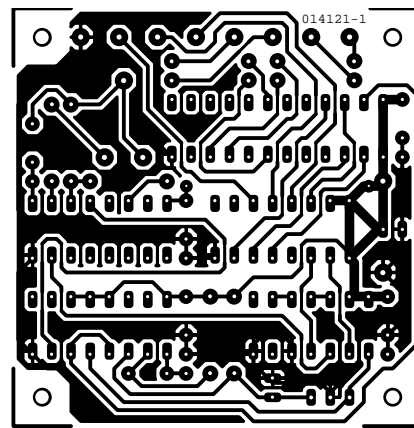
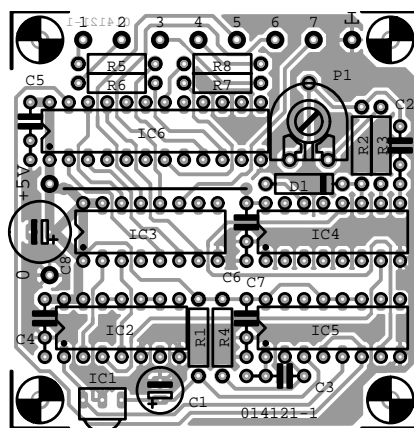


014121 - 11

sorte que le signal d'horloge qui sert à faire avancer le registre à décalage, en provenance de la sortie Q3 du 4060 est pratiquement synchrone avec celui de l'émetteur. Par le forçage des lignes d'échantillonnage (*strobe*) et de validation de sortie (output *enable*) de IC3 au niveau logique haut (« 1 »), le verrou interne est transparent et les sorties sont actives en permanence. Les impulsions reçues subissent une inversion introduite par IC2a, processus nécessaire pour éviter que les sorties 5/6/7 ne soient sinon actives au niveau bas. On pourrait se contenter, en ce qui concerne les sorties 1/2/3/4, de les relier purement et simplement aux autres sorties correspondantes. Cependant, pour éviter d'avoir plus d'une sortie active à la fois, on fait appel, pour ces 4 sorties, à un démultiplexeur 4-vers-16. Cela évite, avec le montage « **switchbox pour enceintes** » décrit ailleurs dans ce numéro, tout risque, en cas de connexion de plusieurs amplifi-

catteurs à une enceinte, de court-circuit ou, dans le sens inverse, de surcharge de l'amplificateur. C'est pour cette même raison que la ligne d'inhibition (*inhibit*) est reliée à l'une des sorties de IC5a, de manière à ce qu'il ne puisse pas, lors du décalage des données au rythme de la fréquence d'horloge, y avoir activation d'une sortie erronée et de permettre au relais activé de décoller avant qu'un autre relais ne puisse être activé (coller), c'est ce que l'on appelle une fonction BBM (*Break-Before-Make*).

La durée de la pseudo-période du monostable IC5a est légèrement supérieure au strict nécessaire pour le traitement des données reçues (3,9 ms). Il peut être judicieux, en fonction du type de relais utilisé, d'allonger quelque peu cette durée (par une augmentation de la valeur de R4 par exemple). La durée doit être supérieure à la différence entre les temps d'activation (*operate-time*) et de relâchement (*release-time*). En règle générale le temps de relâchement est plus court que le temps d'activation mais



Liste des composants

Résistances :

R1 = 47 Ω
 R2 = 270 k Ω
 R3 = 5k Ω
 R4 = 56 k Ω
 R5 à R8 = 270 Ω

Condensateurs :

C1 = 100 μ F/10 V radial
 C2 = 1nF2

C3 à C7 = 100 nF céramique
 C8 = 220 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = BAT85
 IC1 = SFH5110 (IS1U60, TSOP1836)
 IC2 = 74HC14
 IC3 = 74HC4094
 IC4 = 74HC4060
 IC5 = 74HC4538
 IC6 = 74HC4514

sécurité avant tout. La sortie Q3 de IC4 subit une inversion par IC2b, de sorte que la donnée est transmise à la moitié de la durée d'activité d'un bit. Les 4 sorties du démultiplexeur sont partant utilisables avec le « **switchbox pour enceintes** » ou un autre montage tel que le « **switch audio/vidéo** » proposé lui aussi dans ce numéro.

Au repos, ce montage ne consomme que 3 mA. Les résistances prises en série avec la sortie constituent une protection contre une surcharge ou un court-circuit. En cas d'utilisation de ce récepteur pour la commande, par exemple, du « **switch audio/vidéo** », la tension de sortie obtenue par la prise en parallèle de 3 platines n'est plus que de 4,2 V, valeur suffisante cependant pour l'activation du relais. Si l'on connecte un nombre plus important de platines en parallèle, 6 exemplaires par exemple pour travailler en mode 5.1 Surround, il faudra partant diviser par 2 au moins la valeur des résistances R5 à R8.

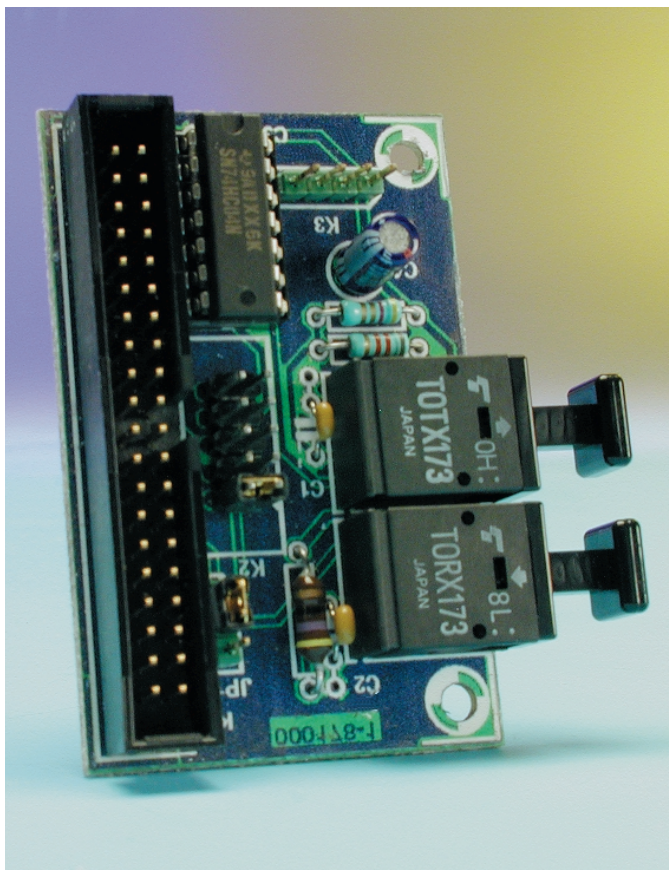
(014121)

Le site Elektor – au service de ses lecteurs

www.elektor.presse.fr

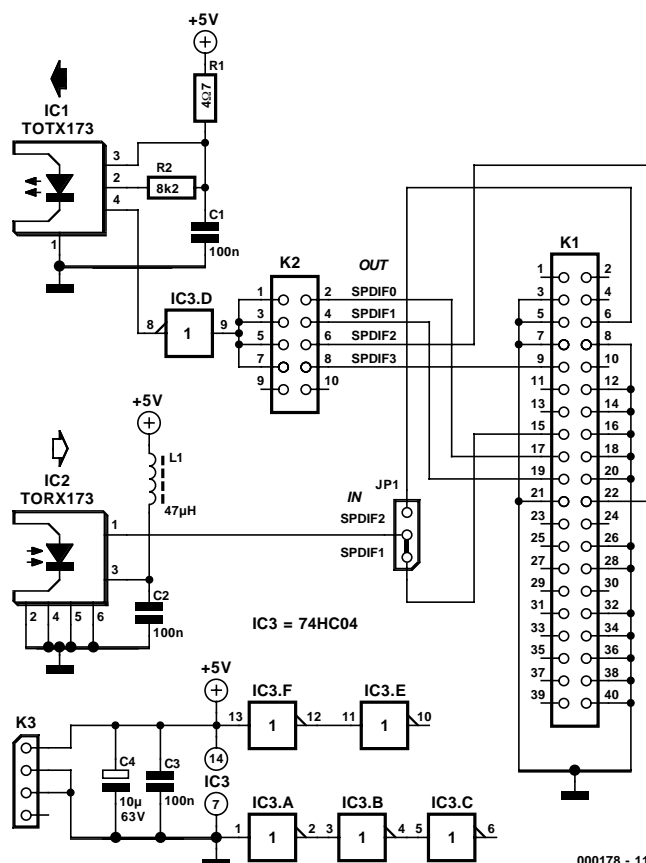
Adaptateur simple pour la SB Live! Player 1024

076



F. Brandt

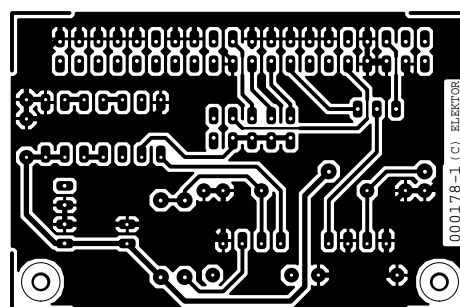
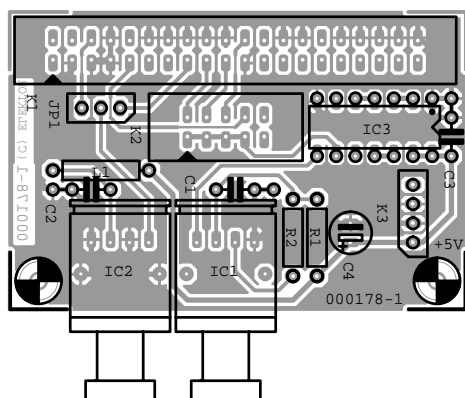
Dans le numéro double de Juillet/Août 2000 il a été proposé un adaptateur qui permet d'interconnecter correctement l'extension numérique (« **entrées/sorties numériques** », platine 990070-1) décrite en décembre 1999 à la « Sound Blaster Live ! 1024 ». Cette extension numérique dotée d'entrées et de sorties tant coaxiales qu'optiques était prévue à l'origine pour l'embase d'extension à 12 broches (*Audio-Extension-connector*) de la « Sound Blaster Live ! Player (Value) ». La version « 1024 » comporte elle une



000178 - 11

embase à 40 contacts.

Le présent montage associe ces 2 montages, serait-ce sous une approche simplifiée. En effet, on ne dispose que d'une entrée et que d'une sortie, toutes deux optiques. Le cavalier JP2 permet de choisir l'une des 4 sorties. Il apparaît que Live! Ware 3.0 ne supporte que la première entrée. Vous pourrez, si vous êtes intéressé par le brochage de l'embase d'extension, le trouver dans le fichier d'Aide ou dans l'article évoqué plus haut (Adaptateur pour la SB! Live! Player 1024, n°265/266, page 44) du numéro double de



Liste des composants

Résistances :

R1 = 4Ω 7

R2 = $8k\Omega$ 2

Condensateurs :

C1 à C3 = 100 n céramique

C4 = 10 μ F/63 V radial

Bobines :

L1 = 47 μ H

Semi-conducteurs :

IC1 = TOTX173 (Toshiba)

IC2 = TORX173 (Toshiba)

IC3 = 74HC04

Divers :

JP1 = embase autosécable
mâle à 3 contacts +
cavalier

K1 = embase mâle à
2 rangées de 20 contacts
(HE-10)

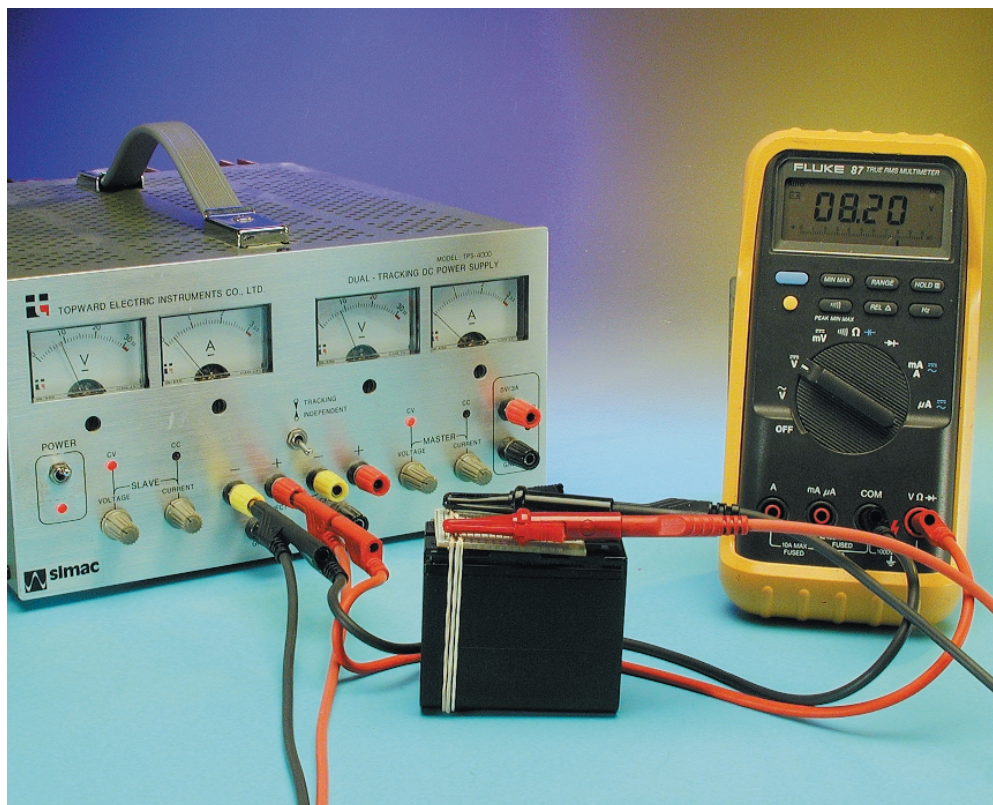
K2 = embase autosécable
mâle à 2 rangées de
5 contacts + cavalier

K3 = embase autosécable
mâle à 4 contacts

2000. L'interconnexion de cette extension à un enregistreur de mini-disc (MD) de salon (*home*) requiert un câble Toslink vers Toslink. Son interconnexion à un enregistreur MD portable requiert un câble Toslink vers miniplug.

Cet adaptateur simplifié a été conçu spécialement à l'intention des enregistreurs MD sachant que la majorité d'entre eux dispose d'entrées et de sorties optiques uniquement. L'existence d'un dessin de circuit imprimé, illustré ici, simplifie énormément la réalisation de ce projet. L'alimentation de l'électronique est dérivée à l'aide d'un connecteur d'alimentation miniature de type PC qui sera relié à l'embase à 4 contacts K3. Attention à ne pas vous tromper dans l'orientation du connecteur lors de la connexion de l'alimentation : le fil rouge identifie la ligne de + 5 V !

Chargeur pour accu Li-ion mark 0178



Ailleurs dans ce même numéro nous vous proposons un chargeur Li-ion très performant reposant sur un circuit intégré spécialement développé à cette intention, montage pouvant prétendre disposer de nombreuses fonctions. Il est également possible d'envisager une approche plus simple à condition de prendre un certain nombre de précautions lors de la mise en oeuvre du présent chargeur. Permettez-nous d'insister sur cet aspect des choses sachant que la charge d'un accu Li-ion (lithium-ion) à une tension trop élevée peut entraîner son explosion ! Ils ne sont partant pas, sous cet aspect, à comparer aux accus des types CdNi (cadmium-nickel) et NiMH (nickel-métal hybride) bien moins critiques.

À l'image des accumulateurs au plomb, les accus Li-ion peuvent être chargés à tension constante. Dans le cas de cellules 3,6 V la tension de charge maximum est de 4,1 V, valeur qui passe à 4,2 V dans le cas de cellules à tension nominale de 3,7 V. IL ne saurait être question d'admettre des niveaux de tension supérieurs; travailler à des tensions plus faibles ne comporte pas de risque mais chaque différence de 0,1 V par rapport à la valeur nominale se traduit par une diminution approximative de la charge de 7%. Les éléments requis sont, on le constate, très précis, de sorte qu'il est recommandé de toujours mesurer la tension de sortie à l'aide d'un voltmètre numérique précis (erreur inférieure à 1%). On pourrait également fort bien utiliser une

alimentation de laboratoire parfaitement stabilisée et dotée d'une limitation de courant ajustable en tant que chargeur d'accus Li-ion.

On la réglera à 4,1 volts (voire 8,2 volts si l'on veut charger 2 cellules prises en série) et à une valeur de courant maximum adéquate de, disons 1 C (1 A dans le cas d'un accu d'une capacité de 1 Ah). On optera de préférence pour une intensité trop faible que trop élevée; la seule différence est que la durée de charge sera plus importante, mais sans que cela n'ait de conséquences néfastes. Les accus Li-ion n'apprécient pas beaucoup les intensités importantes, de ce fait, une valeur de 1 C constitue un maximum parfaitement sûr.

Ceci fait, on pourra brancher l'accu. Si l'accu est totalement

déchargé on verra que l'alimentation va fournir le courant maximum de consigne à une tension se trouvant en-deçà de 4,1 V. Dès que l'on a atteint une tension de 4,1 V la tension cessera d'augmenter et l'intensité du courant se mettra à décroître.

Lorsque le courant est tombé à une intensité inférieure à 20% (facteur de 0,2) de la valeur maximale fixée, on pourra admettre que les accus sont pleins. Il n'y a aucun danger à laisser les accus branchés plus longtemps; il n'y a pas de risque de surcharge tant que la tension reste en-dessous de ces fameux 4,1 V par cellule.

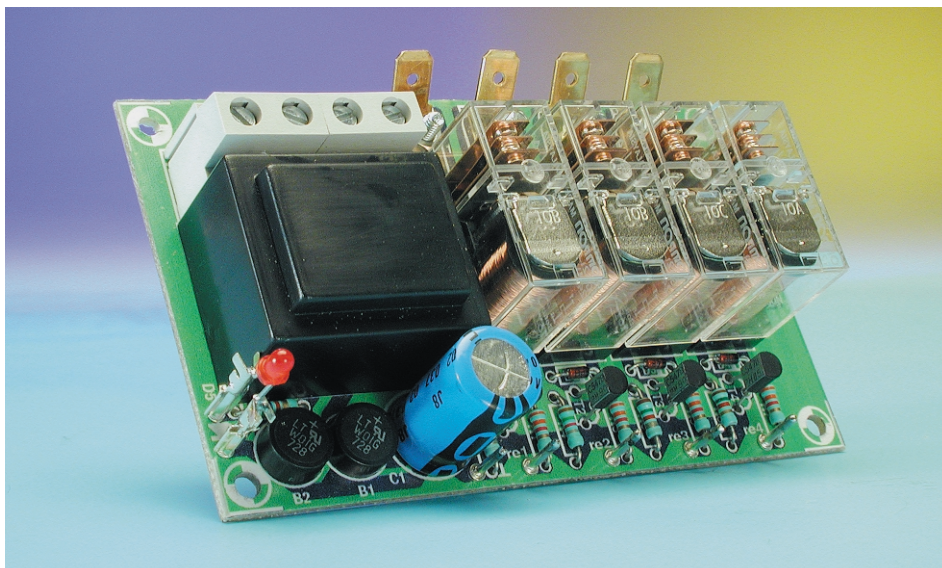
Interdisez l'accès à votre chargeur à tout être représentant un danger potentiel, enfants, femmes de ménage, animaux domestiques et autres sources potentielles de problèmes pour éviter une action malencontreuse sur la commande de tension. On pourrait fort bien imaginer de doter le dit bouton d'un dispositif d'arrêt ajustable qui en empêcherait la rotation vers des valeurs plus fortes.

N.B. Bien que l'on ne puisse pas dire des accus Li-ion qu'ils n'existent que depuis peu de temps, il n'en reste pas moins qu'ils sont encore très difficiles à trouver; on pourra se tourner vers les accus de rechange pour ordinateurs portables et autres caméscopes comme source de ce type de sources de tension.

(014133)

« Switchbox » pour enceintes/amplificateurs

079



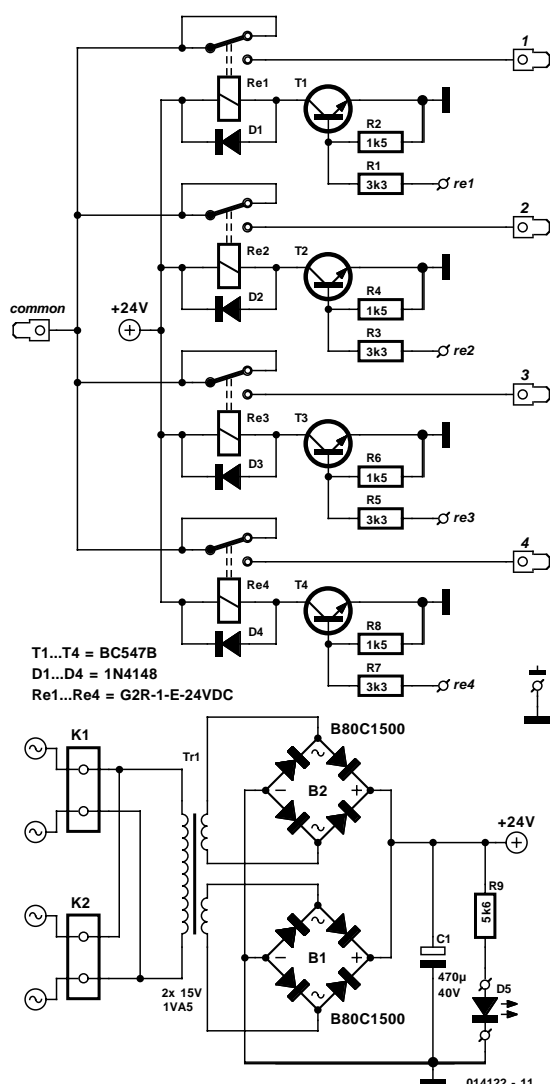
S'il vous est déjà arrivé de procéder à des tests comparatifs d'écoute de systèmes d'enceintes ou d'amplificateurs de puissance, vous savez sans doute eu l'occasion de constater combien les différences peuvent être subtiles et partant difficiles à interpréter pour un jugement impartial. Il est important de ce fait, voire indispensable, de disposer d'une possibilité de commutation rapide pour pouvoir passer d'un système ou d'une combinaison à l'autre. Le présent montage s'avérera dans ce cas-là d'une utilité indiscutable. Il a en effet été conçu spécialement pour la commutation de 4 amplificateurs ou enceintes. Pour peu que l'on utilise la

« Télécommande rustique » (mais qui n'existe pas sous cette dénomination puisqu'il s'agit de l'association des montages « Émetteur IR rustique » + « Petit récepteur IR ») décrite ailleurs dans ce même numéro, il ne sera même pas nécessaire de quitter son fauteuil ou l'endroit d'écoute pour procéder à la commutation.

