

NUMÉRO D'ÉTÉ DOUBLE

PLUS DE
100
SCHÉMAS,
IDÉES &
ASTUCES

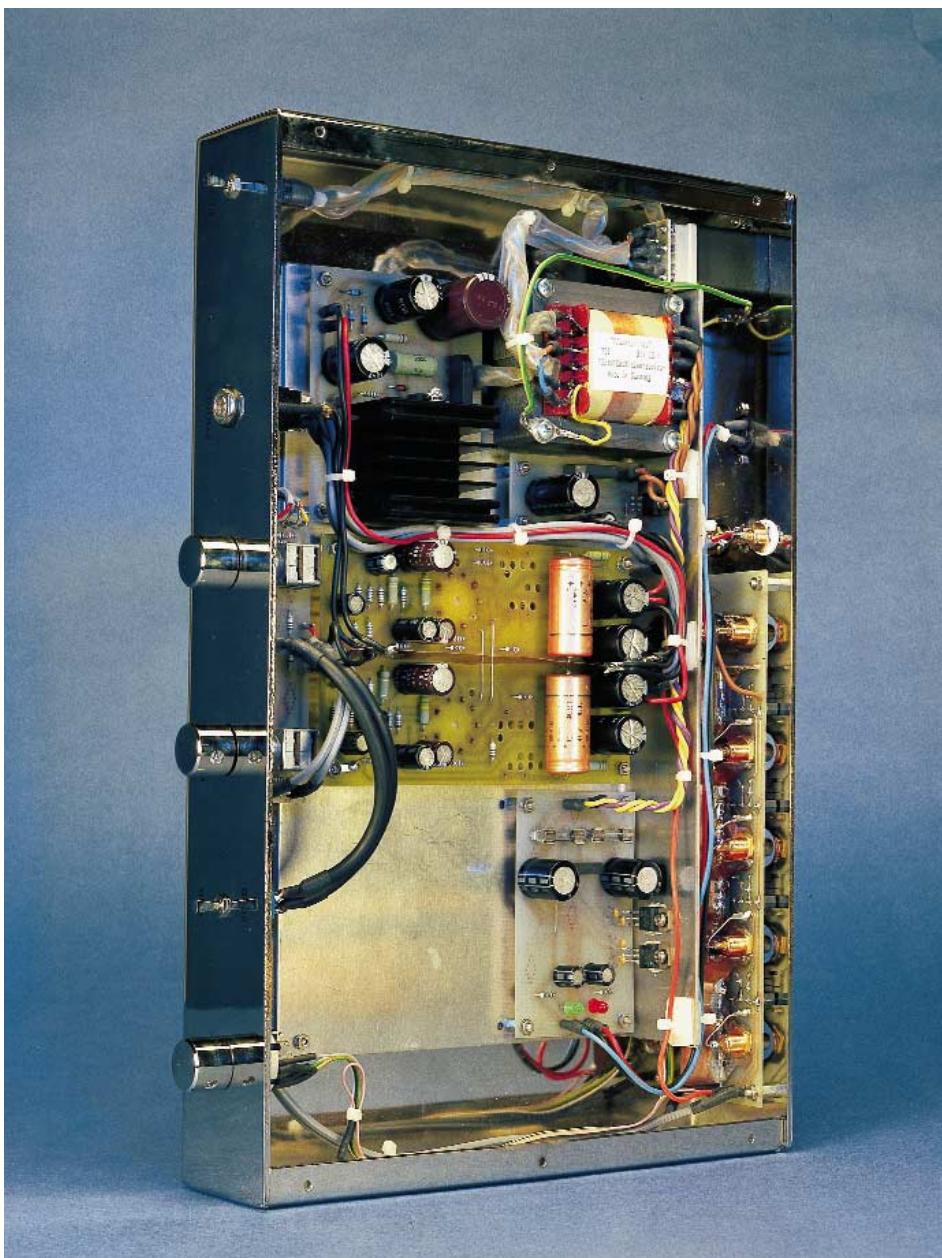


Tube-Preampli (II)

Réalisation, première partie

Projet : Gerhard Haas

Il est indispensable, pour réaliser un amplificateur haut de gamme à très haute fidélité, de faire appel à des composants de la meilleure qualité possible. C'est la seule façon d'atteindre à coup sûr et pour longtemps les valeurs de mesure indiquées.



Il est tout aussi important de suivre les recommandations données dans le corps du texte et dans la liste des composants et de même n'accepter aucun « type de remplacement » bon marché. Le matériau de base utilisé

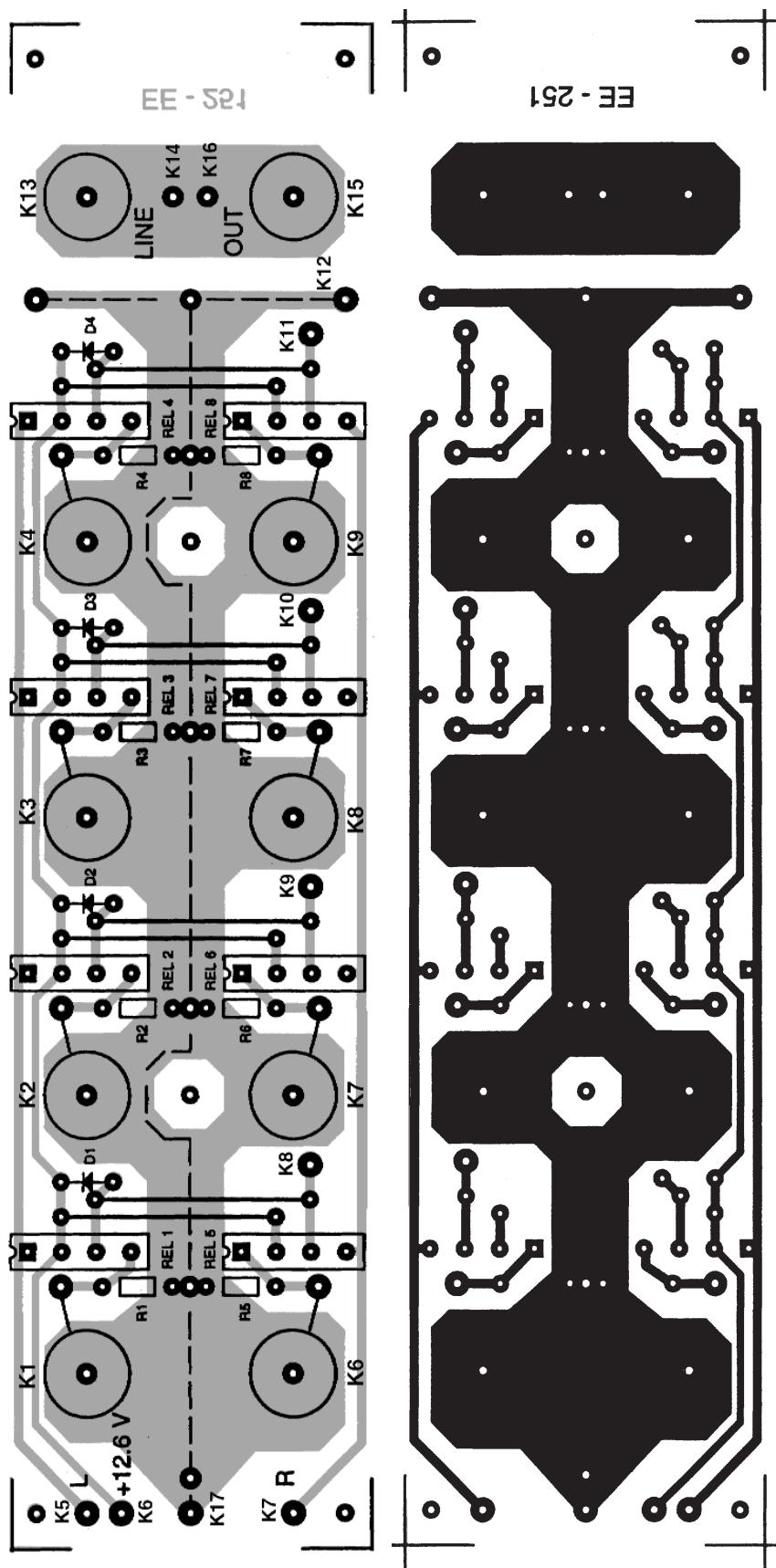
Attention :

Corrections concernant la partie I

La liaison en pointillés entre R9 et le tube VI b n'est pas optionnelle. Comme nous l'apprend la sérigraphie de l'implantation des composants la résistance R9 pourra être montée soit en position R9 soit en position R9*. En mode pentode (par défaut), R9 sera montée en position R9, c'est-à-dire pour relier la grille de suppression (g2) à la tension d'anode de +324 V. C'est la configuration représentée par le schéma de la figure 5. La liaison représentée en pointillés est sans objet.

La configuration en quasi-pentode implique le positionnement de cette résistance en R9*, c'est-à-dire entre la grille de suppression et l'anode.

La figure 6 ne comporte pas les diodes de suppression de retro-emf prises aux bornes des bobines des relais. Ces diodes sont bien présentes sur la platine et existent bien dans la liste des composants. La résistance R10 de la figure 7 doit avoir une valeur de 390 k Ω (et non pas de 100 k Ω); de même, C6 doit prendre une valeur de 220 μ F (et non pas de 1 000 μ F).



Liste des composants de la platine d'entrée

Résistances :

R1 à R8 = 100 kΩ

Rx = cf. texte

Divers :

Rel 1 à Rel 8 = relais Reed SIL 12 V unipolaire
à contact travail

K1 à K9 = embase Cinch pour montage
châssis

2 embases Cinch pour montage châssis pour
sorties enregistrement

S1 = rotateur 1 circuit 4 positions, avec
coupe entre les positions

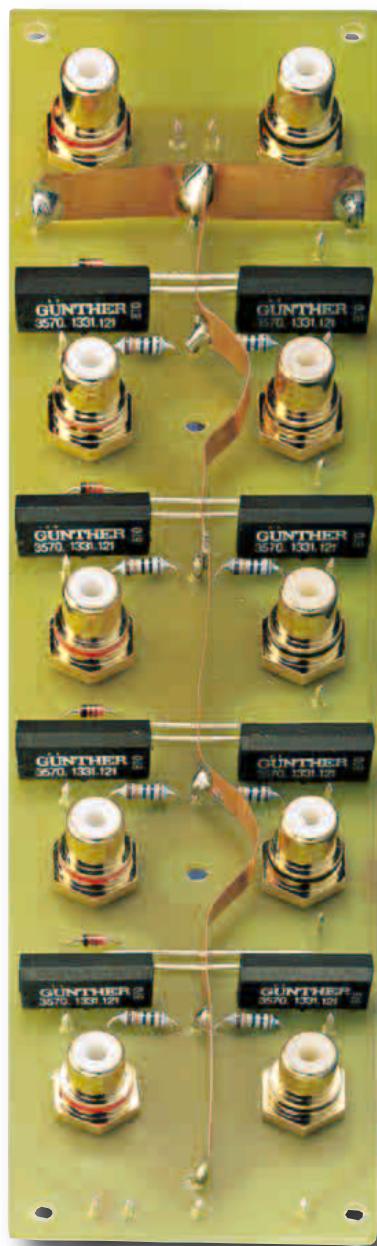
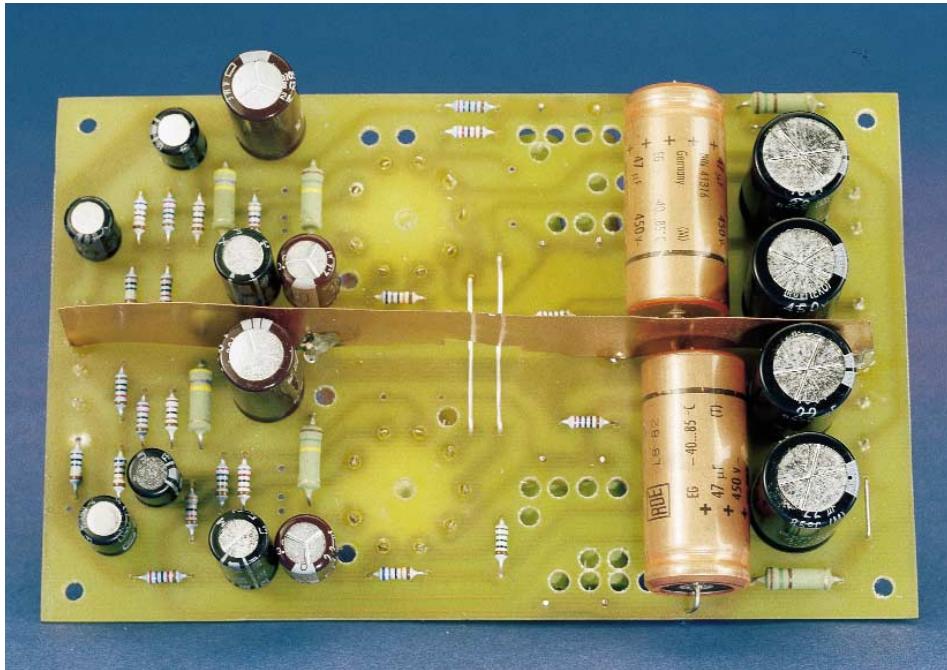


Figure 1. Platine des relais : sérigraphie de l'implantation des composants, dessin des pistes et photographie.



Liste des composants de la platine de l'amplificateur (pour 1 canal)

Résistances :

R1 = 680 kΩ
R2 = 1kΩ8
R3 = 10 kΩ
R4 = 33 kΩ
R5 = 2kΩ2
R6 = 150 kΩ/2 W
R7 = 470 kΩ/2 W
R8 = 2kΩ7

R9 = 8kΩ2
R10 = 680 kΩ
R11 = 150 Ω
R12 = 270 Ω
R13 = 27 kΩ
R14 = 150 Ω/2 W
R15,R16 = 6kΩ8/4W5

Condensateurs :

C1 = 1 μF/63 V, RM 5
C2 = 10 μF/400 V, RM 5
C3 = 47 μF/40 V, RM 5
C4 = 2μF2/400 V, RM 5

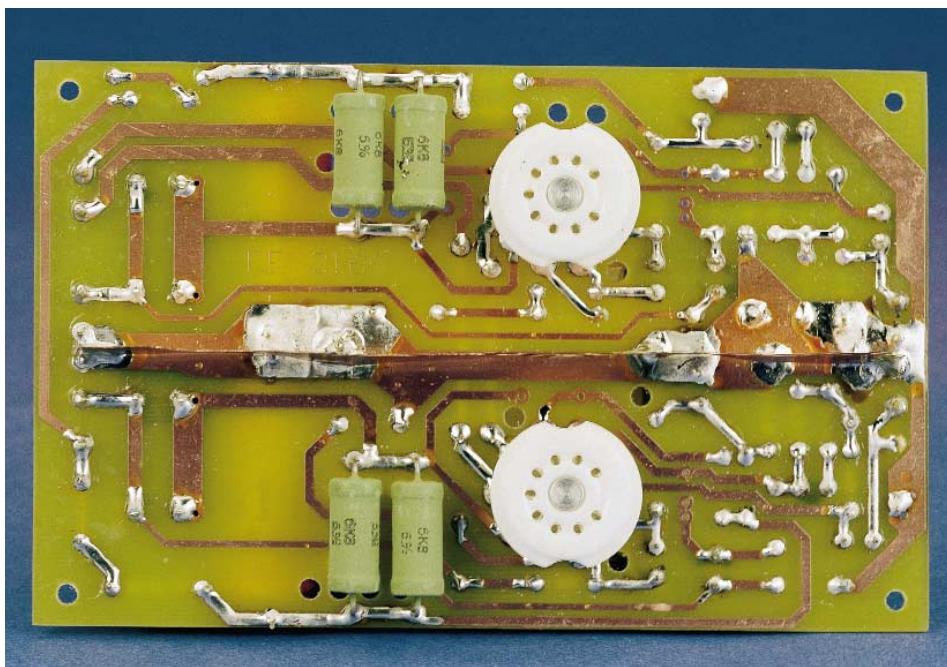
par Experience Electronics pour ce projet est de la résine époxy renforcée aux fibres de verre et recouverte d'une couche de cuivre de 70 µm. Toutes les résistances de la liste de pièces qui ne sont pas autrement spécifiées sont du type 0,7 W à couche métallique, à tolérance de 1 % et pour dimension de grille de 10 mm. Les résistances 2 W et 4,5 W, faites d'oxyde métallique, ont une tolérance de 5 % et des dimensions de grille de 15 mm et 25 mm. La qualité des prises Cinch plaquées or et des potentiomètres doit bien entendu être irréprochable.

Quelques mots sur le boîtier avant de se mettre au travail. La meilleure électronique du monde ne peut donner tout ce qu'elle a que dans un boîtier « à sa mesure ». La tension de fonctionnement élevée des amplifi-

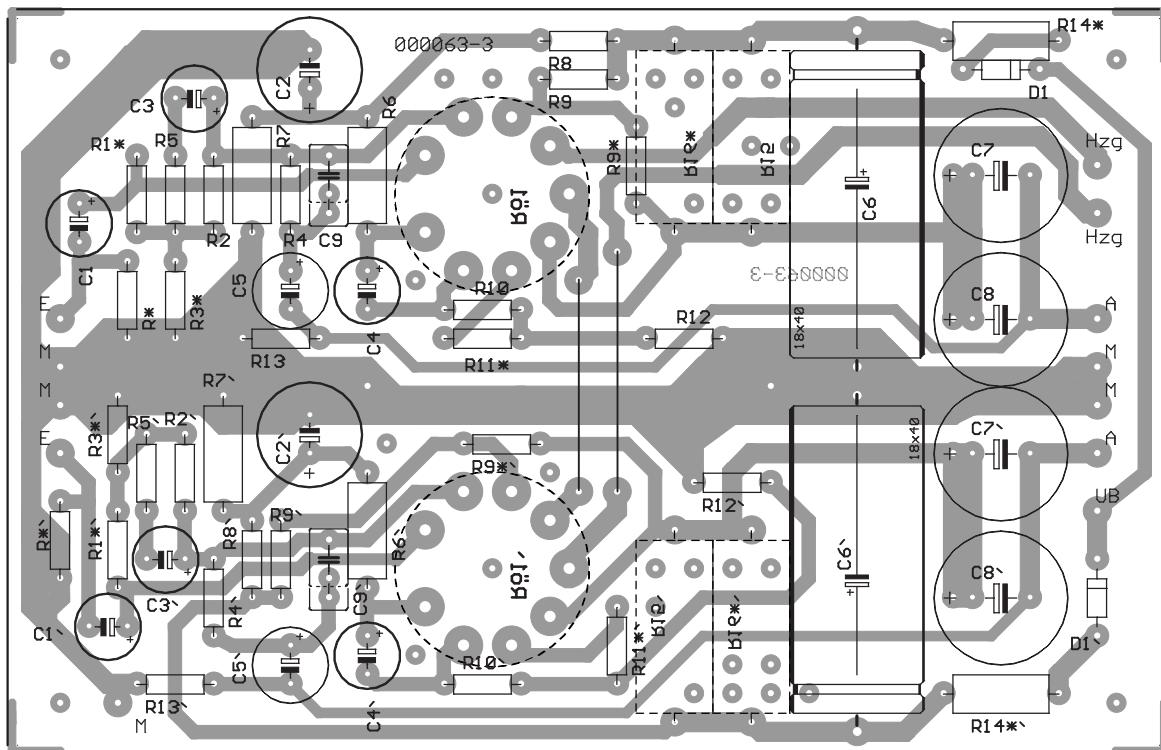
C5 = 220 μF/40 V, RM 5
C6 = 47 μF/450 V couché, 18,5 x 41 mm
C7,C8 = 22 μF/400 V, RM 7,5
C9 = cf. texte

Divers :

D1 = cf. texte
V1 = ECL 86
Support Noval céramique encartable
Picots
Tôle de cuivre



cateurs à tubes requiert que l'on accorde une attention toute particulière à la sécurité ! Un boîtier métallique raccordé au conducteur de protection (mise à la terre) blinde et protège à la fois. Comme eût dit à peu près La Fontaine : « Le plumage du boîtier doit être égal à son ramage ». Toutes les parties du circuit sont montées dans un boîtier en aluminium. Ce métal présente l'avantage de ne pas être magnétique ce qui évite la distorsion du même nom. Il s'agit de plus d'un matériau très bien adapté à la phase de conception. Le boîtier utilisé est soudé sans joints, poli et recouvert d'une couche de nickel très brillante. Le nickel possède un ton plus chaud que le chrome bleuâtre, ce qui rehausse l'aspect que devrait avoir un amplificateur à tubes. La plaque sur



laquelle est montée toute l'électronique permet d'éviter la pose de trop nombreuses vis au sommet du boîtier. Cette plaque n'est vissée au

châssis que par 8 vis à fente en croix recouvertes d'une couche de nickel brillante. L'aspect de l'appareil est donc plaisant à souhait.

Montage de la platine

Passons au montage. Commençons par la platine des relais de la **figure 1**. Les prises Cinch sont vissées sur la platine ; leur piste doit être

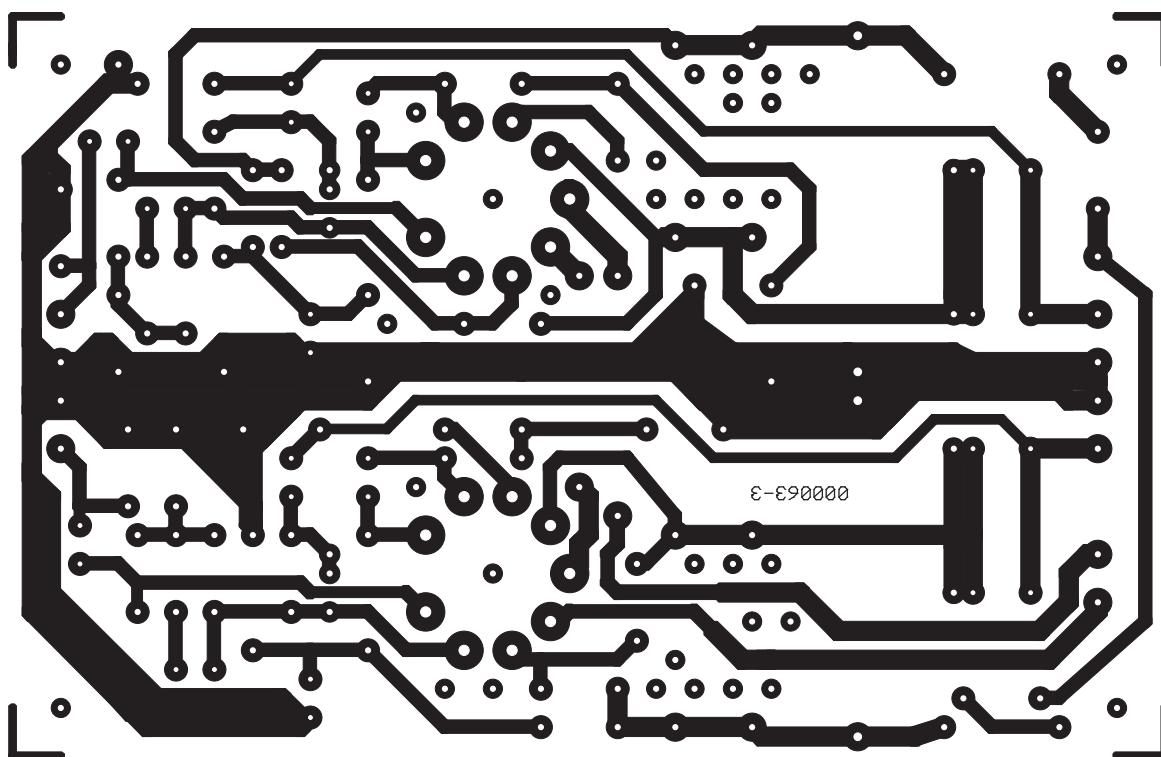


Figure 2. Platine de l'amplificateur est montée symétriquement avec les 2 tubes au centre.

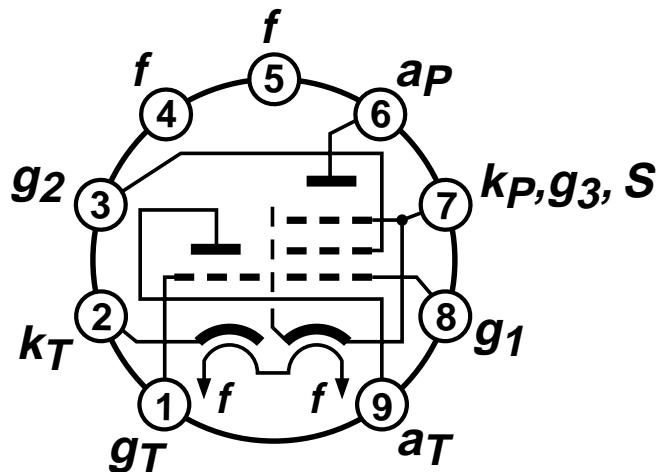
étamée à cet endroit pour assurer un bon contact. Immobiliser les écrous de fixation par une goutte de soudure. Cette précaution assure un contact fiable et durable à la masse. En effet, bonjour les distorsions si la masse présente déjà une résistance de contact à cet endroit ! La photo illustre la disposition des composants sur la platine et leur montage. Des feuilles de cuivre de 0,15 mm d'épaisseur soudées entre les prises les blindent à gauche et à droite et séparent les canaux l'un de l'autre. Encore une remarque : de nombreux appareils modernes comportent des prises Cinch disposées verticalement dans un module en plastique à monter au dos de l'appareil et dont les broches sont soudées directement à la platine. Cette solution peut s'avérer commode et peu coûteuse à monter pour un fabricant, mais le faible écartement et l'absence de blindage empêchent déjà à ce stade une bonne séparation des canaux de l'appareil.

Le soudage des écrous, qui s'accompagne d'un important développement de chaleur, doit être effectué avant de poser les résistances, les diodes, les relais et les broches à souder.

La structure de la platine principale de l'amplificateur représentée dans la **figure 2** est telle qu'elle peut être réutilisée pour d'autres applications. La diode zener D1 signalée par un astérisque est remplacée par un cavalier dans ce montage. Elle ne représente en effet qu'une option pour d'autres applications dans lesquelles la tension d'alimentation de l'amplificateur est plus élevée. Lorsqu'une alimentation stabilisée est utilisée, ses caractéristiques avantageuses restent inchangées grâce à la faible impédance de la diode zener, alors qu'une résistance série élevée les altéreraient.

Il faut veiller à quelques détails lors du montage de la platine. Les socles sont montés du côté des soudures afin que les tubes fassent élégamment saillie hors du châssis et soient bien visibles. Cela résout par la même occasion le problème de la dissipation de chaleur. La **figure 3** montre l'attribution des ergots des socles. Les résistances de puissance R15 et R16 sont aussi montées du côté des soudures à une certaine distance de la platine pour faciliter la dissipation de la chaleur considérable qu'elles dégagent. Un certain nombre de trous d'aération aux endroits libres de la platine ne fera certainement aucun mal, bien au contraire : ils empêcheront la chaleur de s'accumuler. Tous les autres composants sont montés du côté normal de la platine qui est fixée au châssis au moyen d'entretoises.

La mise en place des composants sur la platine de l'électronique de protection (**figure 4**)



000063 - 2 - 14

Figure 3. Brochage du socle du tube ECL86 vu du dessous.

Kp	Cathode de la pentode	g3	Grille de ralentissement de la pentode
s	Blindage interne	f	Filament de chauffage
g _T	Grille de la triode	k _T	Cathode de la triode
g ₂	Grille-écran de la pentode	a _p	Anode de la pentode
g ₁	Grille de la pentode	a _T	Anode de la triode



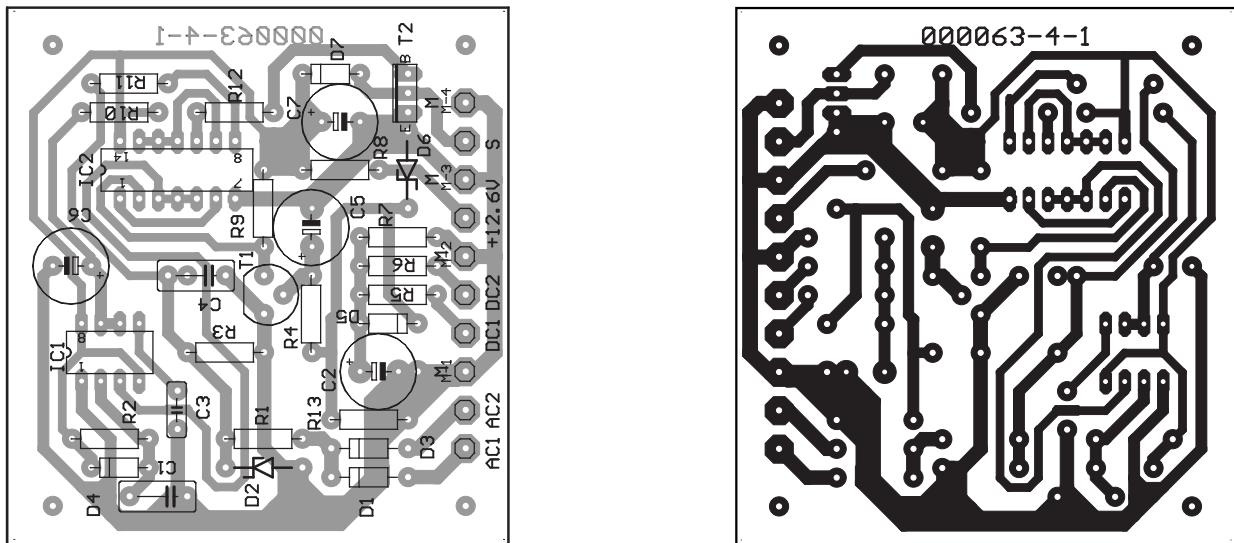


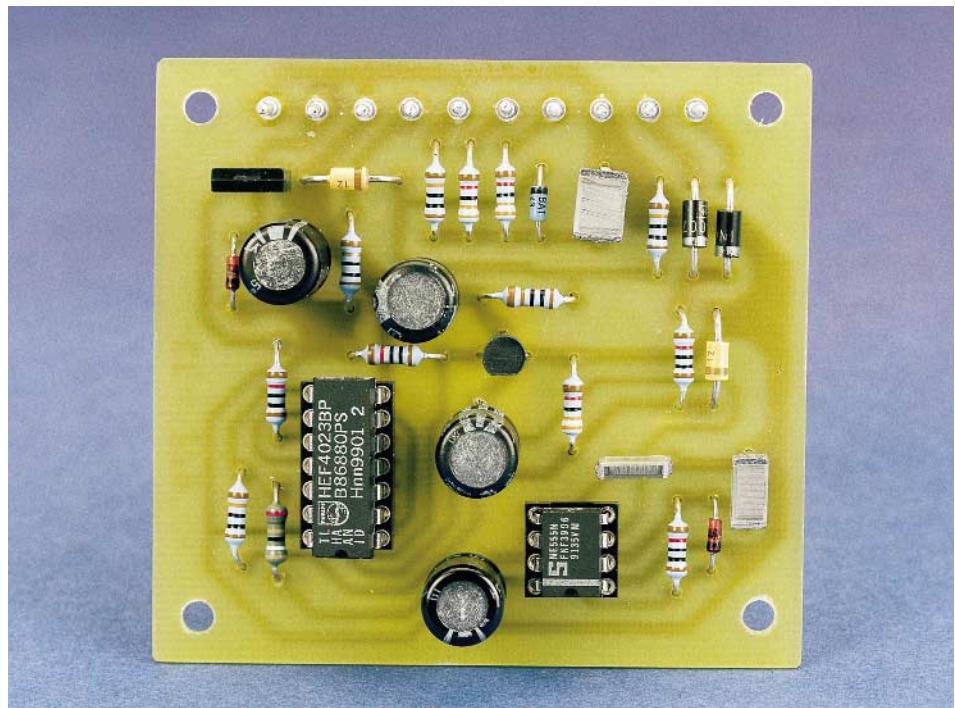
Figure 4. Sérigraphie et dessin des pistes de la platine du circuit de protection.

n'appelle que peu de remarques. Rien n'interdit d'utiliser des supports pour les circuits intégrés DIL (Dual In Line). Il faudra faire attention, comme vous le faites toujours d'ailleurs, n'est-ce pas, à ne pas vous tromper lors du positionnement des composants et à bien en respecter la polarisation. Pas de risque de problème dans ce cas-là.

(000063-2)

Note :

Experience Electronics
Propose des kits, les plaques et les composants du Tube-Preamp .