L'électronique se compose de 4 relais doté chacun de son propre transistor de commutation et d'une alimentation. Les bornes destinées à la connexion des enceintes/amplificateurs prennent à dessein la forme de languettes de type « automobile » robustes en raison des courants importants qui circulent et en vue de réduire au minimum l'influence de ce montage sur les composants qu'il commute. Les relais adoptés peuvent travailler à des intensités maximales de 16 A, chacun des contacts étant constitué de 2 broches. Le dimensionnement des diviseurs de tension est tel que les transistors entrent en conduction à une tension de l'ordre de 2 V.

La tension d'alimentation est fournie par un mini-transformateur d'une puissance de 1,5 VA, capable de fournir bien plus de courant que n'en requièrent les relais utilisés ici (moins de 0,6 VA). C'est la raison pour laquelle nous mettons à profit le fait que ce transformateur protégé contre les courts-circuits peut fournir, hors-charge, une tension relativement élevée. En cas d'activation d'un relais la tension d'alimentation est de l'ordre de 23 à 24 V, valeur bien supérieure à celle que l'on pourrait attendre d'un enroulement 15 V.

Détail intéressant : la présence, dans l'alimentation, de 2 ponts de redressement. La raison en est le fait qu'avec ce genre de transformateurs protégés contre les courts-circuits les caractéristiques des 2 enroulements du secondaire ne sont souvent pas suffisamment identiques pour que l'on



Liste des composants

Résistances :

R1,R3,R5,R7 = $3k\Omega$

R2,R4,R6,R8 = $1k\Omega$

R9 = $5k\Omega$

Condensateurs :

C1 = $470\mu F/40V$ radial

Semi-conducteurs :

B1,B2 = B80C1500 rond

D1 à D4 = 1N4148

D5 = LED à haut rendement

T1 à T4 = BC547B

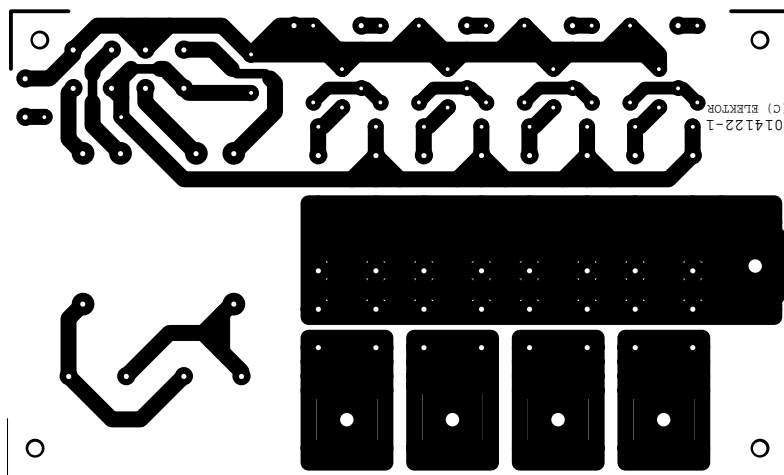
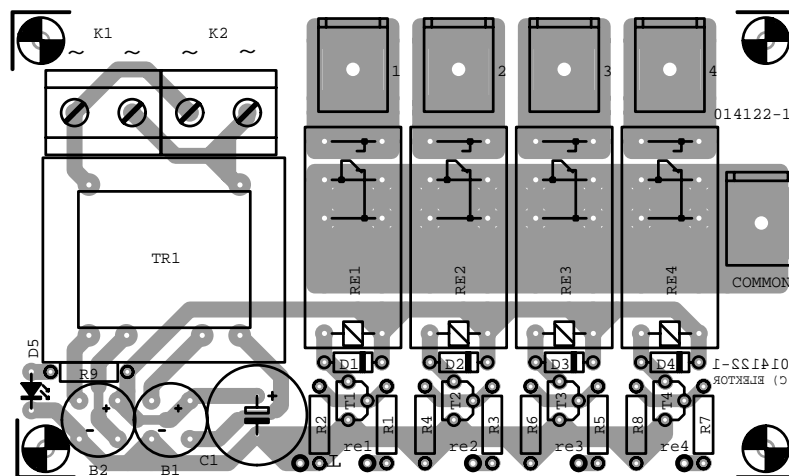
Divers :

Re1 à Re4 = relais tel que G2R-1-E-24VDC Omron (Conrad)

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

Tr1 = transfo 2 x 15 V/1VA5, tel que, par exemple, BV EI 302 2028 (Hahn)

5 x languette pour montage par vis de 3 mm



puisse, sans autre forme de procès, les prendre en parallèle. Par la simple mise en place d'un pont de redressement pour chacun des enroulements cette mise en parallèle ne pose plus de problème. Elle empêche les enroulements de se fournir du courant l'un à l'autre quelles que soient les circonstances et évite toute perte inutile. Avantage additionnel, il devient ainsi possible d'utiliser un transformateur ne possédant qu'un seul enroulement secondaire; le courant circule dans ce cas-là au travers de l'un des ponts vers la charge puis vers l'autre pont de redressement. L'ondulation résiduelle qui caractérise la tension d'alimentation ne dépasse pas 350 mV_{cc} . Nous avons dédoublé les points de connexion de l'alimentation secteur de manière à pouvoir dériver facilement la tension du secteur en cas

d'utilisation de plusieurs platines. La LED D5 sert d'indication de la présence de la tension du secteur.

De par le très petit nombre de composants que comporte le montage, la réalisation de cette « switchbox » ne devrait pas poser de problème, même si l'on n'a que peu d'expérience en la matière.

« Béquilles » pour régulateur de tension

080

Gregor Kleine

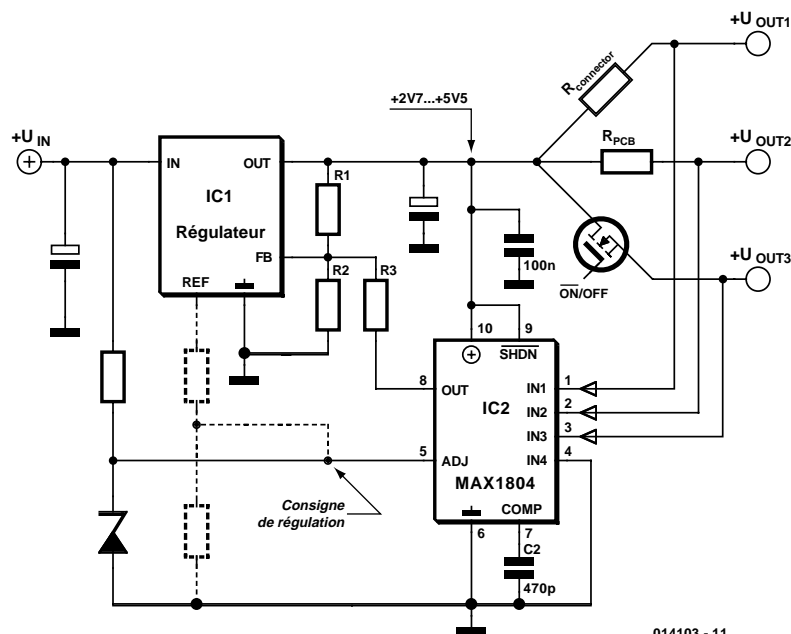
Quel concepteur n'a jamais rencontré ces fameuses chutes de tension malencontreuses dues aux pistes, aux contacts de connexion voire aux composants de filtrage (selfs longitudinales) mis en places en toute connaissance de cause,

chutes de tension qui requièrent de faire en sorte que la tension de sortie du régulateur de tension soit supérieure à la tension de fonctionnement du circuit. Dans ce cas-là, lorsque la consommation de courant est faible la tension de service dépasse alors la valeur nominale, si la consommation de courant devient importante, la tension d'alimen-

tation chute en-dessous de cette valeur nominale.

Il existe, sous la forme du MAX1804, que Maxim appelle un *Feedback Integrator*, un composant doté de 4 entrées qui permet de résoudre ce problème. Avec ce MAX1804, Maxim (www.maxim-ic.com) propose à nouveau un produit innovant. Ce composant agit sur la contre-réaction d'un régulateur de tension quelconque dès qu'il détecte, à l'une de ses 4 entrées, un niveau de tension d'alimentation trop faible. Le MAX1804 prend à son compte le réglage fin de la tension fournie par le régulateur de tension de façon telle qu'il ajuste la tension à l'une de ses entrées de détection – la tension la plus faible est déterminante – à la bonne valeur et qu'il rehausse, partant, la tension de sortie du régulateur de tension. Les entrées du MAX1804 restées inutilisées sont automatiquement mises hors-circuit lorsque la tension qui y est appliquée est inférieure à 90% de la valeur nominale de tension. Le MAX1804 n'intervient donc plus, dans le cas de variations trop importantes vers le bas, sur la contre-réaction. Ce composant est utilisable dans le cas de tensions d'alimentation comprises entre +2,7 et +5,5 V. Il est alimenté directement par la tension de sortie du régulateur de tension à « épauler » (euphémisme pour corriger).

L'intervention sur le réseau de régulation d'origine se fait par le biais de la résistance R3 de valeur sensiblement plus importante que R1 et R2, résistance prise à la sortie OUT du MAX1804. La broche de sortie OUT draine, par le biais de R3, vers la masse, le courant nécessaire et suffisant pour forcer le régulateur de tension à rehausser sa tension de sortie de façon à ce que l'entrée du MAX1804 présentant la valeur de tension la plus faible regrippe au quadruple (4x)



014103 - 11

de la la tension différentielle ADJ. Cette tension présente sur la broche ADJ pourra être dérivée d'une tension de référence dont disposerait déjà le régulateur ou, en l'absence ou la non-accessibilité de cette tension, fournie par une source externe (élément de tension de référence, diode zener). Il est facile de déterminer, mathématiquement, à l'aide de R3, la plage de réglage admissible, sachant que, dans le cas extrême, cette résistance est prise en parallèle sur R2. Le circuit de régulation est compensé par le biais de la broche COMP. Le fabricant recommande la prise à cet endroit d'un condensateur de 470 pF. La broche Shut= Down (SHDN) permet de mettre les 4 entrées et la sortie du MAX1804 à haute impédance de sorte qu'il n'exerce plus la moindre influence sur le régulateur.

Testeur de transistor

081

H. Kemp

Cet appareil de test a été conçu en vue de déterminer rapidement si un transistor est défectueux, mais il sert aussi à apparier des transistors par rapport à leur caractéristique de gain en courant. C'est un montage pratique, donc volontairement simple, il ne faut évidemment pas en attendre la précision de laboratoire. Il doit servir à gagner du temps, à effectuer un contrôle global rapide, quitte à approfondir ensuite avec des moyens plus élaborés. Somme toute, quand un transistor est « grillé », peu importe s'il a peu ou

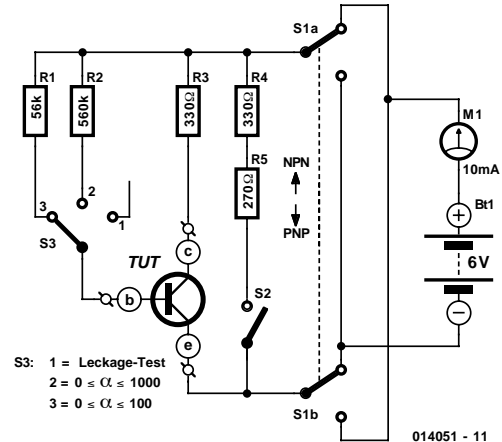
beaucoup souffert !

Le fonctionnement est forcément simple. En position « vérification de la pile », (S2 fermé) l'indicateur à aiguille M1 se trouve branché en série avec une résistance de $600\ \Omega$ ($R4 + R5$) sur la pile de 6 V. Il y passe donc un courant de 10 mA et la déviation est totale.

Quand on teste un transistor (S2 ouvert, S3 en position 2 ou 3), un courant circule à travers la jonction base-émetteur du transistor inspecté. Ce débit peut s'exprimer par la valeur de la tension aux bornes de R1 ou R2 divisée par la mesure de la résistance en question. Avec S3 en position 2,

on trouve $(6\text{ V} - 0,6\text{ V}) / 560\text{ k}\Omega = 10\text{ }\mu\text{A}$ environ. Si le gain du transistor est de 1 000, le courant de collecteur, et donc à travers l'instrument de mesure, sera de 10 mA, soit la pleine déviation. La lecture sur l'appareil en position 2 de S3 doit donc être multipliée par 100 pour trouver le facteur d'amplification. En position 3 de S3, la résistance de base est dix fois moindre ($R1 = 56\text{ k}\Omega$) si bien que la lecture ne doit plus être multipliée que par 10 pour obtenir le gain. On voit clairement que la position 2 de S3 convient aux facteurs d'amplification élevés, jusqu'à 1 000, et la position 2 pour ceux compris entre 0 et 100. L'inverseur S1 permet de changer la polarité : celle représentée en haut pour les transistors NPN, celle du bas pour les PNP. Si l'on n'a pas d'instrument de mesure à aiguille sous la main, il va de soi qu'un multimètre numérique tiendra aussi bien lieu de M1.

(014051)



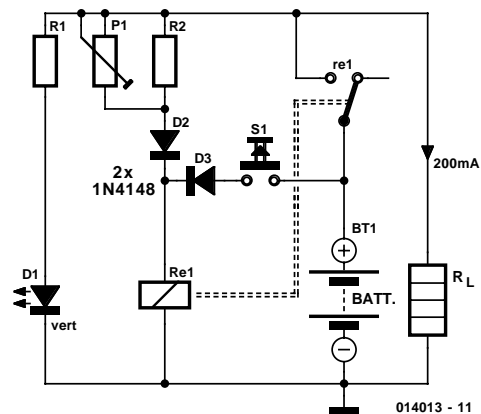
Déchargeur pour pack d'accus 082

Ludwig Köppen

Les sets d'accus connus sous la dénomination de Power-packs et utilisés tant en modélisme que sur les ordinateurs portables ont comme tâche de fournir un courant élevé et ce aussi longtemps que possible. Pour qu'ils puissent remplir correctement la fonction prévue il faut veiller à éliminer tout effet de mémoire. Il ne suffit pas partant de toujours recharger les accus à temps, il faudrait auparavant les décharger correctement à chaque fois en descendant à une tension relativement précise de 1 V par cellule (il ne saurait être question de descendre à 0 V !).

L'auteur utilise le montage présenté ici pour un accu Duracell constitué de 9 cellules. Le set d'accu se décharge aux bornes d'une résistance de charge tant que le relais est fermé. De par le dimensionnement choisi pour la charge, le courant de décharge ne dépasse en aucun cas 200 mA. Une action sur le bouton-poussoir S1 démarre le processus de décharge. D3 est parcourue par un courant qui sert à activer le relais. Une fois le bouton-poussoir relâché la circulation de courant par cette branche du circuit doit impérativement cesser, ce qui implique qu'il ne faudra pas utiliser d'interrupteur en raison de risques de courants de fuite qu'il pourrait connaître.

Une fois le processus lancé, le relais reste activé tant qu'il circule un courant d'intensité suffisante par la branche constituée par P1/P2, D2 et la résistance de bobine du relais miniature (d'une valeur de $272\ \Omega$ dans le cas présent). Il a été prévu une possibilité de réglage, par le biais de P1, vu que ce courant de maintien varie de façon importante d'un type de relais à l'autre.



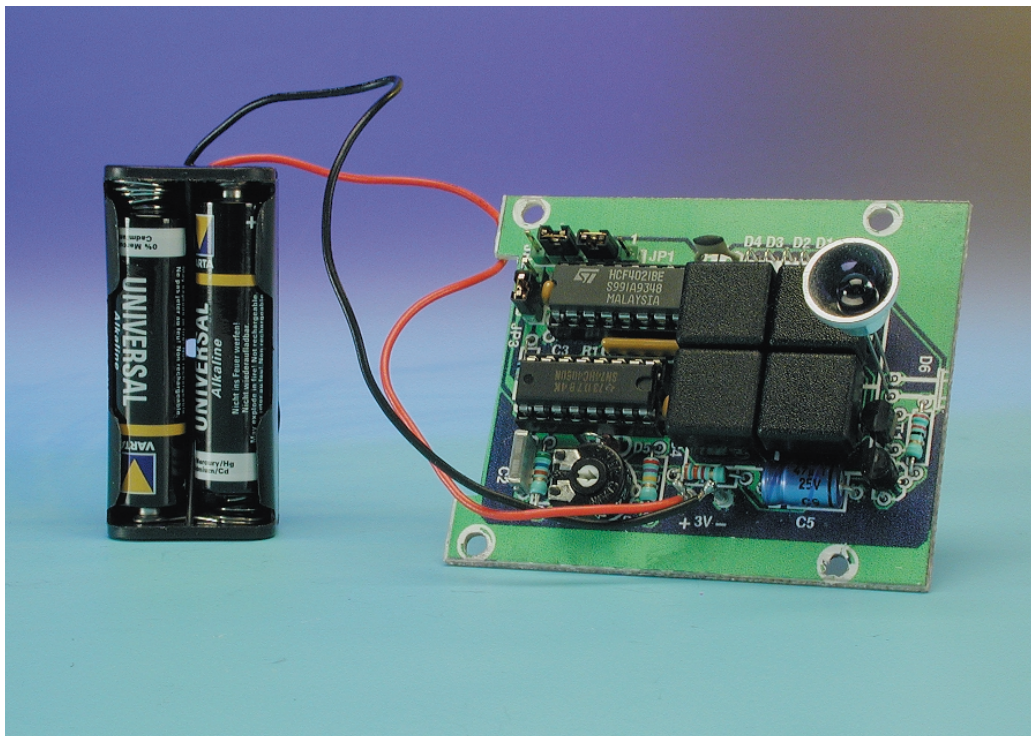
Il est pratiquement impossible de donner des valeurs précises, il faudra partant déterminer empiriquement la valeur exacte de la résistance. Pour cela on remplacera le pack d'accu par une alimentation fournissant 9 V, on activera le relais et en jouant doucement sur l'ajustable P1 on recherchera le point de décollement du relais.

La LED D1 visualise le processus de décharge. La résistance R1 a été calculée pour une tension maximale de 12 V. Il ne faudra pas oublier que le pack d'accu est déchargé non seulement par le courant aux bornes de la charge mais aussi par celui circulant par la LED et par le courant du relais. La tension de décollement du relais est aisément reproductible, d'éventuelles résistances de transfert faussent le résultat, mais heureusement dans le sens « safe ».

(014013)

Émetteur IR rustique

083

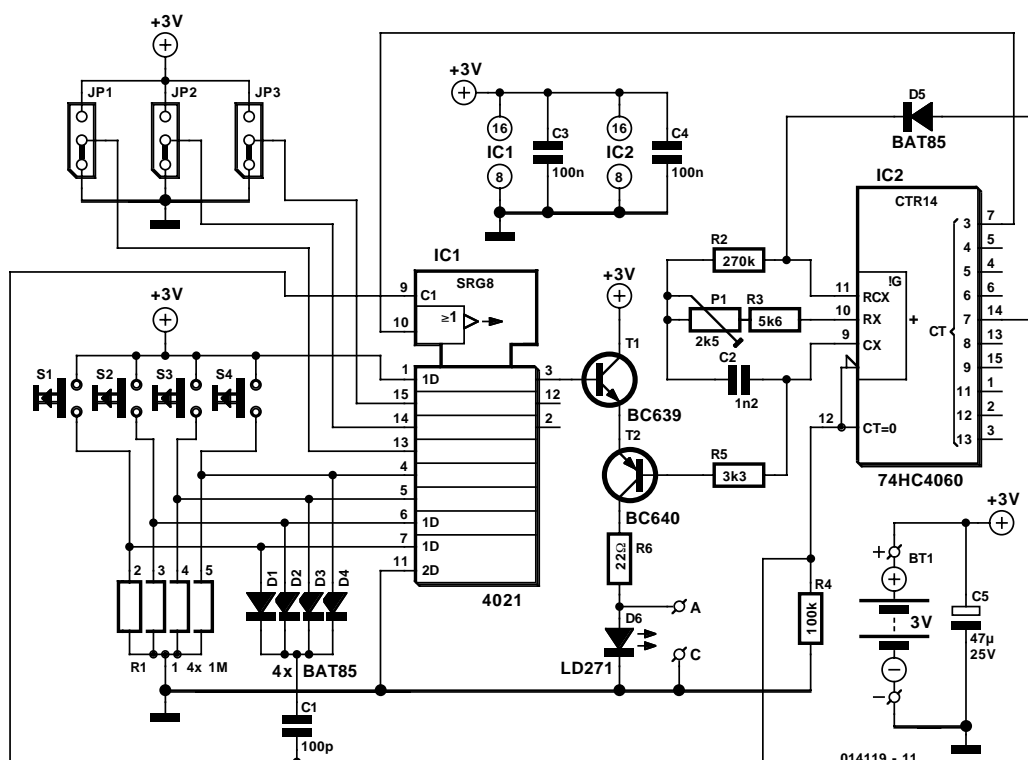


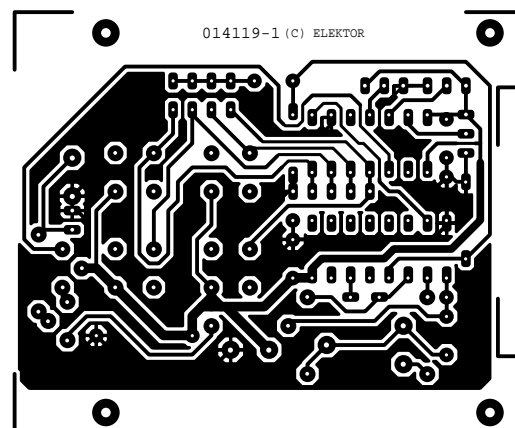
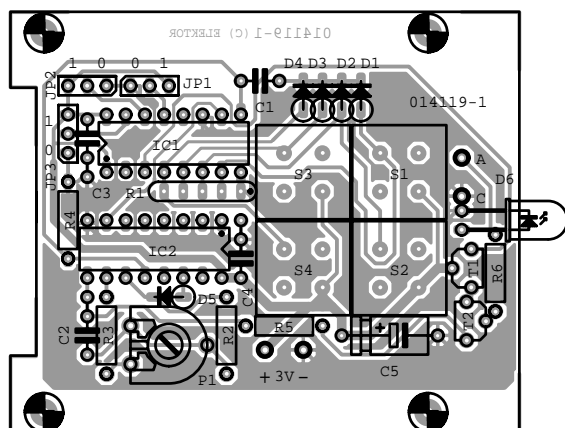
Ne nécessitant que 2 circuits intégrés de logique standard cet émetteur constitue, en combinaison avec le récepteur correspondant une télécommande à 4 boutons prévue tout

ségalement pour être utilisée avec le « **Commutateur audio/vidéo** » et le « **central pour enceintes** » (décrits ailleurs dans ce magazine de même que le récepteur IR évoqué tout

juste).
Chaque bouton-poussoir constitue l'entrée de données d'un registre à décalage, un 4021, qui travaille au rythme du signal d'horloge que lui fournit un compteur binaire, annexe oscillateur, du type 74HC4060. Le démarrage d'un cycle se fait par la génération, via l'une des diodes associées à chacune des touches et un réseau de différentiation, C1/R4, d'une courte impul-

sion que l'on applique au registre à décalage et au compteur/oscillateur. Dans ces conditions, on a, au niveau du registre à déca-





Liste des composants

Résistances :

R1 = réseau de 4 résistances de 1 M Ω
R2 = 270 k Ω
R3 = 5k Ω
R4 = 100 k Ω
R5 = 3k Ω
R6 = 22 Ω

P1 = ajustable 2k Ω 5

Condensateurs :

C1 = 100 pF
C2 = 1nF2 MKT
C3,C4 = 100 nF céramique
C5 = 47 μ F/25 V axial (au pas de 12,7 mm)

Semi-conducteurs :

D1 à D5 = BAT85

D6 = LD271
T1 = BC639
T2 = BC640
IC1 = 4021
IC2 = 74HC4060

Divers :

JP1 à JP3 = embase autosécable mâle à 3 contacts + cavalier
S1 à S4 = bouton-poussoir

unipolaire à contact travail encartable tel que, par exemple, D6-Q-BK-SWITCH + D6Q-BK-CAP (ITT)
BT1 = 2 piles mini-penlite (R6) + adaptateur-support boîtier 101 x 60 x 26 mm tel que, par exemple, PP18 (Conrad F 7357137-15, Conrad RFA 52 28 64-24)

lage, une brève activation de la ligne PL (*Parallel Load*) de sorte que le registre à décalage prend en compte les données présentes à l'entrée parallèle. Au même instant, en raison de l'extrême brièveté de l'impulsion, l'une des 4 entrées reliées à l'une des touches présentera un niveau haut (bien que l'on ait, par rebond de contact, naissance d'impulsions de longueur bien plus grande). La dite impulsion est également transmise à la ligne de RAZ (Reset) du 4060 démarrant de ce fait l'oscillateur.

L'oscillateur basé sur P1/R2/R3/C2 travaille à une fréquence de l'ordre de 36 kHz, sachant que les modules de réception IR travaillant à cette fréquence sont faciles à trouver. La broche 7 est la sortie Q3 du 4060 et c'est elle qui fournit le signal d'horloge au registre à décalage. Les données présentes sur l'entrée parallèle sont alors disponibles, sous forme sérielle, à la sortie QH (broche 3). Lorsque QH présente un niveau haut l'émetteur de T2 passe lui aussi, par le biais de T1, au niveau haut et le courant qui circule au travers de la LED D6 est découpé à une fréquence de 36 kHz par le biais de R5 et T2. La broche 1 (MSB = *Most Significant Bit* = bit de poids fort) du 4021 se trouve en permanence au niveau haut; ce bit sera le premier à être transféré vers la sortie. Ce bit sert de bit de début (*start bit*) pour le récepteur. Comme le décalage des données effectué par le registre à décalage se fait sur le flanc montant du signal d'horloge, le bit de début ne comporte que 8 périodes à 36 kHz. Le reste des données est modulé à 16 périodes par bit.

Par la mise en place, au travers d'une diodes, d'une

connexion entre la sortie Q7 (broche 14) du 4060 et l'oscillateur, ce dernier est bloqué après application de 8 impulsions d'horloge sur la sortie Q3 (broche 7), de sorte que le circuit s'arrête. On aura partant émission du code concerné une seule fois par touche. Il faudra donc appuyer une nouvelle fois sur la touche pour obtenir une réémission du code. Le seul courant utilisé à partir de là prend la forme de différents courants de fuite et du courant circulant à travers D5/R2/P1/R3, la somme de ces courants étant de l'ordre de 10 μ A. Même en l'absence d'interrupteur, cela se traduit par une durée de vie de plusieurs années (si l'on utilise une pile LR6 (*penlight*) de 750 mAh).

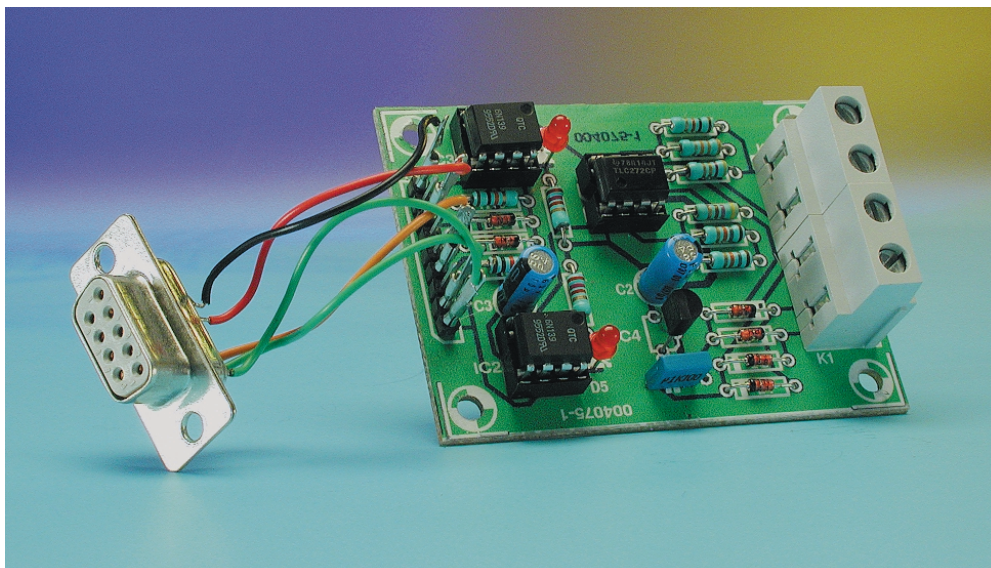
L'adjonction de P1 a pour fonction de permettre la compensation des diverses tolérances et d'accorder du mieux possible l'émetteur et le récepteur l'un à l'autre. Les cavaliers JP1 à JP3 sont un extra; on pourra les considérer comme adresse ou comme touches additionnelles pour des extensions potentielles. Au niveau du récepteur ces bits sont placés individuellement sur 3 sorties.

Le circuit imprimé a été dessiné de manière à pouvoir prendre place dans un petit boîtier en plastique doté d'un compartiment pour pile (cf. la liste des composants). On pourra, le cas échéant, « raccourcir » la platine en supprimant les parties ne comportant pas de composant (là où l'on ne trouve que les orifices de fixation). Il devient possible ainsi d'utiliser un boîtier encore plus petit, surtout si l'on opte pour une alimentation par pile-bouton (de gabar-dine) au lithium de 3 V.

(014119)

Moniteur pour fonction « Opentherm »

084



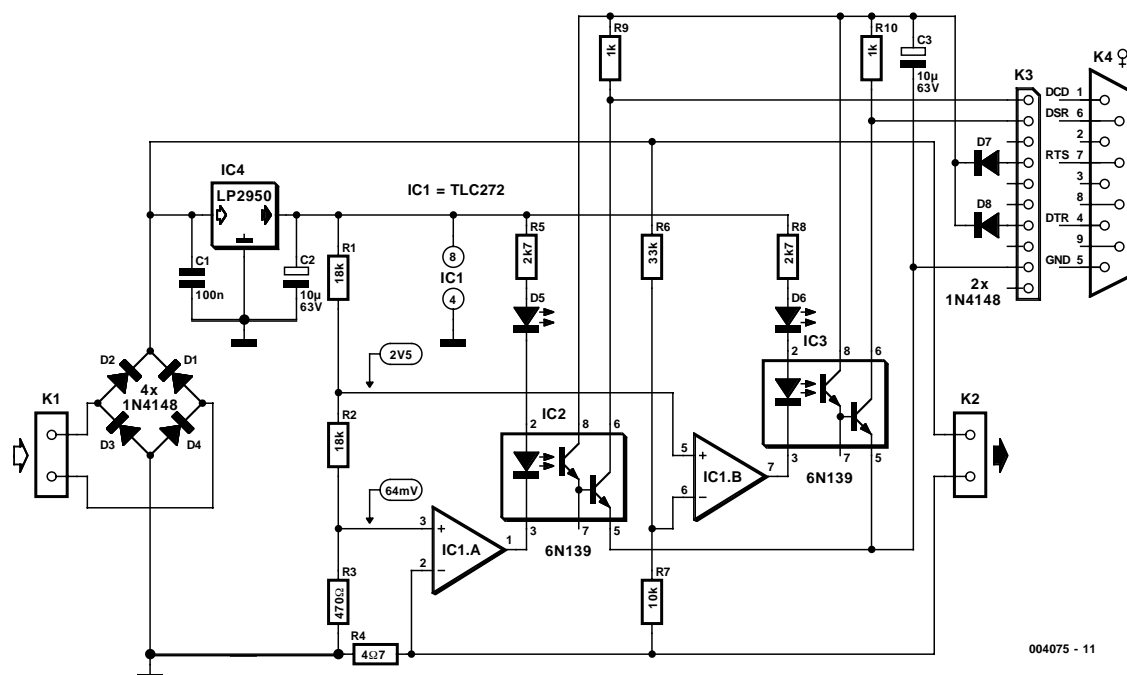
Si vous nous rétorquez que le terme d'« Opentherm » ne vous dit rien, nous n'en serions guère surpris. « Opentherm » est en effet un protocole permettant un pilotage numérique de chaudières de chauffage central et autres appareils à eau chaude. « Open » signifie que le protocole est indépendant de la marque. Tout un chacun pourra donc, en principe, utiliser le protocole à condition qu'il soit prêt à payer les milliers de francs pour devenir « membre » et qu'il promette de garder l'information secrète (qui oserait encore utiliser le terme « Open »). Ces circonstances expliquent

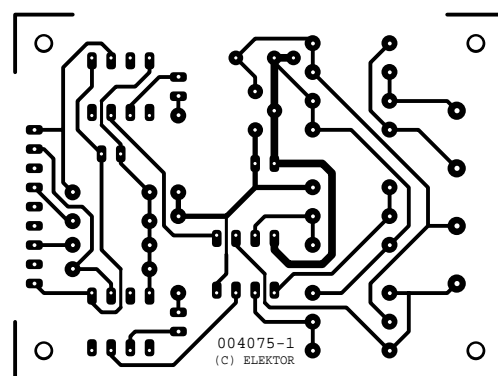
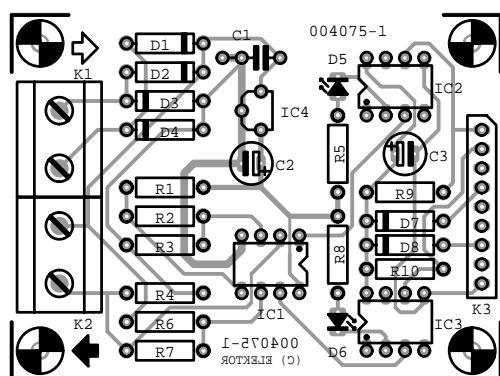
que nous n'en sachions que fort peu mais il n'en reste pas moins que nous disposons d'un certain nombre d'informations techniques que nous aimerions vous faire partager.

La liaison entre le maître (dans la plupart des cas il s'agit du thermostat d'ambiance) et l'esclave (en règle générale la chaudière du chauffage central) prend la forme d'un double conducteur, de sorte que l'on pourra utiliser le câblage existant. Par le biais de cette liaison bifilaire la chaudière alimente le thermostat en courant continu. Pour éviter tout

problème en cas d'erreur de montage le thermostat est doté d'un pont de redressement en entrée de sorte qu'il n'y a pas de problème en cas d'inversion des conducteurs (+ et -) lors du montage. Un installateur ne risque pas de commettre d'impair à ce niveau.

Le maître place un signal numérique sur cette liaison; on a émission, une fois par seconde, d'une série de 32 bits en code Manchester, quelque 0,2 s plus tard il reçoit un message de réponse de l'esclave. La durée d'un bit est de 1 ms. Voici la structure d'un tel message :





Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 18 k Ω
 R3 = 470 Ω
 R4 = 4 k Ω
 R5, R8 = 2 k Ω
 R6 = 33 k Ω (30 k Ω)
 R7 = 10 k Ω
 R9, R10 = 1 k Ω

Condensateurs :

C1 = 100 nF
 C2, C3 = 10 μ F/63 V radial

Semi-conducteurs :

D1 à D4, D7, D8 = 1N4148
 D5, D6 = LED à haut rendement
 IC1 = TLC272 CP
 IC2, IC3 = 6N139
 IC4 = LP2950 CZ 5.0

Divers :

K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
 K4 = embase sub-D à 9 contacts femelle

- 1 Bit de début (*startbit*, un « 0 » logique)
- 1 Bit de parité
- 3 Type de message
- 4 Réserve (*spare*)
- 8 ID des données (*data ID*)
- 16 Données (*data*)
- 1 Bit d'arrêt (*stopbit*, un « 0 » logique)

D'un point de vue électrique, la solution adoptée est intéressante. La chaudière fournit du courant, un « 0 » logique prenant la forme d'une intensité comprise entre 5 et 9 mA, un « 1 » logique se traduisant par un courant compris entre 17 et 23 mA. Dans ces conditions, le thermostat est alimenté en permanence. Dans le sens inverse, le thermostat se manifeste en faisant chuter la tension ouverte de 24 V de la chaudière à 9 V (pour un « 0 » logique) ou à une valeur comprise entre 15 et 18 V (pour un « 1 » logique). En résumé+ : la chaudière fournit l'information par modulation du courant, le thermostat jouant lui sur la tension. Un oscilloscope permet fort bien de visualiser ces phénomènes. Nous avons imaginé une électronique simple permettant

de visualiser les processus en cours en veillant à ce qu'elle ait aussi peu d'effet que possible sur le fonctionnement, on est toujours confronté à une perte, aussi faible soit-elle, de tension. La chaudière est reliée à l'embase K1; la polarité de cette connexion n'a aucune importance vu que l'on a, en aval de cette embase, un redresseur en pont constitué par les diodes D1 à D4.

Le thermostat est relié lui à l'embase K2. La résistance R4 associée à IC1a « regardent » si le courant correspond à un « 0 » ou à un « 1 » et transmettent cette information, isolée galvaniquement, à la ligne DCD de l'entrée sérielle de votre PC. La tension présente sur la liaison est surveillée par R6, R7 et IC1b; elle est transmise elle à la ligne DSR. Un oscilloscope permet parfaitement de voir, sur les points mentionnés, les messages montants et descendants.

Il est fort probable que vous puissiez détecter les 2 types de message sur le canal de visualisation du courant. En effet, une variation de la tension sur les lignes se traduit par une variation du courant sachant que le thermostat constitue une charge capacitive.

L'alimentation du montage se fait par le biais des lignes RTS et DTR. IL faut bien entendu commencer par les mettre momentanément à un niveau « 0 » logique. Il va sans dire que l'on pourra connecter, en aval (!) des diodes, une alimentation fournissant une tension comprise entre 10 et 12 V. Les amateurs pourront écrire un programme de lecture des entrées série et de conversion du code Manchester en données. Il sera facile dans ces conditions d'identifier certaines des données telles que température de la pièce ou se trouve le thermostat et température de la chaudière.

Nous ne disposons pas d'informations additionnelles et nous ne pouvons pas non plus vous proposer de programme. Il arrive de temps à autre que l'on trouve l'une ou l'autre information sur Internet qu'il est bon partant de tenir à l'oeil.

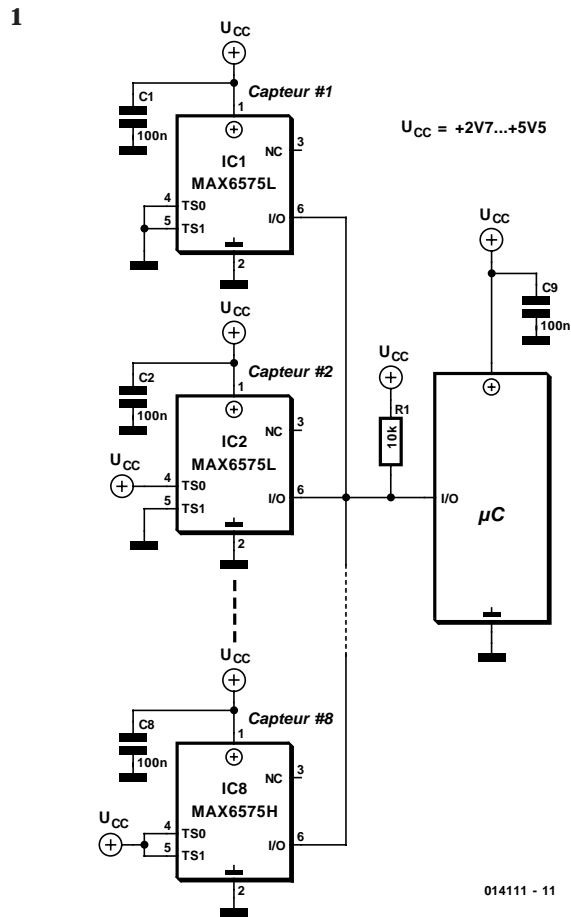
(004075)

Le site Elektor – au service de ses lecteurs

www.elektor.presse.fr

Capteurs de température à interface numérique à 1 fil

085



Gregor Kleine

Il est possible de réaliser, tout en n'utilisant qu'une seule ligne de signalisation, un système de mesure comportant jusqu'à 8 capteurs de température distincts. C'est là la fonction du capteur de température MAX6575 de Maxim (www.maxim-ic.com). Ce circuit intégré minuscule, qui s'abrite dans un boîtier CMS pour transistors du type SOT23, permet des mesures entre -40 et +125 °C. Tous les composants concernés sont, comme l'illustre le schéma de la **figure 1**, reliés à la ligne de signalisation par le biais de leurs Entrées/Sorties à drain ouvert. La résistance R1 force au niveau de la tension d'alimentation, Vcc, le potentiel de cette ligne. Le microcontrôleur démarre un cycle de mesure par la mise sur la ligne d'une impulsion de niveau bas d'une longueur comprise entre 2,5 µs et 1 ms. Les différents MAX6575 identifient cette impulsion de début de mesure et démarrent chacun un temporisateur (*timer*) dont la durée d'écoulement est proportionnelle à la température Tn exprimée en degrés Kelvin à laquelle se trouve le capteur n. Les entrées TS0 et TS1 du MAX6575 permettent chacune de définir un maximum de 4 constantes de temps. La

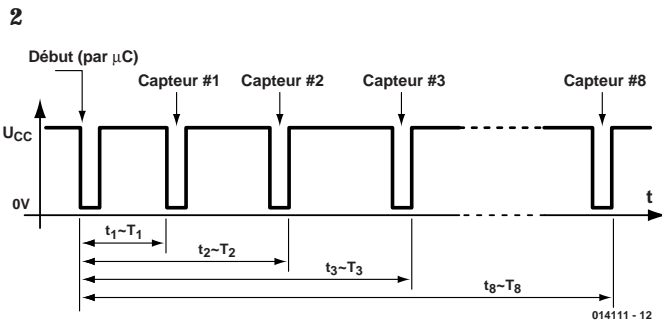


figure 2 donne le chronodiagramme ainsi défini. Il existe, pour arriver au maximum de 8 capteurs, des versions L et H du MAX6575. Le **tableau** donne les constantes de temps ajustables exprimées en microsecondes par degré Kelvin pour ces 2 variantes du circuit intégré. Comme on peut le constater, on a, dans le cas de différences de température importantes (capteur n à +125 °C et capteur n+1 à -40 °C) à des superpositions de durées d'impulsion. Il faudra, si cette situation potentielle, mais peu probable, devait se présenter, ne pas utiliser l'une des plages du temporisateur ce qui a pour conséquence de ramener à 7 voire à 6 le nombre maximal de capteurs utilisables sur une seule et même ligne. D'un point de vue mathématique, la température exprimée en degrés Kelvin relevée par le capteur n s'exprime par la formule suivante :

$$T_n = t_n / M_n$$

formule dans laquelle

Tn = température du capteur n en degrés Kelvin
tn = temps séparant l'impulsion de début et l'impulsion du capteur n
Mn = facteur de température en µs/K du capteur n.
La conversion vers les degrés Celsius de fait selon la formule suivante :

$$T_n (\text{en } ^\circ\text{C}) = T_n (\text{en K}) - 273,15 \text{ K.}$$

TS1	TS0	MAX6575L	tn @ -40°C ... +125°C
GND	GND	5 µs/K	1,16 ms à 2,0 ms
GND	VDD	20 µs/K	4,66 ms à 8,0 ms
VDD	GND	40 µs/K	9,32 ms à 16,0 ms
VDD	VDD	80 µs/K	18,64 ms à 32 ms
TS1	TS0	MAX6575H	tn @ -40°C à +125°C
GND	GND	160 µs/K	37,28 ms à 64 ms
GND	VDD	320 µs/K	74,56 ms à 128 ms
VDD	GND	480 µs/K	111,84 ms à 192 ms
VDD	VDD	640 µs/K	149,12 ms à 256 ms

Une nouvelle mesure requiert une impulsion de remise à zéro (*Reset*) prenant la forme d'une impulsion au niveau bas émise par le microcontrôleur, impulsion d'une durée minimale de 4,6 ms de façon à ne pas risquer de confusion avec une impulsion de début de mesure. La longueur de l'impulsion de RAZ ne doit pas dépasser 16 ms. Il est éga-

lement possible, avec le MAX6575, de procéder à une nouvelle mesure sans la faire précéder d'une remise à zéro si tant est qu'on laisse s'écouler une durée supérieure à 520 ms, durée mesurée par rapport à l'impulsion de début de mesure précédente.