Liste des composants du circuit de protection

Résistances :

R1,R2 = 10 kΩ
R3 = 33 kΩ
R4 = 1 kΩ
R5,6 = 33 kΩ
R7 = 100 kΩ
R8 = 10 Ω
R9 = 10 kΩ
R10= 390 kΩ
R11 = 100 kΩ
R12 = 10 kΩ

R13 = 100 kΩ

Condensateurs :

C1 = 0 μ F22 MKT RM 7,5
C2 = 0 μ F33 MKT RM 7,5
C3 = 10 nF céramique RM 5
C4,C5 = 1 μ F/63 V RM 5
C6 = 220 μ F/40 V RM 7,5
C7 = 47 μ F/40 V RM 5

Semi-conducteurs :

D1,D3 = IN4007
D2,D6 = diode zener 12 V/IW3
D4,D7 = IN4148

D5 = BAT43

T1 = BC546B

T2 = BD139-16

IC1 = 555

IC2 = 4023

Divers :

1 support DIL à 8 broches à contacts dorés
1 support DIL à 14 broches à contacts dorés
Picot

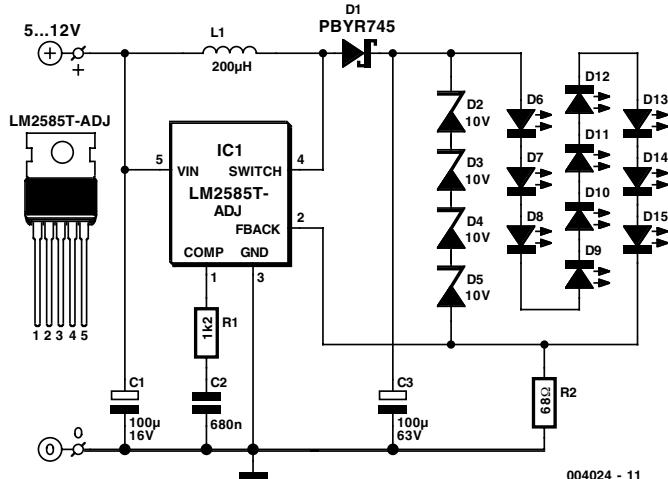
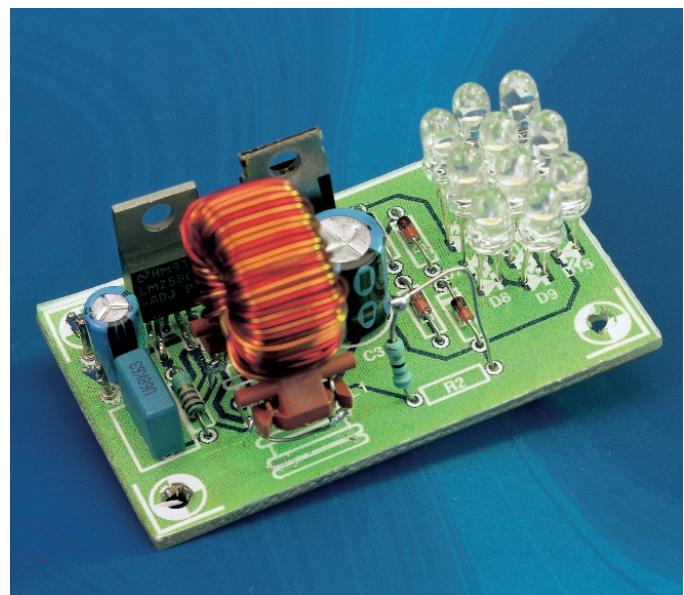
001

« Ampoule » à LED blanches

Karel Walraven

Il existe aujourd'hui, dans le commerce, des LED de couleur blanche qui fournissent une lumière étonnamment intense. Leur luminosité est telle qu'on ne peut pas les regarder en face. Leur prix est (encore) relativement élevé, mais cela ne manquera pas, dans le futur, de changer.

Il est possible, à l'aide de quelques-unes de ces LED blanches, de réaliser une lampe de poche à semi-conducteurs (*solid-state* qu'ils disent Outre-Atlantique). La solution la plus simple consiste à doter chacune des LED de sa propre résistance de limitation de courant. La tension d'allumage est, à un courant de 20 mA, de l'ordre de 3,5 V. Cela se traduit, en fonction de la taille de la tension d'alimentation, par une dissipation de puissance importante. L'onduleur (convertisseur) présenté ici fournit une tension d'une valeur suffisante pour la prise en série de 10 LED. Cet onduleur a la caractéristique de fournir, non pas une tension constante mais un courant constant. En effet, de par la prise en série d'une résistance avec les LED, le courant circulant au travers des LED produit, aux bornes de cette résistance, une chute de tension. Le circuit intégré procède à une comparaison entre cette tension et une référence de ten-



sion interne de 1,25 V, de sorte que le courant reste constant, sa valeur répondant à la formule suivante :

$$1,25 \text{ V} / 68 \Omega = 18,4 \text{ mA.}$$

Le circuit intégré utilisé fait partie de la famille des « *simple switcher* » de National Semiconductor, composants aux applications multiples. La self ne présente pas la moindre criticité, sa valeur pouvant présenter une tolérance de $\pm 50\%$ sans que

cela n'ait de conséquence. La self noire de 220 $\mu\text{H}/3,5 \text{ A}$ de Newport (numéro de nomenclature 1422435) est très exactement ce qu'il nous faut. La diode Schottky elle aussi pourra être d'une source quelconque, si tant est qu'elle soit en mesure de supporter un courant de 1 A à une tension de l'ordre de 50 V. On pourrait en fait fort bien se passer des diodes zener, mais pourquoi ne pas profiter de leur fonction de protection du circuit intégré. En effet, si, lors d'expériences, la chaîne de LED devait être malencontreusement interrompue, la tension pourrait, en l'absence de diodes zener, atteindre une valeur que le circuit intégré serait loin d'apprécier.

(004024)

Liste des composants

Résistances :

R1 = 1k Ω

R2 = 68 Ω

Condensateurs :

C1 = 100 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$ radial

C2 = 680 nF

C3 = 100 $\mu\text{F}/63 \text{ V}$ radial

Selfs :

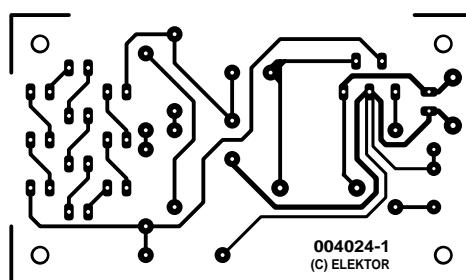
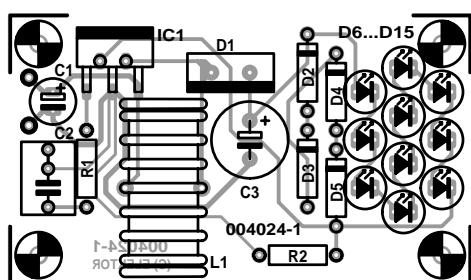
L1 = 200 $\mu\text{H}/1 \text{ A}$

Semi-conducteurs :

D1 = diode Schottky PBYR745 ou équivalente

D2 à D5 = diode zener 10 V/400 mW

D6 à D15 = LED blanche IC1 = LM2585T-ADJ (National Semiconductor)



002

Carte de sorties numériques à 8 canaux pour RS-232

G. Vastianos

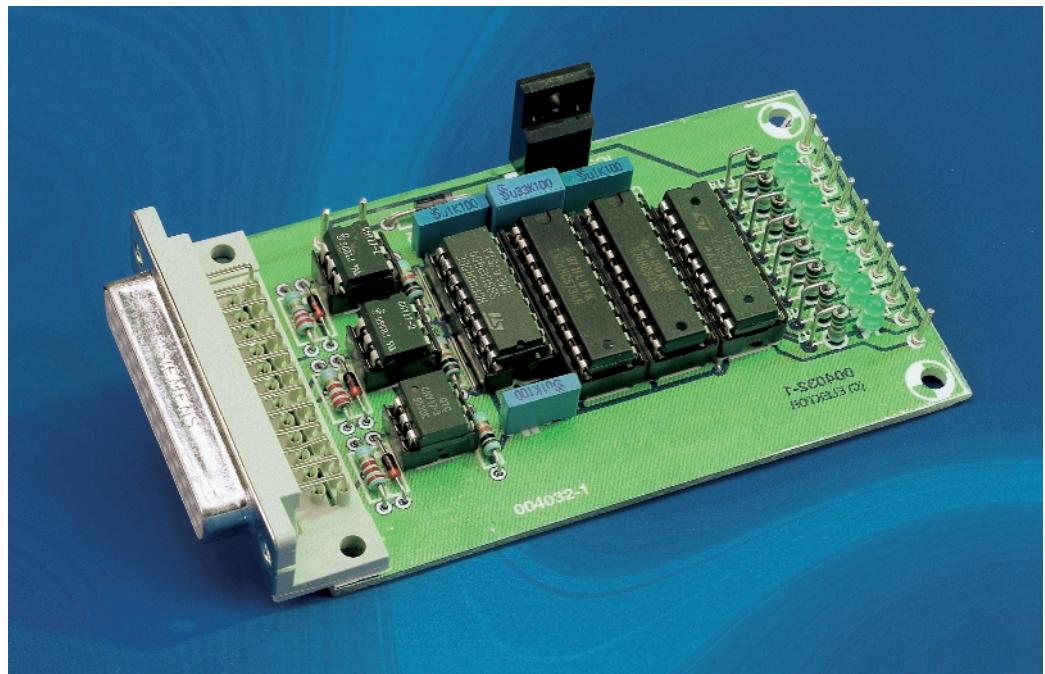
L'auteur de cette réalisation est jeune grec, étudiant du département électronique à l'institut technologique du Pirée.

Ce montage est une carte dotée de 8 sorties numériques à collecteur ouvert pouvant être connectée au port série d'un PC. Son concept repose sur un accès direct aux registres de l'UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter = Émetteur/Récepteur Asynchrone Universel) du PC pour une adaptation de la communication du mode sériel au mode parallèle.

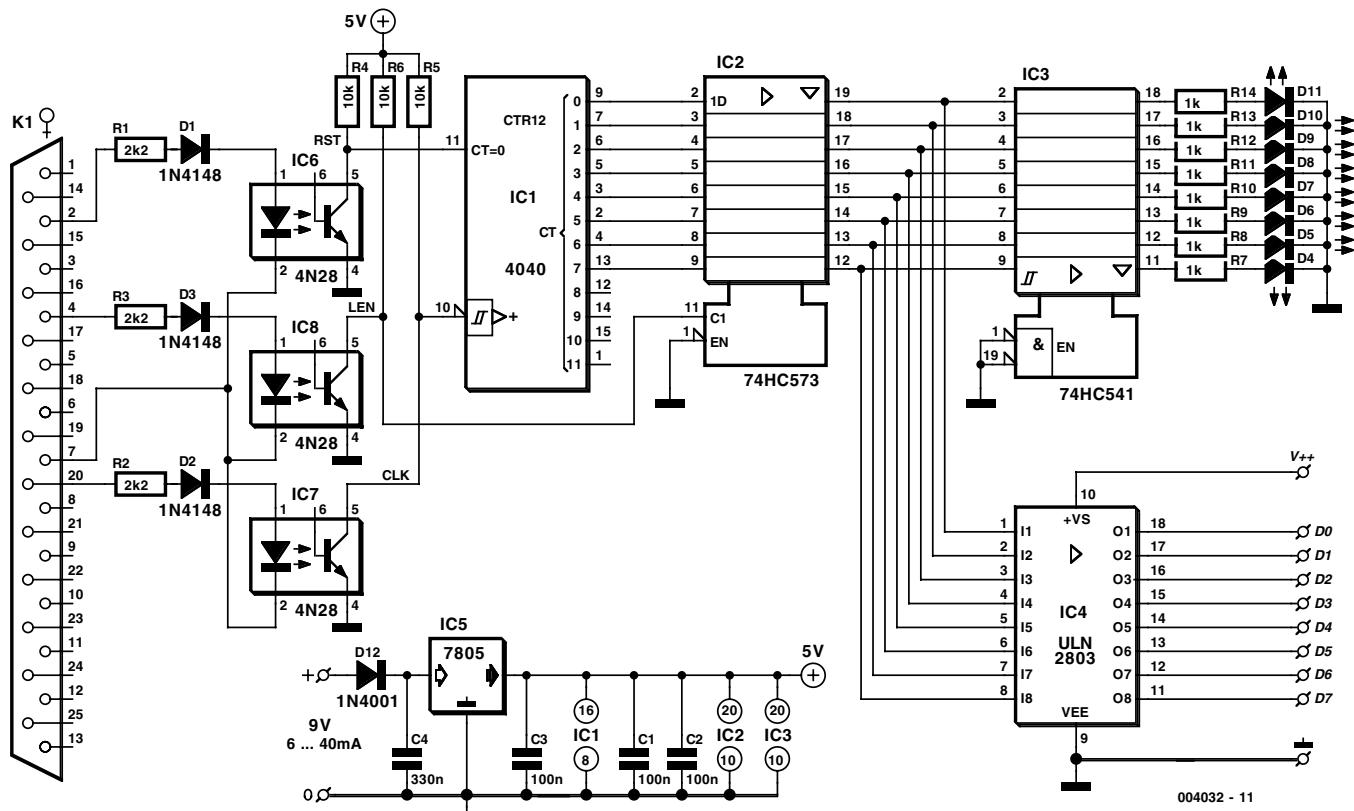
Comme vous n'êtes sans doute pas sans le savoir, un ordinateur peut, s'il n'a pas été doté d'une carte de ports sériels additionnels, disposer de 1 à 4 ports sériels baptisés

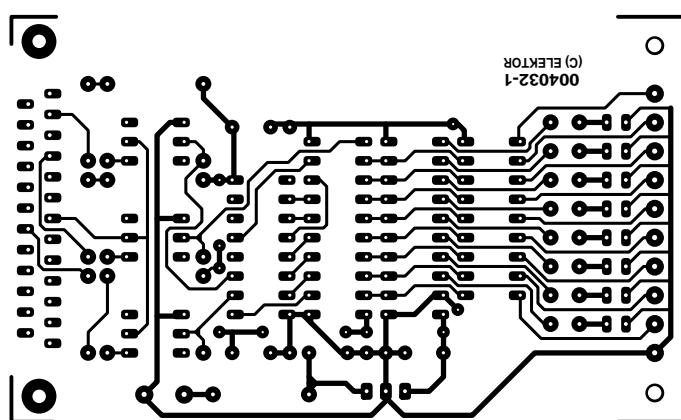
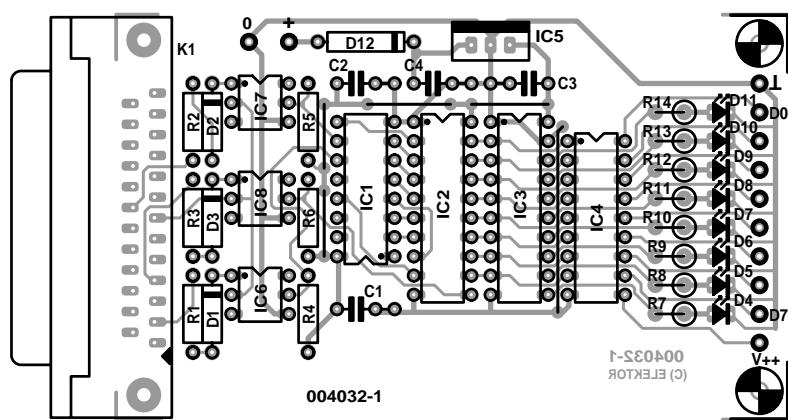
COM1 à COM4, chacun de ces ports occupant, dans la cartographie de mémoire, 8 emplacements de mémoire identifiés sur le **tableau 1**.

Les lignes de bases utilisées par un UART lors d'une communication sérielle, pour l'émission (transmission) et la réception sont, respectivement, Tx D et Rx D. On utilise en outre un



groupe de lignes additionnelles (DCD, DSR, RTS, CTS, DTR, RI) en vue d'établir d'autres types de communication sérielle. Certaines de ces lignes travaillent en entrées d'autres sorties, mais chacune d'entre elles, exception faite de Rx D, peut être commandée par le biais d'un bit du registre de l'UART, cartographie donnée dans le **tableau 2**. Les niveaux de tension





Liste des composants

Résistances :

R1 à R3 = 2kΩ

R4 à R6 = 10 kΩ

R7 à R14 = 1 kΩ

Condensateurs :

C1 à C3 = 100 nF

C4 = 330 nF

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4148
D4 à D11 = LED haut rendement

D12 = 1N4001

IC1 = 4040

IC2 = 74HC573

IC3 = 74HC541

IC4 = ULN2803 (Sprague)

IC5 = 7805

IC6 à IC8 = 4N28 ou CNY17-2

Divers :

K1 = embase Sub-D à 25 contacts femelle encartable
12 picots

Tableau 1. Adresses des ports COM d'un PC

Registre	COM1	COM2	COM3	COM4
Transmit/Receive Buffer	3F8h	2F8h	3E8h	2E8h
Interrupt Enable Register	3F9h	2F9h	3E9h	2E9h
Interrupt Identification Register	3FAh	2FAh	3EAh	2EAh
Line Control Register	3FBh	2FBh	3EBh	2EBh
Modem Control Register	3FCh	2FCh	3ECh	2ECh
Line Status Register	3FDh	2FDh	3EDh	2EDh
Modem Status Register	3FEh	2FEh	3EEh	2EEh
Scratch Pad Register	3FFh	2FFh	3EFh	2EFh

dans le cas d'un port série, dits niveaux RS-232, sont officiellement de -12 V pour un « 1 » logique et de +12 V pour un « 0 » logique.

Le port série de l'ordinateur est connecté à la présente carte par le biais du connecteur K1. Les 3 sorties du port série disponibles, TxD, RxD et RTS, sont reliées aux points R1-D1, R2-D2 et R3-D3 pour garantir une commande sans risque électrique

par le biais des opto-coupleurs IC6 à IC8. Dans ces conditions, lorsqu'une ligne de sortie d'un port série se trouve à +12 V, le transistor interne de l'opto-coupleur concerné est poussé en saturation. Inversement, lorsque cette ligne se trouve à -12 V, le transistor concerné sera mis hors-tension.

Les équations logiques entre TxD, RxD et RTS et les lignes RST, CLK et LEN sont les suivantes :

$$RST_{TTL} = \overline{TxD_{RS232}}$$

$$CLK_{TTL} = \overline{DTR_{RS232}}$$

$$LEN_{TTL} = \overline{RTS_{RS232}}$$

Les lignes RST et CLK pilotent un compteur binaire à 12 bits, IC1, dont on n'utilise d'ailleurs que 8 bits. Les 8 sorties de poids faible (LSB = Least Significant Bit) du compteur binaire attaquent le verrou (latch) IC2, ce que fait également la ligne LEN.

La séquence de fonctionnement normale se passe de la manière suivante. On commence par l'application d'une impulsion RST (ReSeT = remise à zéro) au compteur pour le remettre à zéro. On fournit ensuite le nombre d'impulsions CLK (CLocK = horloge) requis pour obtenir la mise de toutes les sorties du

compteur aux niveaux logiques désirés. On envoie, pour finir, une impulsion LEN pour verrouiller tous les états logiques aux sorties du verrou.

Le tampon IC3 (74HC541) commande les LED D4 à D11 qui servent à la visualisation des états logiques de la sortie. Un autre tampon, IC4, un ULN2803A cette fois, constitue le véritable étage de sortie de la carte. Les 8 sorties

Tableau 2. Position des bits de l'UART

Signal	Connecteur à 25 contacts	Connecteur à 9 contacts	COM1	COM2	COM3	COM4	Bit	E/S
TxD	#2	#3	3FBh	2FBh	3EBh	2EBh	6	O
DTR	#20	#4	3FCh	2FCh	3ECh	2ECh	0	O
RTS	#4	#7	3FCh	2FCh	3ECh	2ECh	1	O
CTS	#5	#8	3FEh	2FEh	3EEh	2EEh	4	I
DSR	#6	#6	3FEh	2FEh	3EEh	2EEh	5	I
RI	#22	#9	3FEh	2FEh	3EEh	2EEh	6	I
DCD	#8	#1	3FEh	2FEh	3EEh	2EEh	7	I

à collecteur ouvert de ce circuit intégré sont disponibles sur des picots disposés sur le bord de la carte. Ces sorties à collecteur ouvert sont en mesure de commuter une tension pouvant aller jusqu'à 50 V, le total du courant à fournir par l'ensemble des sorties ne devant pas dépasser, lui, 500 mA.

La carte comporte son propre régulateur de tension et partant pourra être alimentée par le biais de n'importe quel adaptateur secteur fournissant une tension comprise entre 9 et 15 V. Le programme de communication avec la carte a été développé en Turbo-Pascal. La routine de communication a été baptisée *CARD08DO*. L'appel de cette routine (depuis n'importe quel programme écrit en Turbo-Pascal) devra respecter la syntaxe suivante :

CARD08DO (COMADDRESS, VALUE, DELTIME)

instruction dans laquelle

COMADDRESS, une variable de type mot (*Word*), doit contenir, avant d'être appelée, l'adresse de base du port sériel. Les valeurs licites de cette variable sont :
\$3F8 (pour COM1), \$2F8 (pour COM2), \$3E8 (pour COM3) et \$2E8 (pour COM4).

VALUE, une variable de type octet (*Byte*), doit contenir la valeur arithmétique du groupe des 8 canaux. Les 8 états logiques constituent un octet dont le bit de poids faible est Ch0, le bit de poids fort (*MSB = Most Significant Bit*) est Ch7. Cette variable peut prendre, licitement, n'importe quelle valeur comprise entre 0 et 255.

DELTIME, une variable de type octet, doit contenir (avant qu'on ne l'appelle) la valeur de la durée de temporisation (*DElAY TIME*). Les valeurs acceptables de cette variable vont de 0 (dans le cas d'un ordinateur à 8086 du siècle dernier tournant à 8 MHz) à 4 (pour un ordinateur à Pentium tournant à 266 MHz).

Le code-source de la routine de communication, *CARD08DO.SUB*, et un programme de démonstration, *O8DOCARD.PAS*, avec une version exécutable du programme de démonstration, *O8DOCARD.EXE*, peuvent être téléchargés du site de l'auteur à l'adresse :

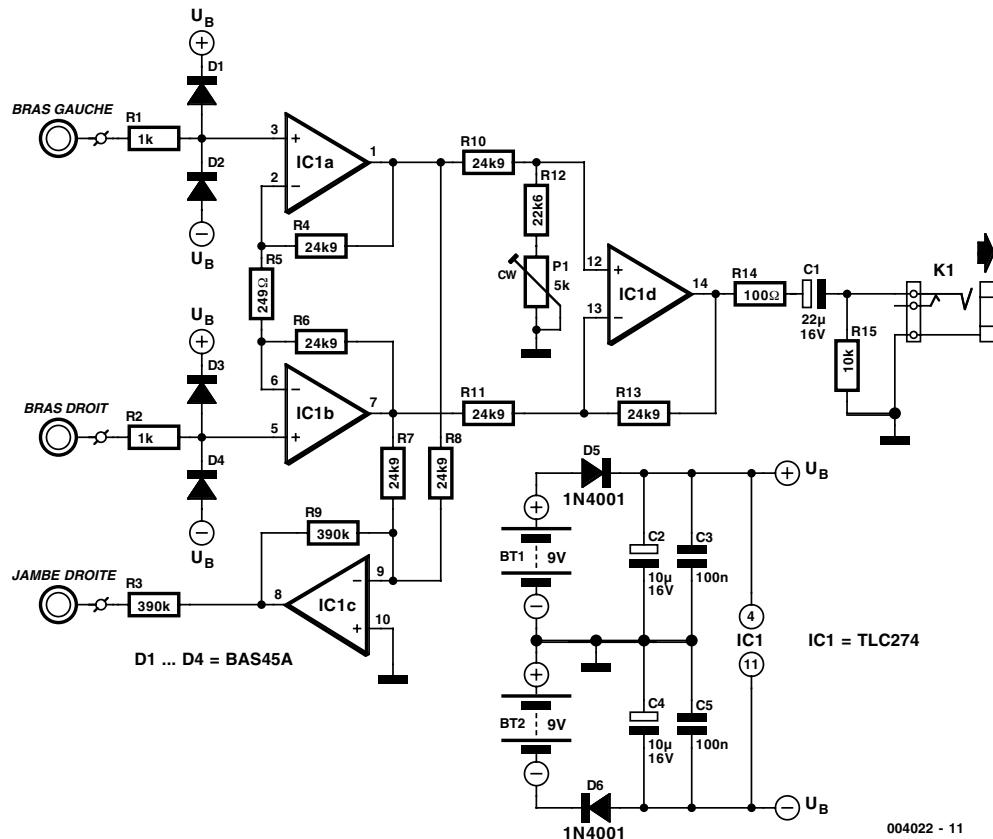
<http://members.xoom.com/robofreak/download/08docard.htm>

Nous avons conçu un dessin de platine pour la présente réalisation. Vous pourrez vous en inspirer pour graver votre propre platine.

Hans Bonekamp

Voici un circuit qui permet de présenter sur l'écran d'un oscilloscope le signal d'un électrocardiographe. Les amplificateurs opérationnels IC1a, b et c forment un amplificateur d'instrumentation dont le gain vaut 201. Quant à IC1c, il amplifie de $31 \times$ le signal de mode commun et l'envoie à la jambe droite. Grâce à lui, le corps du patient est porté à un niveau bien défini de mode commun, de telle sorte que le signal ne puisse sortir de la plage admissible pour l'amplificateur d'instrumentation. Comme seconde fonction, il exerce une rétroaction sur le signal de mode commun, si bien que cet indésirable s'en trouve encore plus sévèrement amoindri. Il s'agit encore de protéger les entrées contre les charges électrostatiques élevées, c'est pourquoi les diodes D1 à D4 et les résistances R1 et R5 ont été mises à contribution.

La réjection du mode commun (CMRR) de l'amplificateur d'instrumentation peut se régler au moyen de P1. Pour y parvenir, on commence par relier ensemble les deux entrées de ce même amplificateur, puis on



applique entre cette interconnexion et la masse une tension alternative de 100 mV à 50 Hz. Un oscilloscope branché à la sortie nous guide dans le réglage de P1, pour rendre le signal

HORSGABARIT 2000

de sortie le plus petit possible.

Il est essentiel que les électrodes et la peau soient en contact étroit. Pour essayer notre prototype, nous avons utilisé trois fils de cuivre nu, enroulés sur les index (et la jambe droite) qui semblaient suffisants pour fournir un bon signal. Lors des essais, l'amplitude du signal ECG se montait à 200 mV.

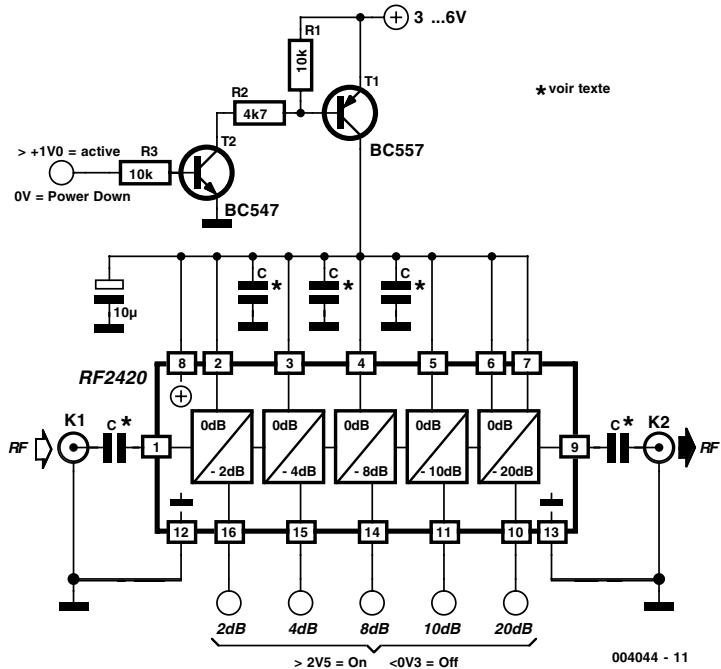
La consommation du montage ne fait pas plus de 2 mA, les piles sont donc assurées d'une longue vie. Il ne peut être question de recourir à une alimentation par le secteur, pour d'évidentes raisons de sécurité, lors de mesures de ce genre sur le corps humain.

(004022)

Atténuateur H.F. de 0 à 44 dB

par Gregor Kleine

Il est nécessaire, si l'on veut affaiblir avec précision des signaux HF, de recourir à un atténuateur. Il existe bien des atténuateurs à diodes spéciales (diodes PIN) réglables linéairement, mais ils nécessitent des circuits de commande assez complexes. Il est donc plus simple d'avoir recours à un atténuateur intégré, réglable par sauts. Le circuit intégré RF 2420, basé sur la technologie GaAs (arséniure de gallium), fonctionne dans la plage de fréquence de 1 MHz à 950 MHz ; il peut donc servir, entre autres, à atténuer les signaux de télévision par câble. Il offre une atténuation ajustable de 0 à 44 dB par pas de 2 dB à laquelle s'ajoute une atténuation d'insertion de 4 dB. Cet affaiblissement d'insertion peut être mesuré en position 0 dB et forme le point de référence de chacun des 5 éléments d'atténuation commutables à entrée TTL (2 dB, 4 dB, 8 dB, 10 dB et 20 dB). Les signaux de commande de niveau bas ne doivent pas dépasser 0,3 V et ceux de niveau haut doivent atteindre au moins +2,5 V. Le RF 2420 lui-même fonctionne de +3 V à +6 V et sa consommation tourne autour de 4 mA. En laissant les broches communes V_{DD} « en l'air », on passe en mode de quasi coupure de l'alimentation (Power-Down) qui abaisse la consommation de courant à moins de 0,8 mA. Le schéma du RF 2420 montre que les seuls autres éléments externes requis sont des condensateurs de découplage. Les condensateurs de couplage d'E/S déterminent la limite inférieure de fréquence. Le tableau indique quelques valeurs-type de la capacité à adopter. L'entrée et la sortie sont prévues pour 50 Ω mais ne subissent qu'une réflexion à peine plus élevée avec des câbles de 75 Ω. Le RF 2420 est proposé en boîtier SMD SOP-16 à 16 broches.



Vous trouverez la fiche de caractéristiques à l'adresse :
www.rfmd.com

(004044)

f	C
≥ 1 MHz	10 nF
≥ 10 MHz	1 nF
≥ 100 MHz	100 pF

005

Voltmètre de 3 sous

Hans Bonekamp

La présente électronique permet de déterminer, à peu de frais, la tension d'une source de tension à faible impédance.

Son fonctionnement est extrêmement simple. P1, un potentiomètre de 1 watt, constitue, en combinaison avec R1, un diviseur de tension. T1 tamponne la tension présente au point nodal, cette tension allant ensuite, par le biais de R3, à la diode de référence chargée de limiter la tension à 2,5 V. La diode D1, trouve, prise en parallèle sur elle, un petit étage indicateur constitué de T2, R4 et de la LED D2. Tant que la tension

n'est pas encore écrêtée (limitée) par la diode D1, la dite LED ne brillera pas à sa pleine intensité. C'est là le principe sur lequel repose ce circuit de mesure. Si, lors d'une action sur P1, tourné de son maximum vers son minimum, on obtient la luminosité maximale de la LED, cela signifie que la diode D1, dans cette position de P1, écrête la tension et que partant la tension aux bornes de D1 est de 2,5 V très exactement. La tension régnant aux bornes de la résistance R1 est alors de $U_{D1} - U_{BE1} = 2,5 \text{ V} - 0,5 \text{ V} = 2 \text{ V}$. Cela signifie que nous avons, par le biais de P1, ajusté à 2 V la tension aux bornes de R1.

HORS GABARIT 2000

Cette information nous permet de calculer la tension d'entrée de la manière suivante :

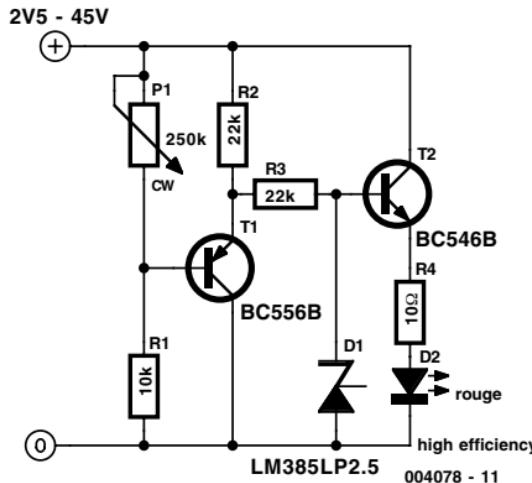
La tension aux bornes de R1 est égale à :

$$U_{R1} = \frac{R1}{R1 + \alpha \cdot P1} \cdot U_{in}$$

On en dérive la tension d'entrée :

$$U_{in} = \left(1 + \frac{\alpha \cdot P1}{R1}\right) U_{R1}$$

Nous constatons que la tension d'entrée U_{in} est directement proportionnelle à l'angle de rotation de P1. Il suffit de doter ce potentiomètre d'un petit cadran gradué pour disposer d'un véritable voltmètre. On utilisera, pour établir cette graduation, un vrai voltmètre que l'on prendra en parallèle sur le circuit; il ne restera plus ensuite qu'à jouer sur la tension d'entrée. La consommation de courant de ce montage est de quelque 8 mA. La source de tension sur laquelle se fait la mesure doit



être en mesure de fournir ce courant sans souffrir, sachant que sinon, la tension risque de chuter trop au cours de la mesure.

(004078)

« Renifleur » HF pour la bande des 2 m

N.S. Harisankar VU3NSH

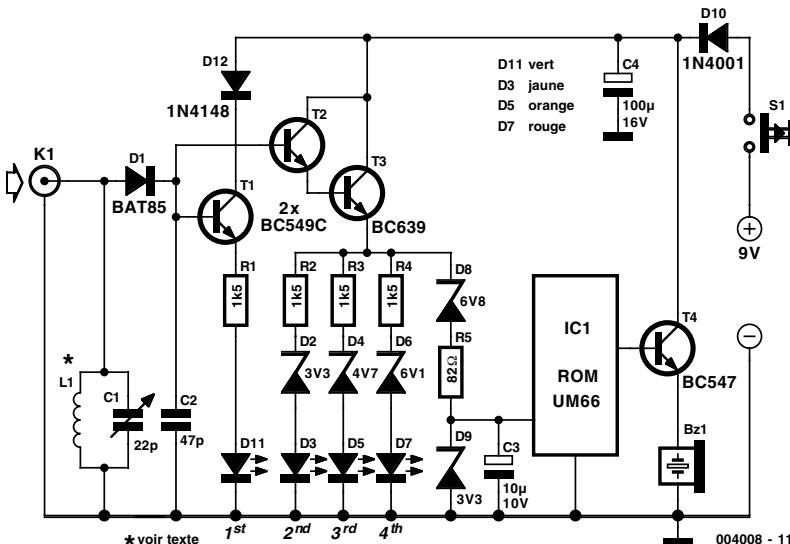
Ce circuit à la simplicité biblique, qui est en fait un détecteur HF, vous permettra de « renifler » tout rayonnement à haute fréquence, d'où le HF du titre, produit par votre émetteur (*transmitter*), des connexions mal faites, un câble rompu voire un équipement au blindage HF insuffisant. Le renifleur a été conçu pour la bande radio-amateur des 2 mètres (entre 144 et 146 MHz en Europe).

L'instrument dispose d'un affichage à 4 niveaux visualisés par des LED et une alarme acoustique signalant la présence de tensions à rayonnement important. Le signal HF est détecté par le biais d'une antenne avant de lui faire attaquer un circuit résonant constitué du condensateur C1 et de la bobine L1. Le signal attaqué, après avoir subi un redressement introduit par la diode D1, un amplificateur Darlington à gain élevé constitué par T2 et T3. Si l'on utilise une antenne télescopique de 25 cm, l'échelle de niveaux visualisés par l'allumage des différentes LED sera le suivant :

LED	f.e.m. HF approximative
D1	>1 V
D3	>2 V
D5	>3 V
D7	>4 V
All	>7 V

En cas d'allumage de la totalité des LED, le générateur de sons/mélodies (optionnel) du type UM66, IC1, se trouve activé lui aussi, générant une alarme acoustique audible. On pourra, par modification des valeurs des diodes zener D2, D4, D6 et D8, changer la taille pas et partant le débattement à pleine échelle de l'instrument. Il suffit, pour pouvoir travailler avec une autre bande radio-amateur, de modifier les caractéristiques du réseau résonant C1-L1.

Un émetteur/récepteur d'une puissance de 5 W doté d'une antenne demi-onde télescopique ($G = 3,5 \text{ dB}$) produit une



P.R.E (Puissance Rayonnée Effective, le fameux ERP (*Effective Radiated Power*) des anglais de près de 10 watts et une force électromotrice supérieure à 8 volts placé à proximité immédiate de votre tête.

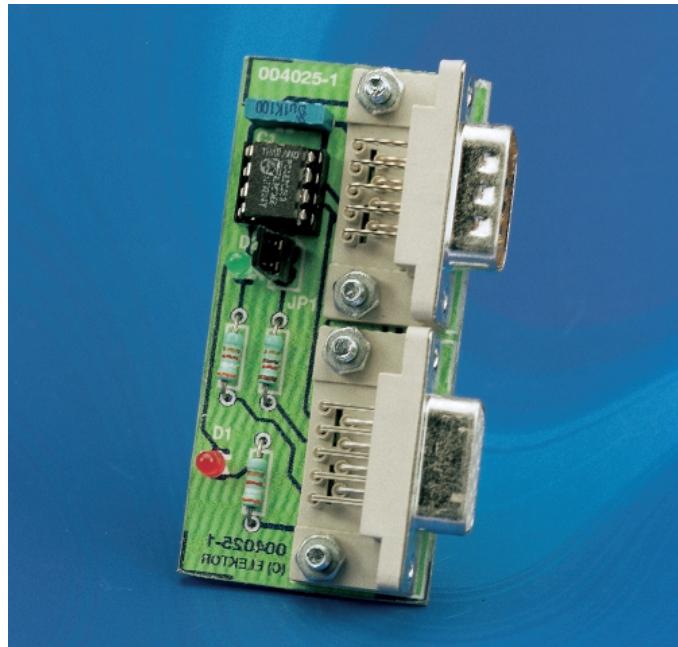
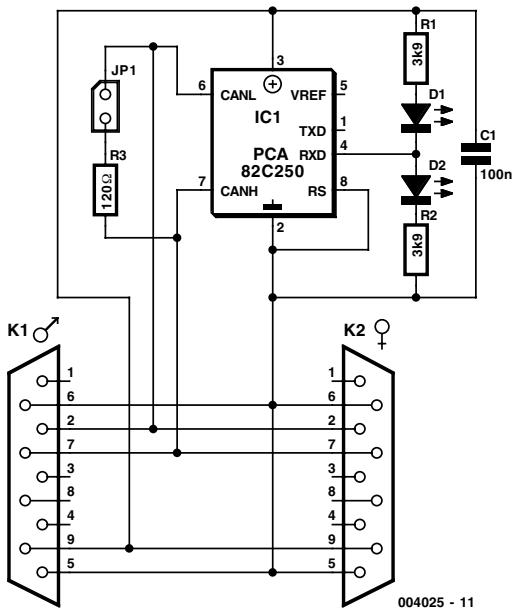
L'inductance L1 prend la forme de 2,5 spires de fil de cuivre émaillé 20 SWG (diamètre de 1 mm environ). Le diamètre intérieur de cette bobine sera de 7 mm; elle ne requiert pas de noyau. On jouera sur le condensateur ajustable C1 de manière à obtenir l'allumage du nombre maximum de LED à proximité d'un émetteur 2 m émettant à une puissance de champ relativement faible sur la fréquence de 145 MHz.

L'alimentation du renifleur prend la forme d'une pile compacte de 9 V; l'instrument consomme, toutes LED allumées, de l'ordre de 15 mA. Dernière remarque, cet instrument devra être placé dans un boîtier métallique.

(004008)

007

Testeur de bus CAN



A. Grace

Ce projet doit son développement à une série d'articles consacrés au bus CAN publiés récemment dans Elektor. L'un de ces articles comportait un projet (pages 58 à 62 du numéro de novembre 1999) décrivant une interface CAN. Cette réalisation repose sur ledit article.

À son taux de transmission le plus rapide de 1 Mbit/s la longueur maximale de bus est de 40 mètres, tandis que cette longueur peut aller jusqu'à quelque 1 000 m (1 km !) lorsque l'on adopte la vitesse de transmission la plus faible, à savoir 50 kbit/s. Si l'on imagine un bus CAN travaillant à sa vitesse la plus faible, le câble servant à véhiculer les données pourrait voir sa longueur aller jusqu'à un maximum de 1 km, longueur permettant de passer à travers un certain nombre de bâtiments ! Imaginons un complexe industriel utilisant le bus CAN pour la transmission de données d'un site de production à un autre ((qui peut fort bien se trouver à un étage différent du même bâtiment voire dans un tout autre bâtiment et que l'on se trouve brusquement confronté à un problème au

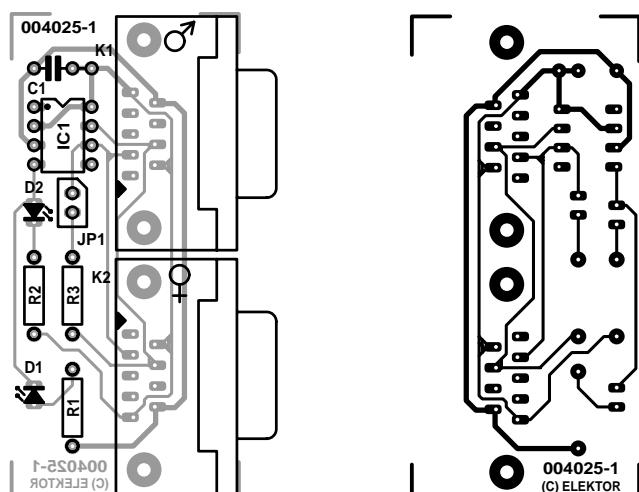
niveau du câble. Il est fort probable que l'on perde des heures à courir d'un équipement se trouvant sur l'un des sites à celui présent dans l'autre pièce ou bâtiment pour tenter de découvrir la source du problème.

Ce dont vous avez besoin dans ce cas-là est un petit appareil portable alimenté en boucle que vous pourrez insérer dans le réseau pour vous assurer de l'arrivée de données au noeud où se trouve l'instrument de test.

La présente réalisation fait appel au PCA82C250 un émetteur/récepteur de chez Philips. Cependant, comme notre testeur de bus CAN sert uniquement à suivre (monitorer) des données CAN, l'entrée d'émetteur non utilisée est laissée en l'air – si nous la forçons à la masse il pourrait se transformer en émetteur DOMINANT. Les données arrivent au testeur par le biais de l'embase K2 et ressortent, sans avoir subi la moindre modification, par l'embase K1. IC1 convertit le flux de données du bus CAN en un signal logique numérique représenté par 2 LED. Si l'on utilise le testeur de bus CAN en remplacement d'un équipement doté d'une terminaison, on pourra prendre une résistance de terminaison en circuit par le biais de l'embase à 2 contacts JP1, mais en usage normal, JP1 reste ouvert.

Il vous faudra utiliser votre technique de gravure de platine habituelle pour réaliser une platine à partir du dessin des pistes proposés ici.

(004025)



Liste des composants

Résistances :
R1, R2 = 3kΩ
R3 = 120 Ω

Semi-conducteurs :
D1 = LED 3mm haut rendement rouge
D2 = LED 3mm haut rendement verte

IC1 = PCA82C250 (Philips)

Divers :
K1 = embase sub-D à 9 contacts mâle encartable
K2 = embase sub-D à 9 contacts femelle encartable
JP1 = embase autosécable à 1 rangée de 2 contacts au pas de 2,54 mm + cavalier de court-circuit

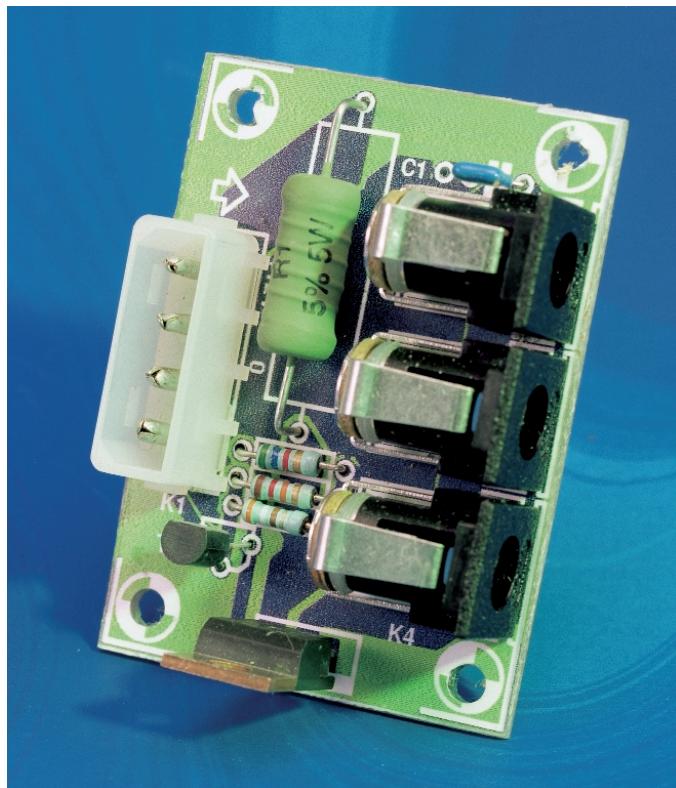
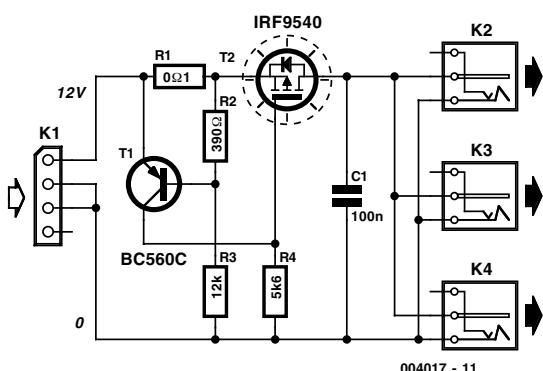
008

Adaptateur 12 V pour PC

Ton Giesberts

Le petit montage présenté ici a pour fonction de se substituer à tous ces petits adaptateurs secteur qui traînent aux alentours de l'ordinateur. Il convient tout particulièrement pour l'alimentation des nombreux petits périphériques requérant du 12 V, les petites enceintes actives pour PC par exemple. L'alimentation de 12 V nécessaire est dérivée directement de l'alimentation du PC.

La ligne de 12 V est dotée, de manière à protéger l'alimentation du PC contre un court-circuit et plus spécifiquement encore pour éviter un crash du PC, d'une limitation de courant



prise en série. La régulation se résume à 4 résistances, 2 transistors et un rien de découplage HF.

Le fonctionnement du montage est simple. Le transistor FET-MOS T2 est, en situation normale, forcé en conduction totale par le biais de R4, de sorte que l'on dispose aux sorties des 12 V en provenance de l'alimentation du PC. Le courant traversant la résistance R1 produit une chute de tension aux bornes de cette dernière, phénomène entraînant, à partir d'une certaine valeur de chute de tension, la circulation d'un certain courant qui se traduit lui par la mise en conduction de T1. Ce dernier « serre à la gorge » le transistor T2, de sorte que celui-ci fournit moins de courant de sortie. La jonction base-émetteur de ce transistor se voit appliquer, au travers des résistances R2 et R3, une tension de polarisation de manière à limiter au strict nécessaire la chute de tension aux bornes de la résistance R1. Un choix judicieux de la valeur de R2 permet de

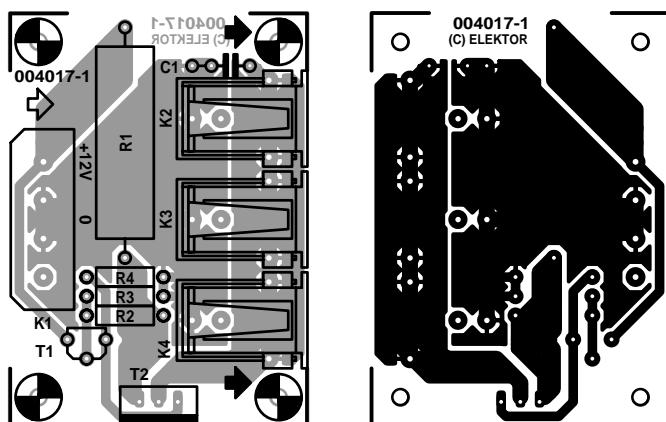
Tableau 1. Tension de sortie en fonction du courant de sortie

Charge de sortie (Ω)	Tension (V)	Courant (A)
open	12	0
22	11,8	0,54
6,8	11,4	1,68
4,7	11,0	2,34
3,3	8,6	2,6
2,2	5,7	2,6
0	0	2,6

définir aisément, et avec une bonne précision, le courant limite. Dans le cas du dimensionnement du schéma la valeur maximale du courant de sortie est d'un bon 2,5 A (cf. le tableau 1).

La consommation propre du montage est de 1 mA au minimum et d'un peu plus de 3 mA dans le cas d'un court-circuit (hors-charge s'entend).

Nous avons opté, pour le FETMOS à canal P T2, pour un IRF9540 d'International Rectifier en raison de sa caractéris-



Liste des composants

Résistances :

R1 = 0Ω1/5 W

R2 = 390 Ω

R3 = 12 kΩ

R4 = 5kΩ

Condensateurs :

C1 = 100 nF céramique

Semi-conducteurs :

T1 = BC560C

T2 = IRF9540 (cf. texte)

Divers :

K1 = embase d'alimentation de disque dur à 4 contacts encartable (Farnell)

K2 à K4 = jack d'alimentation d'adaptateur secteur encartable

tique de $R_{DS(on)}$ de $0,15\ \Omega$ (typique), valeur très faible dans le monde des FETMOS. On pourra utiliser, pour cette application, tout autre FETMOS de puissance si tant est qu'il soit capable de supporter une dissipation maximale de 30 W.

Nous avons conçu, de manière à faciliter la réalisation de ce montage, un dessin de platine. Les sorties prennent la forme de 3 jacks d'alimentation juxtaposés. De par leur disposition, ces 3 embases peuvent être placées en regard de l'orifice prévu pour le passage d'un connecteur sub-D à 25 contacts, orifice que l'on retrouve sur la quasi-totalité des boîtiers de PC modernes, quitte à devoir l'ouvrir. Les orifices de fixation de la platine se trouvent au même écartement que celui prévu pour la fixation d'une embase Sub D à 25 contacts. On pourra fixer simplement la platine à l'aide d'une paire

d'étriers en équerre.

La dissipation du FET T2 peut devenir relativement importante, sachant qu'elle atteint de l'ordre de 30 W en cas de court-circuit ! Ceci implique que l'on dote T2 d'un radiateur. Théoriquement, un court-circuit prolongé exige l'utilisation d'un radiateur ayant une résistance thermique de quelque 2 K/W, mais dans la pratique il s'avère que l'on peut se contenter d'un morceau de profil en L de 3 à 4 mm d'épaisseur monté sur le coffret de l'ordinateur. Il ne faudra pas oublier d'assurer une parfaite isolation électrique de T2 sachant que (la partie métallique de) son boîtier est relié au drain et partant au 12 V !

009

Capacité variable entre 0 et 2 μF

Hans Bonekamp

Ce montage permet de simuler une capacité variable dont la valeur est ajustable par le biais d'un potentiomètre. L'étage d'amplification centré sur IC1b induit un facteur d'amplification allant de +1 à -1, gain ajustable par le biais de P1. IC1a constitue un tampon d'impédance de sorte que la capacité obtenue par conversion se rapproche le plus possible de l'idéal. Ce montage répond à l'équation suivante :

$$U_1 = (2 \cdot \alpha - 1) \cdot U_{in}$$

formule dans laquelle α représente la position de P1 (de 0 à 1). Le courant d'entrée I_{in} répond lui à la formule suivante :

$$I_{in} = \frac{U_{in} - U_1}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1}} = \left(U_{in} - (2 \cdot \alpha - 1) \cdot U_{in} \right) \cdot j \cdot \omega \cdot C_1 = j \cdot \omega \cdot (1 - \alpha) \cdot 2 \cdot C_1 \cdot U_{in}$$

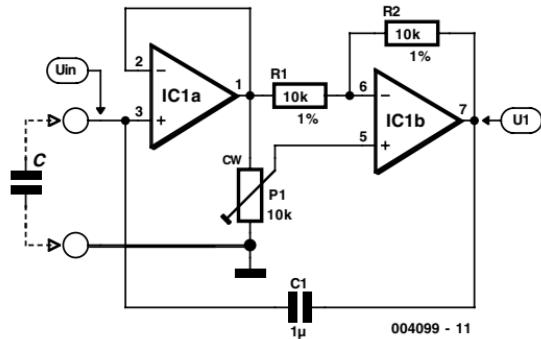
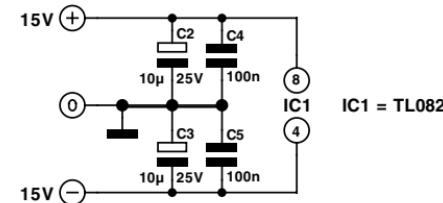
l'impédance d'entrée étant alors de

$$Z_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot (1 - \alpha) \cdot 2 \cdot C_1}$$

Cette dernière formule permet de déduire la capacité d'entrée :

$$C_{in} = (1 - \alpha) \cdot 2 \cdot C_1$$

La tension maximale aux bornes de C_{in} ne doit pas dépasser



10 V_{cc}, la consommation de courant du montage se situe aux alentours de 5 mA.

(004099)

Oscillateur de 10 à 1 000 MHz

par Gregor Kleine

Il n'est plus indispensable de nos jours de réaliser un oscillateur en technique discrète. Il existe même des fabricants qui offrent des C.I. d'oscillateurs commandés en tension VCO (VCO = *Voltage Controlled Oscillator*) auxquels il suffit tout juste d'ajouter quelques composants servant à déterminer la fréquence. Le RF 2506 de RF Micro Devices en est un exemple. Le RF 2506, qui fonctionne entre +2,7 et 3,6 V (+3,3 V nominal), est un transistor oscillant à faible bruit à accord de fré-

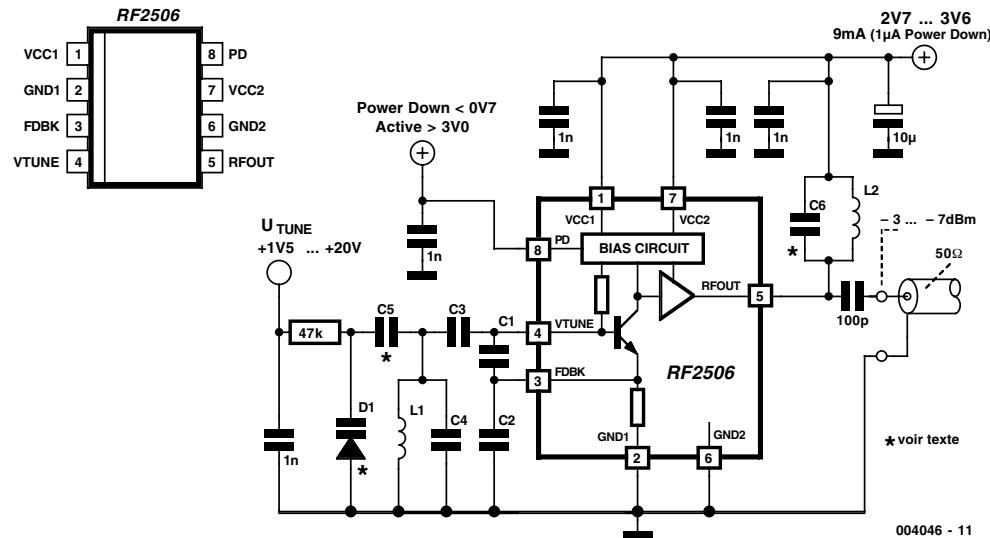
quence par tension continue. Ce circuit intégré comporte aussi un amplificateur tampon d'isolation qui réduit fortement l'influence des variations de la résistance de charge (ce que l'on nomme « *Load Pulling* », c'est-à-dire la variation de fréquence due à celle de la charge) sur l'oscillateur. Une entrée (Power Down de la broche 8) permet de mettre le VCO hors circuit en appliquant une tension inférieure à 0,7 V, ce qui réduit la consommation de 9 mA à moins de 1 μ A. Le circuit de VCO fonctionne lorsque la broche 8 est mise à +3,0 V ou plus.

Passons au montage du RF 2506 : les condensateurs de couplage C1 et C2 sont reliés à FDBK (broche 3) et VTUNE (broche 4) de façon à former un oscillateur Colpitts avec le transistor interne. Il faut bien sûr un circuit résonnant, constitué ici par C4 et L1 et couplé par C3. Un facteur de qualité de l'enroulement aussi élevé que possible (par exemple une bobine à air) atténue à coup sûr le bruit de phase. Comme il faut en général que l'oscillateur puisse être accordé (excursion de fréquence), on doit encore placer un varactor D1 (BBY 40, BBY 51, BB 804, ...) aux bornes du circuit oscillant. La valeur de la tension d'accord U_{Tune}

injectée par une résistance de valeur élevée dépend du domaine de fréquence désiré et bien entendu du varactor D1 utilisé. Le tableau contient quelques suggestions quant au choix des composants déterminant la fréquence.

Si la plage de fréquence est étroite, relier à $+V_{cc}$ un circuit résonnant qui servira de charge du collecteur du transistor de sortie. Ce circuit peut être réalisé avec les mêmes éléments que le circuit oscillant. Prévoir une self de choc H.F. (de quelques μH à quelques petits nH, en fonction du domaine de fréquence concerné) dans le cas de VCO à large bande. C6 n'est plus utilisé dans ce cas. Le niveau de sortie de ce circuit est de -3 dBm aux bornes du circuit LC de sortie et de -7 dBm avec self de choc H.F.

Le tableau pris dans le schéma du circuit donne une idée approximative du dimensionnement en fonction de différentes



004046 - 11

f en MHz	C1 en pF	C2 en pF	C3 en pF	C4, C6 en pF	L1, L2 en nH
50	47	47	1000	15	140
100	18	18	10	10	64
250	6,8	12	6,8	8,2	30
400	3,3	5,6	3,9	1,8	40

fréquences et peut servir de base pour effectuer des essais. Le couplage du varactor avec C5 détermine l'excursion de fréquence possible du VCO. Consulter le site Internet www.rfmd.com du fabricant qui contient des informations supplémentaires sur cet oscillateur ô combien intéressant.

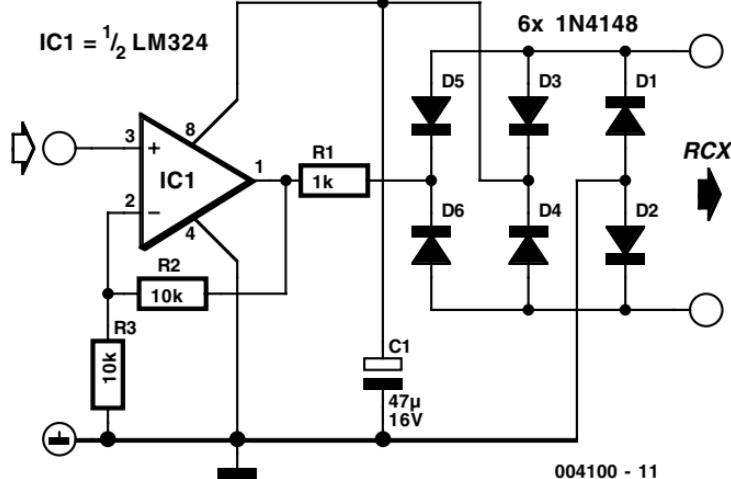
(004046)

Entrée analogique pour le module RCX de Lego

Hans Steeman

Jusqu'à présent, le bloc RCX ne dispose pas d'entrée analogique. Le montage que nous vous présentons ici confère au module la faculté de détecter une tension analogique. Grâce à la tactique adoptée, il est même possible de réaliser cette fonction sans changer le logiciel en place, au prix, naturellement, de certaines « libertés » à prendre avec l'interface.

Lorsqu'une entrée du bloc RCX est réglée en mode de capteur photosensible, c'est une valeur de résistance, entre les deux bornes de l'entrée sélectionnée, que le module tente de déterminer. Voilà précisément ce que notre montage va simuler, en convertissant une tension analogique, comprise entre 0 et 2,5 V, en quelque chose qui ressemble à une résistance. Comment s'y prendre ? C'est assez simple à décrire. La tension analogique est d'abord amplifiée d'un facteur deux et apparaît à la sortie de l'amplificateur opérationnel. La résistance R1 est enserrée entre la sortie du bloc RCX et l'entrée tamponnée. Plus la tension d'entrée est faible, plus la chute de tension aux bornes de la résistance sera grande. Le bloc RCX mesure un courant de sortie relativement fort et considère dès lors que la résistance du capteur est basse. Si la tension d'en-



trée approche les 5 V, il ne reste presque plus de différence de potentiel sur R1. Un faible courant s'écoule et le bloc RCX en

déduit qu'il y a une grande résistance. Par expérience, on est arrivé à une valeur de $1\text{ k}\Omega$ pour R1, mais l'expérimentation reste ouverte. R1 peut monter jusqu'à $3\text{k}\Omega$; au-delà, la caractéristique s'écarte trop de celle d'un photocapteur. Le domaine entier de mesure ne peut plus être exploité. La valeur de mesure varie, avec la résistance R1 indiquée, d'à peu près 95 pour une tension d'entrée de 0 V à quelque 5 pour 2,5 V à l'entrée du montage. La courbe est pratiquement linéaire dans la gamme qui va de 0,5 à 2 V.

Le reste du montage s'explique tout seul. Les diodes D1 à D4 forment un pont redresseur, si bien que la polarité de la tension d'entrée est indifférente, on peut y brancher les fils comme ils viennent. La tension redressée est lissée par le condensateur C1 avant de servir à alimenter l'amplificateur opérationnel. La résistance de mesure R1 est également flanquée de deux diodes, à l'entrée du module RCX, pour s'affranchir ici aussi des problèmes de polarité lors du raccordement.

(004100)

Gradateur à 2 positions

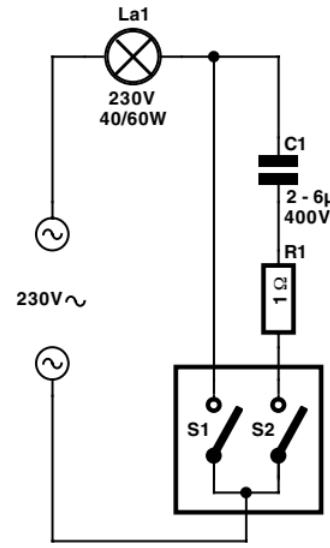
Gert Baars

Le gradateur que nous vous présentons ici est sans doute l'un des plus simples qu'il ne vous soit jamais donné de rencontrer, en effet, il ne comporte que 2 composants, ce qui en permet une intégration aisée dans le boîtier d'un interrupteur secteur existant. Il ne faudra cependant pas oublier, avec de passer à cette étape d'implantation physique, de couper, au niveau le tableau électrique principal, l'alimentation du groupe concerné, la tension du secteur étant et restant un élément inspirant un minimum de respect, l'oubli de précautions élémentaires pouvant être fatal !

Le schéma, si tant est que l'on puisse, dans le cas présent, encore parler de schéma, n'appelle que peu d'éclaircissements. Lorsque l'interrupteur S1 est fermé, l'ampoule éclaire à pleine puissance. La position de S2 n'a, dans ces conditions, pas le moindre effet. Si l'on ouvre l'interrupteur S1 et que l'on ferme S2, le condensateur pris dans le circuit produit une chute de tension, ce qui se traduit par une luminosité moindre (effet de gradateur) de l'ampoule. La dissipation du condensateur est (quasiment) nulle, de sorte que l'électronique ne produit pas de chaleur. La résistance a pour fonction de pré-

venir la production d'une étincelle lorsque, S1 étant déjà fermé, on ferme l'interrupteur S2. La taille du condensateur dépend de la puissance de l'ampoule que l'on veut doter de cette fonction de gradateur; elle variera, en règle générale, entre 2 et 6 μ F.

Attention : veillez à utiliser un condensateur de type dit de classe X2. Il faudra en outre se rappeler que ce montage ne fonctionne qu'avec des charges ohmiques (résistives) et partant non pas inductives. On peut dans ce cas-là se trouver confronté à des phénomènes pour le moins imprévisibles !



004077 - 11

(004077)

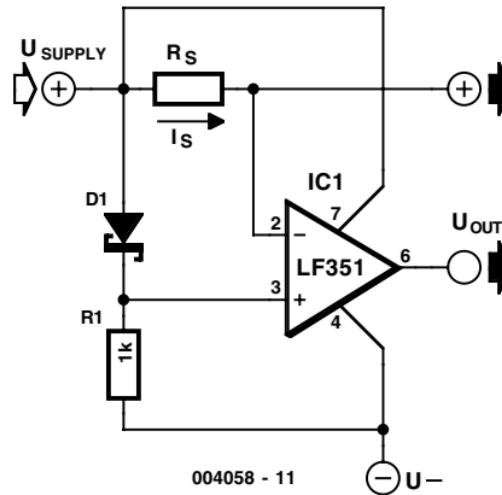
013

Détecteur de surcharge sensible

Hans Steeman (texte)

La technique la plus efficace, et la plus simple, pour mesurer le courant circulant dans un montage consiste à intercaler une résistance de mesure dans le circuit. Plus la valeur de la résistance est importante plus la précision de la mesure sera élevée. L'inconvénient de l'utilisation d'une résistance de valeur importante est que celle-ci exerce une influence sensible sur le fonctionnement du montage sur lequel se fait la mesure et auquel elle a été ajoutée.

Le choix d'une version active du détecteur offre une possibilité de réduction sensible de la valeur de la résistance qui le constitue. Le présent montage montre comment on peut, à l'aide d'un amplificateur opérationnel aussi courant que le LF351 associé à une résistance de détection, prise dans le trajet du courant, réaliser un indicateur de surcharge. On génère, à l'aide d'une diode prise entre les entrées inverseuse (-) et non-inverseuse (+) de l'amplificateur opérationnel, une différence de tension. En règle générale on constate aux bornes de la diode Schottky D1,



une chute de tension de l'ordre de 0,2 à 0,3 V.