Ampli piézo

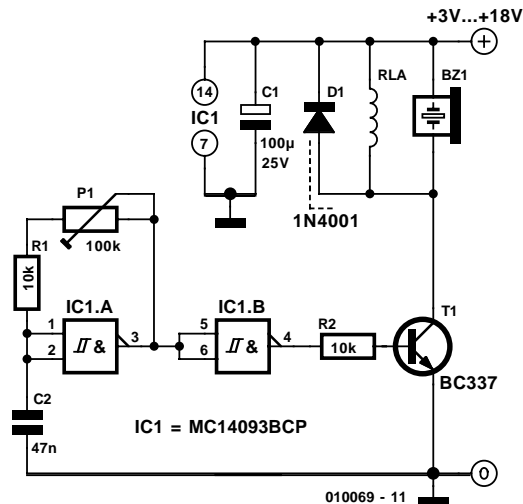
086

Rev. T. Scarborough

Ce circuit met à profit la *fcem* (**force contre-électromotrice**) pour amplifier la tension existant aux bornes d'un résonateur piézo-électrique. Normalement, IC1 ne produirait qu'un signal acoustique très « gentil ». Il suffit pourtant d'ajouter une self de choc présentant une inductance très élevée de quelques henrys – dans le cas présent nous utilisons la bobine d'un relais ILS (*reed*) miniature – pour que ce signal se transforme en hurlement strident; on dispose ainsi d'une technique simple et à la mise en oeuvre aisée, pour produire un volume beaucoup plus important dans un circuit de ce genre.

On pourra connecter la diode de protection, D1, que l'on trouve normalement sur ce type de circuit aux bornes de la self, sachant qu'elle prendra un rien de place. La pratique nous a cependant appris qu'il n'y a pas de danger à omettre D1. La tension de service du relais n'a pas d'importance tant qu'elle ne se trouve pas inférieure à la tension d'alimentation.

On jouera sur l'ajustable P1 de manière à trouver expéri-



mentalement la fréquence de résonance du résonateur piézo-électrique. Une tension d'alimentation de valeur plus élevée se traduira par un volume plus important – tant que l'on ne dépasse pas les valeurs limites de T1.

Pilote « High-Side » double

087

Gregor Kleine

On peut faire appel, pour la commutation de la tension d'alimentation de charges (consommateurs de courant), à des transistors FETMOS à canal n. Ils requièrent cependant une tension de grille dont la valeur dépasse de quelques volts celle de la tension d'alimentation. Si l'on ne dispose pas d'une tension d'alimentation additionnelle il devient difficile de faire entrer le FETMOS suffisamment en conduction pour mettre à la disposition de la charge la

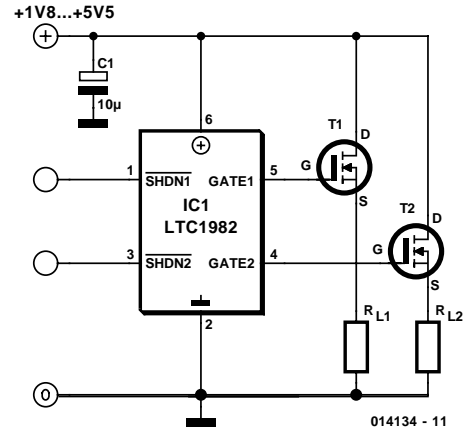
totalité de la tension d'alimentation.

On pourra se sortir d'affaire à l'aide d'un circuit intégré qui sont en mesure, par le biais d'une pompe de charge interne, de fournir une tension de grille suffisamment élevée. Le LTC1982 de Linear Technology (www.linear-tech.com) est un des composants de cette famille.

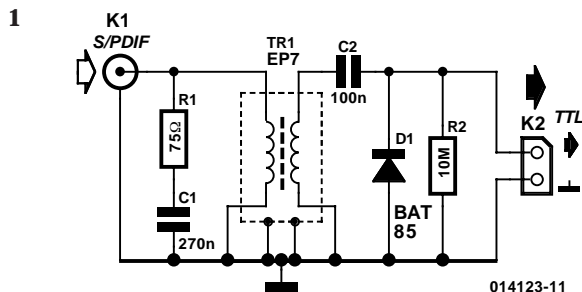
Il comporte même 2 canaux de commutation. Un tripleur de tension interne fournit la tension de polarisation de la grille. Cette tension est cependant limitée à + 7,5 V sachant que

la structure du semi-conducteur ne supporte pas des tensions plus élevées. Comme cette tension de $+7,5\text{ V}$ se situe à 2 V voire plus au-delà de la limite supérieure de la tension de service, à savoir $5,5\text{ V}$, il n'y a pas le moindre problème à faire entrer en conduction des FETMOS à niveau logique ayant une $V_{GS(th)}$ de 1 à 2 V . L'un de ces FETMOS à niveau logique à canal n entrant en ligne de compte est, par exemple, le BSP295 qui peut commuter jusqu'à $1,5\text{ A}$ et qui est proposé en boîtier CMS de type SOT-233.

(014134)

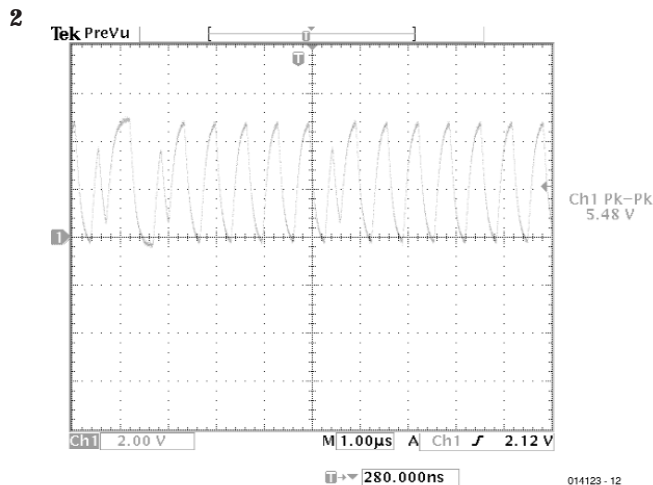


Convertisseur S/PDIF vers TTL 088



L'idée de ce montage est née d'une question toute simple. Existe-t-il une technique « simple » pour connecter une sortie audio numérique à, par exemple, l'entrée TTL d'une carte-son ? Une sortie S/PDIF respectueuse des normes fournit une tension de 0,5 Vcc à une impédance de 75 Ω. Ce niveau de tension est bien évidemment trop faible pour une entrée qui requiert des niveaux logiques. Il n'est pas très sorcier, en s'aidant d'un petit transformateur, de rehausser cette tension. Il est en outre tenu compte du respect de la mise à 75 Ω de l'entrée du montage pour réduire au strict minimum la distorsion subie par le signal à convertir.

Nous avons utilisé, pour le transformateur, un noyau du type EP7 associé au bobinage correspondant en raison de son extrême compacité : ses dimensions ne dépassent pas 10,7 x 8,5 mm. Le noyau utilisé est un T38 (disponible entre autres chez Farnell), ce qui donne à notre transformateur une AL de 5 200 nH. Vu cependant que les enroulements (le cuivre est diamagnétique) constituent un sous-ensemble important du transformateur dans son ensemble, l'AL tombe, en pratique, à une valeur sensiblement plus faible (de 30 à 40%). L'enroulement du primaire comporte 150 spires de fil de cuivre émaillé de 0,1 mm bobiné également d'un bout à l'autre du corps. Faites très attention au corps du transformateur lors de la mise en place des 2 moi-



tiés du noyau le tout fixé à l'aide d'un clip de métal. Il est facile de l'endommager sans s'en rendre compte. Ce clip fait également office de blindage. On pourra assurer le corps de la bobine lors du bobinage à l'aide d'un mandrin de 3,5 mm de diamètre placé dans un support et fixé à l'aide d'un petit morceau de papier.

De manière à linéariser l'impédance d'entrée et de la garder constante sur la plage de fréquences la plus étendue possible, l'entrée est dotée d'un condensateur de 270 pF pris en série avec la résistance de terminaison de ligne de 75 Ω. On notera la présence, côté secondaire, d'un circuit de pincement (*clamping*) constitué par C2 et la diode Schottky D1, électronique chargée de doter la tension alternative de l'offset en CC requise. L'oscillogramme représenté ici montre le signal de sortie. Il a été relevé à une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz. On y voit clairement que l'on se trouve dans ce cas-là à la limite d'utilisation de ce montage, à 86 kHz, la tension n'atteindra pas un niveau

suffisant dans le cas d'un « 1 ».

Une seconde solution pourrait être la prise d'un diviseur de tension entre le 5 V et la masse, diviseur ajusté pour se trouver précisément au « milieu » de l'entrée logique; il se pourrait que le signal de sortie S/PDIF (non écrêté à 1 Vcc) soit suffisamment important pour être accepté (couplage en CA !). Troisième solution, une combinaison des 2 solutions données plus haut. Dans le cas d'un rapport de transformation de 1:5 la qualité (la largeur de bande passante en particulier) sera meilleure et pourrait donner un résul-

tat meilleur avec un diviseur de tension.

Le concept adopté ici a été de réaliser un circuit totalement passif, de sorte qu'il ne requiert pas d'alimentation ni interne ni externe. Nous y avons réussi, même si c'est avec l'une ou l'autre limitation pratique. Il se pourrait fort bien qu'un matériau de noyau différent et qu'un noyau de taille plus importante permettent de meilleurs résultats. Le convertisseur décrit ici vous laisse une bonne marge de manoeuvre pour procéder à vos propres expériences.

Crêtemètre stéréo

089

F. Jensen

Le schéma donné ici est celui d'un indicateur de niveau audio, à mémorisation du niveau de crête, associant une réponse rapide à un coût très abordable.

La sensibilité du circuit est définie par la position de l'ajustable P1 qui, pourrait-on dire, polarise en tension continue l'entrée de la porte NAND à trigger de Schmitt IC1a pour la mettre à un niveau proche du seuil de commutation. Lorsque les crêtes descendantes du signal audio poussent la sortie de la première porte à trigger de Schmitt à monter au niveau haut, le condensateur pris à l'entrée de la seconde porte à trigger de Schmitt se charge rapidement au travers de la diode D1. La charge ne peut disparaître que par le biais de la résistance de 1 Mohm, R1, ce qui se traduit par une attaque rapide et une chute (*decay*) lente. Dans ces conditions, même les crêtes les plus rapides seront détectées et visualisées par la LED D2. La présence de 4 portes NAND dans le même 4093 permet de réaliser une version stéréo du crêtemètre. L'utilisation d'un ajus-

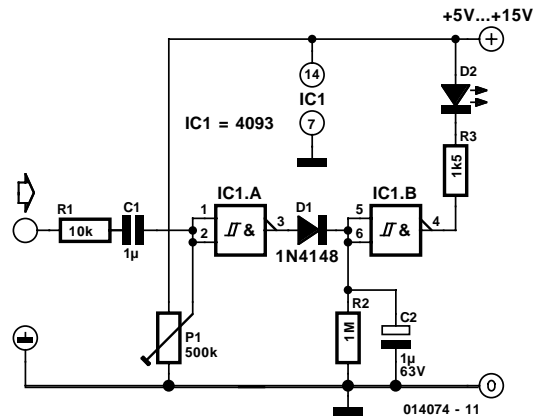


table multitour de bonne qualité permet un ajustage facile et un fonctionnement fiable à long terme.

Cette électronique utilise un circuit intégré CMOS standard de sorte qu'elle fonctionnera avec n'importe quelle tension d'alimentation comprise entre 5 et 15 V.

Commande de tension alternative à FETMOS

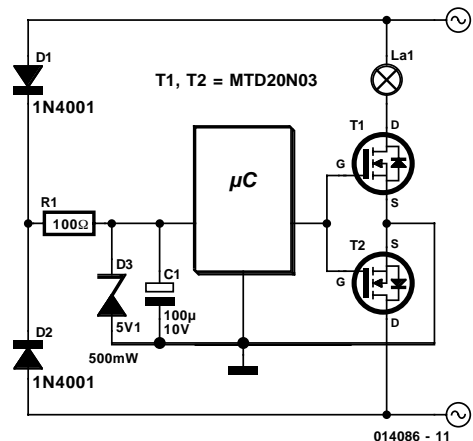
Les tensions alternatives, spécialement quand elles sont faibles, sont le plus souvent commutées par un triac comme organe final. L'inconvénient, comme c'est si souvent le cas, est la dissipation de puissance qui ne peut être ignorée lorsque le courant dépasse 1 A. Un dissipateur

thermique pour le triac devient indispensable. Quand on règle par exemple la luminosité d'une lampe halogène, la chute de tension se manifeste en outre par une perte de luminosité non négligeable.

Cet inconvénient disparaît si l'on remplace le triac par

2 FETMOS comme organe de commande. L'astuce est que les FETMOS sont commutés à tour de rôle avec la polarité opposée et que leurs grilles sont toutes deux raccordées à la commande. L'interconnexion des lignes de source joue le rôle de masse virtuelle du circuit à laquelle tous les autres potentiels se réfèrent. Les FETMOS modernes comme le 20N03 (fabricant : On Semiconductor sous www.on-semi.com) qui possèdent une résistance série $R_{DS(ON)}$ de $0,035 \Omega$ peuvent commuter des lampes halogène de 50 W par ce procédé sans dissipateurs supplémentaires. La perte de luminosité est négligeable en raison de la faible chute de tension de $0,035 \Omega \times 4,2 \text{ A} = 0,147 \text{ V}$. Il n'est bien entendu pas indispensable de recourir à un 20N03, en principe chaque FETMOS canal N avec une tension de grille faible convient (l'idéal serait ce qu'on appelle un FET logique).

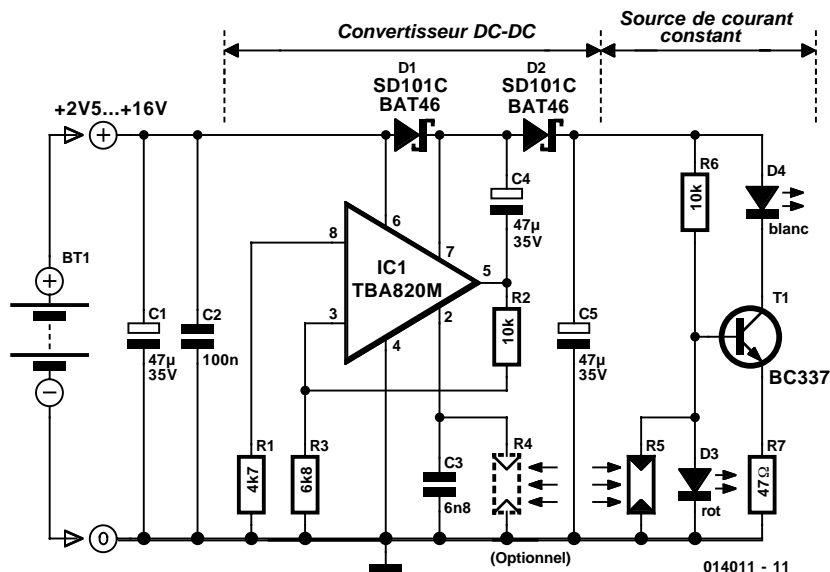
Un autre avantage est la commande sans puissance des grilles contrairement aux triacs qui requièrent un courant



de plus de 10 milliampères. Cela permet d'utiliser chaque microcontrôleur, composant TTL ou circuit intégré de temporisation 555 pour la commande.

091

Comme il n'est guère utile de mettre chacune des piles qui ne soit pas encore totalement épuisée dans une horloge radio-pilotée, l'auteur a imaginé un montage qui extrait de ces piles le dernier watt-seconde : il s'agit d'un luminaire d'orientation pour pièces très sombres, et cela sans que cela ne vous coûte le moindre centime (euro-cent très bientôt) ! Le montage utilise un TBA820M; il s'agit en fait d'un amplificateur audio de puissance bon marché et capable de



On trouve, en aval de ce convertisseur CC/CC, une source

de courant constant servant à la commande de la LED. Cette électronique évite une destruction de la LED fournissant de la lumière blanche encore relativement coûteuse pour l'instant, sachant qu'il est difficile de prévoir le niveau de tension que peut fournir un set de « vieilles » piles. La combinaison de ce convertisseur CC/CC et de cette source de courant constant de 20 mA se traduit par une plage de tension d'entrée étonnamment large, en particulier vers les tensions faibles, domaine concerné lorsqu'il s'agit de vider de vieilles piles de leur dernier « jus ». Une source de courant constante seule ne permet pas à la LED d'éclairer suffisamment lorsque la tension est tombée à une valeur très faible.

Nous avons prévu une extension augmentant le confort d'utilisation de ce montage, un « automate de détection de

lumière ». La LDR détecte la mise en fonction de l'éclairage normal de la pièce ou la lumière diurne, ce qui en fait chuter la résistance. Dans ces conditions la tension U_{BE} du transistor tombe sous les 0,7 V de sorte que le BC337 bloque mettant ainsi la LED hors-circuit. Cette électronique additionnelle augmente à son tour la durée de vie (résiduelle) des vieilles piles rondes ou plates. La prise d'une seconde LDR en parallèle sur le condensateur C abaisse à quelque 4 mA (sous 4 V) seulement le courant de repos du circuit et ce même à un niveau de lumière du jour très faible. Il faut bien évidemment faire en sorte que la luminosité importante de la LED blanche ne tombe pas sur la LED vu que cela aurait pour effet un non-fonctionnement de la fonction d'économie de courant.

Générateur sinusoïdal

3 phases numérique

092

Clemens Valens

La production, en analogique, de 3 sinusoïdes présentant un déphasage constant de 120° l'une par rapport à l'autre est loin d'être toujours une sinécure voire extrêmement difficile dès lors qu'il s'agit de disposer d'une plage de fréquence étendue. Le montage décrit ici apporte une solution numérique à ce problème, cette approche se traduisant par un générateur caractérisé par une plage de fréquences allant quasiment de 0 Hz à largement au-delà de 100 MHz et un déphasage de 120° parfaitement constant sur tout le domaine. Autre avantage non négligeable de ce montage, son prix, il ne devrait guère vous coûter plus d'une vingtaine de francs si vous choisissez bien votre source d'approvisionnement en composants.

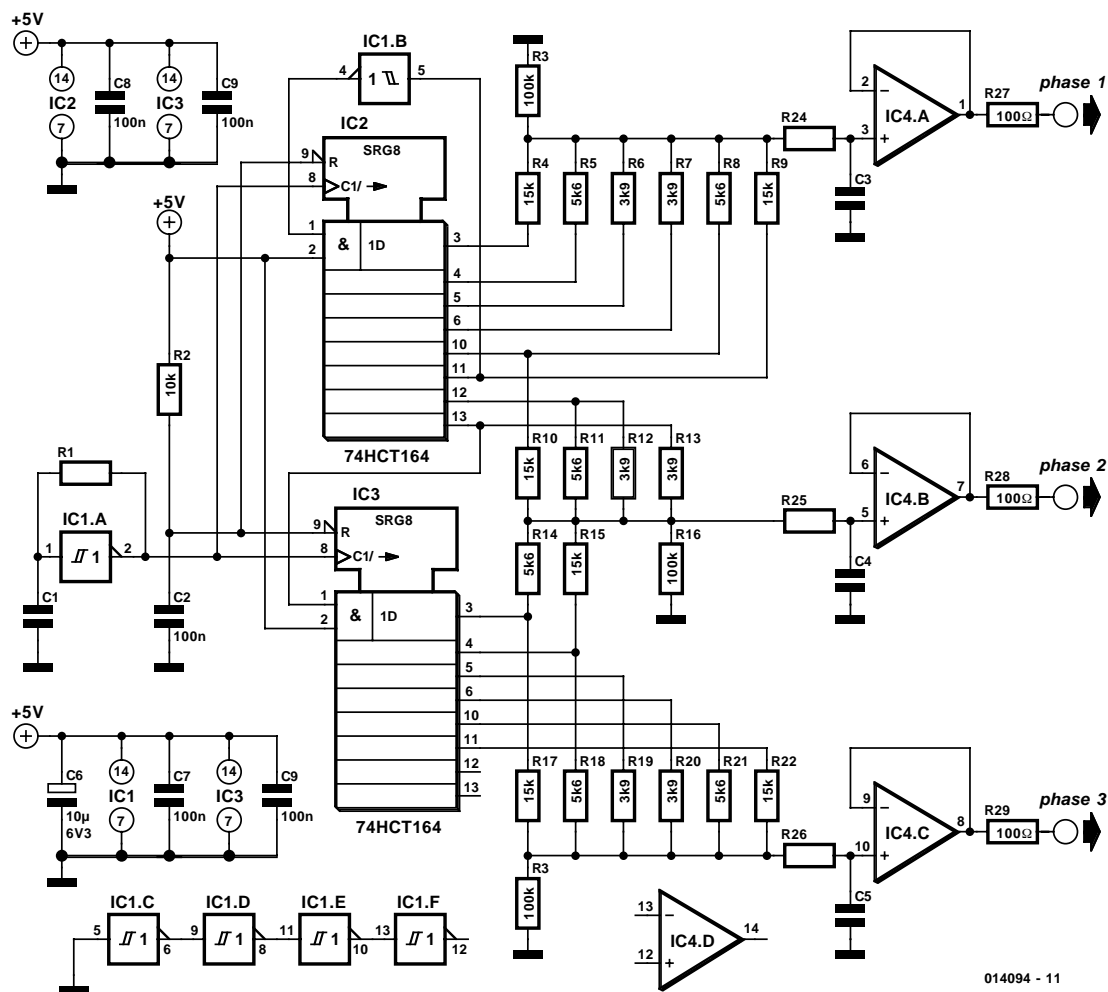
Le coeur du circuit, dont on retrouve le schéma en **figure 1**, est constitué par IC2, un registre à décalage à 8 bits câblé en ce que l'on appelle un compteur Johnson à 6 bits. Un compteur de Johnson ne se contente pas de compte de 0 jusqu'à une valeur maximale en respectant une taille de pas constante, mais il saute de façon plus complexe d'un chiffre au suivant. Comment s'y prend-t-il ? Tout au début le registre à décalage ne contient que des zéros « 0 ». On trouve de ce fait, sur l'entrée A (broche 1), un « 1 » logique. Lors d'une impulsion d'horloge le registre décale tous ses bits d'une place vers la droite de sorte que la valeur logique présente à l'entrée arrive dans l'emplacement du premier bit (Qa). Après 6 impulsions d'horloge les bits Qa à Qf se trouvent tous convertis en « 1 » de sorte que la valeur à l'entrée de IC2 devient un « 0 » logique. 6 impulsions d'horloge plus tard les bits Qa à Qf sont à nou-

veau tous à « 0 » et le cycle reprend au début. Si nous imaginons que les bits Qa à Qf constituent un mot binaire à 6 bits, Qa en constituant le bit de poids fort (MSB = *Most Significant Bit*) et Qb le bit de poids faible (LSB = *Least Significant Bit*), nous verrons passer successivement les chiffres et nombres suivants : 0, 32, 48, 56, 60, 62, 63, 31, 15, 7, 3, 1. Si nous représentons ces nombres sous la forme d'un graphique (**figure 2**) nous constatons que nous nous trouvons en présence d'une sorte d'onde rectangulaire mutilée. Elle ressemble, de loin, à une sinusoïde.