On a la possibilité, par un choix judicieux de la valeur de R_1 (et partant de l'intensité du courant au travers de la diode) d'exercer une certaine influence sur cet élément. Plus la valeur de R_1 est importante, plus la chute de tension devient faible. L'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel est reliée à la tension d'alimentation positive en aval de la résistance de mesure R_s . Ceci a pour conséquence de forcer le niveau présenté par la sortie de l'amplificateur opérationnel à la valeur de la tension d'alimentation négative, -5 V par exemple. Une augmentation du courant circulant à travers R_s se traduira par une diminution du niveau de la tension appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Dès

que la chute de tension aux bornes de la résistance R_s ($I_s \times R_s$) dépasse de très peu la valeur de la chute de tension aux bornes de $D1$, la sortie de l'amplificateur opérationnel basculera pour prendre un niveau correspondant à la valeur de la tension d'alimentation positive. Il devient possible ainsi d'utiliser cette fonction de basculement de la sortie de l'amplificateur opérationnel pour l'activation d'un élément de visualisation ou pour l'excitation d'un relais. L'alimentation de l'amplificateur opérationnel doit rester à l'intérieur de la plage ± 15 V, ce qui permet à ce circuit de monitorer sans le moindre problème une tension d'alimentation comprise entre 5 et 15 V.

(004058)

Calcul du nombre de bits requis

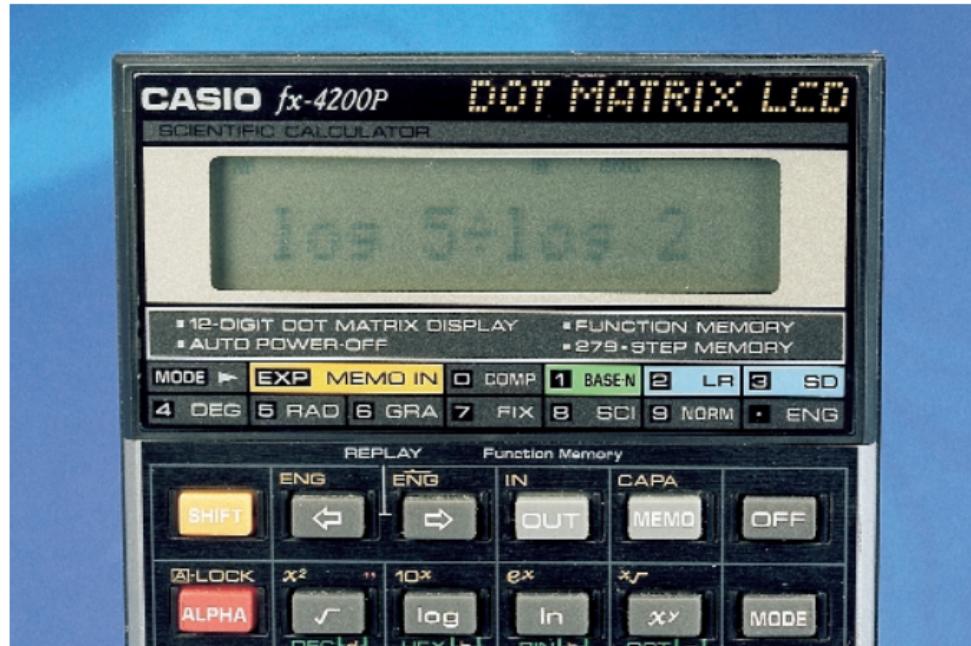
Hans Bonekamp

Supposons que nous voulions réaliser un compteur capable de compter de 0 à un nombre décimal quelconque que nous appellerons M . Si nous voulons réaliser une version de compteur travaillant en mode binaire il nous suffira d'une petite calculatrice pour déterminer le nombre de bits, N , dont nous aurons besoin.

$$N = \frac{\log(M)}{\log(2)}$$

Il est possible, en principe, d'utiliser n'importe quel logarithme, et, partant tout aussi bien $\ln()$! Il faudra cependant toujours arrondir vers le haut le résultat de ce calcul !

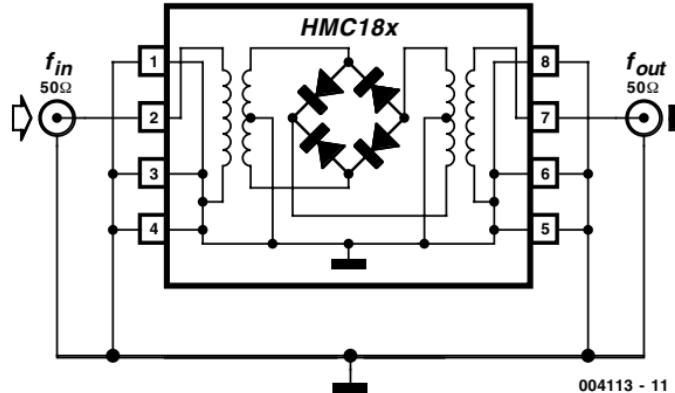
(004080)



Doubleur de fréquence

Gregor Kleine

Il existe, si l'on a besoin de multiplier des fréquences comprises entre 850 MHz et 4 GHz, des circuits intégrés doubleurs de fréquence extrêmement miniaturisés dont les dénominations de type sont, respectivement, HMC 187, HMC 18 et HMC 189 (cf. le tableau ci-contre); ces composants peuvent également prétendre, à leur sortie, à une réjection de la fondamentale et des 3^{ème} et 4^{ème} harmoniques de plus de 35 dB par rapport au double de la fréquence d'entrée, c'est-à-dire la fréquence de sortie recherchée. Ces caractéristiques facilitent sensiblement le traitement en aval et la conception d'un éventuel filtre de sortie monté en aval. Cette réjection des fréquences indésirées est également un avantage important lorsque l'on envisage un montage en cascade de plusieurs de ces composants pour un doublage de fréquence à répétition.



004113 - 11

Modèle	f_{in}	f_{out}	Pertes de conversion	f_{in}	Isolation en sortie	
				f_{in}	$3 f_{in}$	$4 f_{in}$
HMC 187	0,85 - 2 GHz	1,7 - 4 GHz	15 dB	45 dB	52 dB	40 dB
HMC 188	1,5 - 2,5 GHz	3 - 5 GHz	15 dB	45 dB	50 dB	45 dB
HMC 189	2 - 4 GHz	4 - 8 GHz	13 dB	34 dB	40 dB	40 dB

tition (4x, 8x, etc.).

Les minuscules composants de la série HMC 18x sont proposés en boîtier plastique MSOP8, ce qui rend leur prix très abordable; le composant, qui ne fait pas plus de 1 mm d'épaisseur occupe une surface de platine de 3 x 4,8 mm seulement.

On trouve à l'intérieur du composant un doubleur de fréquence passif comportant un anneau de diodes Schottky et 2 transformateurs intégrés appelés baluns (de l'anglais *balanced : unbalanced*). L'anneau de diodes remplit la fonction de pont de redressement de Graetz. C'est l'intégration des baluns monolithiques directement sur la puce du composant qui détermine cette fréquence de coupure inférieure de

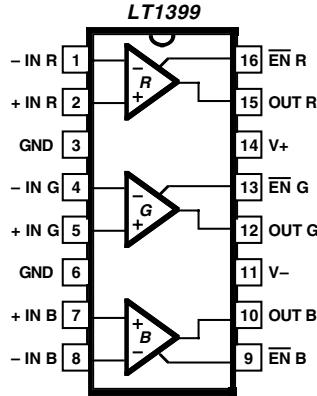
850 MHz, valeur relativement élevée. Il est bien entendu également possible de doubler des fréquences plus faibles, mais l'atténuation de transfert (*conversion loss*) typique de 15 dB augmente alors très rapidement. Les impédances d'entrée et de sortie sont normalisées pour un système 50 Ω typique et doivent partant être attaquées par une puissance d'entrée typique de +15 dBm. La puissance de sortie se situe alors aux environs de 0 dBm. nominale

Le **tableau** donne un aperçu des principales caractéristiques techniques des 3 variantes de ce composant disponibles.

(004113)

Référence Internet : www.hittite.com

Pilote de câble MUX vidéo à 3 entrées



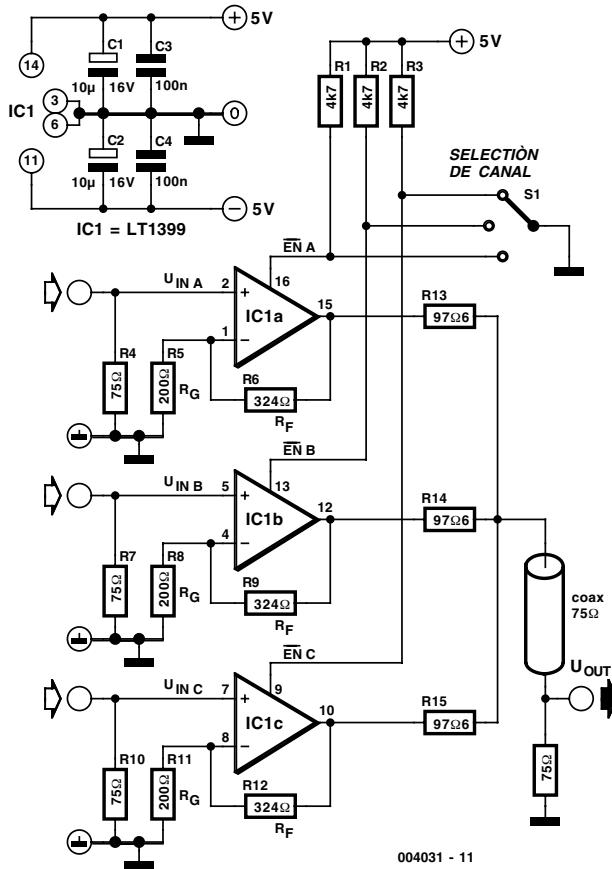
Basé sur une note d'application de Linear Technology

Ce petit schéma est celui d'un pilote de câble MUX vidéo à 3 entrées, dont le coût n'a vraiment pas de quoi impressionner. Ici, la charge appliquée à l'amplificateur prend la forme de la somme de R_F et R_G de chaque amplificateur inhibé (non activé). Les valeurs attribuées aux résistances ont été choisies de manière à fixer à 75Ω la valeur de l'impédance de terminaison (tout en assurant un gain unitaire pour la charge de 75Ω). Le temps de commutation entre 2 canaux, quels qu'ils soient, est de quelque 32 ns si tant est que les 2 broches de validation (Enable) soient actives.

Il est important de veiller, lors du dessin de la platine destinée à ce pilote de câble, de limiter au strict nécessaire la longueur des pistes au niveau de l'entrée inverseuse. Il faudra également disposer le plan de masse à bonne distance de R_F et R_G , et ce sur les 2 faces de la platine, ceci pour minimiser les capacités parasites.

La consommation de courant du pilote de câble n'est que de 8 mA.

(004031)



004031 - 11

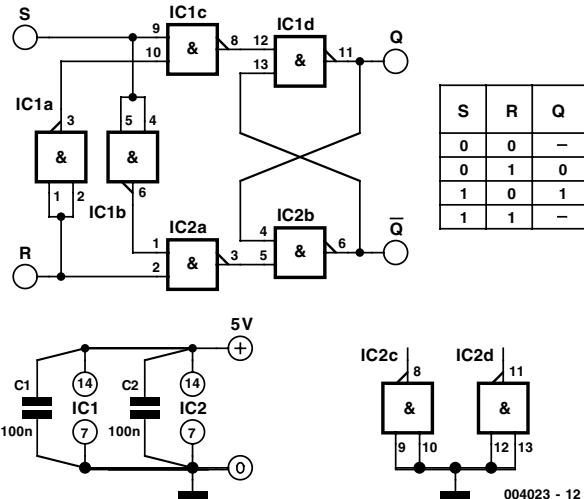
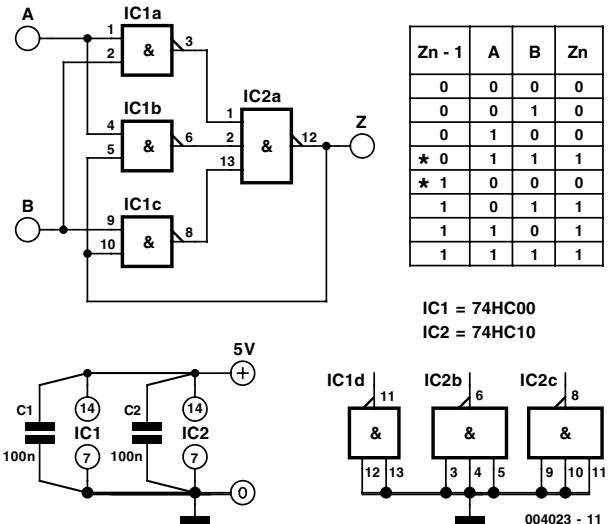
Éléments C de Muller

Klaus-Jürgen Thiesler

Les éléments C de Muller sont des bascules bistables (*flipflop*) d'un type spécial qui ne sont positionnées (sortie mise à 1) qu'à condition que toutes leurs entrées présentent le même niveau logique. Ces éléments font passer leur sortie Z à « 1 »

lorsque toutes leurs entrées sont forcées à « 1 » (flanc montant). Inversement, on aura apparition d'un « 0 » à la sortie Z lorsque toutes les entrées passent à « 0 » (flanc descendant). Dans toutes les autres situations, les portent interdisent tout changement de niveau de la sortie. De ce fait, les éléments C

HORS GABARIT 2000



de Muller se comportent comme des bascules bistables RS câblées comme l'illustre la **figure 1**. La fonction de mémorisation des éléments C de Muller présente des avantages certains.

- Il n'existe pas de combinaisons d'entrées « interdites » comme cela est le cas avec d'autres bascules bistables.
- Le temps de transfert d'un changement d'état se limite à 2 portes seulement.
- L'élément C de Muller ne requiert pas d'horloge externe comme c'est le cas des bascules bistables ordinaires, mais ne change d'état que lorsque de nouveaux niveaux identiques sont appliqués à l'entrée. Partant, il se synchronise de lui-même.

– Si l'on fait travailler plusieurs éléments C dans un circuit de commande commun, il ne présentent pas ce comportement défini par horloge, à savoir une commutation simultanée de nombreux éléments, situation qui ne peut avoir que des conséquences favorables au niveau de la réglementation CEM (Compatibilité ElectroMagnétique).

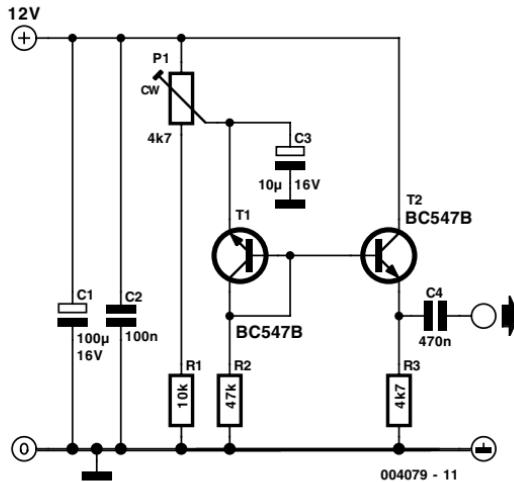
Le schéma de la **figure 2** est celui d'une bascule bistable RS (Reset/Set) classique dont l'état « interdit » a été bloqué par l'adjonction de portes NON-ET (NAND) additionnelles; on voit ainsi que cette approche requiert un nombre de portes plus important que celui requis par un élément C de Muller.

Source de bruit optimisée à semi-conducteur

Hans Bonekamp

Nous avons déjà évoqué à maintes reprises la fonction de générateur de bruit d'un transistor monté en diode zener. S'il vous est déjà arrivé de procéder à des expériences en utilisant un transistor monté en sens inverse, vous n'aurez pas manqué de remarquer que la tension de bruit produite dépend pour une part importante du niveau de la tension d'alimentation. Les variations d'un transistor à l'autre sont très sensibles elles aussi. Il paraît partant intéressant, à première vue, de prévoir une possibilité d'ajustage de la tension d'alimentation de l'étage chargé de la génération du bruit.

Un BC547B se met à se comporter en diode zener à partir d'une tension de l'ordre de 8 V. La paire constituée par l'ajustable P1 et la résistance R1 permet d'ajuster entre 8 et 12 V la tension appliquée à l'étage zener que forment le transistor T2 et la résistance R2. Le condensateur C3 se charge du découplage de la tension d'alimentation réduite. Le montage a été doté en outre d'un tampon d'impédance, formé par T2 et R3, ceci en vue d'éviter que la charge connectée au circuit n'ait d'influence sur la source de bruit. L'alimentation de ce tampon se fait directement depuis le 12 V. Le réglage se fera de la façon suivante. Brancher la sortie du circuit à un oscilloscope. Ajuster P1 jusqu'à ce que le signal visualisé soit optimal tant au niveau de l'amplitude que de « l'apparence » de



la tension de bruit.

La tension de sortie est de l'ordre de 300 mV_{tt}, la consommation de courant atteignant quelque 2 mA.

(004079)

019

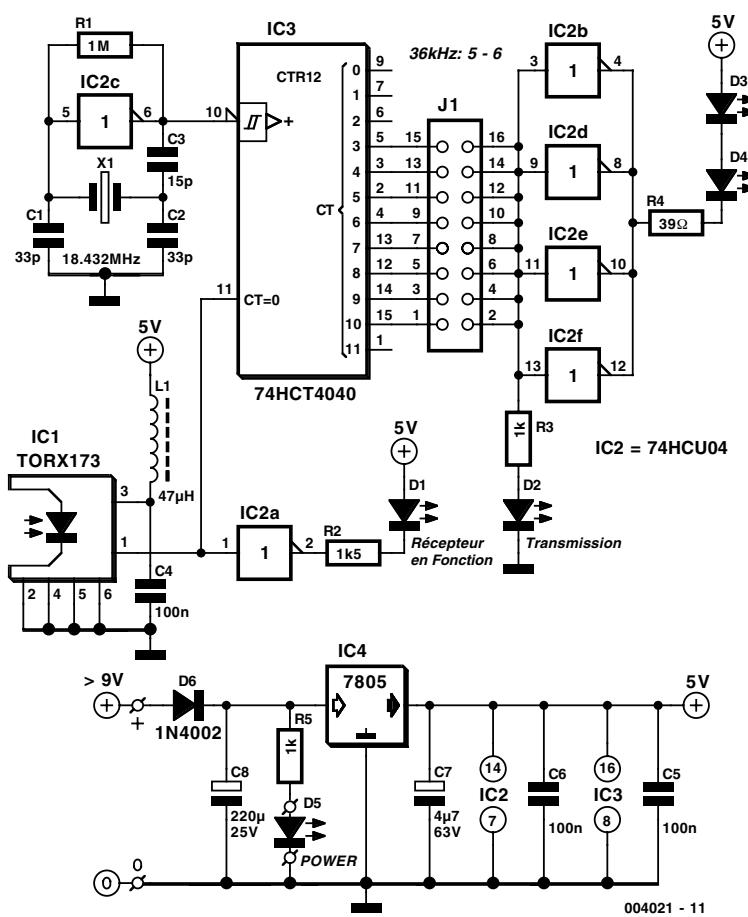
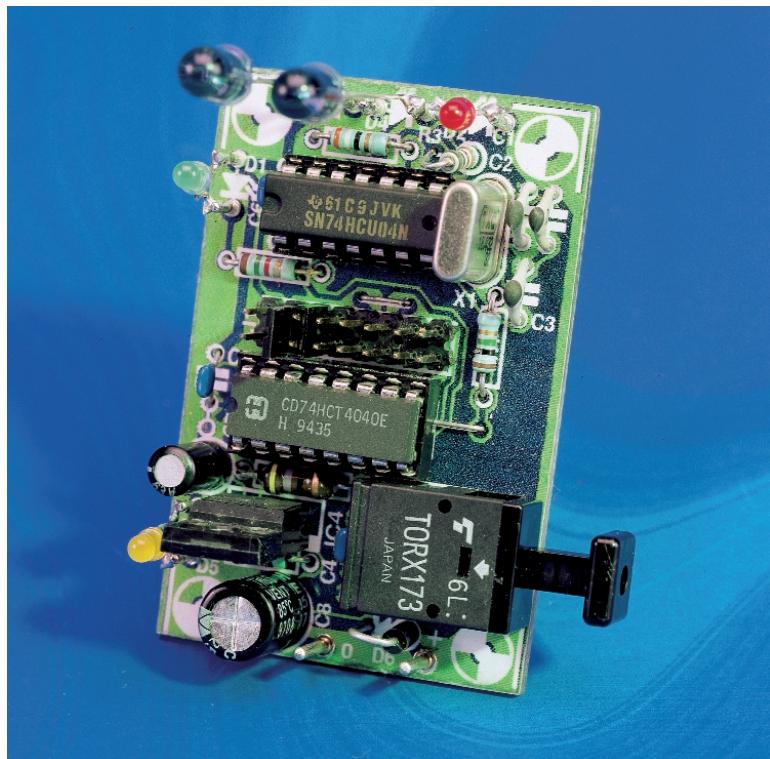
Transmetteur pour prolongateur IR à fibre optique

Ton Giesberts

Le présent montage rend sa modulation originelle au signal de la télécommande reçue qui sera ensuite démodulé par le récepteur situé à l'autre extrémité du prolongateur (cf. l'article « récepteur pour prolongateur IR à fibre optique », ailleurs dans ce magazine).

En l'absence de réception de signal, l'émetteur Toslink présent du côté du récepteur est actif, raison pour laquelle on trouve un niveau haut à la sortie du récepteur Toslink. Le tampon IC2a signale, au travers de la LED D1, cet état d'activation. La remodulation des données reçues se fait par le biais du compteur IC3, un 74HCT4040 dans le cas présent, cela en raison de la présence, sur le module Toslink, d'une sortie TTL. Au repos, IC1 procède à une remise à zéro (RAZ) à répétition du compteur IC3. L'oscillateur basé sur IC2c tourne alors en roue libre, c'est-à-dire en permanence.

Lorsque la sortie du récepteur Toslink passe au niveau bas, le compteur est libéré, ce qui se traduit par la génération d'une fréquence de porteuse. Cette fréquence dépend du facteur de division exact et de la fréquence propre de l'oscillateur. Nous nous sommes ici à nouveau basés, tout comme dans le cas du récepteur, sur les codes RC5. Ceci explique le choix d'une combinaison donnant une fréquence de 36 kHz très exactement : $18,432 \text{ MHz} / 2^9 = 36 \text{ kHz}$ (on dispose, sur la broche 12,



de la fréquence de l'oscillateur divisée par 2^9). Nous avons prévu, au niveau du dessin des pistes, une rangée de paires de contacts permettant de choisir d'autres facteurs de division, ceci de manière à rendre ce montage encore plus universel. Il est possible d'imaginer d'autres combinaisons convenant à d'autres normes, quitte le cas échéant à opter pour un quartz de fréquence différente. La sortie choisie attaque 4 inverseurs montés en parallèle et chargés de fournir, de concert, le courant requis par les LED IR D3 et D4 (de l'ordre de 50 mA). Le signal du compteur sert également à indiquer, par le biais de la LED D2, une émission en cours. Sa fonction est pratiquement l'inverse de celle de la LED D1 qui s'éteint lorsque D2 clignote.

Contrairement à ce qui est normalement le cas, nous avons remplacé la résistance de l'oscillateur par un condensateur, C3, ceci en vue de compenser le retard introduit par IC2c. On peut accepter comme règle de base que ce condensateur est requis à partir d'une fréquence de 6 MHz et que sa valeur sera celle du condensateur C_{load} du quartz, c'est-à-dire la moitié de C1 (C1 étant par ailleurs égal à C2). On pourra, pour les fréquences inférieures à ces 6 MHz remplacer C3 par une résistance d'une valeur comprise entre 1 à 2,2 k Ω .

L'indicateur marche/arrêt D5 prend la forme d'une LED de couleur jaune ce qui explique que le courant à travers cette LED soit légèrement supérieur à celui véhiculé par les autres. On pourra, si l'on utilise une LED à haut ren-

dement (*high efficiency*), faire passer la valeur de R5 à quelque 3,3 k Ω .

Au repos, c'est-à-dire récepteur en fonction, le montage consomme de l'ordre de 41 mA. Si le récepteur est désactivé

la consommation de courant grimpe à quelque 67 mA, vu que l'on passe en mode d'émission permanente.

(004021)

Liste des composants

Selfs :
L1 = 47 μ H

Résistances :
R1 = 1 M Ω
R2 = 1k Ω 5
R3,R5 = 1 k Ω

R4 = 39 Ω

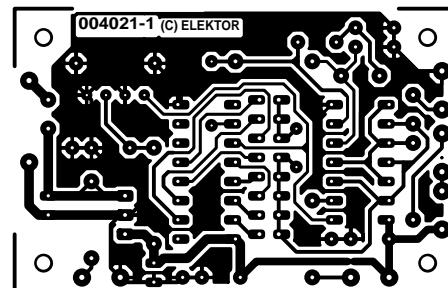
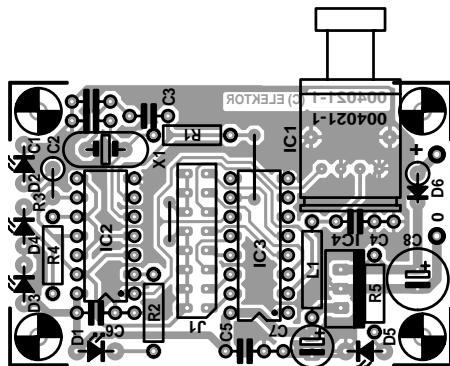
Condensateurs :
C1,C2 = 33 pF
C3 = 15 pF
C4 à C6 = 100 nF céramique
C7 = 4 μ F7/63 V radial
C8 = 220 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :
D1 = LED à haut rendement verte
D2 = LED à haut rendement rouge

D3,D4 = LD271
D5 = LED à haut rendement jaune
D6 = 1N4002
IC1 = TORX173 (Toshiba)
IC2 = 74HCU04

IC3 = 74HCT4040
IC4 = 7805

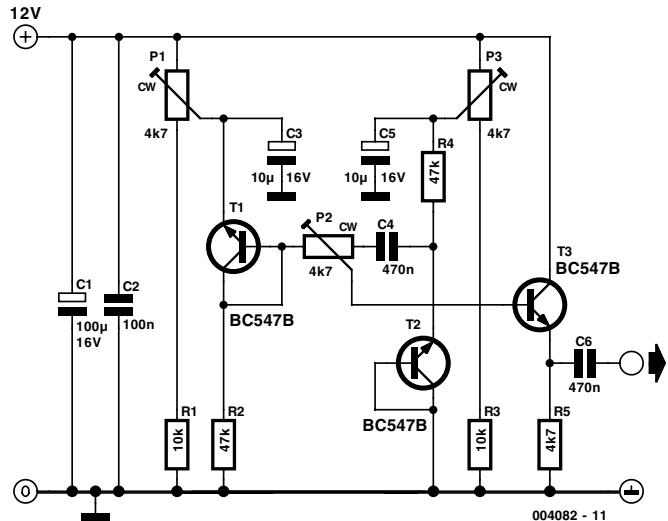
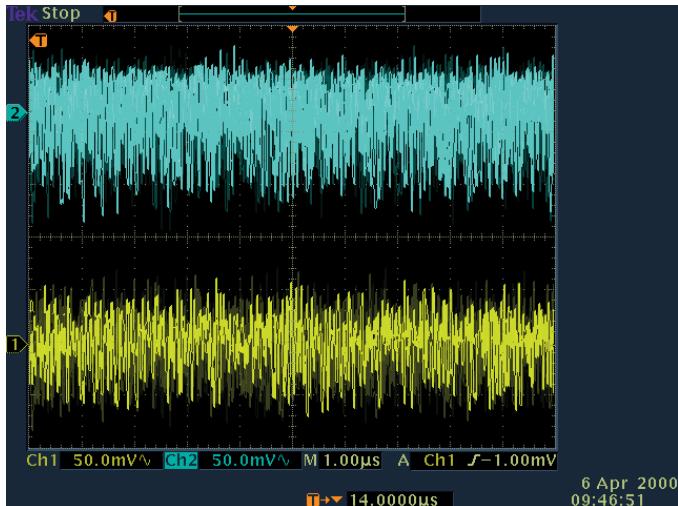
Divers :
J1 = embase autosécable à 2 rangées de 8 contacts + cavalier de court-circuit
X1 = quartz 18,432 MHz



Source de bruit symétrique

Hans Bonekamp

Si nous partons d'un transistor polarisé en zone de claquage, donc quand il se comporte en diode zener, et que nous l'utilisons comme source de bruit, il nous délivre une tension d'amplitude **asymétrique**. La parade consiste à utiliser deux transistors qui travaillent en source de bruit indépendamment l'un de l'autre. L'un sera flanqué d'une résistance série vers la masse, l'autre, vers l'alimentation. Les deux sources produisent des tensions de bruit asymétriques, mais en sens inverse. Combinons les deux et nous obtenons, du point de vue de



l'amplitude, une tension de bruit **symétrique**.

Le schéma propose deux sources de bruit formées par T1 et T2. Les résistances en série sont R2 vers la masse et R4 vers le positif de l'alimentation.

La tension d'alimentation de ces sources dispose d'une plage de réglage, de manière à choisir la valeur qui convient le mieux aux transistors pour qu'ils puissent bruissir à l'envi. C'est que la génération de bruit semble très dépendante de la tension appliquée. Grâce à P1 et R1, on peut ajuster la ten-

sion sur T1 entre 8 et 12 V. P3 et R3 font tout pareil au profit de T2. Et les condensateurs C3 et C5 s'en vont lisser les tensions ainsi obtenues.

Seulement voilà, dans cette configuration, les deux tensions de bruit seront, elles aussi, toujours d'amplitude différente et il nous faudra les additionner avec un facteur de pondération. Nous pouvons ainsi considérer P2 comme un genre de réglage de balance entre les sorties des deux sources de bruit. Et puis les niveaux en continu ne seront pas identiques non plus, raison pour laquelle C4 a été introduit dans le réglage de balance. Sur le curseur de P2, nous retrouvons le signal de somme pondérée superposé au niveau continu de la source T1. Ce niveau continu va être mis à contribution pour la polarisa-

tion de l'étage tampon T3, lequel isole les sources de bruit des circuits reliés à la sortie du montage.

Pour effectuer le réglage, branchons un oscilloscope à la sortie. Tournons d'abord P2 complètement vers la gauche. Réglons alors P1 pour obtenir le maximum d'amplitude à l'écran. Ramenons ensuite P2 vers la droite et cherchons le réglage optimum de P3. Revenons finalement à P2, qui va nous permettre d'équilibrer symétriquement le signal de bruit. Le montage fournit quelque $150 \text{ mV}_{\text{cc}}$ en sortie et sa consommation est de 2 mA.

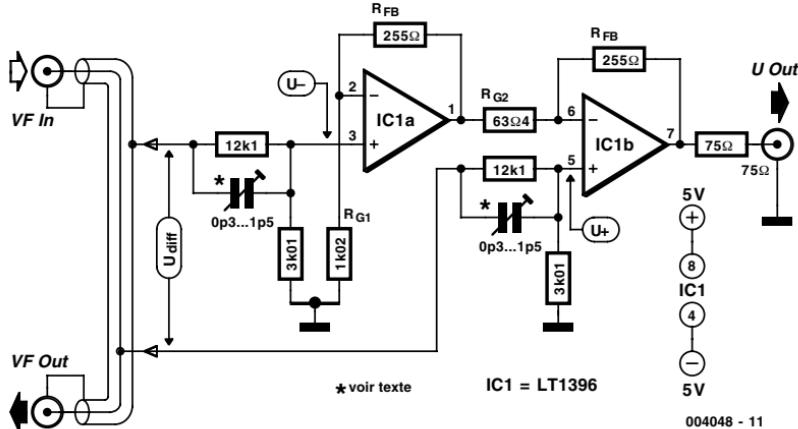
La photographie de l'écran vous montre sur le canal 2 le bruit asymétrique et sur le canal 1 le bruit symétrique obtenu.

par Gregor Kleine

L'adaptation aux conducteurs de $75\ \Omega$ lors de la distribution de signaux vidéo nécessite un amplificateur répartiteur. Celui termine la ligne d'entrée par $75\ \Omega$ et fournit plusieurs sorties à $75\ \Omega$ de résistance source. Comme ce but est usuellement atteint par une résistance en série de $75\ \Omega$ dans la branche de sortie d'un amplificateur opérationnel vidéo (amplificateur à contre-réaction de courant), il faut que cet amplificateur opérationnel ait un gain de 2 pour que l'amplification soit de 1 (soit 0 dB). Un amplificateur répartiteur vidéo de ce genre présente toutefois l'inconvénient d'interrompre le signal sur toutes les lignes s'il tombe en panne ou n'est plus alimenté.

Pour éviter ce genre de problème, on peut faire appel à un amplificateur sans terminaison $75\ \Omega$

qui prélève le signal à haute impédance par une dérivation sur la ligne vidéo. Pour éviter l'apparition de bruits parasites et de différences de potentiel entre le blindage du câble et la masse, ce circuit fait appel à la réjection en mode commun des amplificateurs opérationnels optimisée par la résistance R_{G1} . L'amplificateur opérationnel vidéo LT1396 offre plus de 40 dB de réjection en mode commun. La bande passante du circuit est optimisée par des condensateurs d'appoint. Elle dépasse 10 MHz, plus qu'il n'en faut pour des signaux vidéo.



Grâce au couplage haute impédance à la ligne vidéo, une coupure de l'alimentation de cet amplificateur de découplage n'a pas d'influence néfaste. La fiche signalétique du LT1396 se trouve à <http://www.linear-tech.com>

(004048)

$$V_{OUT} = \frac{1}{2} \cdot G \cdot (V_+ - V_-) = \frac{1}{10} \cdot G \cdot V_{DIFF}$$

$$R_{G1} = (G+3)$$

$$R_{G2} = R_{FB}/(G+3)$$

022

Valeurs E12 en Excel

Karel Walraven

Excel permet toutes sortes de choses marrantes telles que, par exemple, le calcul de la valeur la plus proche dans la série-E12. Mettez-vous sur la case « Enter » et entrez-y la valeur dont vous voulez obtenir l'arrondi. Entrez la valeur avec tous les zéros qu'elle comporte; ainsi, on n'écrira pas 6k8 mais 6800; de même, 1M2 s'écrira 1200000. On voit alors apparaître dans la case à droite la valeur-E12 la plus proche. Il est inté-

ressant d'installer ce programme à demeure sur votre PC, de façon à toujours l'avoir sous la main et ne pas être obligé de trouver une disquette qui, comme d'habitude ne sera pas à l'endroit prévu.

Le programme travaille tout aussi bien pour les valeurs inférieures à 1 Ω il vous suffira de ne pas oublier d'entrer une virgule comme signe de séparation de la partie entière et de la partie décimale. Le résultat comporte 2 chiffres après la vir-

gule, mais Excel calcule avec un nombre de décimales plus important. Si vous tenez à voir comment les choses se passent il vous suffira d'aller sur la cas et d'activer l'option « *Increase decimal* ». Le tableau étant protégé contre une opération d'écriture malencontreuse, il vous faudra, avant toute chose, pour y accéder, commencer par éliminer la protection par le biais de l'option « *Tools* » suivie des sous-menus « *Protection* et *unprotect sheet* ».

Il n'est pas exclu que vous ayez vous-même imaginé des applications qui pourraient intéresser d'autres lecteurs voire que vous vouliez adapter ce tableau à propres exigences. Une fois la protection supprimée (cf. quelques lignes plus haut), vous pouvez vous mettre en besogne. Il faudra commencer par faire apparaître les colonnes invisibles par une sélection des colonnes B et F et l'activation de les options successives « *Format, Column, Unhide* ». L'extraction du logarithme de la valeur concernée permet de déterminer la puissance de 10, le nombre entré étant ensuite divisé par ce facteur, de sorte que l'on se trouve en présence d'une valeur comprise entre 1 et 10. Le programme procède ensuite à une recherche de cette valeur dans un tableau comportant toutes les valeurs selon la norme-E12. Le résultat est ensuite multiplié par la puissance de 10 de sorte que l'on se retrouve en présence d'un nombre comportant le nombre de zéros requis. Il aurait bien évidemment éga-

lement été possible d'établir un très long tableau reprenant toutes les valeurs possibles dans la série-E12, mais cette solution n'a, de loin pas, l'élégance de celle que nous vous proposons ici.

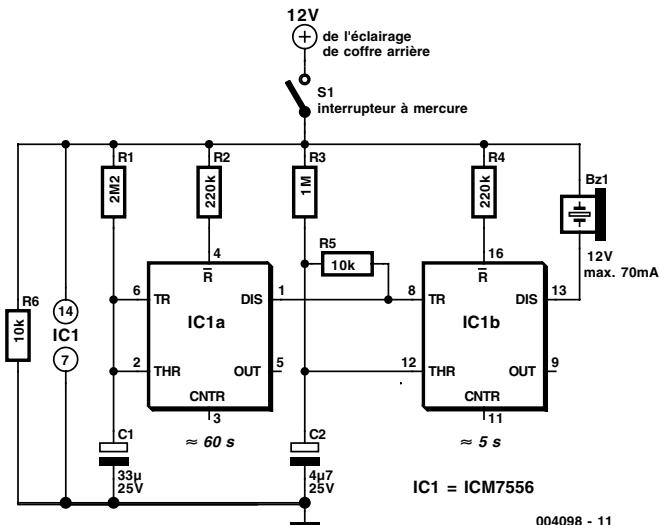
Alarme « coffre resté ouvert »

Dipl.-Ing. Bernhard C. Zschocke

Sur de nombreux véhicules, l'éclairage de coffre reste allumé jusqu'à ce que le capot du coffre soit bien verrouillé dans le croc de la serrure. Si l'on oublie ce second verrouillage, l'éclairage reste allumé et cela peut se traduire, lorsque l'on veut reprendre son véhicule pour rentrer de l'aéroport chez soi après quelques semaines de vacances, par l'impossibilité de démarrer le moteur.

Le montage proposé ici élimine, une fois pour toutes, ce genre de mauvaises surprises. Le circuit est monté en parallèle, par le biais d'un interrupteur à mercure, sur l'ampoule, ledit interrupteur devant se fermer lorsque le capot est (pratiquement) fermé. Si, immédiatement après, le capot est fermé correctement, il ne se passe rien, le verrouillage du croc ayant pour effet d'éteindre l'ampoule d'éclairage du coffre ce qui supprime la tension d'alimentation de l'électronique d'alarme additionnelle. Il en va tout autrement si, après fermeture de l'interrupteur à mercure la lumière continue à brûler, la fermeture du capot ne s'étant pas faite, elle, correctement. Au bout de 5 s le résonateur entre en action et rappelle qu'il faut verrouiller le capot. Pour éviter que l'alarme ne reste, elle non plus, en fonctionnement permanent, elle s'éteint au bout de 60 s.

Le montage fait appel à un double temporisateur CMOS du type 7556 – la version bipolaire standard du 556 n'est pas utilisable dans le cas présent. Après mise sous tension la sortie du temporisateur concernée est forcée, par le biais des condensateurs au tantale C1 et C2, au niveau haut. Les condensateurs se chargent alors, C2 plus rapidement que C1. Dès que la tension aux bornes de C2 atteint une valeur égale aux 2/3 de la tension d'alimentation le second temporisateur, IC1b, s'active, déclenchant l'alarme. Lorsque, une minute plus tard environ, la tension aux bornes de C1 atteint elle aussi les 2/3 de Ub, le premier temporisateur IC1a commute et remet le second temporisateur à zéro. Le temporisateur numéro 1 reste



004098 - 11

positionné de manière à mettre l'alarme hors-fonction définitivement.

Dès que le capot du coffre est verrouillé, les 2 condensateurs se déchargent au travers de la résistance R6. La durée d'intervalle du temporisateur se calcule à l'aide de la formule suivante : $t = 1,1 \cdot RC$.

Tout ce à quoi il faudra veiller, lors de la réalisation du montage, est que les condensateurs utilisés soient du type tantale ou à aluminium « sec » (à base partant d'électrolytes solides) et que le résonateur lui soit du type à courant continu. On trouve le type d'interrupteur à mercure requis par la présente réalisation chez Conrad par exemple.

(004098)

024

Sécurité température max pour refroidissement par air

Ton Giesberts

La régulation de ventilateur(s) pour le Titan 2000 ou tout autre amplificateur de grande puissance, publiée dans le numéro de mai 99 (page 54), fournit, entre autres, un signal lorsque le régulateur s'emmêle les pinceaux. Comme il se base sur la température mesurée, on peut s'en servir pour détecter et

Liste des composants

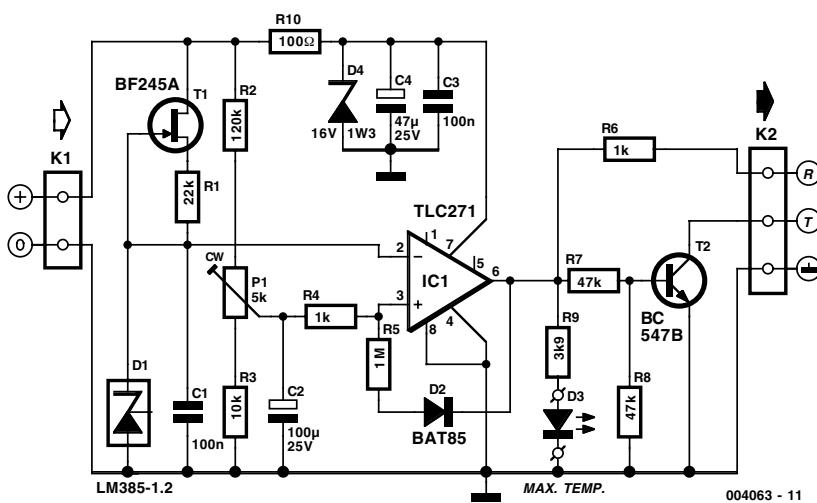
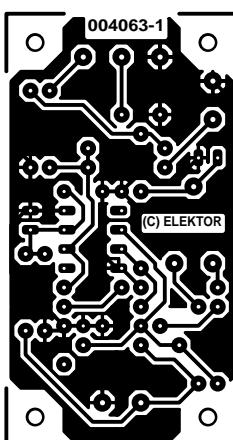
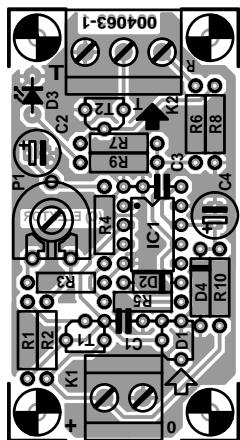
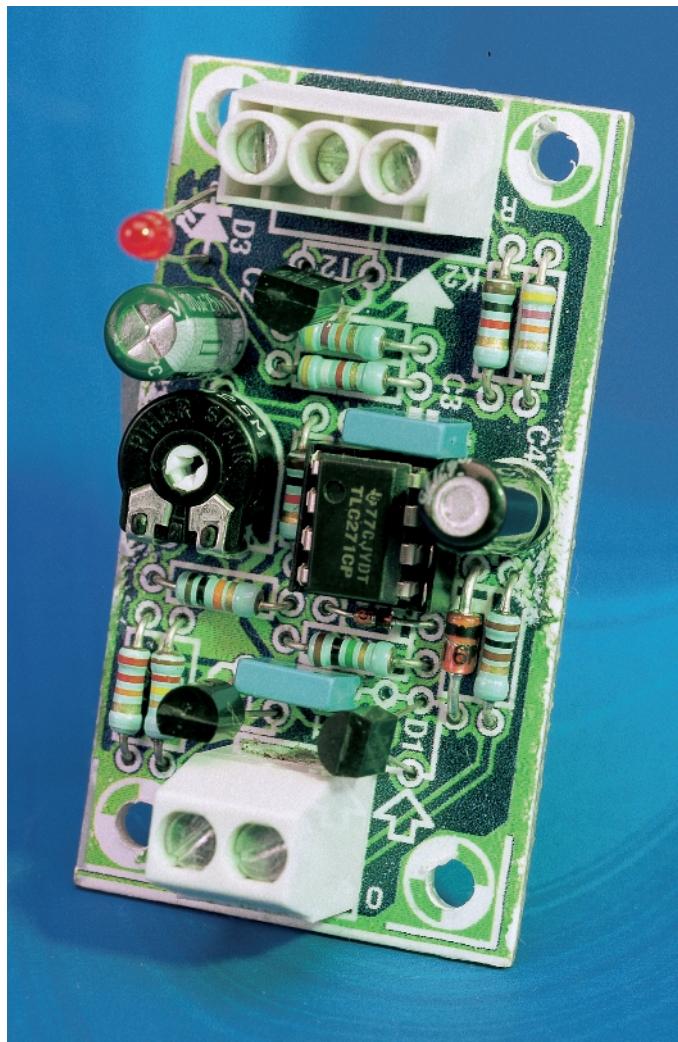
Résistances :
 R1 = 22 kΩ
 R2 = 120 kΩ
 R3 = 10 kΩ
 R4,R6 = 1 kΩ
 R5 = 1 MΩ
 R7,R8 = 47 kΩ
 R9 = 3kΩ9
 R10 = 100 Ω
 P1 = 5 kΩ ajustable

Condensateurs :
 C1,C3 = 100 nF
 C2 = 100 µF/25 V radial

C4 = 47 µF/25 V radial

Semi-conducteurs :
 D1 = LM385-1.2
 D2 = BAT85
 D3 = LED à haut rendement
 D4 = 16 V/1,3 W
 T1 = BF245A
 T2 = BC547B
 IC1 = TLC271CP

Divers :
 K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
 K2 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm



signaler une surchauffe de l'amplificateur. L'inconvénient de la méthode, c'est que la tension maximale pour les ventilateurs fluctue en fonction de la charge (le nombre de ventilateurs en service à un moment donné) et de la tension du secteur. Cette variation est due au fait que la tension d'alimentation de l'étage final provient directement de celle du transformateur, après redressement. Si les ventilateurs s'arrêtent, les seuils de température remontent sensiblement au-dessus de la gamme souhaitée. Pour détecter cette limite avec sécurité, nous avons conçu un montage qui compare la tension aux ventilateurs à celle d'une référence fixe. Il est adapté aux modèles qui travaillent sous 12 V.

La référence de tension s'articule autour de la diode D1, *micropower voltage reference*, et le FET T1 monté en source de courant. Son énergie lui vient en ligne droite des ventilateurs installés. La source de courant fournit 50 µA, mais D1 fonctionnerait déjà avec 10 µA seulement.

La tension des ventilateurs est encore utilisée pour alimenter l'amplificateur opération-

nel IC1, câblé en comparateur. Pour la cause, on la découpe grâce à R10, C3 et C4, tandis que D4 agit en limiteur pour protéger le circuit intégré des surtensions. Sur un TLC271, la tension maximale admissible est spécifiée à 16 V. En outre, cet amplificateur opérationnel travaille à partir de 3 V et en mode commun, sa tension d'entrée peut se situer 1,5 V sous la tension d'alimentation positive. On a donc choisi une source de tension de référence de 1,2 V. La tension de ventilateurs est ramenée au voisinage de la tension de référence par le diviseur potentiométrique R2, R3 et P1. Les seuils se situent alors à 11,2 V et 16,7 V. Celui qui considère que le maximum est encore trop élevé peut réduire R2 à 100 k Ω pour ramener la fourchette entre 9,5 V et 14,2 V.

La sortie du diviseur est énergiquement filtrée par C2, on a choisi une longue constante de temps pour éviter de réagir avec précipitation et maintenir la sortie active encore un certain temps après la commutation. Le duo R4 et R5 ajoute une légère hystérésis (environ 1 mV) pour empêcher toute insta-

bilité de se manifester au moment de la commutation. D2 fait en sorte que la grandeur de l'hystérésis soit indépendante de la tension d'alimentation.

Autant assurer au montage une certaine universalité. Aussi lui avons-nous prévu deux sorties. Celle repérée « R » sert à attaquer en direct la diode émettrice d'un photocoupleur. De plus, le transistor T2 est mis en conduction par la sortie de l'amplificateur opérationnel, à travers R7 et R8, de telle sorte qu'un relais puisse être excité par la sortie « T », de quoi actionner un circuit de protection. La LED à haut rendement D3 signale la commutation de IC1 et servira, dans le montage de régulation de mai 99, de nouvel indicateur de température haute MAX TEMP.

La consommation, LED éteinte, est à peine de 0,25 mA ; allumée, le courant s'élève à 2,7 mA en absence de charge, mesure effectuée sous une alimentation de 12,5 V.

Convertisseur de tension ± 5 V

par Gregor Kleine

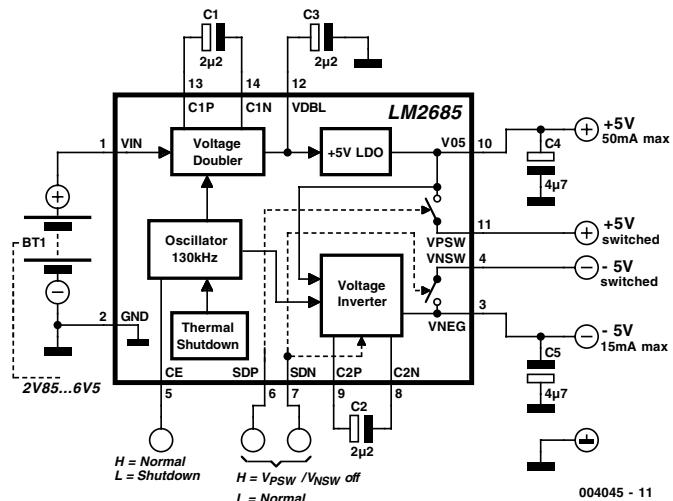
On a souvent besoin d'une tension d'alimentation symétrique de ± 5 V dans les petits projets alimentés par piles mettant en œuvre des amplificateurs opérationnels et des circuits analogiques. La puce LM 2685 de National Semiconductor fournit ces 2 tensions sans difficulté aucune. Elle comprend un doubleur de tension à capacité commutée (*Switched Capacitor*) suivi d'un régulateur 5 V. L'inverseur de tension de sortie, lui aussi basé sur une capacité commutée (SC), se trouve dans le même C.I. Le circuit externe n'est constitué que de 2 condensateurs électrolytiques de pompage et de 3 condensateurs électrolytiques de charge.

Ce circuit traite des tensions d'entrée comprises entre +2,85 V et +6,5 V, une plage idéale pour les alimentations par piles. La tension d'entrée est tout d'abord appliquée à un doubleur travaillant à 130 kHz dont le condensateur externe C1 est branché aux broches 13 et 14. La tension du doubleur est filtrée par le condensateur électrolytique C3 branché à la broche 12. Lorsque la tension d'entrée est située dans la plage +5,4 à 6,5 V, le doubleur est mis hors circuit et la tension passe directement au régulateur +5 V à faible pertes de tension (*Low Dropout*) qui peut fournir jusqu'à 50 mA. C4 est le condensateur de filtrage.

Il suffit d'inverser la tension de +5V pour obtenir la sortie -5V : un commutateur cadencé à MOS de puissance charge tout d'abord le condensateur C2 (broches 8 et 9) puis l'inverse. Il faut encore filtrer cette tension de sortie hachée avec C5. La sortie de tension de -5V non stabilisée est encore en mesure de fournir 15 mA.

Le convertisseur de tension LM 2685 dispose aussi d'une entrée d'activation de la puce (*Chip Enable* = CE) et de 2 entrées de commande d'arrêt : positive SDP (= *Shut Down Positive*) et négative SDN (= *Shut Down Negative*). Le composant s'arrête complètement (= *Shutdown*) si la ligne CE est forcée à l'état Bas ; sa consommation tombe alors à une valeur de l'ordre de 6 μ A. CE permet donc de mettre en marche et d'arrêter le circuit sans déconnecter les piles.

SDP et SDN permettent de commuter les sorties V_{PSW} et V_{NSW} . Ces deux broches sont reliées aux sorties de tension par deux commutateurs CMOS à faible résistance. On dispose



donc du côté négatif d'une sortie unique commutable qui met aussi l'inverseur hors circuit. La mise hors circuit par SDP ouvre l'interrupteur et arrête aussi l'oscillateur interne. Comme l'inverseur de tension -5 V n'est alors plus soumis à une tension d'entrée, celle-ci disparaît aussi. Les entrées de commande SDP et SDN se trouvent à l'état Bas (correspond à $< 0,8$ V) en fonctionnement normal et à l'état Haut ($> 2,4$ V) lorsqu'il s'agit de couper la tension correspondante.

La sortie de tension positive du LM 2685 est à l'épreuve des courts-circuits, mais il faut éviter à tout prix de provoquer un court-circuit entre les tensions de sortie positive et négative. Un disjoncteur d'excès de température protège le circuit intégré d'une destruction par échauffement excessif : le composant se met hors circuit lorsque sa température dépasse 150 °C.

La dénomination exacte de ce composant est : LM 2685MTC. Il est proposé dans un boîtier SMD TSSOP14. Le fabricant, National Semiconductor, se trouve sur Internet à l'adresse : www.national.com

(004045)

026

Filtre de mesure du 20ème ordre

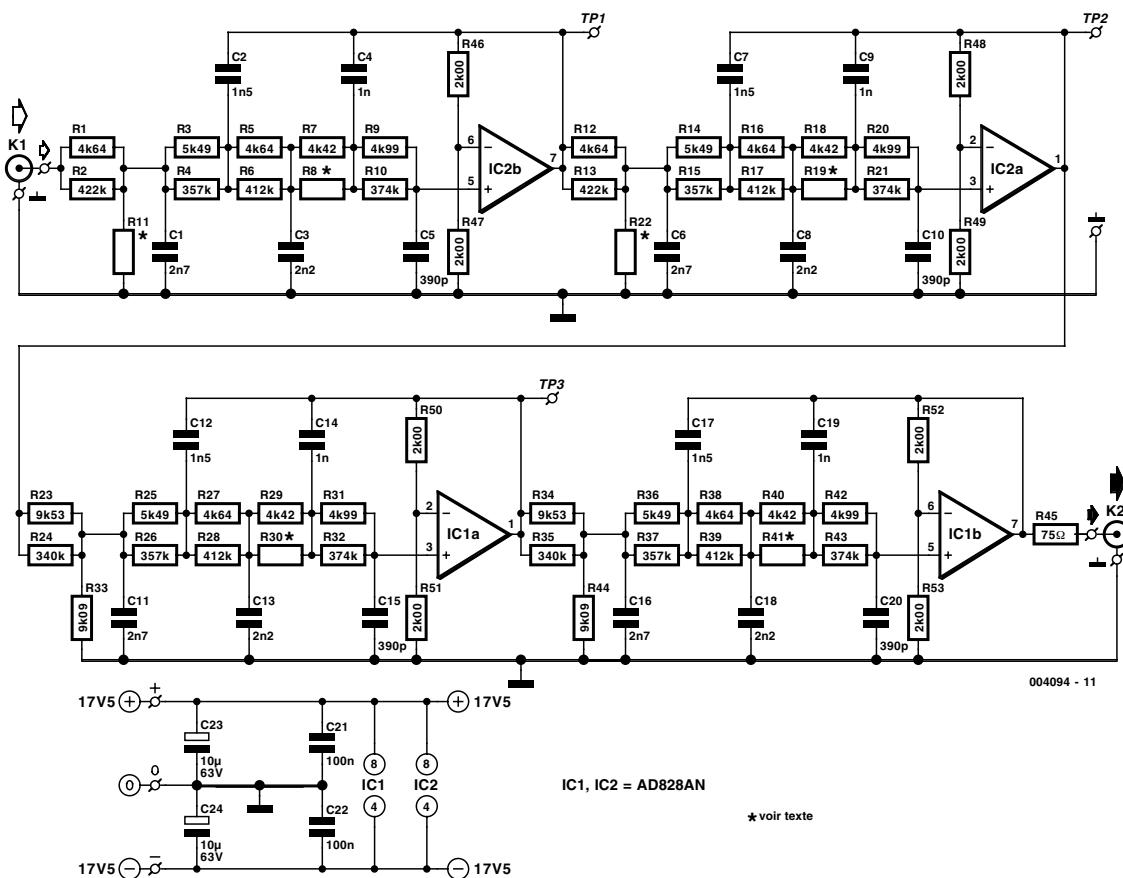
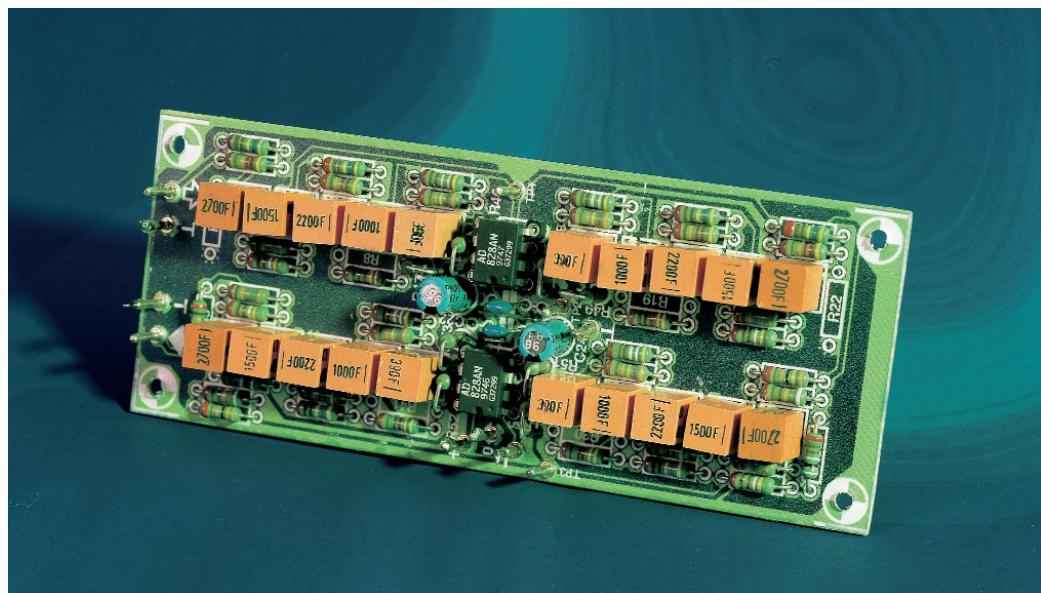
Ton Giesberts

Ce montage repose sur la configuration de filtres de Butterworth du 5ème ordre à un amplificateur opérationnel qui a eu la primeur d'une publication dans le numéro double de 1995 («filtre Butterworth du 5ème ordre à 1 amplificateur opérationnel» page 64). Le 20ème ordre est atteint, dans le cas présent, par la prise en série de 4 sections du 5ème ordre. Les 3 premières sections sont disponibles aux points TP1, TP2 et TP3. Il est évident que le transfert n'est pas parfaitement celui d'un filtre Butterworth du 20ème ordre, mais il en présente indiscutablement la pente.

On obtient la largeur de bande de l'ensemble du filtre requise par une correction vers le haut du point de coupure de chaque section. La bande passante (-3 dB) de l'ensemble du filtre est, théoriquement, dimensionnée pour 22 kHz; il faudra partant opter pour chaque section, une bande passante de 26 kHz.

Nous avons mesuré, sur notre prototype, une largeur de bande

totale de 20,9 kHz. Il nous faut cependant insister sur l'absolue nécessité de choisir des composants dont la tolérance ne dépasse pas 0,1% sachant que sinon la reproductibilité devient une tâche ne présentant plus que peu d'intérêt. Des tolérances trop importantes risquent de faire subir de grosses avaries à la caractéristique du filtre. Il s'agit en l'occurrence, par sec-



tion, de 12 composants avec chacun sa tolérance (et encore nous avons considéré les prises en parallèle de composants comme un seul et unique objet).

Même après une sélection critique des composants la réalisation pratique présentera inévitablement l'une ou l'autre dérive (un point de coupure situé un peu plus bas, par exemple).

L'utilisation des valeurs-E12 exactes pour les condensateurs lors du calcul du filtre se traduit, au niveau des valeurs des résistances résultantes, par l'apparition de valeurs « bizarres ». Il faudra, pour obtenir les dites valeurs théoriques, monter en parallèle des résistances de la série-E96.

Le tableau 1 montre comment réaliser les valeurs requises.

Le choix des amplificateurs opérationnels est encore plus critique que la précision des composants. Il est important qu'ils possèdent une largeur de bande passante très importante, afficher un niveau de distorsion dans le domaine audio faible tout en étant capable de fournir un courant important. Ce dernier élément est indispensable sachant que le dimensionne-

Liste des composants

Divers :
K1,K2 = embase BNC ou Cinch châssis

Résistances :
R1,R5,R12,R16,R27,R38 = 4kΩ64/1%
R2,R13 = 422 kΩ/1%
R3,R14,R25,R36 = 5kΩ49/1%
R4,R15,R26,R37 = 357 kΩ/1%
R6,R17,R28,R39 = 412 kΩ/1%
R7,R18,R29,R40 = 4kΩ42/1%
R8,R11,R19,R22,R30,R41 = *
R9,R20,R31,R42 = 4kΩ99/1%
R10,R21,R32,R43 = 374 kΩ/1%
R23,R34 = 9kΩ53 1%
R24,R35 = 340 kΩ/1%
R33,R44 = 9kΩ09/1%

R45 = 75 Ω/1%
R46 à R53 = 2kΩ00/1%

Condensateurs :
C1,C6,C11,C16 = 2nF7/1% polystyrène/polypropylène EMZ
C2,C7,C12,C17 = 1nF5/1% polystyrène/polypropylène EMZ
C3,C8,C13,C18 = 2nF2/1% polystyrène/polypropylène EMZ
C4,C9,C14,C19 = 1 nF/1% polystyrène/polypropylène EMZ
C5,C10,C15,C20 = 390 pF/1% polystyrène/polypropylène EMZ
C21,C22 = 100 nF céramique
C23,C24 = 10 μF/63 V radial

Semi-conducteurs :
IC1,IC2 = AD828AN
(Analog Devices)

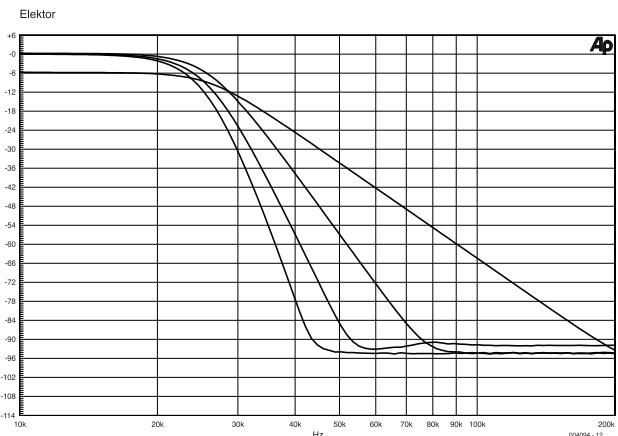
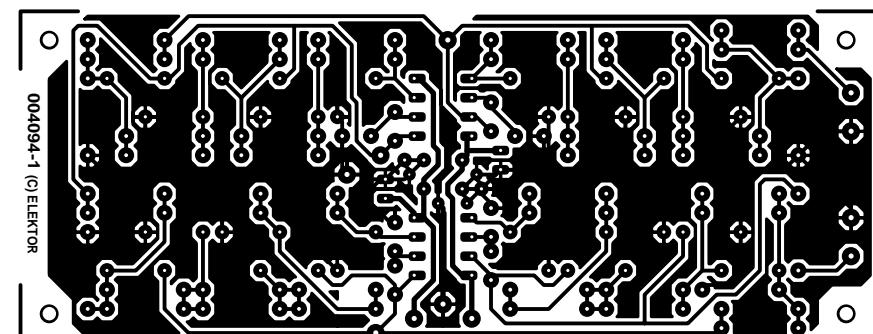
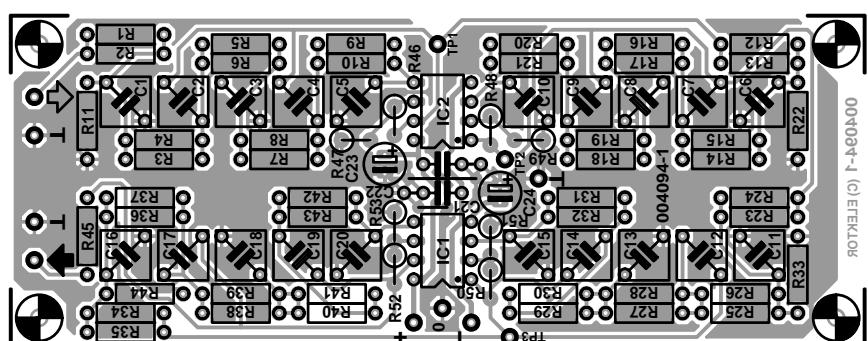


Tableau 1

Résistances (A=2x)	parallèle	théorique
R1, R12	= 4k64	
R2, R13	= 422 k	4k5895 (4k58974)
R3, R14, R25, R36	= 5k49	
R4, R15, R26, R37	= 357 k	5k4069 (5k40684)
R5, R16, R27, R38	= 4k64	
R6, R17, R28, R39	= 412 k	4k5883 (4k58787)
R7, R18, R29, R40	= 4k42	
R8, R19, R30, R41	= (5M62)	4k4200 (4k41649)
R9, R20, R31, R42	= 4k99	
R10, R21, R32, R43	= 374 k	4k9243 (4k92361)
R11, R22	= ouvert	
Alternative pour:		
R7, R18, R29, R40	= 4k53	
R8, R19, R30, R41	= 178 k	4k4176 (4k41649)
Atténuation additionnelle de 6 dB:		
R23, R34	= 9k53	
R24, R35	= 340 k	
R33, R44	= 9k09	4k5896 (4k58974)

ment des sections de filtres est un compromis entre le bruit généré par l'impédance de son propre réseau de filtrage, la charge de l'amplificateur avec sa contre-réaction et l'éventuel réseau monté en aval. La pratique nous a appris que ce cahier des charges impliquait l'utilisation d'un amplificateur vidéo si l'on ne voulait pas influencer la caractéristique.

L'amplificateur choisi, un AD828AN de Analog Devices ne peut pas prétendre aux valeurs de distorsion requises. On ne peut espérer de spécifications meilleures qu'à condition d'utiliser un amplificateur (discret) spécifiquement développé pour cette application. Il est alors possible d'abaisser sensiblement l'impédance du réseau de filtrage et d'augmenter le courant maximal de manière à améliorer les spécifications. Le but de ce circuit a été, à l'origine, de mesurer les caractéristiques de codec (encoder/decoder). Bien souvent, les spécifications indiquées ne concernent que le domaine audio, ces mesures ayant été faites à un filtre de mesure à la pente très raide. Les produits de mélange résultant de la fréquence d'échantillonnage qui se situent hors de la bande audio ne sont sou-



vent pas atténuer à plus de 50 ou 70 dB par un filtrage numérique.