Nous pouvons réaliser, à l'aide d'un réseau de résistances, un convertisseur N/A spécial qui nous permettra de raboter cette forme d'onde pour en faire un sinus très honorable. Il nous faut reconnaître qu'il reste bien quelques angles droits, mais un filtre passe-bas nous permettra de les éliminer.

Pour en arriver aux 3 phases promises il nous suffit de répéter le processus décrit tout juste sur des variantes du signal de base décalées chronologiquement. Il est facile, en numérique, de réaliser un décalage chronologique en s'aidant de registres à décalage. Une période de notre sinusoïde occupe 12 impulsions d'horloge, ce qui signifie qu'une impulsion d'horloge correspond à $360/12 = 30^\circ$. Pour un déphasage de 120° il nous faut 4 bits supplémentaires, 8 bits additionnels nous donnant un déphasage de 240° . Il nous faut donc, pour pouvoir générer des 3 sinusoïdes, un total de 14 bits. Comme il restait au niveau de IC2, 2 bits inutilisés, nous pouvons nous contenter d'un registre à décalage à 8 bits additionnel seulement, IC3. Il reste un petit problème, à savoir le contenu de IC2 après

1

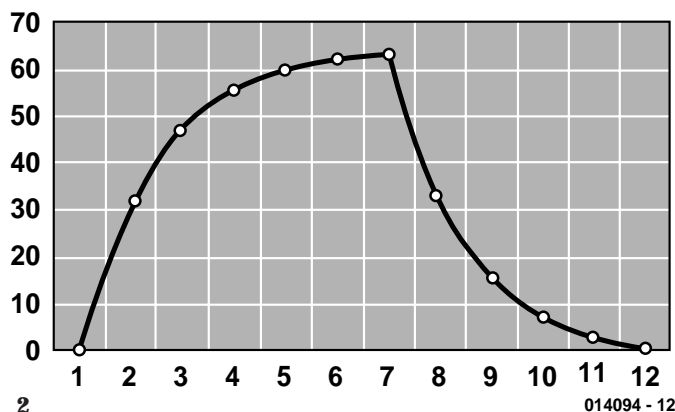


014094 - 11

la mise sous tension. En règle générale ce registre à décalage contiendra des « 0 » partout, mais cette situation n'est pas garantie. Et partant, si un ou plusieurs des bits Qa à Qf ne se trouve pas à « 0 » l'ensemble de la description faite plus haut ne tient plus debout. Il va donc falloir faire en sorte que le registre à décalage soit toujours vide lors de la mise sous tension du montage. La solution que nous avons adoptée est la mise en place d'un petit réseau RC constitué par R2 et C2, réseau qui attaque les entrées de remise à zéro (*reset*) de IC2 et IC3.

L'obtention d'un décalage au niveau des registres à décalage implique bien entendu la présence d'un signal d'horloge. Ce signal est fourni dans le cas présent par l'oscillateur construit à l'aide de IC1a, R1 et C1. On peut difficilement parler d'oscillateur super-stable d'autant plus que la fréquence obtenue peut varier légèrement en fonction de la marque de l'inverseur utilisé, mais il remplit parfaitement sa fonction de générateur de signal de test. Si vous avez besoin d'une horloge plus stable rien n'interdit de faire appel à un oscillateur à quartz. Avec des valeurs de 10 kΩ pour R1 et de 4nF7 pour C7 notre petit oscillateur travaille à de l'ordre de 30 kHz, de sorte que nous obtenons une sinusoïde ayant une fréquence de 2,5 kHz. Terminons par quelques remarques et astuces d'ordre pratique :

- Il faut un filtre passe-bas pour convertir le sinus numérique anguleux en une jolie sinusoïde analogique bien lisse. Dans la plupart des cas on pourra se contenter d'un petit réseau RC monté en amont d'un tampon. Les filtres du schéma ne sont pas dimensionnés vu que les valeurs exactes à donner aux composants dépendent de la fréquence choisie pour l'oscillateur.
- Il est possible de changer la longueur du compteur de Johnson en vue d'augmenter ou de diminuer la précision des signaux sinusoïdaux produits. Il ne faudra pas oublier dans ce cas-là de recalculer les réseaux de



2

014094 - 12

résistances vu que les instants d'échantillonnage se trouvent décalés.

- Il est également possible d'utiliser d'autres déphasages. Il est possible ainsi, très facilement, de réaliser un oscilateur quadrature en décalant légèrement vers le haut l'ensemble du réseau centré sur R10 et les composants connexes.
- Les valeurs données aux résistances du schéma sont les approximations les plus proches disponibles dans la série E12; on pourra, si l'on veut une meilleure résolution, opter pour des résistances à tolérance de 1%. Nous vous

laissons le plaisir instructif de leur calcul. Un tableur et la loi de Kichhof sont des outils très pratiques pour cet exercice.

- Les résistances R3, R16 et R23 se doivent de posséder une valeur importante par rapport aux autres résistances de manière à permettre une utilisation maximale de l'ensemble de la plage de dynamique.
- L'obtention de fréquences élevées requiert bien évidemment l'utilisation de composants prévus pour cela et capables de travailler dans ces conditions.

093

Habituellement, il faut deux boutons-poussoirs pour piloter un thyristor, à savoir – vous l’avez deviné – un pour le mettre en fonction et un hors fonction. Avec le circuit présenté ci-dessous, il est possible de piloter le thyristor avec un seul bouton-poussoir. Si S1 est pressé, une tension positive est appliquée à la grille et le thyristor est en fonction. La diode LED s’allume au même instant, le relais est engagé et le transistor devient conducteur. Ce qui entraîne C1 à se charger, de telle sorte que la prochaine fois que le bouton est pressé, le potentiel de la terre est appliqué à la grille au lieu d’une tension positive. Le thyristor revient à un état non-conducteur. Le condensateur C2 débloque le bouton-poussoir. Le temps de basculement est en conséquence de l’ordre de 0,5 s. Des unités de la série BRX ou BRY peuvent être utilisées pour le thyristor.

tance série pour la diode LED, et si nécessaire pour le relais à ancre de 5 V (qui a une résistance de bobine de 500 Ω), doit être adapté à la valeur de la tension d'alimentation.



* voir texte

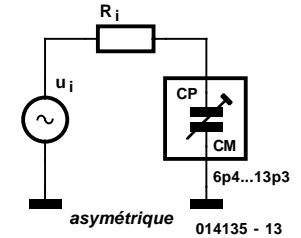
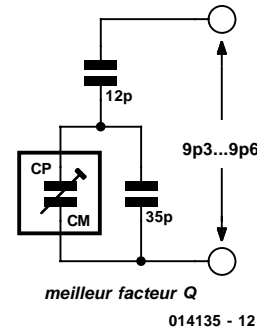
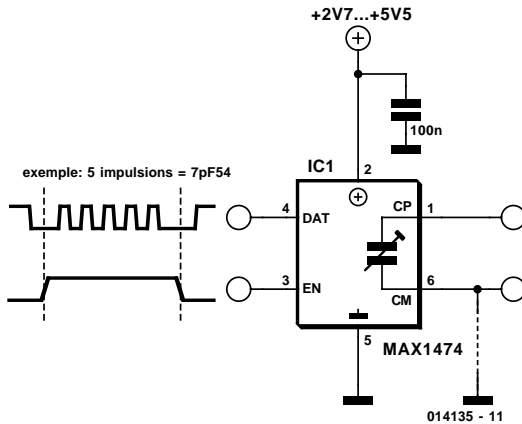
Capacité variable intégrée

094

Gregor Kleine

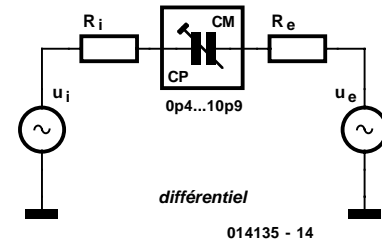
Cela fait bien longtemps que nombre de concepteurs rêvent d'une certaine fonction : une capacité à valeurs commutables. La voici enfin. Le MAX1471 de Maxim (www.maxim-ic.com) intègre un condensateur dont la

valeur peut être ajustée entre 6,4 et 13,3 pF par pas de 0,22 pF, composant proposé actuellement en minuscule boîtier du type SC-70. Le choix de la valeur de capacité requise est effectué par l'application d'impulsions sur l'entrée de donnée DAT, la ligne de validation EN (*Enable*)



devant se trouver, pendant la durée de ces impulsions, au niveau logique haut. En l'absence d'impulsion, la capacité sera de 6,4 pF (asymétrique, différentiel 0,4 pF). On peut appliquer un maximum de 31 impulsions ce qui permet d'arriver à 13, 33 pF (différentiel 10,5 pF).

On pourra appliquer aux broches CM et CP du condensateur intégré n'importe quelle tension dont la valeur se situe entre la tension de service du MAX1474 et la masse. CM sera à relier au point du circuit présentant l'impédance la plus faible. Dans le cas d'applications ne disposant que d'une seule masse commune, la broche CM sera relié à la masse, CP l'étant au point du circuit présentant la valeur d'impédance la plus élevée. En raison des résistances requises par le commutateur interne et qui sont prises en série avec les condensateurs internes, le facteur de qualité (Q) des condensateurs est relativement mauvais. On



pourra, de ce fait, pour augmenter le facteur Q, utiliser le circuit à base de condensateurs fixes représenté ci-contre, sachant cependant ce cela aura pour effet de limiter sensiblement la plage de réglage.

Le domaine d'application premier de ce condensateur ajustable est sans doute celui des oscillateurs à quartz où l'on pourra remplacer l'ajustable classique.

SDCC (Small Device C-Compiler) 095

Cet article du numéro HG2001 (**Hors-Gabarit**) ne concerne pas un montage mais constitue, à notre humble avis, un bon « tuyau ». On peut trouver, depuis quelque temps, un compilateur-C pour microprocesseurs sur Internet et qui de plus est, 100% gratuit. Ce programme, baptisé SDCC, est disponible sur le site de Sourceforge à l'adresse :

<http://www.sourceforge.net>. Ce logiciel tourne sous Linux et sous Windows (dans une fenêtre DOS).

Programmer en C présente d'indéniables avantages. Il est possible ainsi de réutiliser des morceaux de programme (des routines); des fonctions répétitives peuvent ainsi être converties en routines que l'on pourra réutiliser pour de nouveaux projets. C est de plus devenu un langage standard utilisé intensivement dans le monde professionnel. Ceci explique que l'on puisse trouver, sur Internet, de nombreuses fonctions écrites en C et utilisables directement

dans les programmes que l'on envisage d'écrire soi-même. Autre avantage, l'écriture d'un programme n'est (pratiquement) plus régie par le type de processeur que l'on prévoit d'utiliser. Cette caractéristique ouvre des perspectives intéressantes : il est possible ainsi de tester sur un PC la routine que l'on aura écrite avant de la stocker dans un processeur enfoui (*embedded*).

Ceci raccourcit énormément les temps de développement et dans la grande majorité des cas on pourra se passer d'un débogueur spécialement prévu pour le type de processeur que l'on a à mettre en oeuvre.

SDCC est capable de générer du code pour tous les processeurs de la série MCS-51. Ses programmeurs travaillent d'arrache-pied pour supporter les processeurs suivants : Z80, Gameboy-Z80, AVR, DS390 et PIC.

En 3 mots comme en 100, SDCC est un compilateur idéal

pour tous ceux qui s'intéressent aux microprocesseurs et
qui désireraient faire leurs premières armes en C, sans

avoir à mettre en danger leur budget « loisirs ».

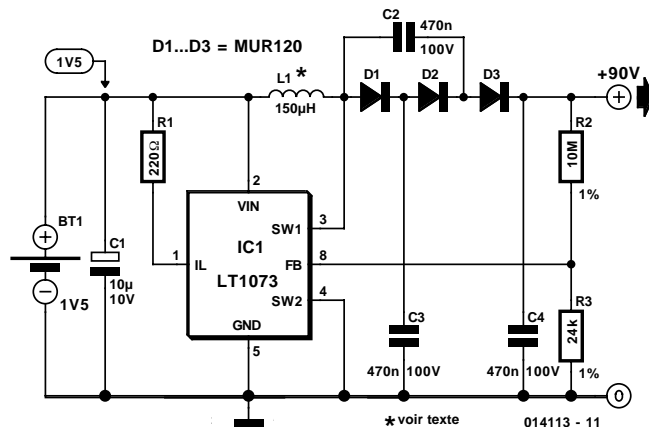
Convertisseur haute tension : 90 V depuis 1,5 V

096

Gregor Kleine

Ce schéma montre comment obtenir, à partir d'une pile de 1,5 V, une « haute-tension » de 90 V. Le régulateur à découpage LT1073 de Linear Technology (www.linear-tech.com) est un convertisseur rehausseur (*boost-converter*) capable de travailler avec des tensions d'entrée allant jusqu'à un minimum de 1,0 V. En amont des broches SW1 et SW2 on trouve le transistor de découpage chargé de mettre la bobine de charge L1 brièvement à la masse, ce qui en induit une charge magnétique. Dès que le transistor s'ouvre le champ magnétique se décharge pour prendre la forme d'un courant appliqué, pour commencer, au travers de la diode D1, au condensateur C3.

La cascade de diodes prise en aval du régulateur rehausseur, D1 à D3 associées aux condensateurs C2 à C4, multiplie la tension de sortie du régulateur à découpage. La fonction de pompe de C2 pompe, au travers des diodes D2 et D3, la tension aux bornes de C3 vers le condensateur C4. Il reste à terminer le réseau de régulation par le diviseur de tension (10 M Ω et 24 k Ω). Ces résistances devront être du type à film métal à 1% de tolérance. On obtient,



avec le dimensionnement du schéma, une diode rapide à tension inverse de 200 V telle que la MUR120, de On Semi-conductor, (www.onsemi.com) et une self de choc telle que la DO1608C-154 de Coilcraft (www.coilcraft.com), une tension de sortie de 90 V. La consommation de courant disponible est de quelques milliampères.

(014113)

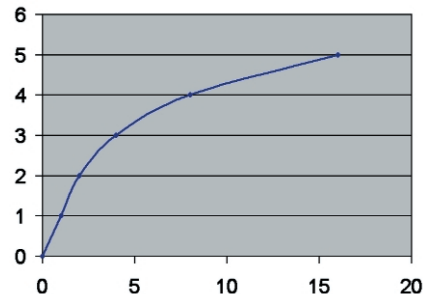
Les graphiques en Excel

097

Dessiner de beaux graphiques, c'est tout un art et toute une technique. Dans le temps, nous apprenions à l'école à reporter sur papier millimétré les coordonnées des différents points à relier ensuite d'une main habile. Aujourd'hui, plus besoin de se faire la main, on se précipite sur l'ordinateur. Mais quel logiciel appeler pour réaliser pareil graphe ? Excel est probablement le plus habituel, on le retrouve à présent installé sur presque tous les ordinateurs et il s'en tire bien. On saisit dans un tableau les séries de nombres, on choisit le genre de graphique souhaité et voilà déjà le dessin qui s'affiche, on peut le sauvegarder et l'imprimer tout de suite.

Vous l'aurez sans doute constaté, le résultat n'est pas toujours fidèle aux espérances, parce que Excel part du prin-

cipe que les intervalles entre les points sont toujours égaux, or ce n'est pas nécessairement le cas. On peut remédier à ce défaut en sélectionnant le type d'échelonnement du graphique. On obtient alors une version qui tient compte des différences d'intervalle, comme l'illustre la photo jointe.



(000168)

Convertisseur Ondes Courtes pour autoradio AM numérique 098

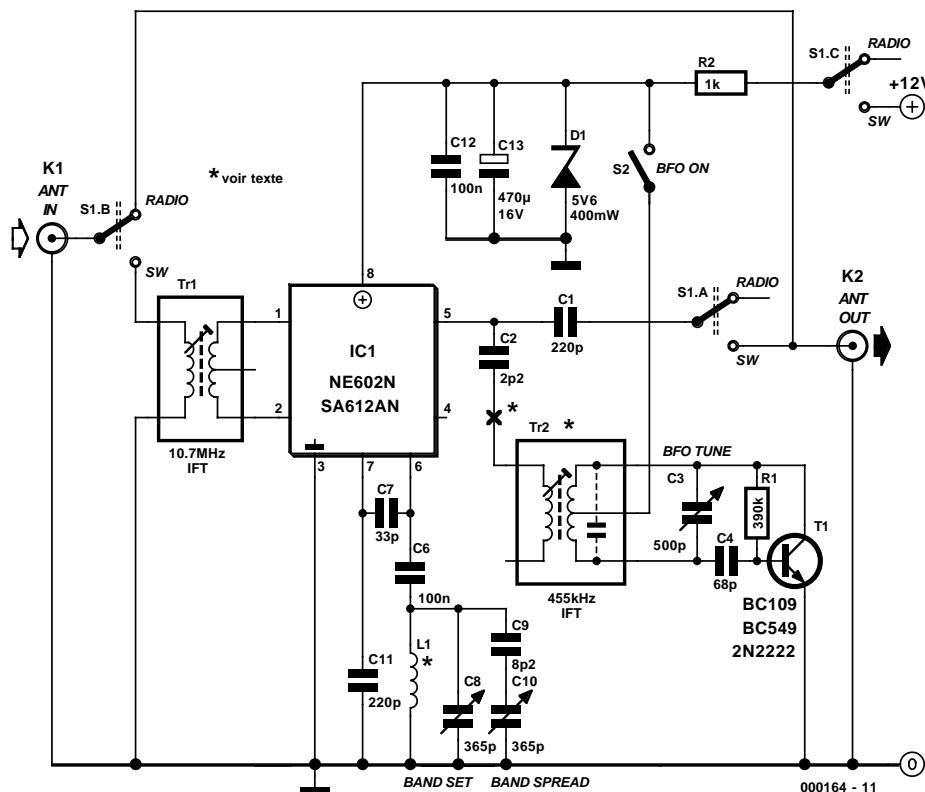
P. Laughton, VK2XAN

Ce circuit est présenté volontairement avec de nombreux manques, afin de stimuler une expérimentation de circuits radios sans dépenses excessives.

En regardant le schéma du circuit, il se peut que vous reconnaissiez une version modifiée du convertisseur à ondes courtes pour autoradio AM (à Modulation d déjà décrit ailleurs dans ce numéro. Des modifications ont été nécessaires pour rendre ce circuit compatible avec les autoradios AM à réglage numérique au lieu d'analogique. La différence principale entre ces deux modèles consiste dans un pas de réglage de 9 kHz (quelquefois de 4,5 kHz), en respect des règles internationales d'allocation de fréquences pour la gamme. D'une façon évidente, cette taille de pas particulière, aussi désirable soit-elle dans les petites ondes, est un obstacle sérieux lorsqu'on veut utiliser un récepteur AM numérique combiné avec un convertisseur rehausseur de fréquence pour les ondes courtes, où règne le chaos et l'absence de taille de pas normalisée.

La première tentative a été de rendre l'oscillateur à quartz variable d'à peu près 5 kHz de part et d'autre. Malheureusement, et malgré de sérieux efforts, le quartz n'a pu être tiré de plus d'un ou deux kHz. Il a donc fallu trouver une autre solution. En étudiant de près le document du NE/SA602/612, on a découvert que la meilleure alternative était un oscillateur LC (impédance/capacité) variable. Le circuit fonctionne après le bobinage d'un circuit résonnant LC et l'ajout d'un condensateur série de 0,1 μ F pour bloquer le composant courant continu sur la broche 6 du NE602 (612). Lorsque le réglage fut trouvé être un peu étroit avec le condensateur d'origine, un simple dispositif d'étalement de gamme (ou de réglage fin) fut ajouté en court-circuitant le circuit résonnant LC avec un condensateur de réglage faiblement chargé de 365 pF (C10) qui, comme le condensateur principal de réglage, C8, a été récupéré dans un vieux poste à transistor.

La bobine de réglage, L1, consiste en 8 à 10 tours de fil de cuivre émaillé de 0,6 à 0,8 mm de diamètre, enroulé autour d'un gabarit de 6 à 8 mm de diamètre sans noyau. Avec



cette bobine, la couverture de fréquence atteint 4 à 12 MHz, à peu près.

Les détails de Tr1 sont décrits dans l'article en référence. Notez qu'aucun condensateur de réglage n'est utilisé sur le secondaire – la capacité parasite d'entrée du NE602 (612) en fait office.

Un oscillateur de battements (*BFO = Beat Frequency Oscillator*) a été ajouté pour recevoir les signaux BLU (Bande Latérale Unique). Le BFO construit autour de T1 est simple, dispose d'une ribambelle de sorties et est suffisamment stable pour garder un signal BLU pendant quelques minutes sans réglage. La fréquence du BFO est réglée avec C3. Tr2 est un transformateur IF de 455 kHz tout monté, dont le condensateur interne a été détruit et retiré avec une pince. Lorsque S2 est fermé, le signal de sortie du BFO est simplement surimposé, sur la sortie IF (de Fréquence Intermédiaire) du NE602 (612), aux ondes moyennes de la radio.