Il faut, pour pouvoir réaliser un filtre du 5 ème ordre en utilisant la présente approche, que le facteur d'amplification (gain) de chaque section soit de 2x. Pour éviter que le gain de l'ensemble du filtre ne devienne pas trop important, les 2 dernières sections sont dotées d'atténuateurs additionnels. On a en effet défini comme limite l'absence de surmodulation d'un niveau de 2 V_{eff}. Les atténuateurs constituent la première résistance des sections de filtres, en d'autres termes, l'impédance de la triplete R23/R2/R33 est égale à celle de la paire R1/R2. Au niveau de la platine, nous avons prévu cette possibilité pour les 4 sections (les positions de R11 et R22 restent donc ouvertes). Si la combinaison R7/R18/R29/R40 sont mesurées à la valeur théorique prévue (cette valeur se situe en effet à l'intérieur du domaine de tolérance d'une résistance de 4kΩ42 de 1% de tolérance), il n'est pas nécessaire de prévoir de résistance parallèle. Il faudra veiller à ce que la source soit couplée en tension continue (DC). Il est conseillé, en vue de d'obtenir une impédance d'entrée définie, de prendre un très

Florilège de spécifications :

Tension d'alimentation	± 17,5 V
Largeur de bande (-3 dB)	20,9 kHz
Atténuation (40 kHz, 2 V _{eff} en entrée)	78 dB
THD+N (1 kHz, 1 V _{eff} en entrée)	0,005 %
THD+N (1 kHz, 2 V _{eff} en entrée)	0,009 %
S/N (2 V _{eff} en entrée)	94 dB
Gain (charge de 10 kΩ)	7,75 fois (x)
Impédance de sortie	75 Ω
Consommation de courant	28 mA

bon amplificateur audio en série avec l'entrée.

La figure 3 montre les courbes de mesure lors de la prise, à chaque fois, d'une section additionnelle en série, l'atténuation finale atteignant un maximum de quelque 94 dB, avant que le signal ne se perde dans le bruit. Le gain de la première section est bien entendu de 6 dB de moins.

Amplificateur de mesure à alimentation unipolaire

Hans Bonekamp

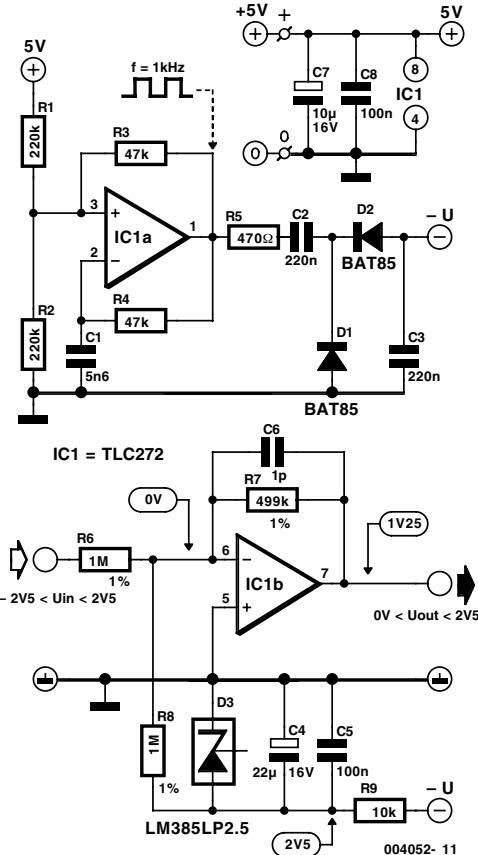
Voici un montage qui convient parfaitement à qui veut adapter un convertisseur A/N unipolaire à un système à microprocesseur, un enregistreur numérique, par exemple, sans devoir recourir à une alimentation double.

D'habitude, un étage d'entrée bipolaire se réalise à l'aide de deux étages amplificateurs sur alimentation symétrique. Le premier étage sert de tampon avec une impédance d'entrée de $1\text{ M}\Omega$. Le second étage additionne alors au signal tamponné la tension de décalage nécessaire au CAN unipolaire qui suit.

Quelques caractéristiques de ce montage

Impédance d'entrée :	$1\text{ M}\Omega$
U_{in} :	-2,5 à +2,5 V
U_{out} :	0 à +2,5 V
Bandé passante :	250 kHz
Consommation :	<2 mA

Ici, nous avons choisi une tactique différente. Un tampon alimenté asymétriquement se voit associer un courant négatif de décalage suffisant pour assurer la transformation de bipolaire à unipolaire. Ce courant est distillé au départ d'une tension de décalage négative créée par IC1a. Il s'agit d'un amplificateur opérationnel qui fonctionne en trigger de Schmitt en raison de la présence d'un réseau de rétrocouplage composé de R1, R2 et R3. La combinaison de la résistance R4 et du condensateur C1 dans la boucle de contre-réaction forme une cellule à constante de temps qui force le trigger de Schmitt à opérer en générateur d'ondes rectangulaires. C2, C3, D1 et D2 délivrent, à partir de la tension alternative en sortie de l'amplificateur opérationnel, une tension négative. La fréquence du générateur a été choisie intentionnellement basse (1 kHz) pour éviter les parasites. R5 sert à limiter le courant de charge et, dès lors, les perturbations. Comme le TLC272 ne peut délivrer que 3,5 V à la sortie, D1 et D2 doivent être des diodes Schottky pour disposer encore d'une tension suffisante à la sortie.



Finalement, de cette tension, R9, D3, C4 et C5 en élaborent une référence stable de -2,5 V, dont nous allons dériver le courant de décalage pour IC1b, par l'intermédiaire d'une résistance de $1\text{ M}\Omega$ (R8).

(004052)

028

Champmètre relatif pour la bande des 2 m

N.S. Harisankar, VU3NSH

Un indicateur de puissance de champ, dont nous avons condensé le nom en champmètre, connu sous l'acronyme de **FSM (Field Strength Meter)** Outre-Manche et Atlantique, est un instrument très utile lorsqu'il s'agit de mesurer des gains/pertes de rayonnement, d'établir des diagrammes de rayonnement et plus généralement lorsque l'on veut découvrir pourquoi certaines antennes ont de meilleures performances que d'autres.

Le champmètre décrit dans cet article a été conçu pour travailler avec des antennes destinées à la bande des 2 mètres (144 à 146 MHz), avec les antennes de type Yagi qui requièrent, comme tout le monde le sait, d'être « tritürées » si l'on veut en obtenir les performances optimales. Un filtre RC accordé constitué de la bobine L1 associée au condensateur C1 sert à limiter la sélectivité du champmètre à la bande requise. Le cœur du montage est un LM3915, un pilote d'affichage analogique à échelle de 3 dB/pas sortant des usines de National Semiconductor. Ce circuit intégré peut être utilisé en mode barregraphe. Mais on peut également, par déconnexion de la broche 9 de IC1 de la ligne d'alimentation positive, le faire fonctionner en mode point par point (dot mode). Il est évident, pourquoi partant le signaler direz-vous, à raison, que la consommation de courant en mode « point » est sensiblement inférieure à celle du montage fonctionnant en mode barregraphe; dans ce dernier mode, la consommation est de l'ordre de 100 mA lorsque toutes les LED (segments du barregraphe) sont allumées. L'alimentation du champmètre se fait à l'aide d'une pile compacte de 9 V.

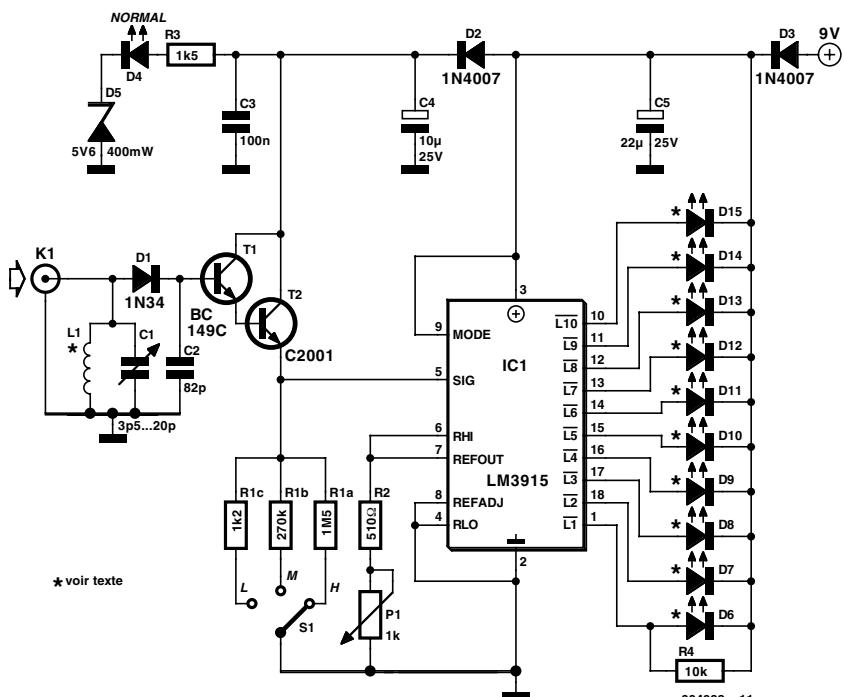
L'inductance présente dans le filtre est de fabrication-maison. Elle prend la forme de 2,5 spires de fil de cuivre émaillé 22SWG (soit 1,1 mm de diamètre). Le diamètre intérieur de cette self est de 7 mm. À signaler l'absence de noyau. La paire de transistors montée en aval du filtre constitue un amplificateur à gain élevé dont la tension de sortie est disponible aux bornes de l'une des 3 résistances connectées à la masse par le biais du sélecteur L-M-H, S1. Le montage devra prendre place dans un boîtier métallique. Les 3 LED du bas de l'échelle seront de couleur verte. On aura ensuite, en montant, 3 LED de couleur jaune, 2 LED orange et enfin 2 LED rouges qui visualisent les niveaux de puissance de champ les plus élevés. La LED destinée à la visualisation de la puissance de champ la plus élevée est reliée à la broche 10 de IC1, celle donnant le niveau de champ le plus faible l'étant à sa broche 1.

Le champmètre est on ne peut plus facile à étalonner. Connecter une antenne hélicoïdale caoutchoutée à l'entrée du champmètre, mettez votre émetteur en fonction, ajustez sa fréquence d'émission à 145 MHz et ajustez sa puissance de sortie à moins de 500 mW. Disposez le champmètre à une distance raisonnable de l'antenne d'émission. Augmentez ou diminuez la distance entre l'instrument et l'antenne jusqu'à obtenir l'allumage de 2 ou 3 segments. Ajustez ensuite la position de C1 pour obtenir l'allumage d'un nombre maximum de segments. Par action sur P1, ajustez, si



nécessaire, la luminosité de l'affichage en fonction des conditions d'éclairage ambiant.

(004083)



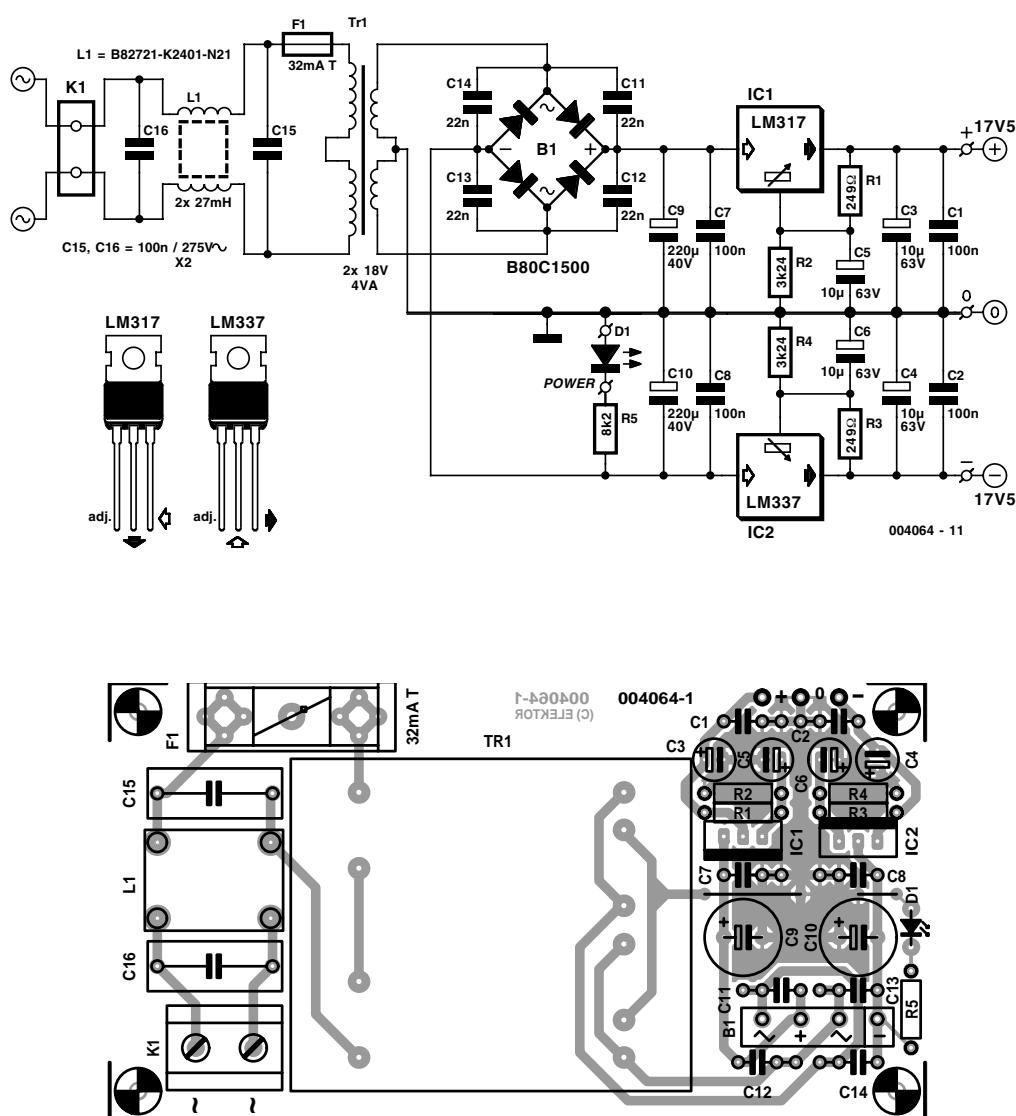
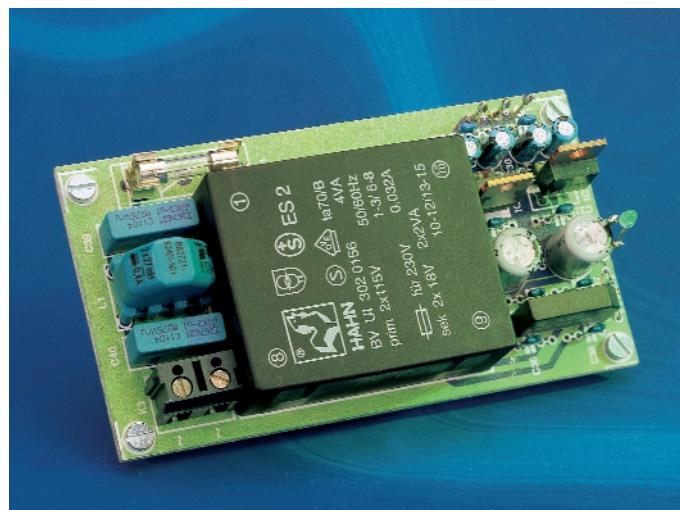
029

Alimentation symétrique universelle

Ton Giesberts

Cette alimentation symétrique a été conçue, au départ, pour le filtre du 20^{ème} ordre décrit dans ce numéro, mais son champ d'application est beaucoup plus large et des légions de montages à amplificateur opérationnel en feront, à coup sûr, leurs choux gras. Les tensions d'alimentation ont été fixées à 17,5 V, en négatif comme en positif, dans l'idée de profiter au maximum de la dynamique du filtre. C'est tout bénéfice pour le rapport signal-bruit. Sur la plupart des amplificateurs opérationnels, la spécification indique une tension maximale absolue de ± 18 V, raison pour laquelle nous avons visé un rien plus bas, par sécurité.

Comme transformateur, notre choix s'est porté sur un modèle de la série Hahn (UI 30), de manière à ce que le montage s'adapte aisément à de plus grandes puissances, rien qu'en échangeant le transformateur. Les composants de cette série présentent le même empattement (53 x 44 mm), seule leur hau-



teur reflète la puissance disponible. La variété s'étend sur des modèles dont la puissance vaut 3, 4, 6, 10 ou 16 VA, la hauteur correspondante se monte alors à 16,3/18,3/21,8/27,7 ou 37,6 mm. Côté secondaire, on trouve deux enroulements dont les tensions nominales s'échelonnent sur cinq valeurs : 2x6/2x9/2x12/2x15/2x18 V.

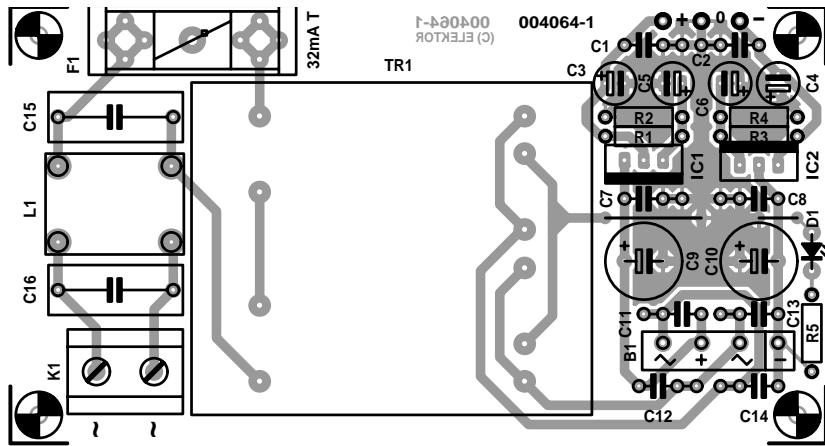
Notre montage se contente de 4 VA pour 2x18 V. Des modèles équivalents sont disponibles chez d'autres fabricants, mais le brochage des secondaires est différent. La platine est prévue malgré tout pour s'accommoder de deux types de transformateurs existants.

Le schéma s'appuie sur deux célèbres régulateurs, les LM317 et LM337. Comme leur tension de sortie s'ajuste à l'aide de diviseurs potentiométriques, chacune peut varier entre 1,25 V et 40 V, selon la formule bien connue, elle aussi :

$$V_{out} \quad \text{(LM317)} = 1.25 : (1 + R2/R1) + I_{adj} : R2.$$

La même formule est valable pour le LM337, avec R3 et R4, cette fois. Les condensateurs C5 et C6 améliorent le taux de réjection du ronflement pour le porter à 80 dB. Il convient d'envisager, en fonction de l'application, le refroidissement des stabilisateurs de tension.

L'alimentation est équipée d'un filtre secteur simple pour



Liste des composants

Résistances :

R1,R3 = 249 Ω /1%
 R2,R4 = 3,24 k Ω /1%
 R5 = 8k Ω

Condensateurs :

C1,C2,C7,C8 = 100 nF céramique
 C3 à C6 = 10 μ F/63 V radial
 C9,C10 = 220 μ F/40 V radial
 C11 à C14 = 22 nF céramique

C15,C16 = 100 nF/275 V_{AC} classe X2

Bobines :
 L1 = 2x27 mH (Siemens B82721-K2401-N21, par exemple)

Semi-conducteurs :
 D1 = LED à haut rendement
 IC1 = LM317T (boîtier TO220)
 IC2 = LM337T (boîtier TO220)

Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
 B1 = pont redresseur B80C1500 vertical
 F1 = fusible 32 mA, avec support pour circuit imprimé
 Tr1 = transformateur secteur pour platine, sec. 2x18 V/4 VA (par exemple Hahn BV UI 302 0156)

réduire les parasites en mode commun, spécialement à l'intention des circuits sensibles à alimenter. La bobine est un modèle de Siemens qui revient régulièrement dans nos colonnes. D1 fait office de témoin de la tension secteur. Comme protection, nous préconisons un fusible lent de 32 mA (également sur la platine). Cependant, pour de plus grandes puissances, il faudra adopter une valeur supérieure et ne pas oublier de modifier la sérigraphie en conséquence ! En plus basse tension et sous des débits plus forts, mieux vaut choisir des condensateurs électrolytiques de lisage de plus grande capacité pour C9 et C10. Mais comme ils ne devront supporter que de plus basses tensions, leurs dimensions physiques resteront vraisemblablement équivalentes.

(004064)

Karel Walraven

Déterminer les dimensions d'un refroidisseur pour semi-conducteur est toujours une corvée. La feuille de calcul que nous vous proposons ici devrait vous simplifier la vie. Le principal avantage, c'est que, d'un coup d'œil, vous y dénichez le radiateur qu'il vous faut et vous saurez même quelle température il va atteindre.

Il faut bien entendu commencer par donner quelques informations. Il y a des valeurs initiales déjà introduites, de sorte que les paramètres qui vous sont inconnus, vous les laissez tels quels. Voyons de quoi il retourne. Commençons par saisir la puissance que le transistor doit dissiper. Il n'y a qu'à multiplier la tension à ses bornes par le courant qui le traverse. Ensuite, la résistance thermique. Elle dépend du type de transistor et il faut aller la chercher dans les feuilles de caractéristiques du fabricant, elle s'appelle R_{thjc} (*junction to case*, entre jonction et boîtier). Par exemple, un 7805 sous boîtier TO220 présente une valeur de 4 K/W (kelvin par watt) et pour un 2N3055 emballé en TO3, on trouve une valeur de 1,5 K/W. Un composant récent comme le BUZ100 de Siemens en boîtier TO220 affiche une valeur incroyablement basse, à peine 0,6 K/W !

Il nous faut aussi connaître la résistance thermique de la plaque d'isolation éventuelle. Aucune n'a de valeur nulle. Quelques idées : plastique souple 0,4 ; oxyde d'alumine (dur, blanc, 1 à 2 mm d'épaisseur) 0,3 ; mica 0,4. Utilisons-nous de la pâte thermoconductrice ou non ? Le choix offert, c'est oui (=1) ou non (=0). Le tableur injecte de lui-même 0,1 pour un oui et 0,5 pour un non.

HeatSinks	
Input	
Power to be dissipated (watts)	30
Thermal resistance of transistor (degrees per watt)	1.5
Thermal resistance of washer (degrees per watt)	0.5
Heat conducting paste (1=yes, 0=no)	1
Max. heatsink temperature (degrees)	60
Max. temperature inside transistor	150
Result	
Heatsink (degrees per watt)	1.2
Transistor temperature (degrees celcius)	123
Heatsink temperature (degrees celcius)	60
Suggested heatsink type (Fischer)	SK85 75 SK42 100

Ensuite, il nous faut indiquer la température maximale souhaitée. Par exemple le fait que le transistor ne peut dépasser, à l'intérieur, 125 ou 150 ou encore 175 degrés centigrades. Ce sont aussi des valeurs à pêcher dans les fiches de caractéristiques du composant en question, il s'agit de la température maximale de jonction. Si vous ne la connaissez pas, 150 est celle que l'on rencontre le plus fréquemment, certains semi-conducteurs modernes tolèrent 175, mais la valeur la plus sûre reste 125 degrés.

Il se peut aussi que vous ne désiriez pas voir s'élever trop la

température du radiateur. S'il reste accessible en fonctionnement, il ne doit pas dépasser 60 degrés centigrades. Les refroidisseurs qui chauffent davantage doivent être protégés, hors d'atteinte, pour éviter au personnel des brûlures accidentelles. S'il n'y a pas de risque, rien ne vous empêche d'introduire une valeur plus élevée.

Le logiciel fournit alors quatre résultats. Tout d'abord, la résistance thermique en degrés par watt. Le programme désigne celui qui est requis pour respecter la température maximale du transistor ou pour rester sous la température fixée pour le radiateur lui-même. Il affiche ensuite la température interne du transistor, celle du radiateur ainsi qu'une proposition de modèle à utiliser et sa longueur, par exemple un SK85 de 75 mm de long. Il peut aussi donner une liste de propositions, comme dans l'exemple représenté. Il est relativement limité

en nombre de suggestions, mais cela donne malgré tout une idée de base. Il faut aussi tenir compte des disponibilités du revendeur près de chez vous, mais avec la valeur de la résistance thermique en degrés par watt, on peut aisément trouver un modèle équivalent. Vous découvrirez rapidement le plaisir de jouer avec les différents paramètres et de comprendre par expérimentation la relation entre la température du transistor et celle du radiateur.

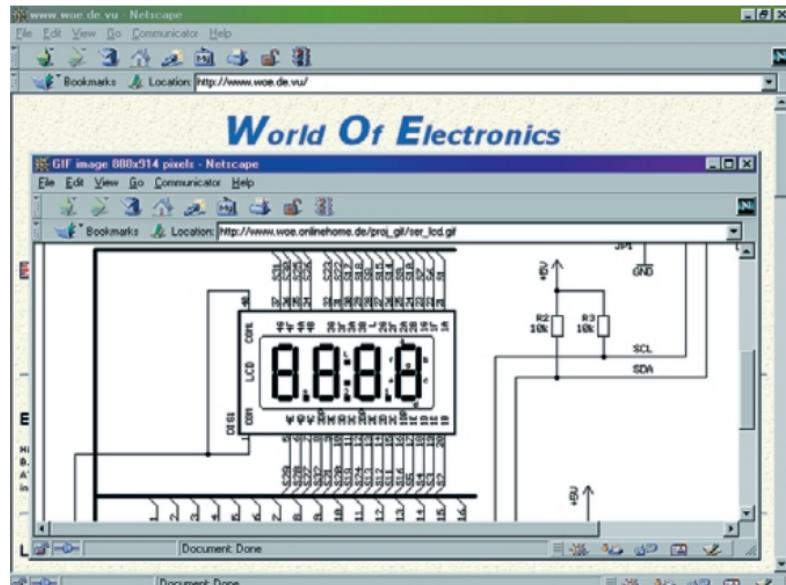
Si vous souhaitez apporter des corrections ou modifications au logiciel (en anglais, qui est disponible sur le site Internet d'Elektor, adresse www.elektor.presse.fr), il vous faudra d'abord déverrouiller la sécurité et faire apparaître les colonnes invisibles. La rédaction autant que les autres lecteurs se réjouissent d'examiner vos modifications.

Infos concernant les afficheurs

Harry Baggen

Le site « **World of electronics** » (www.woe.de.vu) de l'allemand Michael Gaus donne une impression d'ordre et de bonne structuration. Il fournit, pour l'amateur d'électronique, une quantité d'information méritant, comme dit le Guide Michelin, le détour. Un tour sur Internet s'impose. Le point fort de ce site est constitué par l'information sur les différents affichages que l'on y trouve. Il comporte des sections distinctes dédiées respectivement aux afficheurs à LED, aux modules LCD et aux afficheurs à tube fluorescent. On y trouve en outre une page fournissant un nombre impressionnant de liens permettant de trouver, sur Internet, toutes sortes de fiches de caractéristiques. Ce fil d'Ariane tombera sans doute à point lorsque l'on essaie de trouver des informations sur un composant moins courant.

Ce site comporte également une page de présentation de projets d'électronique; à l'écriture de ces lignes on y trouvait une commande destinée à un tuner de TV de Nokia, un chenillard à LED, une horloge à LED au style très particulier, un convertisseur RS-232/I²C ainsi qu'une carte pour AT89C2051. On y trouve en outre une liste de fournisseurs de composants, limitée actuellement à des sociétés d'Outre-Rhin. Comme ce site est accessible en anglais ou en allemand, il est vivement



recommandé de maîtriser la langue soit de Shakespeare soit de Goethe.

Voûte céleste étoilée

Karel Walraven

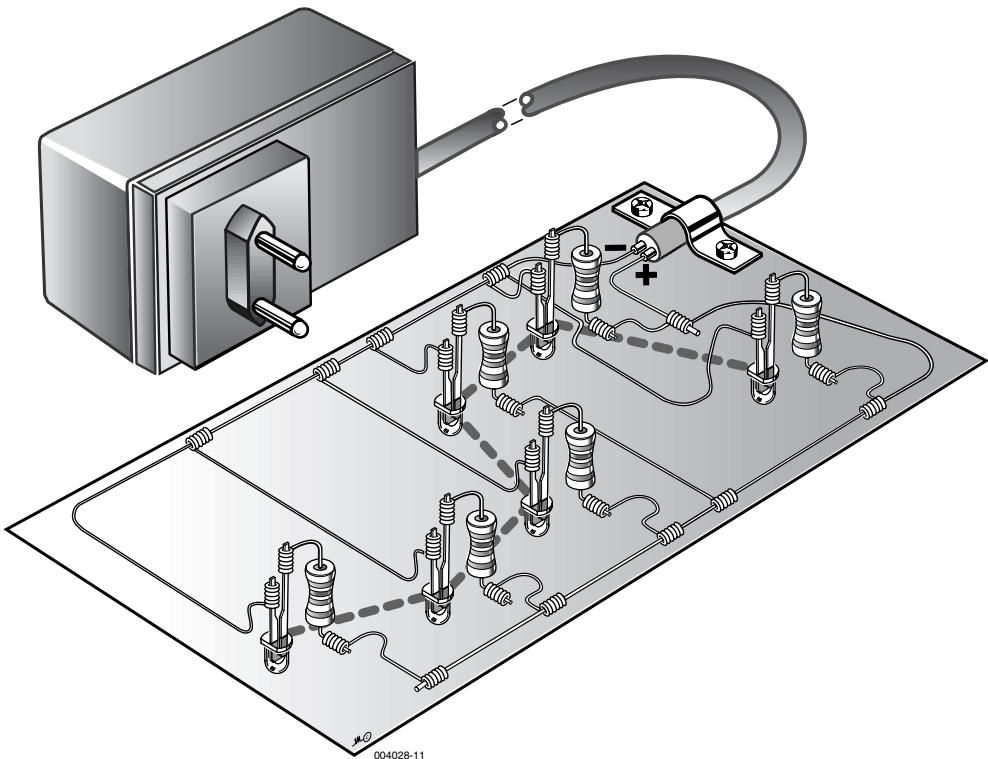
Maintenant qu'il est relativement facile de mettre la main sur des LED blanches, l'idée de reproduire, dans une pièce quelconque (chambre à coucher de préférence), l'hémisphère céleste nocturne pour faire son propre planétarium devient une idée parfaitement réalisable. Les dites LED produisent une lumière légèrement bleutée relativement froide (6 500 à 8 000 K) qui permet de simuler, avec un certain réalisme, celle des étoiles. La prise en série, avec chacune des LED, d'une résistance de limitation de courant de valeur adaptée permet de leur attribuer leur magnitude (luminosité relative) d'origine.

Dans la pratique, la réalisation pourra se faire de différentes manières. La solution la plus rudimentaire consiste à utiliser un morceau de carton de couleur noire dans lequel on perce, aux endroits requis par les positions relatives des constellations, les orifices dans lesquels viendront se blottir les LED. On pourra ensuite les fixer dans le support à l'aide d'un rien de colle. Autre approche très « *in* » et « *cool* » les ciels de lit de forme parabolique qui ne sont en fait rien de plus qu'un grand parapluie noir à l'abri duquel l'obscurité (tombant des étoiles, cf. Le Cid de Corneille) est un peu plus prenante. On pourra également y faire, avec les précautions requises, les trous des-

tinés à recevoir les LED qui y seront ensuite fixées à l'aide d'une goutte de colle.

Le schéma utilise, pour l'alimentation, un adaptateur secteur standard répondant aux normes de sécurité. Un adaptateur de ce type peut fournir, en règle générale, de l'ordre de 300 mA, ce qui permet d'alimenter quelque 300/20 = 15 LED.

On sera amené, si l'on veut reproduire un nombre de constellations plus important ou une partie de la coupole céleste plus large, à opter pour un adaptateur de puissance supérieure, de 500, voire 1 000 mA. On pourrait même envisager de doter chacune des constellations de son propre adaptateur secteur. Le but de l'opération est de faire en sorte que le courant circulant à travers chacune des LED ne dépasse pas 20 mA au maximum. Il est facile, par exemple, si l'on positionne l'adaptateur pour qu'il fournit une tension de 6 V, de calculer la valeur à attribuer à la résistance de limitation de courant : elle répondant à la formule suivante : $R = (6 - 3,5) V / 20 \text{ mA} = 125 \Omega$.



Nous opterons partant pour une valeur standard de 120 voire 150 Ω (une résistance de valeur plus élevée abaisse la luminosité de la LED avec laquelle elle se trouve en série).