Le convertisseur doit être construit à l'intérieur d'un boîtier en métal pour le protéger. Si vous trouvez que la sortie du BFO est trop forte, déconnectez celui-ci comme le sug-

gère le schéma du circuit, et laissez le couplage parasite faire son travail.

La sensibilité, même avec une antenne d'automobile d'un mètre de long, est étonnante. Tout en gardant en mémoire que la plupart des stations de radio internationales à ondes

courtes (Radio NHK Japon, Moscou, la BBC, etc.) émettent avec suffisamment de puissance pour être sûres d'être entendues, c'est quand même plutôt excitant d'entendre de tels programmes pour la première fois sur son autoradio.

Dans ce montage, nous allons étudier un circuit d'attaque de ligne vidéo à alimentation asymétrique. Il faut d'abord remarquer que les sorties synchronisées d'un étage d'attaque de ligne pour signaux de vidéo composite s'inscrivent aussi dans le négatif par rapport à la masse. Donc s'il s'agit de traiter de tels signaux par un montage dont l'alimentation est asymétrique, il convient

Liste des composants

C8 = 1 000 μ F/6 V radial
C9 = 100 μ F/16 V radial

Résistances :

R1,R7 = 75 Ω
R2 à R4 = 4k Ω
R5,R6 = 1 k Ω

Condensateurs :

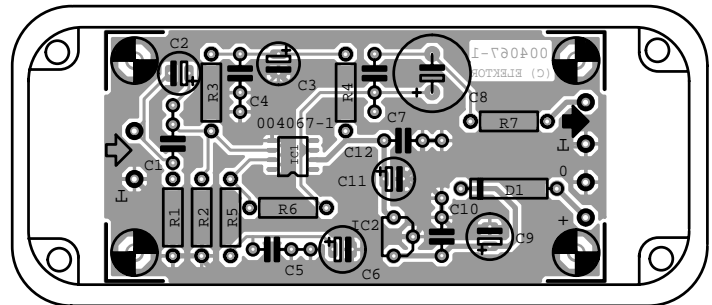
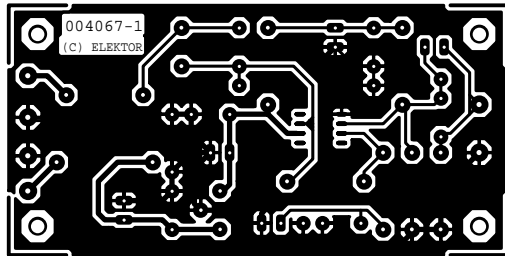
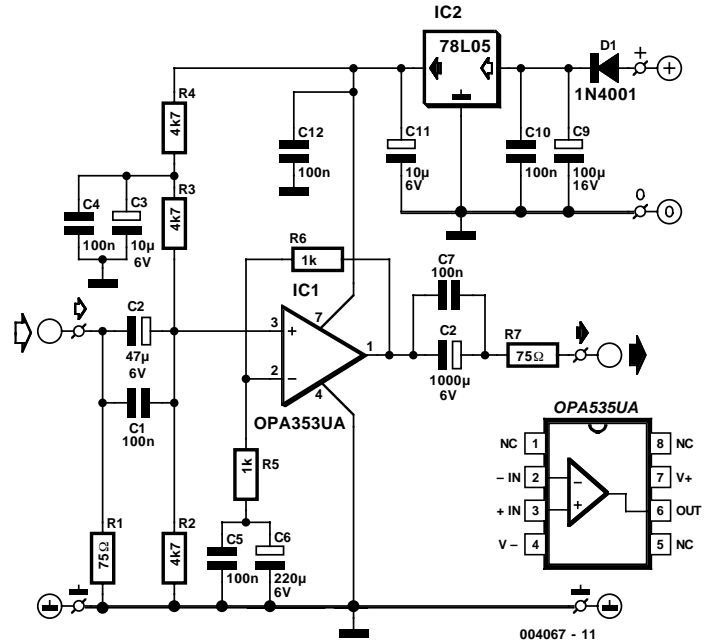
C1,C4,C5,C7C10,C12 = 100 nF
C2 = 47 μ F/6 V radial
C3,C11 = 10 μ F/6 V radial
C6 = 220 μ F/6 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4001
IC1 = OPA353UA (Burr-Brown)
IC2 = 78L05

Divers :

PC1 à PC6 = picots
boîtier tel que, par exemple,
Hammond type 1590A



au préalable de procéder à un couplage en alternatif seul de l'entrée de l'amplificateur opérationnel, de manière à faire remonter l'ensemble légèrement, mais suffisamment, vers le positif.

L'entrée est bouclée sur une résistance de $75\ \Omega$ (R1), après quoi le signal est couplé en alternatif, par l'intermédiaire d'un condensateur, au diviseur de tension R2/R3 dont la fonction est précisément de fixer une nouvelle polarisation continue. Le décalage en positif, pour les valeurs données dans le schéma, se monte à $+1,7\text{ V}$ et, pour vous éviter tout

ennui, nous insistons sur la nécessité d'adhérer avec précision à cette valeur sous peine d'occasionner des déformations indésirables dans l'étage d'entrée complémentaire de l'amplificateur opérationnel utilisé ici.

Comme nous avons prévu, pour le montage, un circuit de stabilisation propre (IC2), n'importe quel adaptateur secteur conviendra à son alimentation. La consommation est inférieure à 20 mA. Avec une platine déjà préparée, la construction de cet attaqueur de ligne vidéo n'est plus qu'une formalité.

(004067)

Générateur MLI à consigne 7 bits à GAL

100

Erwan Meynier

Bien que les GAL aient bien évolué depuis leur première apparition sur la scène des composants programmables, elles restent un sujet d'expérimentation très prisé de nombreux amateurs d'expériences.

La publication de l'article « **Modulateur en largeur d'impulsion** » publié dans le numéro 271 (janvier 2001) a suscité quelques remarques et suggestions dont celle de l'auteur du présent article. Citons textuellement Mr Meynier : « En lisant le numéro de janvier 2001 d'ELEKTOR, j'ai constaté l'utilisation des GAL16V8 était toujours d'actualité. Cela dit, les auteurs de l'article "Modulateur en largeur d'impulsion" ne se sont vraisemblablement pas penchés à fond sur le sujet car il est possible de réaliser un générateur MLI à consigne 7 bits avec le même composant. Il suffit de poser le problème autrement.

Premièrement, il est plus facile de décompter et détecter un zéro que compter et de comparer le compteur à une consigne car la comparaison utilise l'équivalent d'une porte OU Exclusive (EXOR), ce qui est très gourmand (2 termes de somme par bit), alors que comparer les n bits avec 0 ne prend qu'un terme de produit et peut être combiné à une autre condition.

1^{er} exemple simple un prédiviseur par $2^n + 2$ avec n compris entre 0 et 15.

Le décomptage se fait sur 4 bits Q0 à Q3.

La valeur n est codée sur les 4 bits N0 à N3.

OUT est la sortie à rapport cyclique 50% à la fréquence CLK divisée par $2^n + 2$.

Dans le listing suivant, les sorties sont toutes sur bascule D.

La syntaxe utilisée s'inspire de la syntaxe d'Abel sans toutefois comporter les termes QO.PIN ou QO.D...

Dans chaque ligne du décompteur, les 3 premiers termes de somme décrivent le décomptage jusqu'à 0 (avec arrêt à 0), le dernier terme permet de recharger le décompteur avec la consigne n.

```
Q0 = !Q0 & Q1 # Q0! & Q2 # Q0! & Q3 #
    !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N0 ;
Q1 = !Q1 & Q2 # !Q1 & Q3 # Q1 & Q0 #
    !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N1 ;
Q2 = !Q2 & Q3 # Q2 & Q1 # Q2 & Q0 #
    !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N2 ;
Q3 = Q3 & Q2 # Q3 & Q1 # Q3 & Q0 # !Q0
    & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N3 ;
OUT = !OUT & !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 # OUT &
    Q0 # OUT & Q1 # OUT & Q2 # OUT & Q3;
```

Il est possible d'adapter les équations précédentes pour

pouvoir diviser par un nombre impair.

Le signal K permet de passer d'un mode $2^n + 1$ (K=0), à un mode $2^n + 2$ (K=1), en rechargeant la consigne à 1 au lieu de 0.

```
Q0 = !Q0 & Q1 # Q0! & Q2 # Q0! & Q3 #
    !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N0 # Q0 & !Q1 & !Q2 &
    !Q3 & N0 & !K ;
Q1 = !Q1 & Q2 # !Q1 & Q3 # Q1 & Q0 #
    !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N1 # Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3
    & N1 & !K ;
Q2 = !Q2 & Q3 # Q2 & Q1 # Q2 & Q0 #
    !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N2 # Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3
    & N2 & !K ;
Q3 = Q3 & Q2 # Q3 & Q1 # Q3 & Q0 # !Q0
    & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N3 # Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 &
    N3 & !K ;
OUT = !OUT & !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 # !OUT & Q0
    & !Q1 & !Q2 & !Q3 & !K # OUT & Q0 & K #
    OUT & Q1 # OUT & Q2 # OUT & Q3;
```

Il existe un cas spécial: K=0 et N=0, dans lequel la division se fera quand-même par 2 au lieu de 1 théorique.

En renommant K en N0, N0 en N1, N1 en N2... on obtient un prédiviseur par N+1 pour tout N>0.

On peut maintenant envisager un générateur MLI utilisant ce compteur 4 bits avec K = !OUT et en rechargeant par !N quand OUT = 1.

```
Q0 = !Q0 & Q1 # Q0! & Q2 # Q0! & Q3 #
    !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N0 # Q0 & !Q1 & !Q2 &
    !Q3 & !N0 & OUT ;
Q1 = !Q1 & Q2 # !Q1 & Q3 # Q1 & Q0 #
    !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N1 # Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3
    & !N1 & OUT ;
Q2 = !Q2 & Q3 # Q2 & Q1 # Q2 & Q0 #
    !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N2 # Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3
    & !N2 & OUT ;
Q3 = Q3 & Q2 # Q3 & Q1 # Q3 & Q0 # !Q0
    & !Q1 & !Q2 & !Q3 & N3 # Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 &
    !N3 & OUT ;
OUT = !Q0 & !Q1 & !Q2 & !Q3 # OUT & Q1 #
    OUT & Q2 # OUT & Q3;
```

Ce générateur présente l'inconvénient d'avoir sa sortie à 1 en permanence si N=0 au lieu de 0, ce qui est une caractéristique intéressante dans le cas générateur de signaux de commande pour servomoteur car le rapport cyclique du signal ne doit pas descendre en dessous d'une certaine valeur.

Ce générateur MLI utilise $n+1$ termes de somme sur le décompteur et $n+1$ termes de somme sur la sortie avec n = nombre de bits, ce qui permet de réaliser un générateur MLI utilisant 7 bits pour le décomptage avec une simple 16V8.

Il est cependant possible de remédier au cas $N=0$:

$$\begin{aligned} Q0 &= !Q0 \& Q1 \# Q0! \& Q2 \# Q0! \& Q3 \# \\ & !Q0 \& !Q1 \& !Q2 \& !Q3 \& N0 \# Q0 \& !Q1 \& !Q2 \& \\ & !Q3 \& !N0 \& OUT ; \\ Q1 &= !Q1 \& Q2 \# !Q1 \& Q3 \# Q1 \& Q0 \# \\ & !Q0 \& !Q1 \& !Q2 \& !Q3 \& N1 \# Q0 \& !Q1 \& !Q2 \& !Q3 \\ & \& !N1 \& OUT ; \\ Q2 &= !Q2 \& Q3 \# Q2 \& Q1 \# Q2 \& Q0 \# \\ & !Q0 \& !Q1 \& !Q2 \& !Q3 \& N2 \# Q0 \& !Q1 \& !Q2 \& !Q3 \\ & \& !N2 \& OUT ; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q3 &= Q3 \& Q2 \# Q3 \& Q1 \# Q3 \& Q0 \# !Q0 \\ & \& !Q1 \& !Q2 \& !Q3 \& N3 \# Q0 \& !Q1 \& !Q2 \& !Q3 \& \\ & !N3 \& OUT ; \\ OUT &= !(!N0 \& !N1 \& !N2 \& !N3 \& !OUT \# !OUT \& \\ & Q0 \# !OUT \& Q1 \# !OUT \& Q2 \# !OUT \& \\ & Q3 \# OUT \& !Q1 \& !Q2 \& !Q3); \end{aligned}$$

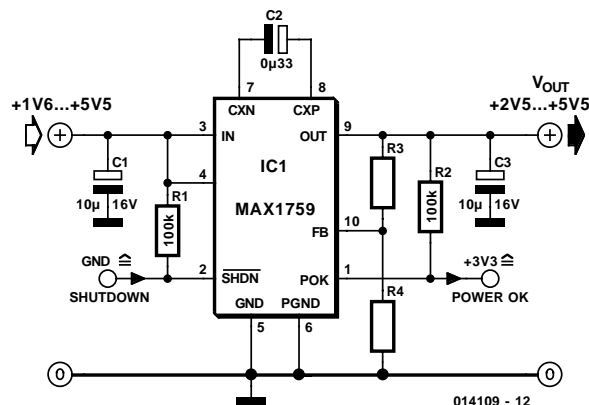
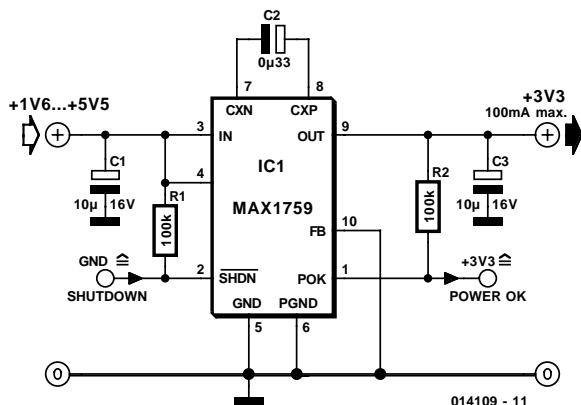
Ce générateur MLI utilise $n+1$ termes de somme sur le décompteur et $n+2$ termes de somme sur la sortie, ce qui limite à 6 bits le nombre de bits du décompteur.

On obtient donc en 1 seul composant l'équivalent des 2 compteurs 4 bits et des 2 comparateurs 4 bits utilisés précédemment dans un montage publié dans ELEKTOR pour un variateur de vitesse de train miniature. »

Ndlr : voici de quoi vous occuper pendant un jour pluvieux de vos vacances. Bonnes vacances à tous.

Régulateur à découpage abaisseur de tension

101



Gregor Kleine

Lorsque l'on veut convertir une plage de tensions d'entrée en une plage de tensions de sortie située à l'intérieur de cette plage on a besoin d'un régulateur de tension capable de commuter automatiquement entre les modes rehausseur (setp-up) et abaisseur de tension (*step-down*). Le MAX1759 de Maxim (www.maxim-ic.com) est très précisément le type de circuit intégré que nous avons à l'esprit. Il possède en effet une plage de tensions d'entrée allant de +1,6 à +5,5 V, tensions qu'il peut ramener à une plage de tensions de sortie allant de +2,5 à +5,5 V. Il travaille par commutation de condensateur, C2.

Une autre caractéristique raffinée du MAX1759 est qu'il dispose d'une détection automatique du diviseur de tension R3/R4. Dans ce cas-là il génère une tension de sortie ajustable de l'extérieur par le biais de ce diviseur de tension,

tension comprise entre +2,5 et +5,5 V. L'action de ce diviseur de tension répond à la formule suivante :

$$V_{OUT} = 1,235 \text{ V} \times (1 + R3/R4).$$

On utilisera ici une résistance d'une valeur proche de 100 kΩ.

En cas de forçage de l'entrée de contre-réaction FB à la masse, le MAX1759 met en fonction un diviseur de tension interne ce qui se traduit par une tension de sortie de +3,3 V. La sortie POK (*Power-OK*) est une broche en drain ouvert qui bascule vers la masse en l'absence de régulation au niveau de la boucle de régulation. La sortie de potentiel de sortie (*V_{out}-Potential*) indique elle au contraire que la tension de sortie est stable et qu'elle a bien la valeur requise.

(014109)

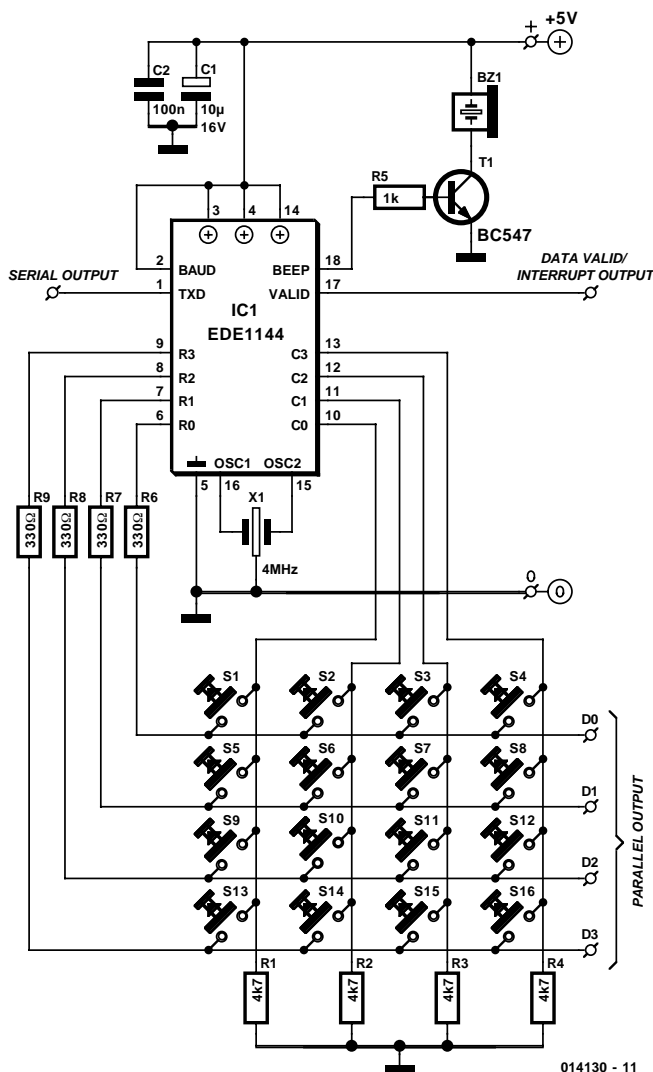
Circuit encodeur de clavier avec sortie série

102

Source : E•Lab Digital Engineering Inc.

Le EDE1144, circuit encodeur de clavier produit par E•Lab Digital Engineering (www.elabinc.com) a été conçu pour interfacer un clavier matriciel 4x4 (4 rangées x 4 colonnes à 16 touches ou moins) à un microcontrôleur ou à un autre processeur-hôte. Une interface série monofilaire ou une interface parallèle à 4 lignes qui transmet l'information d'activation de touche pourra être utilisée en combinaison avec un signal « données valides » pour des applications faisant appel à une interrogation (*poll*) ou pilotées par interruption. Le EDE1144 dispose de fonctions clavier additionnelles telles que anti-rebond des touches et auto-répétition d'activation de touche (*auto-repeat*), le tout intégré dans un circuit à la mise en oeuvre aisée qui ne manquera pas de réduire la complexité logicielle du programme à mettre dans le microcontrôleur et réduire les exigences quant au nombre de broches d'E/S requises qui tombe de 8 à 1, ce qui dans bien des cas se traduit par la possibilité d'utiliser un version meilleur marché du microcontrôleur-hôte dans le circuit.

Le EDE1144 a en outre l'avantage d'être silencieux, électriquement s'entend. Nombre d'encodeurs de clavier scrutent inlassablement le clavier, ce qui se traduit par un rayonnement d'interférences électromagnétiques (EMI) produit par les conducteurs allant vers le clavier, ce qui peut poser des (gros) problèmes lors des tests de CEM (Compatibilité ElectroMagnétique) requis pour la certification d'un produit. Le EDE1144 réduit les problèmes à ce niveau par une surveillance du clavier sans changement de signal, la scrutation n'ayant lieu, et cela une fois seulement, après détection d'une action sur une touche. Le schéma vous propose le circuit d'application standard où le EDE1144 vient s'intercaler entre le clavier et le microcontrôleur/processeur-hôte. Le microcontrôleur-hôte reçoit les données d'activation de touche par le biais d'un quarteron de sorties de données en parallèle (D0 à D3, broches 6 à 9) ou au format sériel par le biais d'une unique ligne, celle de la sortie de données série (broche 1). Le signal « données valides » est activé avant que n'ait lieu une éventuelle transmission des données



sérielles pour permettre à des systèmes-hôtes sériels du type à interrogation (UART logiciel) tels que le basic Stamp™ ou à un système à microcontrôleur ne disposant pas d'un UART matériel d'entrer dans une routine de réception série et de recevoir les données d'activation de touche sans avoir à attendre en permanence l'arrivée d'un bit de début. On notera que les sorties de données

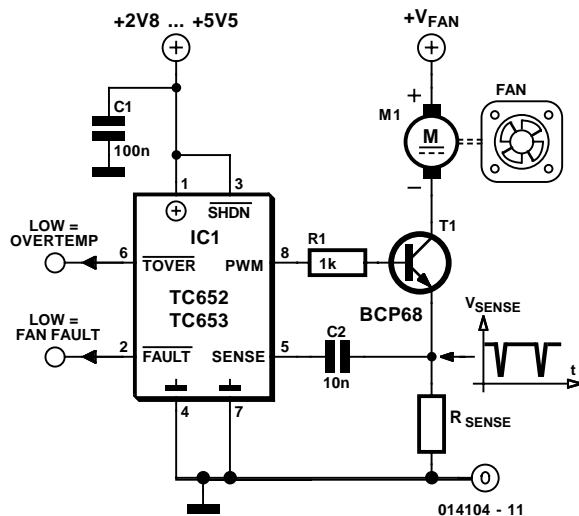
Touche	0	1	2	3	4	5	6	7
RS232:	\$30 ('0')	\$31 ('1')	\$32 ('2')	\$33 ('3')	\$34 ('4')	\$35 ('5')	\$36 ('6')	\$37 ('7')
D3 à D0:	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111
Touche	8	9	10	11	12	13	14	15
RS232:	\$38 ('8')	\$39 ('9')	\$41 ('A')	\$42 ('B')	\$43 ('C')	\$44 ('D')	\$45 ('E')	\$46 ('8')
D3 à D0:	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111

vers le microcontrôleur-hôte se trouvent dans la rangée des broches de sortie (broches 6 à 9) de sorte qu'il ne faudra procéder à la lecture de données de sortie de format parallèle que tant que le signal de validité des données (broche 17) est actif (au niveau bas donc). Lors de la mise sous tension, les 4 broches de sortie se trouveront au niveau haut, niveau qu'elles garderont tant qu'il n'y aura pas eu d'action sur une touche.

Le **tableau** donne les valeurs de données fournies par les sorties sérieelles et parallèles du EDE1144 lors d'une action sur une touche. On notera que les valeurs sérieelles sont augmentées (de 30 hexadécimal (\$30) pour 0 à 9 et de 37 hexadécimal \$37 pour 10 à 15) de manière à correspondre à leur équivalent ASCII (0 à 9, A à F) de la valeur BCD (*Binary Coded Decimal*) des sorties parallèles.

Commande de ventilateur à détecteur « FanSense »

103



Gregor Kleine

Un moteur de ventilateur en court de rotation accuse, lors de la commutation, c'est-à-dire lors du passage de l'un des pôles de l'aimant du rotor à l'autre une réduction sensible de la consommation de courant. C'est cette caractéristique qu'utilisent les circuits de commande de ventilateur TC652 et TC653 de Microchip Technology (www.microchip.com). Le fabricant appelle cette fonction « FanSense » et utilise les impulsions produites pour en dériver un signal indiquant une panne. Les TC652/3 détectent, par l'absence de ces impulsions typiques, un blocage du ventilateur voire sa panne totale. La résistance de détection R_{sense} devra être disposée de manière à ce que le flux d'air nominal y produise une chute de tension de quelque 0,5 V.

La commande du ventilateur se fait par le biais d'un transistor de commutation recevant un signal de commande à modulation en largeur d'impulsion (PWM = *Pulse Width Modulation*) de 15 Hz fourni par le circuit intégré. Le TC652/3 peut fixer le rapport cyclique de ce signal à 7 valeurs différentes. Tant que la température se situe en-

deçà d'une valeur prédéterminée au cœur du composant, le rapport cyclique reste fixé à 40%. En fonction de l'augmentation de la température le rapport cyclique augmente de 10% pour finir au maximum de 100% en 6 pas. La température de seuil pour un rapport cyclique de 100% est elle aussi préfixée lors de la fabrication. L'utilisateur a le choix entre les températures suivantes :

Suffixe	A	B	C	D	E	F	G
Température [°C]	25	30	35	40	45	50	55

On retrouve ces suffixes dans la dénomination du composant. Le premier caractère du suffixe indique la valeur de température correspondant à un rapport cyclique MLI de 40%, le second celle se traduisant par un rapport de 100%. Le fabricant propose les types préférentiels suivants (idem en ce qui concerne le TC653) :

TC652 AC	25 °C à 35 °C
TC652 AE	25 °C à 45 °C
TC652 BE	30 °C à 45 °C
TC652 AG	25 °C à 55 °C

Le TC653 comporte en outre un mode d'auto-coupeure (*auto-shutdown*) qui se traduit par une coupure pure et simple (MLI = 0%) du ventilateur de refroidissement lorsque la température se trouve en-deçà du seuil de température inférieur. Avec le TC652 le ventilateur continue, dans ce cas-là, de tourner à une MLI de 40%.

La grande majorité des contrôleurs de ventilateur possèdent une sortie activée en cas de dépassement d'une valeur de température définie. Dans le cas de TC652/3 cette sortie, active au niveau bas, entre en fonction lorsque la limite de température supérieure est dépassée de plus de 10 °C.

Ces circuits intégrés fonctionnent avec une tension d'alimentation comprise entre 2,8 et 5,5 V et consomment moins de 100 µA (consommation de la sortie MLI non comprise).

(014104)

au moins 5 à 10 fois supérieure à la résistance du potentiomètre. La résistance interne du compteur à bobine mobile (autour de 1 k Ω) s'ajoute à celle de la résistance fixe (18 k Ω) et à une partie de celle de la résistance variable P2. Cette résistance de calibrage n'a besoin d'être ajustée qu'une fois, de sorte que le compteur indique un courant de 100 μ A lorsque le réservoir est plein ou que le flotteur est soulevé à la hauteur correspondante. Après ce calibrage, la résistance variable de 10 k Ω peut être remplacée par une résistance fixe. La hauteur maximale de remplissage dépend du diamètre d de la roue d'engrenage en plastique Module 1 (40, 50 ou 60 mm), puisque qu'avec un potentiomètre à 10 tours, la distance parcourue par le flotteur est égale à $h = 10\pi d$. Ceci implique une hauteur

maximum de remplissage, respectivement de 125, 157 ou 188 cm. Pour la sécurité du montage, le potentiomètre doit être attaché à une robuste console d'angle en aluminium, qui à son tour est montée sur un support en bois placé au-dessus de l'ouverture principale du réservoir. Après avoir élargi à la foreuse le trou central de la roue d'engrenage, de 4 à 6 mm, vous devez, avec soin mais fermement, y forcer les 6,35 mm de l'extrémité de la tige du potentiomètre, qui doit alors être orienté exactement dans l'axe. Les 0,35 mm « manquants » du trou de la roue d'engrenage garantissent une bonne stabilité à la tige du potentiomètre. On peut se procurer la chaîne en ruban et la roue d'engrenage chez Conrad (RFA, voire France).

Commutateur énergétique pour signaux analogiques

105

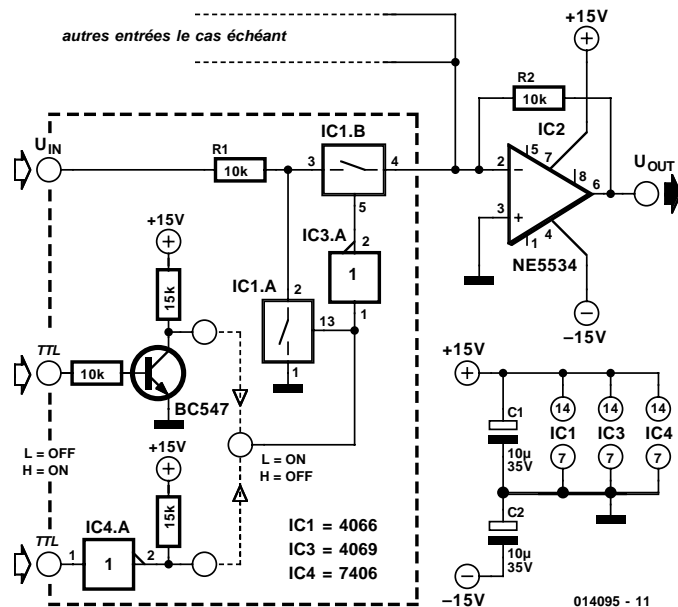
Henk Prince

Quand il s'agit de commuter des signaux analogiques, on pense immédiatement à un commutateur bilatéral comme le 4066. Comme ce circuit ne peut être alimenté que par une tension unique, les autres composants doivent le plus souvent être aussi reliés à cette tension asymétrique (environ 8 V). L'inconvénient est manifeste avec les amplificateurs opérationnels qui doivent travailler à la moitié de la tension et ne peuvent fournir en sortie qu'un signal d'amplitude faible. Cela détériore également le rapport signal/bruit.

Voici donc un montage qui élimine ce handicap. L'idée vient du fait que le courant dans un commutateur bilatéral (IC1) au potentiel nul peut s'écouler dans deux directions. Mais il faudra bien sûr prendre des précautions pour que la tension sur le commutateur ne devienne jamais négative. C'est la mission d'un des commutateurs contenus dans IC1, qui au bon moment court-circuite l'entrée.

Détaillons le procédé. Aussi longtemps que le montage est « haut », IC1a est fermé et IC1b ouvert, impossible d'avoir un signal analogique sur l'entrée inverseuse, IC1a le court-circuite à la masse. Dès que le montage devient « bas », IC1a s'ouvre et IC1b se ferme, si bien que le signal audio peut être traité par l'amplificateur opérationnel.

Pour rendre le niveau de commutation compatible TTL, on peut adjoindre à chaque entrée un étage tampon équipé



d'un BC547 ou un 7406, comme le suggère le schéma. Éventuellement, on peut raccorder d'autres entrées au point de masse virtuelle pour en faire un mélangeur. Il convient alors de dupliquer le montage présenté dans le cadre.

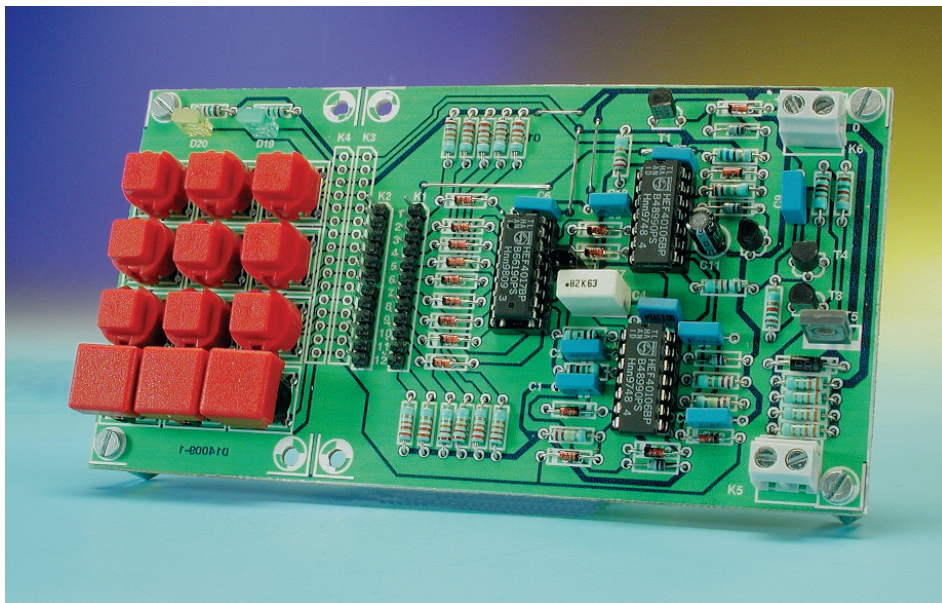
L'amplification se calcule par la formule standard $U_{\text{sortie}} = -(U_{\text{entrée}} \cdot R2) / R1$. L'impédance de chaque entrée analogique est voisine de 10 kΩ. Mais remarquez bien, comme l'indique la formule du gain, que le montage est un inverseur !

Il va sans dire que les portes et commutateurs non utilisés peuvent servir à d'autres entrées.

(014095)

Serrure codée électronique

106



Roland Heimann

La grande majorité des serrures codées électroniques actuelles sont pilotées par microcontrôleur. Si vous préférez une approche discrète, dans le sens électronique du terme, vous serez sans doute charmé par le montage alimenté par pile proposé ici. Comme l'électronique se met automatiquement en veille après ouverture de la porte, état dans lequel elle ne consomme pas le moindre courant, de sorte qu'un set de 3 piles alcalines (mignon, AA ou R6) devrait permettre quelque 5 000 ouvertures de la porte concernée. L'avantage majeur de cette approche : le système d'ouverture de la porte pourra lui aussi être alimenté directement par les piles, ce qui évitera d'avoir à tirer des fils.

La **figure 1** nous propose un schéma subdivisé en 2 parties constituées d'une part par un clavier à 12 touches doté d'une paire de LED servant d'organe de commande et d'un ensemble de logique/programmation. L'ensemble de commande est relié à l'électronique de la logique par le biais d'un morceau de câble plat à 16 conducteurs. D'un point de vue électrique, le clavier n'a pas la structure d'une matrice mais il est doté de connexions individuelles pour les touches. La programmation du code se fait par le biais des 2 embases autosécables K1 et K2.

Le circuit accepte n'importe quelle combinaison de chiffres tant qu'elle ne comporte pas plus de 9 positions. Une action sur touche donnée, dont le choix vous est laissé mais qu'il faudra câbler en conséquence fait sortir le montage de sa léthargie sans consommation de courant. Cette touche n'est plus utilisable pour le code. La programmation d'une touche se fait par l'établissement d'un pont de câblage entre le contact correspondant de K2 vers le contact 1 de K1.

La programmation du code se fait de façon similaire : pour le premier chiffre du code le contact correspondant de K2 est relié à la broche 2 de l'embase K1, le second chiffre étant relié à la broche 3 de K1, le troisième à la broche 4 et ainsi de suite. Les chiffres non utilisés dans le code ne requièrent pas de câblage additionnel. Si l'on force les chiffres non utilisés au potentiel de l'alimentation, VDD, et que l'on appuie sur l'une de ces touches l'électronique suppose que l'on a effectué une erreur de saisie de sorte qu'elle réinitialise le circuit.

Une action sur la touche « Start » fait entrer le transistor T1 en conduction de sorte que la source de tension d'alimentation se trouve reliée à

l'électronique de la serrure codée.

Cette situation est visualisée par l'allumage de la LED jaune, D20. La circuiterie de la logique se trouvant maintenant en état de travailler, la sortie de IC3f passe au niveau logique haut, ce qui a pour conséquence la mise en conduction de T2 et le forçage à la masse de la ligne de base de T1. À partir de là, le relâchement de la touche « Start » n'a pas d'effet. Le condensateur C11 peut alors de charger lentement au travers de la résistance de forte valeur R12 et ce jusqu'à ce que la tension présente sur l'entrée inverseuse soit suffisante entraînant le basculement de la sortie vers le niveau bas, la coupure de l'alimentation vers le circuit et partant son passage à l'état de repos. On ne dispose de ce fait que de la durée RC ainsi définie pour entrer le code valide. Dès coupure de l'alimentation C11 se décharge brutalement au travers de la diode D18. Cela est important sachant qu'en l'absence de cette diode ce condensateur pourrait garder une charge résiduelle pendant une durée importante. Cela se traduirait, lors d'une nouvelle tentative d'entrée du code en vue d'ouvrir la porte, par une durée de saisie de code sensiblement plus courte. Ce n'est pas là l'unique effet d'une action sur la touche « Start ». Le potentiel de masse arrive en effet également, par le biais de la touche « Start », à l'inverseur IC2d, où elle génère une impulsion qui a pour effet de remettre le compteur IC1 dans un état défini ($Q0 = 1$) avant la saisie du premier chiffre du code.

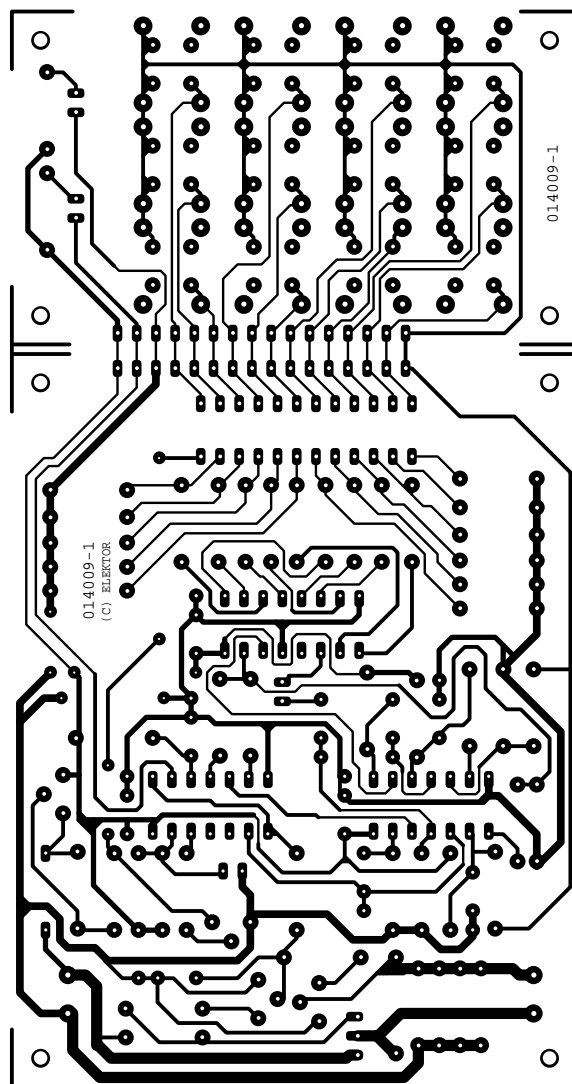
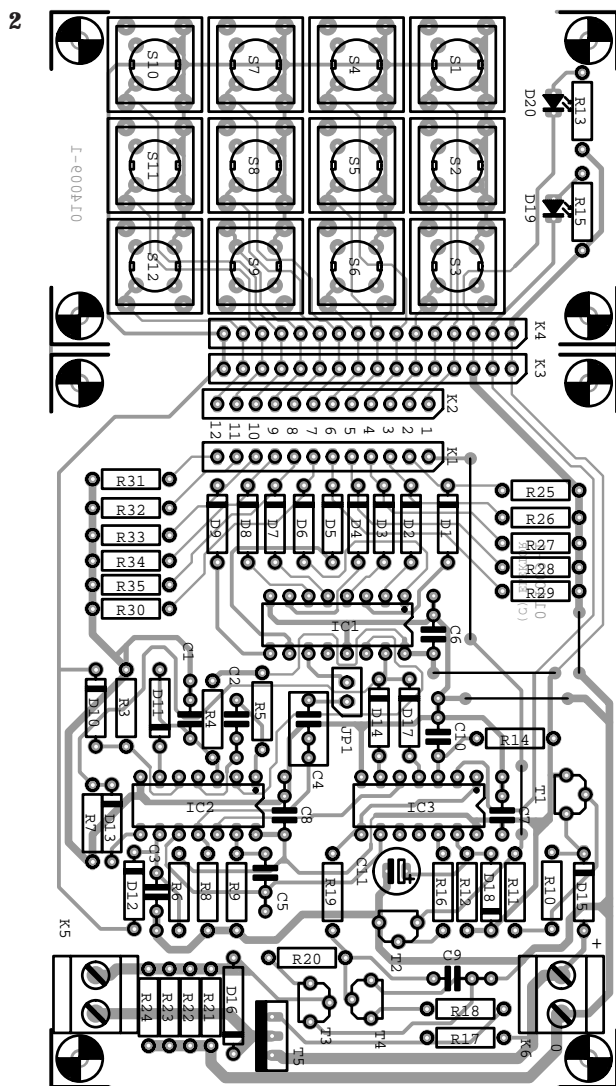
On peut maintenant entrer le premier chiffre du code. Si l'on actionne la touche correcte le potentiel haut de $Q0$ arrive, au travers de la touche actionnée à la branche qui comporte IC2c à IC2a. On a génération à ce niveau d'une impulsion positive à l'instant de relâchement de la touche.

Après entrée du 9^{ème} chiffre le potentiel positif saute à Q9 et charge alors le condensateur C4 (si tant est que JP1 soit enfiché). Au cours de la durée requise par cette charge la sortie de IC2e passe, pendant de l'ordre de 2 s, au niveau bas, la sortie de IC3d passant elle au niveau haut. Le transistor de puissance T5 est mis en conduction au travers de R19 et T4, ce qui a pour effet de mettre le système d'ouverture de la porte sous tension.

qui signale ainsi la possibilité d'ouvrir la porte. T3 assure une fonction de limitation à de l'ordre de 700 mA du courant traversant le système d'ouverture.

Une fois que C4 a atteint un niveau de charge suffisant, la sortie de IC2e passe au niveau haut. Ce basculement a pour effet, non seulement de mettre le système d'ouverture hors-tension, le flanc montant produit, dans la branche IC2f/IC3c, une impulsion qui fait effet au travers de la diode D4 (qui constitue avec D13, D17 et R7, une porte OU (OR) câblée) d'impulsion de remise à zéro pour IC1. Notons que l'inverseur IC3b se charge de la remise à zéro du compteur à la mise sous tension (*power up reset*). L'électronique se retrouve dans la situation de départ.

The diagram illustrates a 4-bit counter circuit. The core component is a 4017 decade counter (IC1), which generates a sequence of ten pulses. These pulses are used to drive a 7-segment display (S1-S7) through a series of inverters (IC2) and monostable multivibrators (IC3). The circuit is powered by a 5V supply and includes various passive components for timing and signal conditioning. The output of the counter is connected to a 7-segment display, which shows the decimal value of the 4-bit binary input.



Liste des composants

Résistances :

R1,R2 = supprimée
R3 = 220 kΩ
R4,R5 = 1 MΩ
R6 = 220 kΩ
R7,R9,R10,R17 = 100 kΩ
R8,R12,R14 = 2 MΩ
R11 = 560 Ω
R13,R15,R20 = 1 kΩ
R16 = 100 kΩ

R18 = 120 Ω
R19 = 10 kΩ
R21 à R24 = 3 Ω
R25 à R35 = 22 kΩ

Condensateurs :

C1,C6 à C8,C10 = 100 nF
C2,C3,C5 = 10 nF
C4 = 1 μF
C9 = 330 nF
C11 = 47 μF/16 V vertical

Semi-conducteurs :

D1 à D9,D11,D13 à
D15,D17,D18 = 1N4148
D10,D12 = diode zener
1V2/400 mW*
D16 = 1N4001
D19 = LED verte
D20 = LED jaune
T1 = BC327
T2 à T4 = BC337
T5 = BD140
IC1 = 4017
IC2,IC3 = 4069 ou 40106

Divers :

JP1 = cavalier
K1,K2 = embase autosécable
à 2 rangées de 6 contacts ou
ponts de câblage
K3,K4 = sans objet (câble en
nappe)
K5,K6 = bornier encartable à
2 contacts au pas de 5 mm
S1 à S12 = bouton-poussoir à
contact travail

Que se passe-t-il en cas d'action sur une touche erronée ? Dans ce cas-là ce n'est pas le niveau haut de la sortie du compteur qui se voit transmise, mais un niveau bas qui a le même effet que l'impulsion née d'une action sur la touche « Start », à savoir une remise à zéro du compteur.

Quelques indications sur le plan des modifications possibles : il n'est pas impératif d'opter pour un code à 9 chiffres, on pourra également se contenter d'un nombre plus faible. Il faudra dans ce cas-là connecter C4 non pas,

par le biais du cavalier, à Q9, mais à une autre sortie (qui serait Q4 dans le cas d'un code à 4 chiffres). La diode prise à la sortie Qn du compteur sera remplacée par un pont de câblage, les diodes de position les plus hautes pourront également être supprimées.