(004028)

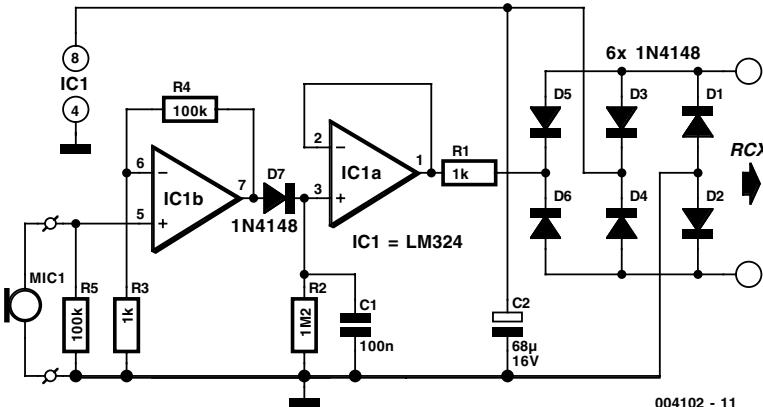
033

Oreille électronique pour le module RCX de Lego

Hans Steeman

Le programme *Mindstorms* de Lego ne prévoit toujours pas d'oreille électronique. Entendons-nous bien, il n'est pas indispensable que le RCX réponde aux commandes vocales, l'électronique à embarquer et le logiciel nécessaire pour la cause seraient considérables, mais lui donner l'occasion de réagir à des sons élémentaires ou à un niveau de bruit élargirait encore le champ de ses activités. Le montage présenté ici le met précisément en état d'écouter et d'évaluer différents niveaux

de bruit ambiant. Le son est capté par un microphone à cristal, un modèle bon marché que l'on trouve partout. Son intensité est ensuite convertie en une valeur équivalente à une résistance. À son tour, le RCX va mettre à profit l'information pour détecter le dépassement d'un niveau sonore déterminé. Il suffit pour cela de régler convenablement le seuil voulu. Dans cette fonction, l'entrée du RCX devra être configurée comme



pour une cellule photoélectrique.

Le fonctionnement du montage s'explique aisément. Tel qu'il est monté, IC1 travaille en amplificateur non inverseur (homophasé), il assure au signal microphonique un gain d'une centaine de fois. Le signal issu de l'amplificateur opérationnel subit un redressement par D7, tandis que C1 fonctionne en réservoir. La résistance R2 permet au condensateur de se

décharger, lorsque le signal diminue d'intensité. La tension ainsi redressée attaque le tampon IC2, dont la sortie est reliée, par l'intermédiaire d'une résistance de $1\text{ k}\Omega$ (R1) à l'entrée de capteur du RCX.

Nous le décrivons dans un autre article de ce numéro (entrée analogique pour le module RCX de Lego), en pareil cas, le module aperçoit une résistance et en convertit la valeur en un résultat évalué entre 0 et 100. Au repos, quand on n'entend aucun bruit, la mesure s'échelonne de 90 à 100. Plus le son s'intensifie, plus la valeur correspondante diminue. Avec le

module logiciel pour photocellule de Lego, nous allons pouvoir déterminer comment réagir à différents niveaux sonores. Une valeur aux alentours de 85 est appropriée : plus basse, la valeur indiquera qu'il y a du bruit, une valeur plus élevée sera appréciée comme du silence. Si l'on frappe dans les mains à proximité du capteur, le montage le détecte. Il n'y a plus, par exemple, qu'à utiliser ces *stimuli* pour incrémenter un compteur pendant une période déterminée et vous obtenez un applaudimètre.

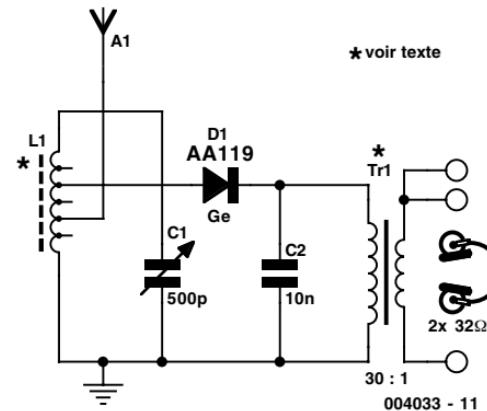
(004102)

Radio à diode pour casque d'écoute à basse impédance

Proposé par Burkhard Kainka

Les anciennes suggestions de réalisation de radios basées sur une simple diode font le plus souvent appel à des casques d'écoute à haute impédance ($2 \times 2\,000\ \Omega$) qui sont passés de mode. Aujourd'hui, par contre, on trouve des casques d'écoute bon marché pour baladeurs $2 \times 32\ \Omega$, mais ils feront aussi l'affaire avec un transformateur approprié : celui d'une alimentation enfichable fera l'affaire. Si l'on prend un bloc d'alimentation à commutation de tension (3/4,5/6/9/12 V) sans redresseur ni condensateur électrolytique de filtrage, il est même possible de déterminer le meilleur rapport de transfert.

Une adaptation parfaite est indispensable dans une radio à diode (n'importe quelle diode au germanium fera l'affaire) car elle ne tolère aucune perte d'énergie. C'est aussi pourquoi la bobine du circuit oscillant possède plusieurs prises. 60 spires sur un bâtonnet de ferrite d'un diamètre de 10 mm et d'une longueur de 100 mm, et on est paré pour la gamme des ondes moyennes. Une longue antenne doit être raccordée à une prise plus basse pour ne pas trop amortir le circuit. On peut simplement essayer toutes les prises jusqu'à ce que la réception soit aussi bonne que possible. Il est essentiel pour une radio aussi simple de comporter une bonne antenne. Un tuyau : celui de la gouttière (métallique) constitue souvent une antenne idéale à condition de ne pas être à la terre. Un tuyau de gout-



tière en zinc est souvent enrobé de ciment dans le dégorgoir où il aboutit : il est donc isolé. Il suffit de le raccorder par un fil pour avoir l'antenne idéale. Si un émetteur puissant est relativement proche, il est même possible de connecter des haut-parleurs. Si par contre la réception est trop faible, même pour un casque, on peut recourir aux enceintes acoustiques actives de son ordinateur personnel.

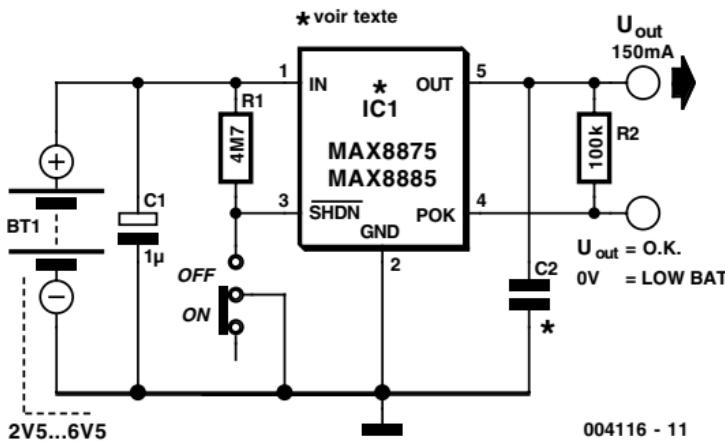
(004033)

035

Régulateur LDO 150 mA à indicateur de fonctionnement

Gregor Kleine

On trouve, au nombre des domaines d'applications préférés des régulateurs LDO (*Low DropOut* = à faible pertes), celui des alimentations faisant appel à des piles ou des accumulateurs. Comme il est important d'utiliser au mieux l'énergie fournie par ce type de source de tension, on utilise ce type de régulateurs de tension capable de fournir une tension de sortie régulée, tout en n'introduisant que quelques centaines de millivolts de chute de tension entre l'entrée et la sortie. La question qui reste posée est toujours de savoir à quel moment la source de tension a atteint un point de décharge tel que toute régulation est devenue impossible et que, partant, c'est une tension non régulée qui arrive à l'appareil. À partir de cet instant le paramétrage de certains points de fonctionnement



Dénomination de type	V _{out}	Identificateur	
		MAX8875	MAX8885
MAX 88x5EUK25	2,5 V	ADKZ	ADLE
MAX 88x5EUK27	2,7 V	ADLA	ADLF
MAX 88x5EUK30	3,0 V	ADLB	ADLG
MAX 88x5EUK33	3,3 V	ADLC	ADLH
MAX 88x5EUK50	5,0 V	ADLD	ADLJ

n'est plus correct.

Le nouveau régulateur LDO de Maxim Integrated Products, le MAX 8875/8885, propose une solution tout aussi simple qu'efficace : il dispose d'une sortie de signalisation (baptisée *Power OK*) qui indique sans la moindre ambiguïté lorsque la tension de sortie est tombée 5% en-deçà de la valeur de tension de sortie régulée. L'électronique pourra, dans ces conditions, réagir conformément à son paramétrage et, par exemple, sauvegarder immédiatement les données, avant que la tension ne chute encore plus et que tout fonctionnement normal ne soit devenu impossible.

Le MAX 8875/8885 connaît plusieurs variantes : il existe en effet des versions de ce régulateur de tension fournissant les tensions fixes de 2,5, 2,7, 3,0, 3,3 et 5,0 V.

Le courant maximal de sortie garanti est de 150 mA, la chute

de tension induite par le régulateur ne dépassant pas, à un courant de sortie de 100 mA, 110 mV. La tension d'entrée fournie par le set de piles ou d'accus doit se situer dans la plage comprise entre +2,5 et +6,5 V. Est-il bien nécessaire de préciser que cette famille de composant possède une circuiterie de protection contre les courts-circuits et les excès de température. Ces régulateurs disposent en outre d'une protection contre une inversion malencontreuse de polarité de la tension d'alimentation qui évite la destruction du régulateur tant que la tension appliquée ne dépasse pas 7 V. L'entrée de mise en veille (*Shutdown*) pourra servir de dispositif de mise en et hors-fonction de l'appareil, sachant que la consommation de courant propre du régulateur n'est, dans ce mode de veille, que de 1 μ A.

La stabilité de fonctionnement de ces régulateurs dépend des caractéristiques du condensateur de sortie : il faudra, en cas d'utilisation de condensateurs au tantalum, utiliser le MAX 8885, sachant qu'il a été dimensionné pour la résistance-série (ESR = *Effective Series Resistance*) relativement élevée que présente ce type de condensateurs. Si l'on envisage d'utiliser un condensateur de sortie céramique il faudra opter pour le MAX 8875, car lui seul accepte la résistance-série faible des condensateurs céramique sans entrer en oscillation.

(004116)

Adresse Internet : www.maxim-ic.com

Référence de tension pour applications sur batterie

La référence de tension LM4050 à haute précision Micropower-Shunt de National Semiconductor est contenue dans un minuscule boîtier à 3 broches SOT-23 pour montage en surface. Cet élément fonctionne dans la plage de températures industrielles de -40 à +85 °C. De nombreux aspects de sa fonctionnalité améliorent les performances d'un système. Citons ses 5 tensions de référence (2,5 V, 4,096 V, 5,0 V, 8,192 V et 10,0 V) et ses 3 classes de précision (0,1%, 0,2% et 0,5%) possédant toutes un coefficient de température de 50 ppm/°C au maximum. Le composant LM4050, qui ne consomme qu'un courant minime compris entre 60 et 100 µA max., économise la batterie d'une application portative. Son minuscule boîtier SOT-23 permet de gagner énormément de place sur la platine, un grand avantage pour la miniaturisation encore plus poussée d'appareils portatifs.

La conception spéciale du composant LM4050 requiert la présence d'une résistance de limitation externe, R_v , par laquelle doit circuler un courant de 100 µA minimum pour que la référence puisse travailler correctement. R_v devra avoir, pour que l'on obtienne 2,5 V très précisément à partir d'une tension de 5 V, une valeur de :

$(5 \text{ V} - 2,5 \text{ V}) / 100 \cdot 10^6 \text{ A}$ soit 25 kΩ. Dans la pratique on aura tendance, en raison du courant requis par l'étage monté en aval, à choisir une valeur légèrement moindre. Comme l'illustre la figure 2, le LM4050 pourra faire office de source de courant, fonction dans laquelle il excelle.

Le courant vaut :

$I_{\text{out}} = I_Z / R_2$. Pour un courant de 1 mA R_2 devra valoir 2,5 kΩ. La broche 3 du circuit intégré CMS reste ouverte dans tous les cas de figure ; on peut également la relier éventuellement à la broche 2.

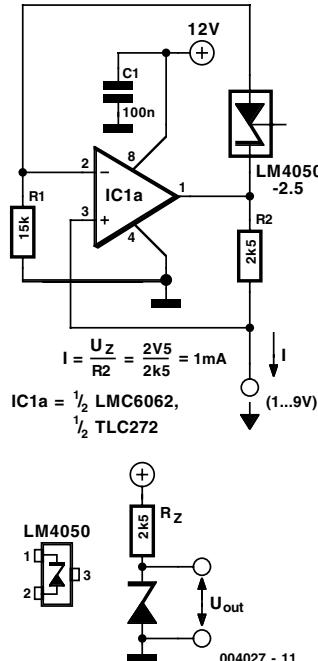
La conception spéciale du composant LM4050 élimine le

condensateur externe et offre une excellente stabilité pour n'importe quelle charge capacitive. Les principaux constituants du LM4050 ne présentent qu'une erreur de 0,1 % en classe A à 25 °C grâce à un fusible spécial et à l'ajustement de la tension de claquage dans le sens bloqué lors du choix de la tranche. La tension de claquage dans le sens bloqué est défini avec précision sur une très large plage de température de service et de courant grâce à la correction de courbure de la dérive de la température de référence pour la bande interdite et à la faible valeur de l'impédance dynamique.

La fiche de caractéristiques est disponible sur le site Internet de National Semiconductor à l'adresse :

www.national.com.

(004027)



037

Adaptateur pour la SB Live! Player 1024

Ton Giesberts

Nous vous avons proposé, dans le numéro de décembre de l'an passé, sous le titre de « Entrées/Sorties numériques » une extension numérique pour la Sound Blaster Live! Player (Value) (**EPS 990079-1**). La dite carte-son était dotée d'un connecteur d'extension audio à 12 contacts. Le modèle qui en a pris la succession, la Live! Player 1024 comporte elle un connecteur à 40 broches sur lequel on retrouve les mêmes entrées et sorties (ainsi que d'autres lignes), mais ces fameuses entrées et sorties ont été redirigées (les broches concernées ont changé). Nous avons dessiné un minuscule adaptateur prenant la forme d'une petite platine pour vous faciliter cette tâche de redirection.

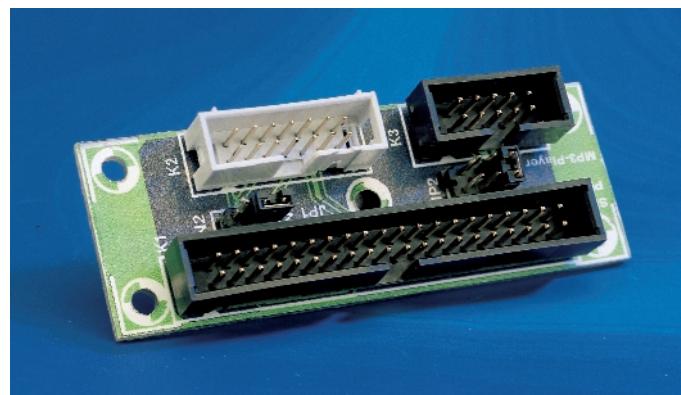
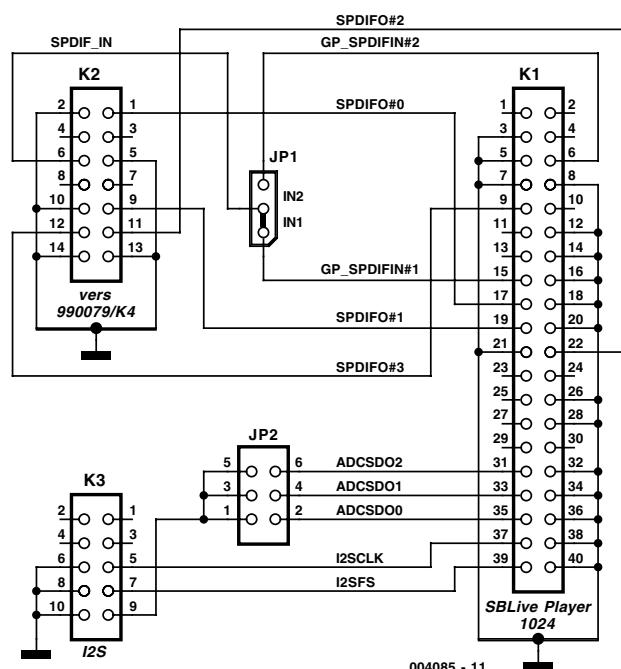
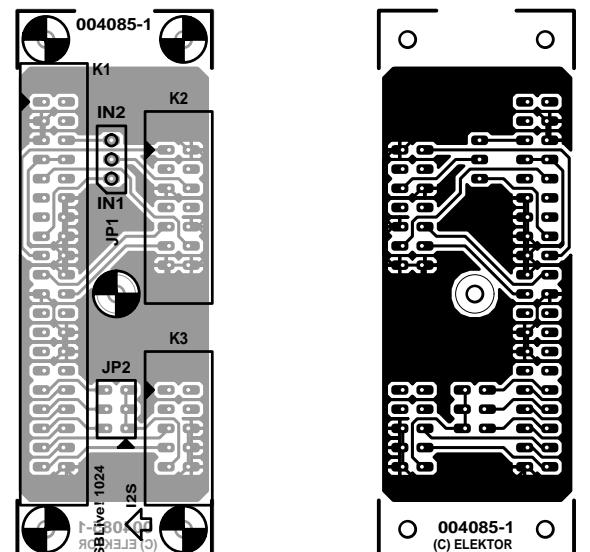


Tableau 1. Brochage du connecteur AUD_EXT.

Broche	Nom	Description
1	VCC	Alimentation +5 V
2	VCC	Alimentation +5 V
3	GND	Masse
4	AC97CLK	Sortie d'horloge 24,5 MHz
5	GND	Masse
6	GP_SPDIFIN#2	Entrée S/PDIF n°2
7	GND	Masse
8	GND	Masse
9	SPDIFO#3	Entrée S/PDIF n°3
10	GPO1	Sortie d'usage général n°1
11	GPO2	Sortie d'usage général n°2
12	GND	Masse
13	GPO0	Sortie d'usage général n°0
14	GND	Masse
15	GP_SPDIFIN#1	Entrée S/PDIF n°1
16	GND	Masse
17	SPDIFO#0	Sortie S/PDIF n°0
18	GND	Masse
19	SPDIFO#1	Sortie S/PDIF n°1
20	GND	Masse
21	GND	Masse
22	SPDIFO#2	Sortie SPDIF n°2
23	GPIO	Entrée numérique tous usages n°0 (réservée)
24	GPI1	Entrée numérique tous usages n°1 (réservée)
25	OUTMIDI	Sortie MIDI
26	GND	Masse
27	INMIDI	Entrée MIDI
28	GND	Masse
29	KEY	
30	KEY	
31	ADCSDO2	Entrée I ² S n°2 pour données audio
32	GND	Masse
33	ADCSDO1	Entrée I ² S n°1 pour données audio
34	GND	Masse
35	ADCSDO0	Entrée I ² S n°0 pour données audio
36	GND	Masse
37	I2SCLK	Horloge de bit série pour I ² S
38	GND	Masse
39	I2SFS	Synchro de trame
40	GND	Masse



Liste des composants

Divers :

JP1 = embase mâle à 1 rangée
de 3 contacts + cavalier

JP2 = embase mâle à 2 rangées
de 3 contacts + cavalier

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

K2 = embase HE-10 à 2 rangées
de 7 contacts

K3 = embase HE-10 à 2 rangées
de 5 contacts

Les signaux indispensables du connecteur à 40 contacts sont ramenés vers une embase à 14 contacts dont le brochage correspond à l'extension que nous vous avons proposée. Le tableau donné en fin d'article (on pourra également jeter un coup d'oeil au menu d'aide du logiciel accompagnant ladite carte-son) nous informe, entre autres, des entrées et sorties disponibles. Ce connecteur dispose de 2 entrées; le cavalier JP1 permet de choisir l'une ou l'autre d'entre elles.

Le logiciel accompagnant la SoundBlaster, LiveWare 3.0, ne semble supporter que la première entrée. En ce qui concerne les 4 sorties, normalement, en présence d'une information 2 canaux standard, c'est la sortie #0 qui fournit le signal S/PDIF. Les autres sorties fournissent elles aussi un signal lorsque l'on joue, par exemple, un DVD codé en AC3 (Dolby Digital 5.1) et que le lecteur logiciel/matériel reconnaît ce mode et le supporte.

La sortie #1 fournit dans ce cas-là un flux de données non décodées. À titre gracieux, nous avons également relié les entrées I²S vers le connecteur à 10 contacts K3, mais il semblerait que le logiciel Live! Ware 3.0 pour une carte 1024 ne supporte pas ce bus. JP2 permet de sélectionner, parmi les 3 entrées de données, celle qui sera reliée à K3, mais nous n'avons pas encore découvert quelle pouvait être l'utilité de cette approche.

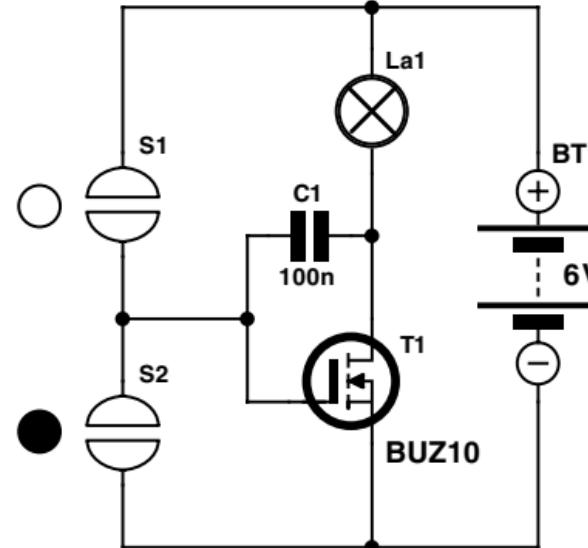
038

Variateur de lumière peu complexe à détecteur

par Burkhard Kainka

Un FET de puissance permet de réaliser très simplement un variateur de lumière à détecteur pour de petites lampes à basse tension. Les deux contacts de chaque détecteur consistent simplement en 2 punaises. Une pression directe du doigt engendre une résistance de $100\text{ k}\Omega$ à $1\text{ M}\Omega$. Le circuit fonctionne comme un intégrateur muni d'un condensateur dans la branche de réaction inverse. On obtient ainsi une caractéristique de commande relativement linéaire. Une fois atteinte, l'intensité lumineuse ne varie pas pendant des heures à condition de s'être servi d'un condensateur à film de bonne qualité. Et ce circuit présente même un avantage pour les gens impatients : plus on appuie énergiquement et plus l'intensité lumineuse varie rapidement.

(004037)



004037 - 11

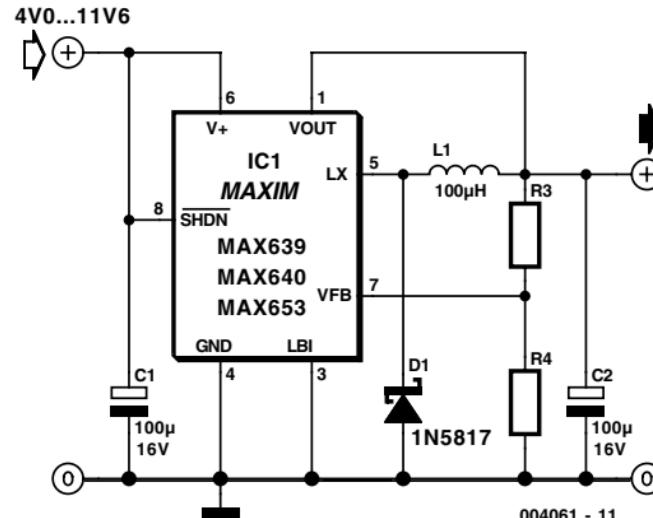
039

Convertisseur abaisseur de tension compact à découpage

Hans Steeman (texte)

La raison de la présence d'une alimentation à découpage dans un montage électronique est le besoin de pouvoir, au rendement le plus élevé possible, rehausser (*step-up*) ou abaisser (*step-down*) les niveaux de tension. En comparaison avec une régulation linéaire, une alimentation à découpage ne convertit relativement que peu d'énergie en chaleur (pertes par dissipation). Elle peut, partant, se targuer d'un rendement élevé. Cette caractéristique est particulièrement intéressante et constitue un avantage indiscutables dans le cas de montages compacts sachant qu'elle permet de se passer de refroidissement (forcé par ventilateur bien souvent).

L'utilisation de composants spécialement développés à cette intention simplifie très sensiblement la réalisation d'une alimentation à découpage. Le MAX639 de Maxim Integrated Products est l'exemple-type d'un convertisseur abaisseur de ten-



sion (*step-down*) intégré. Il a été conçu pour fournir une tension de sortie de 5 V quelle que soit la tension d'entrée, si tant est qu'elle se trouve entre +5,5 et +11,5 V. Bien que ce circuit intégré ait été conçu à l'origine pour fournir une tension de sortie fixe, il est possible, par la mise en jeu d'une contre-réaction rudimentaire, de définir le niveau de la tension de sortie à la valeur que l'on voudra. Avec le dimensionnement du schéma, ce sont les résistances R3 et R4 qui déterminent le niveau de la tension de sortie. Cette tension répond à la for-

mule suivante : $R3 = R4 [(\text{V}_{\text{out}}/1,28)-1]$. La valeur de R4 peut être choisie entre $10 \text{ k}\Omega$ et $10 \text{ M}\Omega$, la valeur de $100 \text{ k}\Omega$ convenant à la majorité des applications. Le courant de sortie maximal atteint 100 mA. On pourra, si nécessaire, remplacer la 1N5817, D1, par une diode Schottky de spécifications similaires. Signalons une caractéristique importante de la self L1 : elle doit pouvoir supporter un courant minimum de 500 mA.

(004061)

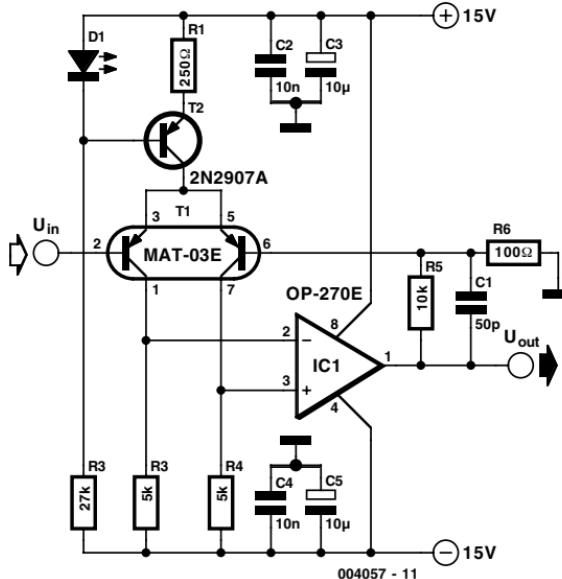
Amplificateur faible bruit pour micro

Hans Steeman (texte)

Le signal fourni par un microphone présente, pour les entrées Ligne (Line) standard, un niveau trop faible. Et pourtant, la plupart des installations audio ne comportent pas d'entrée microphone dédiée. Le présent amplificateur pour microphone à faible bruit et couplé en tension continue constituera un présent du ciel pour tous les audiophiles désirant connecter un microphone à leur installation audio.

Comme le prouve le schéma, un montage de qualité ne doit pas nécessairement être complexe. Le cœur du montage est T1, un transistor double à faible bruit du type MAT-03E, transistor monté en amplificateur différentiel. La combinaison de T2 et de la LED D1 forme une source de courant constant servant à l'alimentation de l'étage d'entrée. Un amplificateur opérationnel faible bruit lui aussi, du type OP-270E (Burr-Brown) amplifie le signal différentiel présent sur les collecteurs du transistor double. Le résultat de ce traitement est un signal analogique présentant un niveau Ligne. La bande passante de l'amplificateur va de 1 Hz à 20 kHz. La distorsion à l'intérieur du domaine audio, entre 20 Hz et 20 kHz, ne dépasse jamais 0,005%. Comme seule la moitié de l'OP-270E est utilisée, on pourra, dans le cas d'une version stéréophonique, utiliser l'autre moitié, c'est-à-dire le second amplificateur opérationnel, pour le second étage.

L'alimentation de l'amplificateur requiert une tension symétrique de ± 12 à ± 15 V. Il est fort probable que vous puissiez



la dériver de l'amplificateur proprement dit car nombreux sont les appareils audio de ce type à disposer d'une tension d'alimentation double dans cette plage.

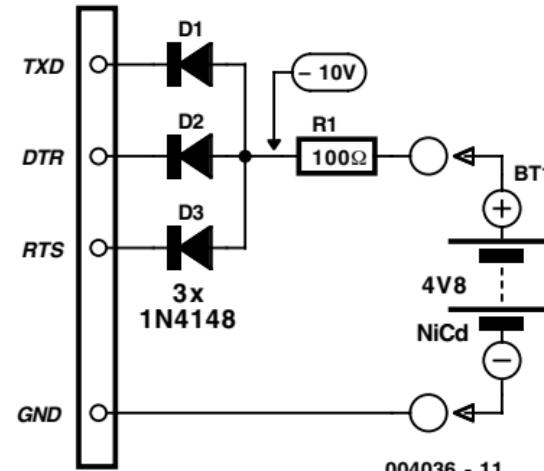
(004057)

Le PC fournit le jus

par Burkhard Kainka

De nombreux postes de travail disparaissent sous un embrouillamini de câbles. On accueillera donc avec soulagement la possibilité de se passer d'une alimentation enfichable de plus. Il suffit de réquisitionner le PC, déjà présent à l'appel, et de le charger du rôle de petit chargeur. Une interface série inoccupée fournit un courant suffisant pour assurer ou maintenir la charge d'accumulateurs de capacité modeste. On peut, par exemple, se servir des accumulateurs dans une radio et les recharger en fonctionnement.

Les 3 lignes TXD, DTR et RTS fournissent chacune -10 V au repos et un courant maximum de 10 à 20 mA (à l'épreuve des courts-circuits). Le courant de charge passant par le circuit



004036 - 11

reproduit ici est de 30 mA. Si la polarité cause des problèmes, inverser les diodes et commuter les lignes sur + 10 V par logiciel (consulter l'ouvrage : Je Programme les Interfaces de mon PC sous Windows, Publitronic/Elektron 1999). Vous pouvez

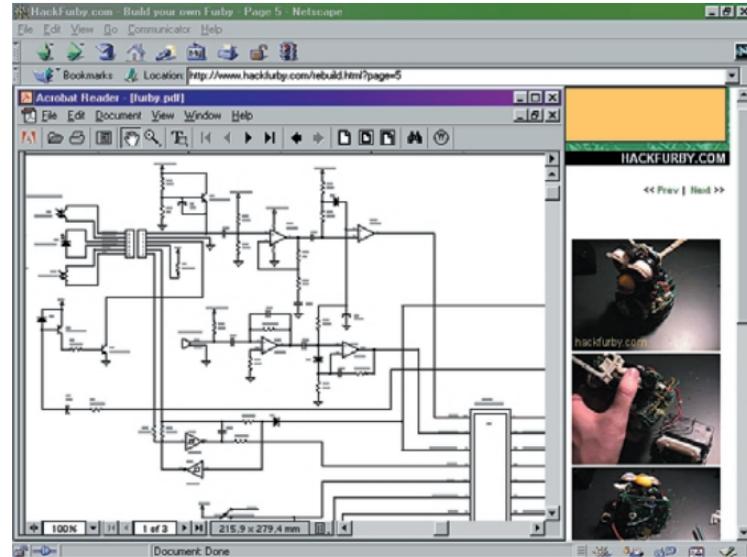
aussi commander automatiquement la charge par logiciel si le cœur vous en dit.

(004036)

Harry Baggen

L'immense popularité de l'animal-jouet Furby est due pour une grande part au concept bien imaginé de l'électronique intégrée dans cette « bête » en peluche, qui donne l'impression aux enfants qu'il existe une véritable communication entre eux et cette « bestiole ». Les parents sont eux, au bout d'un certain temps, bien moins charmés d'être la cible de ce bombardement de paroles incessant.

Tous ceux qui aimeraient en savoir plus sur les antécédents d'un Furby peuvent faire un tour sur le site www.hackfurby.com où l'on apprend tout sur la structure interne et le fonctionnement de la « Bête ». Ce site se targue de parler de toutes sortes de particularités à connaître au sujet de cet objet de convoitise de nombre d'enfants. La page « Secrets » dévoile certaines possibilités non documentées. Un exposé intitulé « Rebuild » montre comment, à l'aide de photos très explicites, démonter Furby étape par étape pour ensuite utiliser le squelette doté de son électronique pour fabriquer sa propre poupée « intelligente ». La partie la plus intéressante, du point de vue de l'amateur d'électronique est bien évidemment le schéma de l'électronique du système. Quelqu'un s'est donné la peine de démêler l'écheveau et de remettre les pièces du puzzle en place. On peut télécharger le résultat de ce travail de moine sous la forme d'un document



en format .pdf. On trouve sur ce site toutes sortes d'informations et de nouveautés concernant Furby. Un site que nous pouvons, une fois n'est pas coutume, conseiller tant aux inconditionnels de Furby qu'à ses ennemis les plus acharnés !