On pourra, si l'on trouve que la durée d'activation du système d'ouverture de 2 s trop courte, augmenter la valeur de R8 ou de C4. Cette modification a cependant des conséquences quant à la durée de vie des piles, sachant que ce

ce dispositif est, et de loin, le plus gros consommateur de courant du montage. Il faudra, pour intégrer le montage à un système d'ouverture existant ou commander un système d'ouverture de porte travaillant en alternatif, connecter un relais à l'embase K5.

Il faudra, avant de se lancer dans l'implantation des composants sur la platine représenté en **figure 2**, séparer au niveau des embases K3 et K4, les 2 parties qui la constituent. Il est recommandé d'éviter de monter l'électronique derrière les touches servant à l'entrée du code. Il est préférable de disposer les touches d'entrée, les LED et le système d'ouverture de porte à bonne distance de l'électronique et de les interconnecter au travers d'un câble.

Il suffirait sinon d'intercaler un tournevis ou un morceau de câble entre le collecteur et l'émetteur de T5 pour contourner la serrure codée et ouvrir la porte.

L'implantation des composants ne devrait pas poser de pro-

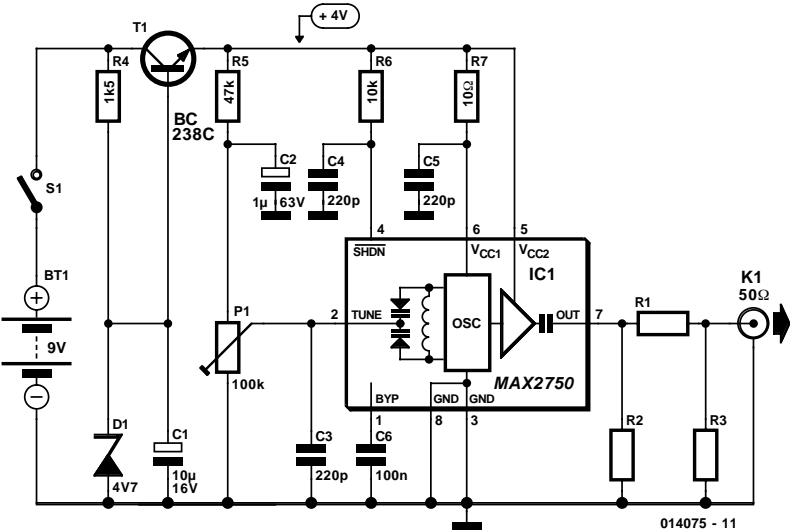
blème, les circuits intégrés pourront être placés sur support. L'auteur a utilisé des inverseurs du type 4049; nous avons nous-mêmes, dans notre laboratoire, utilisé des 4069, circuits compatibles au niveau de la fonction mais pas du brochage avant d'essayer des 40106 à entrées à trigger de Schmitt. On pourra, en cas de choix de 4069, utiliser pour D10 et D12 des diodes ordinaires du type 1N4148. La meilleure approche consiste à utiliser le 40106 moins sensible aux parasites. Cela implique cependant d'utiliser, pour D10 et D12, en raison des valeurs de seuil plus élevée, des diodes zener. Des exemplaires de 3V3 sont parfaits dans le cas d'une tension d'alimentation de 15 V. Il faudra tenir compte d'une particularité : dans le cas des diodes zener à faible valeur de tension l'anneau du boîtier identifie l'anode et non pas, comme d'habitude sur une diode, la cathode. Ceci n'est cependant pas toujours vrai sur tous les types de diodes zener...

par Gregor Kleine

Un nombre toujours plus élevé de systèmes de communication fonctionnent dans la bande ISM (= *Industrial, Scientific, Medical*) des 2,4 GHz : Bluetooth, divers réseaux WLAN (= *Wireless Local Area Network*) et les systèmes HomeRF. Un simple oscillateur d'essai pour la bande de fréquence de 2,4 GHz à 2,5 GHz peut s'avérer utile lors des tests de récepteurs.

Maxim (www.maxim-ic.com) fournit un oscillateur de ce genre sur une seule puce : le MAX2750 couvre la bande de fréquences de 2,4 GHz à 2,5 GHz à l'aide d'un circuit LC interne qui peut être réglé par les diodes d'accord intégrées elles aussi. Un tampon de sortie fournit un niveau de -3 dBm à 50 Ω. Le composant est placé dans un boîtier μMAX 8 broches.

Le circuit est alimenté par une pile monobloc de 9 V. Le transistor BC238C stabilise la tension à environ 4 V. Le composant MAX2750 peut fonctionner entre +2,7 V et +5,5 V, mais la stabilité en fréquence de l'oscillateur libre est améliorée par une stabilisation de tension. Toutes les connexions du circuit intégré sont découplées par des condensateurs de 220 pF qui doivent être disposés aussi près que possible des broches de la puce. La tension d'accord à la broche 2 TUNE peut varier entre +0,4 V et +2,4 V, ce qui correspond au balayage de la bande de fréquence entre 2,3 GHz et 2,5 GHz. Le MAX2750 dispose d'une entrée Shutdown (/SHDN) qui doit être



reliée au potentiel de masse pour commuter l'oscillateur. La consommation de la puce tombe alors à environ 1 μA. Cette entrée est reliée ici à Vcc par une résistance de charge si bien que l'oscillateur est actif. Le niveau de sortie de -3 dBm peut être réduit par un atténuateur en pi. Voici quelques valeurs des résistances :

Niveau de sortie	Amortissement	R1	R2, R3
-3 dBm	0 dB	0 Ω	-
-5 dBm	2 dB	10 Ω	470 Ω
-10 dBm	7 dB	47 Ω	130 Ω
-15 dBm	12 dB	100 Ω	82,5 Ω
-23 dBm	20 dB	243 Ω	61,9 Ω

(014075)

CAN télécommandé à sortie RS-232

K. Haddad Shargh

Résumé en 3 mots, la fonction du circuit présenté ici est de convertir une tension analogique en son équivalent numérique, signal qui sera transmis à un PC par le biais d'une liaison RS-232.

Ce type de circuit est utile pour la commande, par le biais d'un unique PC, d'équipements se trouvant à distance. Il est possible ainsi, par exemple, de surveiller un certain nombre de fours et d'envoyer à un PC central chacune de leurs températures. En association avec un programme simple, le CAN (Convertisseur Analogique/Numérique) vous permettra de décider des mesures à prendre en cas de mesure de l'une ou l'autre température de consigne.

L'électronique peut être subdivisée en 3 sous-ensembles fonctionnels. Le premier bloc se charge de la conversion des signaux analogiques en données numériques. Le second bloc accepte les données numériques et les dote du format de données RS-232 standard avant de les convertir en un flux de bits. Le dernier bloc est celui du circuit de commande de ligne RS-232.

Le CAN utilisé ici est un composant d'Analog Devices, un ADC0804, un CAN classique et au prix très abordable. Ce

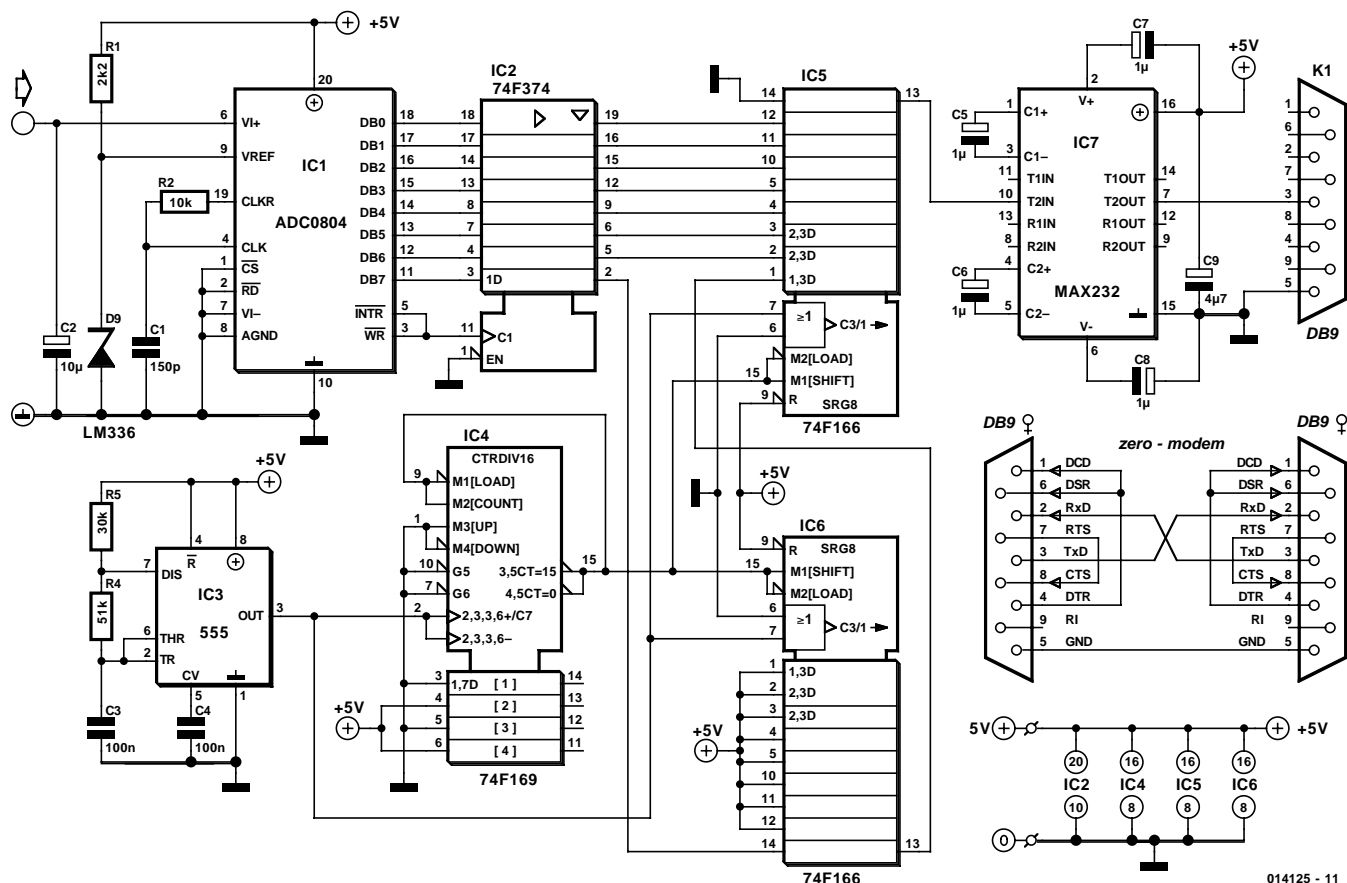
circuit convertit la tension analogique située dans une plage allant de 0 à 5 volts, en données numériques par le biais d'un processus de quantification à 256 niveaux.

On pourrait envisager l'utilisation de circuits équivalents différents mais il faudra tenir compte de la capacité de la ligne de communication.

Le ADC0804 est configuré en convertisseur roue libre. Malheureusement, dans ce mode, tant que dure le processus de conversion on a apparition, sur le bus de données du CAN de données non valides. Pour résoudre ce problème nous avons fait appel à un verrou octuple du type 74F374 pris sur les sorties de données. Une fois la conversion terminée, la broche INTR est activée et on aura stockage de données valides dans le 74F374.

Ensuite, ces données sont recopiées dans un registre à décalage pour une conversion parallèle-série. Ce registre à décalage prend; physique d'une paire de 74F166, IC5 et IC6, montés en cascade. Les première et dixième cellules sont forcées respectivement à la masse (*Gnd*) et à la tension d'alimentation (*Vcc*) en vue de constituer le bit de début pour le premier et le bit d'arrêt pour le second.

Le générateur d'horloge prend ici la forme d'un 555, configuré en multivibrateur bistable chargé de fournir un signal



014125 - 11

rectangulaire d'une fréquence de 110 Hz. Il est recommandé de vérifier la fréquence réelle et de s'assurer qu'elle se situe à l'intérieur d'une fourchette de 2%. On pourra, si nécessaire ou si on le désire sciemment, modifier la fréquence de travail de l'oscillateur en changeant les valeurs du condensateur C3 et de la résistance R4.

Un décompteur programmable du type 74F169, IC4, set à générer le signal de chargement (*Load*) requis par les registres à décalage. Ce circuit a été préchargé avec la valeur 10. De ce fait, il génère des impulsions de chargement pour IC5 et IC6 toutes les 10 impulsions d'horloge.

Le dernier étage est celui du circuit de commande de ligne RS-232, chargé de rehausser le niveau TTL à + et -12 V

tout en procédant à une adaptation de l'impédance de ligne. Nous trouvons, pour remplir ce rôle, l'archi-connu MAX232 utilisé en configuration standard.

La communication entre ce circuit et le port sériel de l'ordinateur se fera par le biais d'un câble en « *modem zero* ». Pour vous éviter d'avoir à effectuer des recherches nous vous proposons ce fameux câblage entre 2 connecteurs sub-D à 9 contacts sur le bord du schéma.

Notons pour terminer que vous pourrez, si vous rencontrez des difficultés pour mettre la main sur la version F (Fast) des circuits intégrés, les remplacer par leur équivalent en version LS (*Low-power Schottky*).

Clignotant alterné

109

par Karlheinz Lorenz

Le circuit représente un multivibrateur astable universel qui active à tour de rôle 2 consommateurs de puissance (en l'occurrence de petites lampes à incandescence 12 V) avec un relais bipolaire inverseur. Contrairement à une bascule « électronique », l'utilisation de transistors de puissance avec dissipateurs thermiques est superflue. C'est pourquoi la réalisation du clignotant alterné est plus économique, plus simple et plus compacte.

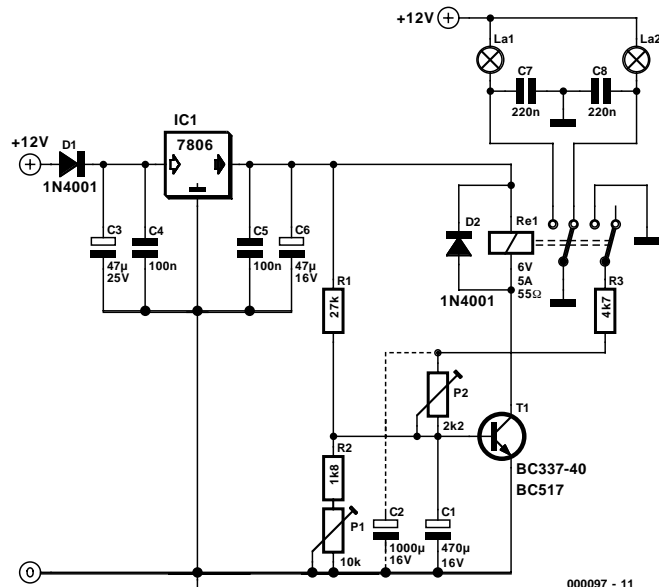
Au repos, le condensateur C1 chargé par R1 se décharge simultanément par R2 et P1. P1 doit être ajusté de sorte que le courant disponible soit suffisant pour commuter le transistor T1. Cela devait être le cas lorsque la tension du condensateur est d'environ 1,2 V à condition qu'un BC517 soit utilisé. Le relais est excité.

Il cause la commutation de R3 et P2 parallèlement à R2 et P1. P2 est ajusté de façon à ce qu'aucun courant de base ne soit plus disponible pour T1. La tension sur C1 diminue et le transistor se bloque rapidement. Le relais retombe et le cycle recommence.

L'alimentation est fournie (par exemple) par un bloc d'alimentation secteur de 12 V non stabilisé. Le besoin en courant dépend essentiellement des deux consommateurs, la contribution du clignotant alterné se limite au courant nominal de la bobine du relais.

Les consommateurs sont alimentés directement à partir de la tension d'entrée, le clignotant alterné est branché à une tension de fonctionnement stabilisée par le régulateur à courant continu IC1. D1 protège le circuit d'une inversion de polarité de la tension d'entrée.

Pour ajuster, placer tout d'abord l'ajustable P1 à sa résistance minimale, l'ajustable P2 étant mis à sa résistance maximale. On augmente ensuite progressivement (!) la



résistance de P1 jusqu'à l'excitation du relais. Même jeu avec P2, dans le sens décroissant cette fois, mais jusqu'à ce que le relais retombe. En partant de ce réglage de base, il est possible de choisir la fréquence ainsi que le rapport allumé/éteint souhaité.

L'auteur utilise un BC337-40 pour T1, en cas de difficultés d'approvisionnement, un Darlington BC517 fera l'affaire. Le bon fonctionnement du circuit dépend aussi du type de relais choisi. Dans un prototype, le relais était correctement excité et activait R3 et P2 mais ne voulait ensuite plus rien savoir. Si votre montage fait aussi preuve d'un tel comportement (et vous devez absolument faire usage de ce type de relais), le condensateur C2 dessiné en traits discontinus peut aider à retarder quelque peu la mise sous tension de P2/R3.

(000097)

Transmission de données full duplex

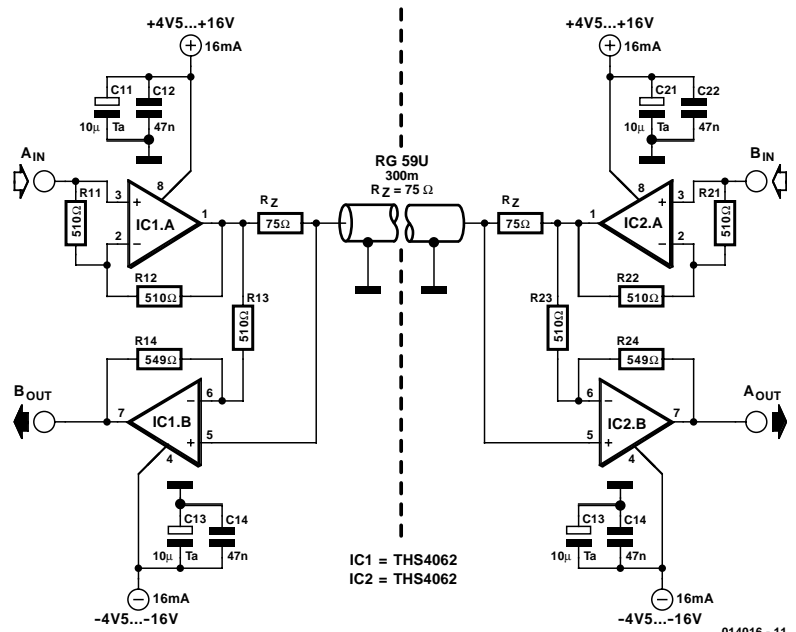
Klaus-Jürgen Thiesler

Le THS4062 est un double amplificateur vidéo disposant d'une bande passante -3 dB de 180 MHz. Autres caractéristiques intéressantes de cet amplificateur vidéo, son bruit intrinsèque faible, son courant de sortie élevé, 100 mA, une vitesse de montée très élevée, son erreur de phase/gain extrêmement faible ($0,02^\circ/0,02\%$) et sa valeur de diaphonie remarquable (-110 dB). Ces excellentes caractéristiques prédestinent le THS4062 à une utilisation dans une ligne de données à Haute Vitesse. L'existence d'un mode full duplex offre une possibilité de communication bidirectionnelle (sans commutation) par le biais d'un câble coaxial ou du type entortillé (*twisted-pair*) d'une longueur pouvant aller jusqu'à 300 mètres.

Un examen du schéma montre que l'on se trouve en présence ici de 4 amplificateurs opérationnels intégrés dans une paire de circuits intégrés, quelques résistances et condensateurs servant au découplage de la tension d'alimentation. On applique 2 signaux PAL indépendants aux entrées A_{IN} et B_{IN} . Ces signaux réapparaissent, intacts, aux sorties correspondantes B_{OUT} et A_{OUT} . Dans ce cadre, la résistance R_Z remplit une fonction qu'il est intéressant de mentionner. Non seulement elle doit garantir une réserve en phase de l'amplificateur opérationnel suffisante, en cas de charge capacitive, et partant éviter toute velléité d'entrée en oscillations haute fréquence, mais elle sert également de différentiateur : on dérive, du signal de somme disponible sur la ligne active (chaude) du câble qui attaque l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur de sortie, le signal de sortie de l'émetteur correspondant. Cette technique permet une élimination simple mais efficace du signal non souhaité.

Il faudra faire attention, lors de la réalisation de ce montage, à positionner les condensateurs de découplage le plus près possible du circuit intégré concerné et de placer les composants et les pistes de manière à obtenir la meilleure valeur de diaphonie (séparation des canaux). Ce n'est que dans ces conditions que l'on pourra obtenir les excellentes valeurs de mesures mentionnées. La tension d'alimentation régulée pourra être comprise entre $\pm 4,5$ et ± 16 V, la consommation de courant ne dépasse en aucun cas 16 mA.

L'organe de liaison entre les 2 côtés prend la forme d'un câble RG58U d'une impédance caractéristique (résistance



ondulaire) de 75Ω dont la longueur pourra atteindre jusqu'à 300 m. On pourra, si l'on opte pour l'approche à base de câble entortillé, diminuer la valeur de R_Z et la faire passer à 20Ω ou moins.

On trouvera à l'adresse Internet ci-après :

<http://www-s.ti.com/sc/pseets/slos234d/slos234d.pdf>

la fiche de caractéristiques de cet amplificateur vidéo intéressant. Notons l'existence d'une version à amplificateur opérationnel unique, le THS4061 aux caractéristiques similaires. On trouvera à « proximité » immédiate de la fic. des notes d'application fort intéressantes elles aussi.

(014016)

Plage de la tension	U_S	$\pm 4,5$ à 16	V
Consommation de courant	I_S	16	mA
Bande passante -3 dB	GBW	180	MHz
Bande passante $-0,1$ dB ($G = +1$)	BW	75	MHz
Vitesse de montée	SR	400	V/ μ s
Tension d'offset	U_{ios}	2,5	mV
Dérive d'offset		15	μ V/K
Distorsion	THD + N	72	dBc
Diaphonie	CMRR	110	dB
Erreur en phase		0,02	$^\circ$
Erreur en gain		0,02	%
Bruit	e_n	14,5	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Courant de sortie	I_{out}	115	mA
Température de service du THS4062...	CD (SOP8)	0 à 70	$^\circ\text{C}$
	CDGN (SSOP8)	0 à 70	$^\circ\text{C}$
	ID (SOP8)	-40 à $+85$	$^\circ\text{C}$
	IDGN (SSOP8)	-40 à $+85$	$^\circ\text{C}$