(004109)

043

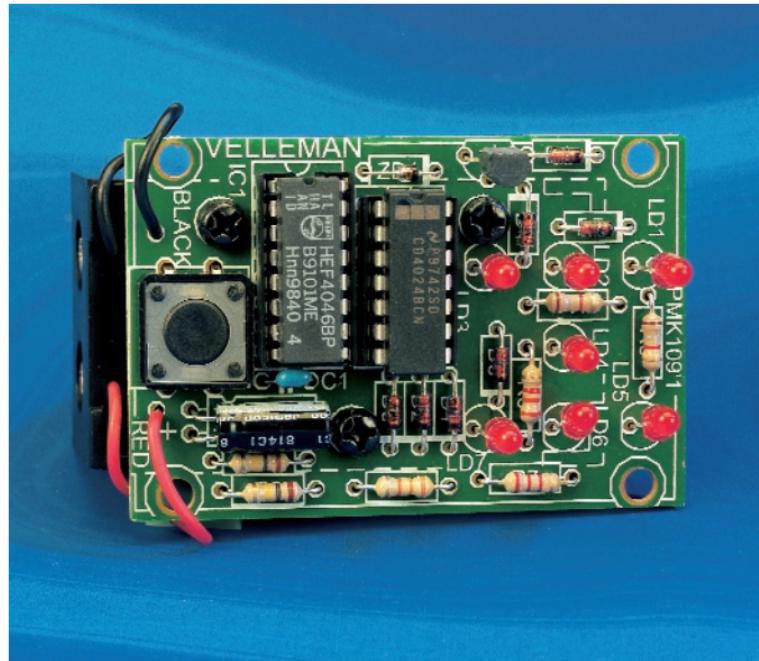
Dé électronique

©2000 Velleman (projet)

Harry Baggen (rédaction)

S'il faut s'en remettre au hasard, un dé électronique possède de nombreux atouts, comparé au dé ordinaire. Nul besoin de le lancer, il ne tombe jamais par terre et, avec lui, personne ne sera accusé de tricher.

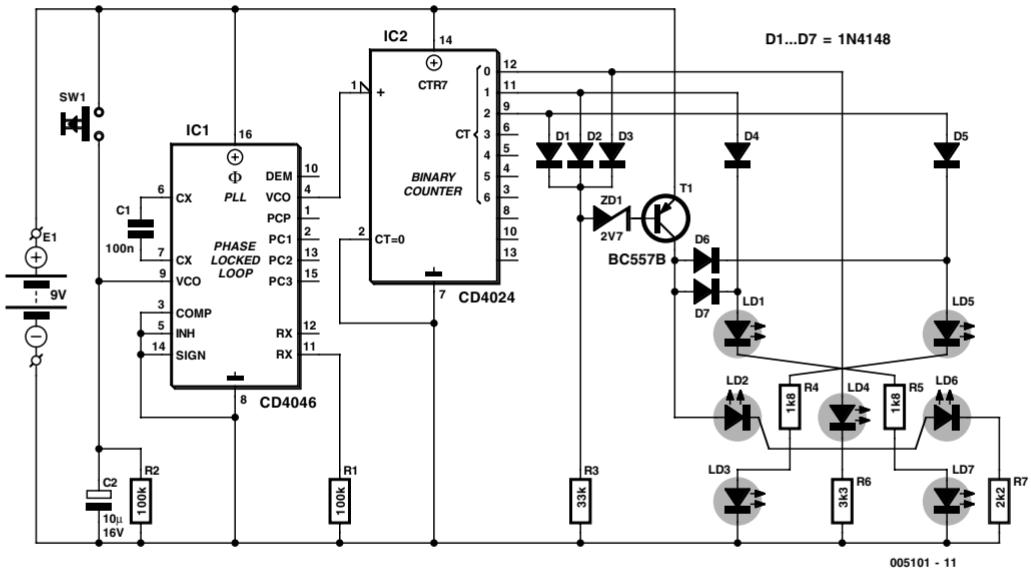
Celui que nous proposons aujourd'hui à votre curiosité se fonde sur une technique inédite : une boucle à phase asservie (ou PLL) en circuit intégré. En réalité, nous allons en détourner quelque peu la fonction, puisqu'elle va nous servir ici de générateur de signaux rectangulaires à fréquence variable. La fréquence centrale de l'oscillateur inclus dans la PLL du type 4046 est déterminée par les valeurs de R1 et C1 et se situe ici aux alentours de 100 Hz. Au repos, l'oscillateur est débranché, du fait que l'entrée VCO IN (broche 9) se trouve ramenée au potentiel de masse. Mais si l'on pousse sur SW1, cette même entrée sera mise au niveau haut et l'oscillateur va démarrer. Quand on relâche l'interrupteur, le condensateur C2 se décharge via R2, sa tension va donc décroître lentement. En conséquence, la fréquence de l'oscillateur diminue et celui-ci va s'arrêter au bout de quelques secondes. Cela fait penser,



HORS GABARIT 2000

en regardant les LED du dé électronique, qu'il tourne encore sur son élan, avant de s'immobiliser. La sortie de l'oscillateur commandé en tension (VCO) est reliée à un compteur binaire (IC2), dont on n'utilise que les trois sorties les plus basses, Q1, Q2 et Q3, pour piloter sept LED à haut rendement, LD1 à LD7. Au départ des trois sorties binaires, les diodes D1 à D7 et le transistor T1 commandent les LED de manière à ce qu'elles puissent afficher les différentes configurations rencontrées sur un dé ordinaire. La combinaison de D1, D2, D3 et T1 forme, en composants discrets, une porte NOR à trois entrées. D4 et D7 travaillent de concert

pour constituer une porte OR, D5 et D6 font de même. Quant à R4, R5 et R6, elles déterminent le courant dans les LED. Le montage s'alimente à une pile de 9 V. Comme le courant consommé est faible, une dizaine de milliampères, vous avez de longues heures de jeu en perspective.

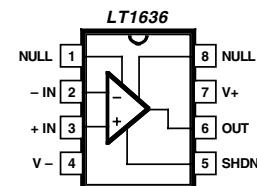
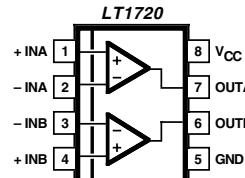
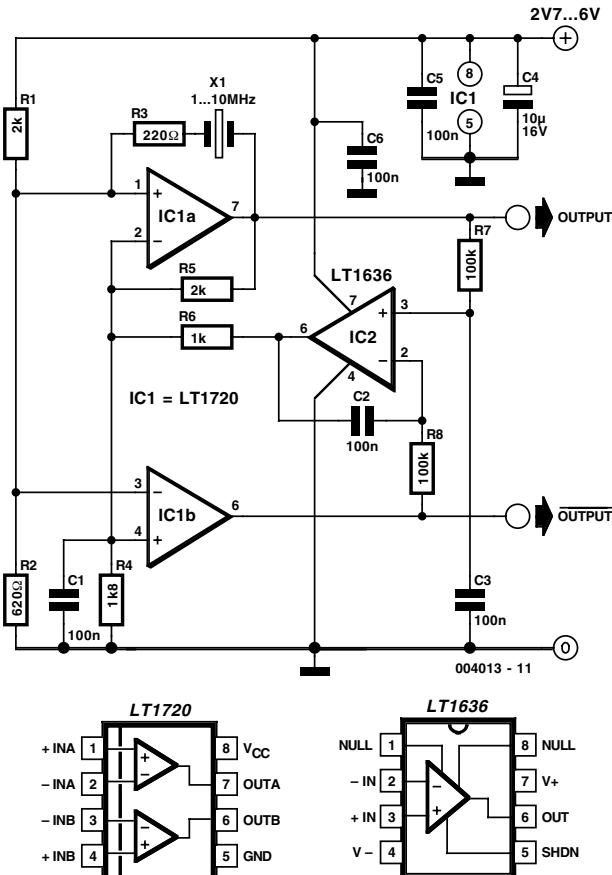


(005101)
La firme Velleman propose une boîte de construction complète pour ce montage (kit n° MK109), disponible dans la plupart des magasins d'électronique.

Oscillateur à quartz à base de comparateur

Basé sur une note d'application de Linear Technology

S'il est effectivement possible de réaliser un oscillateur à quartz rudimentaire en utilisant l'un des comparateurs intégrés dans un LT1720 ou LT1721 qui en compte deux, cette approche souffre d'un certain nombre d'inconvénients inhérents et s'accompagne de problèmes de conception. Bien que le LT1720/LT1721 fournit la sortie logique correcte lorsque l'une des entrées se trouve en-dehors de la plage de mode commun, il se peut que ce mode de fonctionnement se traduise par l'introduction de retards additionnels qui peuvent devenir, à terme, des modes de fonctionnement aléatoires. Pour cette raison, les tensions de polarisation en CC appliquées aux entrées doivent se trouver près du centre de la plage de mode commun du LT1720/LT1721, une résistance pouvant être nécessaire pour atténuer la réinjection vers l'entrée non inverseuse. Malheureusement, bien que le rapport cyclique de la sortie de ce circuit soit proche de 50%, il est sensible aux tolérances des résistances et, dans une moindre mesure, aux dérives et chronologies caractérisant le comparateur. Si l'on a besoin d'un rapport cyclique de 50%, le circuit présenté ici crée une paire de sorties complémentaires présentant un rapport cyclique forcé de 50%. Les quartz sont des composants à bande étroite, de sorte que le signal réinjecté sur l'entrée non inverseuse est une variante analogique filtrée du signal en créneau de sortie. Le trajet du quartz fournit une contre-réaction résonante positive de sorte que l'on se trouve en présence d'un oscillation stable. On pourra jouer sur le rapport cyclique par modification du niveau de référence non inverseur. La paire de résistances de 2 K Ω et 680 Ω détermine un point de polarisation pour les entrées + (comparateur IC1a) et - (comparateur IC1b). IC1b crée une sortie complémentaire pour IC1a par comparaison les mêmes



2 noeuds avec l'entrée opposée. IC2 compare les versions à bande limitée des sorties et polarise la sortie inverseuse de IC1a. Le seul degré de liberté dont dispose IC1a pour répondre est une variation de la largeur d'impulsion; partant, les sorties sont forcées à un rapport cyclique de 50%. Le circuit fonctionne à une tension d'alimentation comprise entre 2,7 et 6 V. Si l'on examine le signal de sortie de l'os-

cillateur à l'oscilloscope on pourra constater une légère influence de la charge du comparateur, ce qui implique de veiller, en cas d'application critique, à réaliser une charge résistive égale. Cette électronique fonctionne parfaitement en raison des 2 retards adaptés et des sorties « *rail-to-rail* » du LT1720.

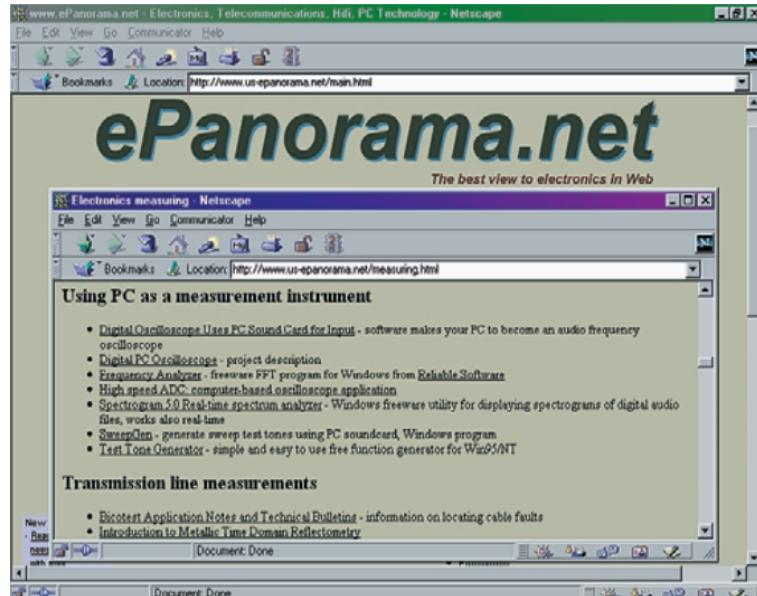
(004013)

Panorama d'électronique

Harry Baggen

De nombreux visiteurs se pressent sur les pages Internet de Tomi Engdahl à l'adresse www.hut.fi/Misc/Electronics. Le site principal se trouve sur un serveur rapide, propriété de l'université technique de Helsinki. Ce sont surtout les pages qui regorgent de milliers de liens qui sont célèbres. À l'intention des chercheurs de liens, il existe à présent un site séparé du nom de « ePanorama ». Vous pouvez le trouver sur www.epanorama.net ou www.us-epanorama.net/main.html. Il s'agit d'un site en langue anglaise, très fonctionnel. Sur la page d'accueil, nous trouvons une vaste liste de sujets d'électronique, parmi lesquels audio, livres, connexions, composants, ordinateurs, traitement numérique du signal, infrarouge, périodiques, mesure, MIDI, oscillateurs, radio, soudure, standards, télécommunications ou vidéo. Il y a, à l'heure actuelle, une soixantaine de rubriques principales. Mais chacune est encore subdivisée. Par exemple, sous le titre « mesure », le choix nous est offert entre information générale, oscilloscopes, PC comme instrument de mesure, mesure sur les lignes de transmission, contrôle des câbles, mesure en haute tension, mesure de capacité et ainsi de suite.

C'est incroyable, la somme de liens que l'on peut y trouver. Si vous cherchez un renseignement sur un domaine précis de



l'électronique, commencez par lui, vous avez un maximum de chances d'y trouver votre bonheur !

(004111)

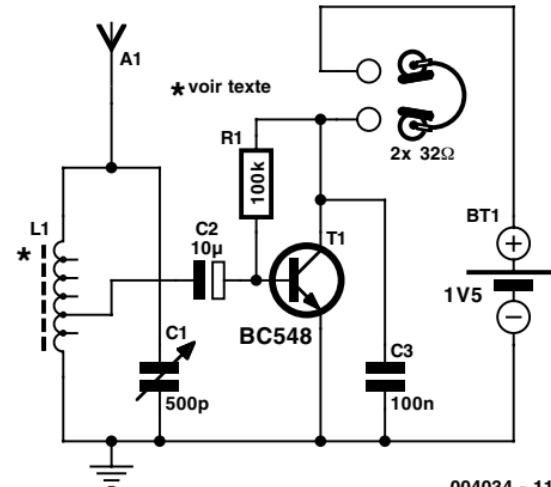
046

Radio à 1 transistor

par Burkhard Kainka

Voici le circuit d'une radio, dite Audion, qui ne comporte en tout et pour tout qu'un transistor et une batterie 1,5 V. On peut se servir d'un casque basse impédance, en mettant de préférence avec les 2 moitiés en série pour obtenir une impédance de $64\ \Omega$. La fiche du casque joue aussi le rôle d'interrupteur : l'alimentation est coupée lorsqu'on la retire. Le transistor d'un circuit Audion se charge simultanément de la détection et de l'amplification du signal. La sensibilité est si élevée qu'une antenne de 2 m suffit. Le branchement de l'enroulement devrait être situé approximativement au 1/5 des spires du circuit oscillant. Veuillez vous reporter à la contribution *Radio à diode pour casque d'écoute à basse impédance* pour de plus amples informations sur l'enroulement primaire. Ce circuit peut être utilisé sur toutes les gammes de fréquences AM (en Modulation d'Amplitude), des ondes longues aux ondes courtes.

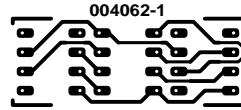
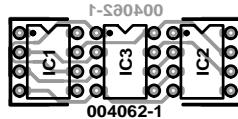
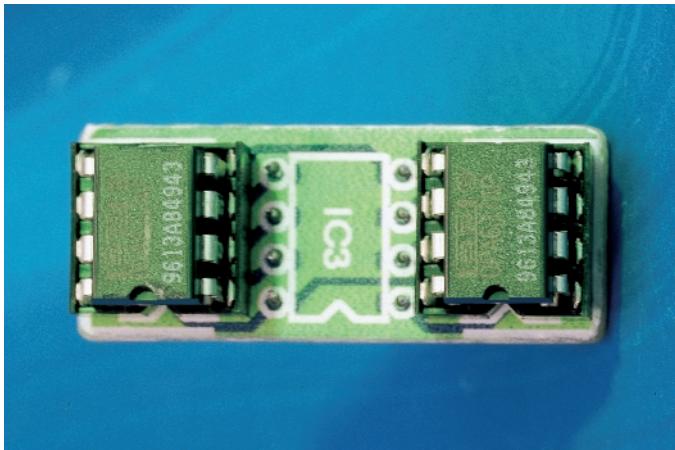
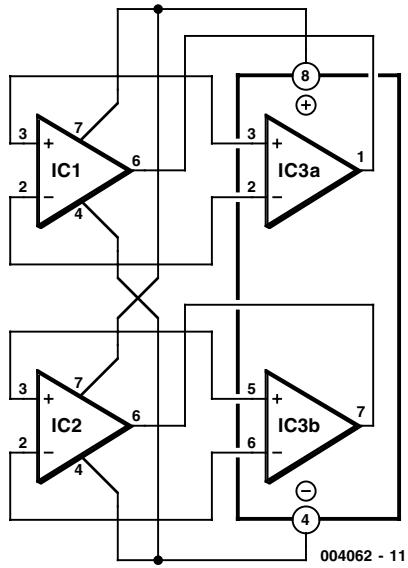
(004034)



004034 - 11

047

2 x simple = 1 x double



Ton Giesberts

Les amplificateurs opérationnels simples sont disponibles en gammes et variations bien plus larges que les doubles ou les quadruples. Non seulement il peut s'avérer intéressant de remplacer un double par deux simples, mais on jouit encore de la latitude, selon l'application envisagée, de mettre ainsi en service deux amplificateurs opérationnels aux caractéristiques totalement différentes. Par exemple, pour le CAN (Convertisseur Analogique/Numérique) et le filtre de sortie dans les lecteurs de CD. Parfois, on y utilise des amplificateurs opérationnels doubles, alors que le convertisseur courant-tension réclame un amplificateur rapide et linéaire, tandis que dans le filtre de sortie, un bon amplificateur opérationnel à faible bruit ferait mieux l'affaire.

Remplacer l'amplificateur double par deux simples, rien de plus ais茅 avec l'une des platines pr茅sent茅es ici. Le sch茅ma

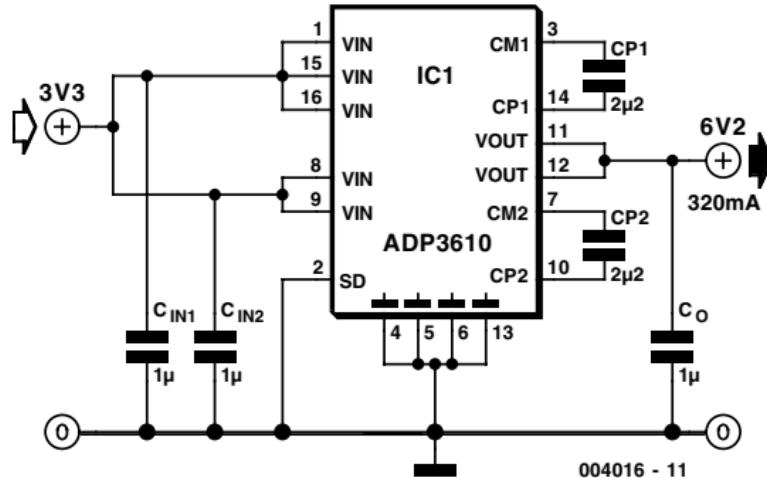
茅tale les connexions 脿 r茅aliser entre les broches de deux simples et d'un double. On installe d'abord sur la platine huit petits fils aux bornes pr茅vues pour un CI double. Ils y seront soud茅s apr猫s le placement des int茅gr茅s simples, 茅ventuellement ins茅r茅s dans des supports. Veillons bien 脿 respecter leur orientation. On peut distinguer deux dispositions spatiales : la plus large pr茅sente une meilleure s茅paration des canaux mais prend davantage de place, l'autre offre l'avantage de la compacit茅. Sur la premi猫re version, selon la hauteur des composants environnants, les raccords devront probablement 茅tre de plus grande longueur, donc plus vuln茅rables aux parasites. Mais une troisi猫me variante est aussi envisageable : deux platines, les circuits int茅gr茅s dos 脿 dos, auquel cas les connexions d'alimentation devront 茅tre r茅alis茅es par ponts de c脿blage de l'une 脿 l'autre.

Régulateur de tension à commutation

Harry Baggen (rédaction)

Application Analog Devices

La puce ADP3610 d'Analog Devices est un doubleur de tension qui travaille par conversion à commutation de convertisseur en configuration *push-pull*. La fréquence de commutation, décelable à la sortie, s'élève à 550 kHz. Le terme *push-pull* lui a été attribué parce que deux pompes de charge y travaillent en parallèle, mais en sens opposé, pour fournir la tension et le courant de sortie. Pendant qu'un des condensateurs délivre le courant, l'autre en profite pour se charger. Une technique qui réduit au minimum les pertes de tension et les ondulations résiduelles. Le convertisseur accepte à l'entrée des tensions comprises entre 3 et 3,6 V et en fait une tension voisine de 6 V (pour 320 mA au maximum) en utilisant des condensateurs de

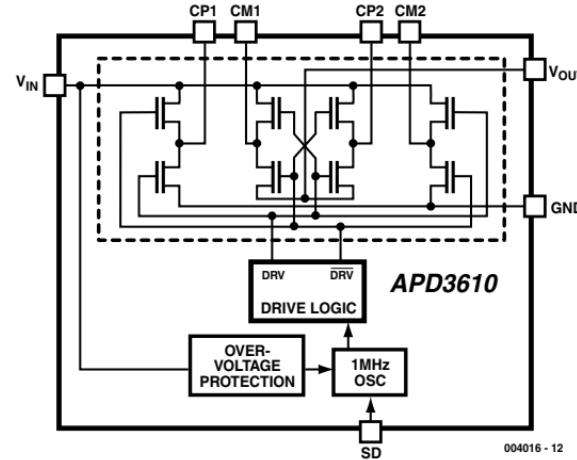


commutation de $2,2 \mu\text{F}$ à faible ESR (résistance série équivalente). Une entrée de protection permet de mettre en service ou de couper le doubleur de tension au moyen d'un niveau logique. Le CI est livré en boîtier spécial capable de dissiper jusqu'à 980 mW à la température ambiante.

Le schéma illustre une application typique de l'ADP3610, un doubleur de tension non stabilisé. En théorie, pareil circuit peut fournir en sortie exactement le double de la tension d'entrée, mais en raison des pertes dans les commutateurs électroniques et les résistances internes des condensateurs utilisés, elle sera toujours un peu plus basse. Ici, elle décroît de 6 V sans charge à 5,4 V pour une consommation de 320 mA selon une pente pratiquement linéaire.

À l'entrée du montage, sur chacune des deux bornes d'alimentation du circuit intégré, on trouve un petit condensateur monté en parallèle pour affaiblir les courtes variations de tension aussi bien que les pics de courant lors des commutations de l'ADP3610. Ce condensateur C_{IN} se doit de posséder une basse résistance interne (ESR). Il faudra prévoir une plus grande capacité s'il y a de longs fils de raccordement pour alimenter le CI.

Le condensateur de sortie C_O de $1 \mu\text{F}$ se charge aux dépens, à tour de rôle, des deux condensateurs de la pompe de charge, CP1 et CP2. Ici également, la résistance interne revêt beau-



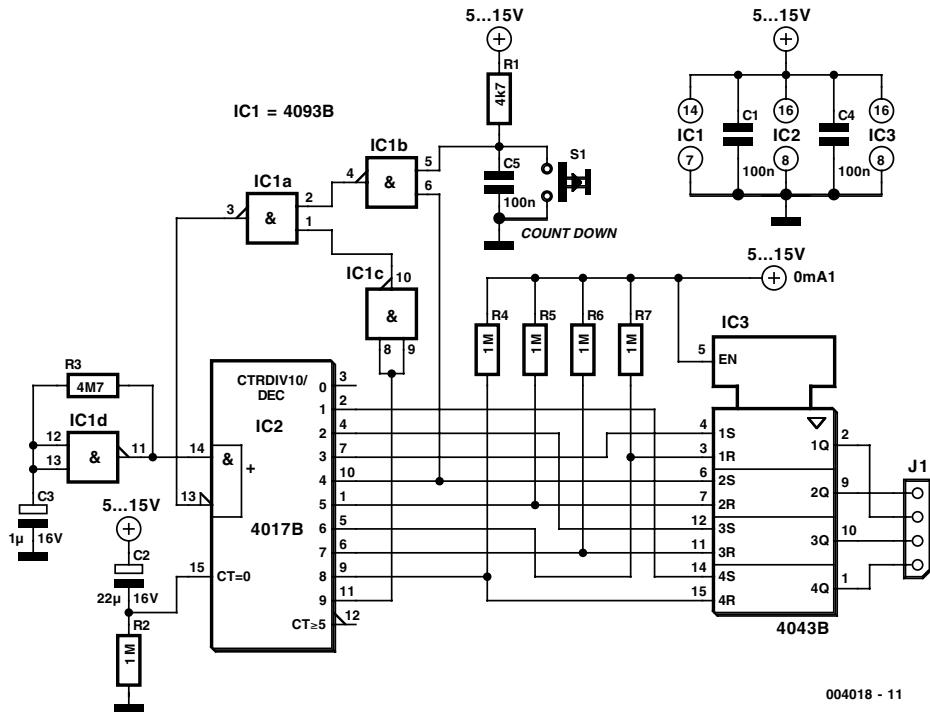
coup d'importance. C'est elle qui détermine dans une large mesure la baisse de tension en charge et le ronflement en sortie. Il est conseillé d'opter pour un modèle à la céramique ou au tantalum. On peut encore réduire l'ESR en raccordant plusieurs condensateurs plus petits en parallèle. À l'inverse, si la charge reste faible, la valeur de C_O peut être réduite.

Séquenceur de mise sous tension

A. Grace

Ce circuit a été développé pour mettre des alimentations sous tension en séquence, et ensuite hors tension dans la séquence inverse. Ceci peut être utile pour une expérimentation avec des équipements et des circuits dont l'alimentation doit être appliquée et supprimée suivant un ordre particulier (comme la combinaison du programmeur PC/EPROM utilisé par le département du service des logiciels d'Elektor, *ndlr*).

Le cœur du circuit est le vénérable compteur décimal CMOS 4017. Les sorties Q1 à Q4 ferment les bascules dans l'ordre 1-2-3-4, après quoi le décompte est suspendu. En pressant l'interrupteur S1, on poursuit le décompte. Les sorties Q5 à Q8 ouvrent les bascules dans l'ordre inverse, c'est-à-dire 4-3-2-1. La dernière sortie, Q9, est utilisée pour fermer le compteur. Quand l'alimentation est appliquée, C2 et R2 conservent le compteur hors fonction. Lorsque la tension s'est stabilisée, le signal de non fonctionnement diminue et le 4017 commence le décompte du signal horloge à 1 Hz fourni par un oscillateur composé de IC1d, R3 et C3. Les sorties du 4017 sont actionnées en séquence à chaque montée de l'impulsion d'horloge



004018 - 11

– mais à l'arrivée de la prochaine pulsation, la sortie précédente est désactivée. Les bascules du verrou (*latch*) RS (*Reset/Set* = Remise à Zéro/Positionnement) à quatre éléments de type 4043 permettent aux sorties de rester actives. Le circuit IC2 arrête le décompte à Q4 parce que IC1b supprime alors, via IC1a, le signal faisant fonctionner l'horloge sur la broche 13. Pour autoriser la poursuite du décompte, et donc

HORS GABARIT 2000

mettre les sorties hors tension, S1 doit être fermé, restaurant ainsi le signal faisant fonctionner l'horloge sur la broche 13. Comme les sorties Q5 à Q8 du compteur sont connectées sur les commandes d'ouverture des bascules, au fur et à mesure que IC2 poursuit son décompte les bascules sont ouvertes dans la séquence inverse.

Le décompte est finalement arrêté à Q9 par IC1c, qui à nouveau supprime le signal de fonctionnement de l'horloge. De faibles résistances de forçage (R4-R7) sont utilisées avec les entrées de fermeture des bascules pour prévenir des conditions de mise en route non définies.

(004018)

Amplificateur d'instrumentation à CMRR amélioré

Hans Bonekamp

Ce montage est celui d'un amplificateur d'instrumentation relativement simple acceptant d'être alimenté par le biais d'une unique tension de 5 V.

La tension de sortie répondant à la formule suivante :

$$U_O = 2.5V + \frac{R4}{R5} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) \cdot (U_1 - U_2) + \left(1 + \frac{R4}{R3}\right) \cdot U_1 - \frac{R4}{R3} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot U_2$$

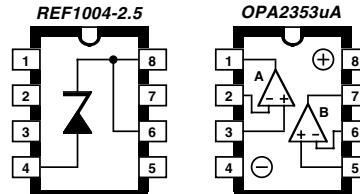
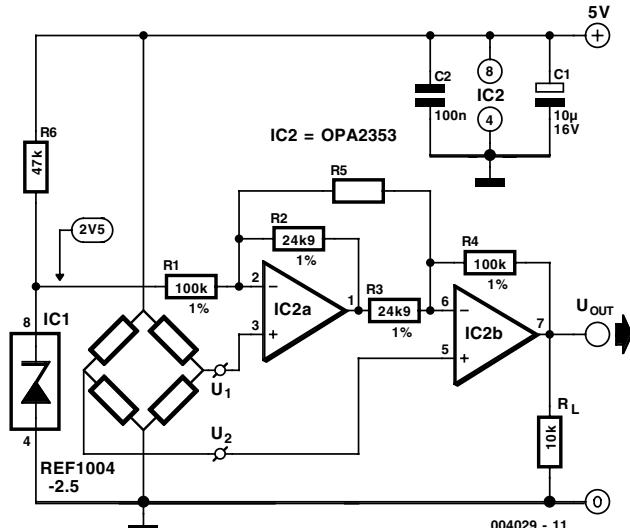
Pour que le taux de réjection en mode commun (CMRR signifie en effet *Common Mode Rejection Ratio*) soit correcte, $R1/R2$ doit être égal à $R4/R3$. Si nous faisons en sorte que $R1 = R4$ et que $R2 = R3$, cela nous donne la formule suivante :

$$U_O = 2.5V + \left(1 + \frac{R1}{R2} + 2 \cdot \frac{R1}{R5}\right) \cdot (U_1 - U_2)$$

De par la tension de référence de 2,5 V que connaît IC1, ce circuit peut s'accommoder d'une tension d'alimentation asymétrique (par opposition à symétrique qui implique elle une double tension).

Il est important, de façon à garantir la plage de tension en mode commun, de veiller à ce que $R2/R1$ soit inférieur à 1, sachant que sinon, IC2a risque, en raison de la tension en mode commun, d'arriver trop rapidement en butée. La consommation de courant de cette électronique est de l'ordre de 10 mA.

(004029)



Contrôleur de charge

Gregor Kleine

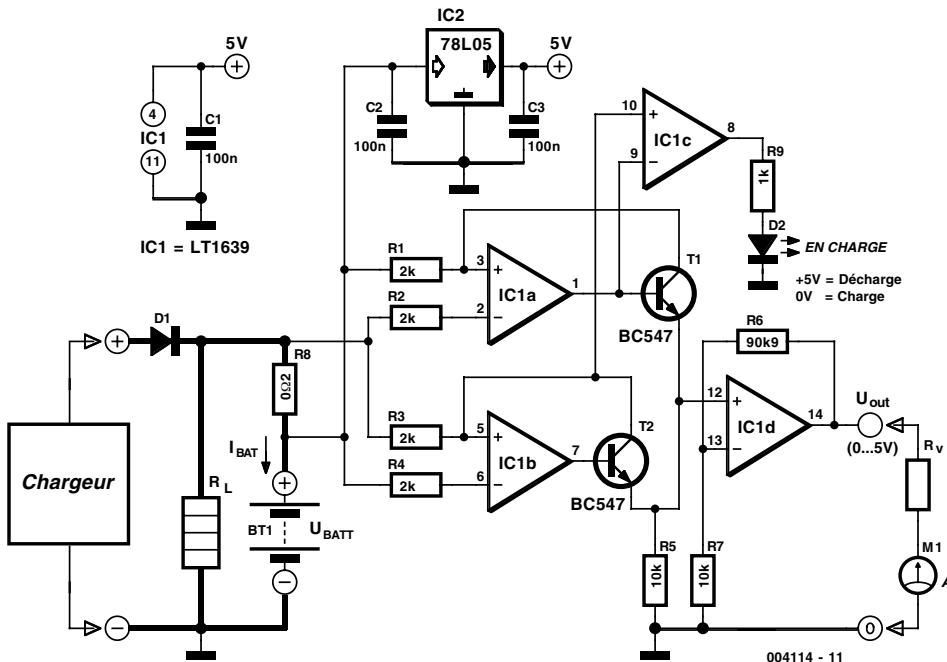
Un amplificateur opérationnel du type « Over the Top » permet de réaliser un circuit de contrôle de charge pour accumulateurs (au plomb, NiCd, ...), qui, indépendamment de la tension fournie par la batterie de voiture, se trouve piloté par une tension d'alimentation de +5 V qui pourra être dérivée, par le biais d'un régulateur de tension, d'une batterie de voiture par exemple. Le circuit détermine de lui-même, au travers d'une résistance de détection, R8, la polarité du courant et son intensité.

Une sortie numérique fournit un niveau logique qui indique le mode dans lequel se trouve, à un instant donné, un accumu-

lateur rechargeable, en cours de décharge ou de recharge. La seconde tension de sortie augmente de façon linéaire avec le courant circulant à travers le détecteur R8. Les résistances prises dans le circuit permettent de paramétrier le facteur de proportionnalité entre le courant I_{batt} et la tension V_{out} . IC1a et IC1b constituent une source de courant qui, par le biais des transistors pris à la sortie, applique un courant à la résistance R5. L'intensité de ce courant se laisse calculer à partir de la tension régnant aux bornes de R8 et de, respectivement R1 (pour IC1a) ou R3 (IC1b). La source de courant basée sur IC1a et T1 est active lors d'une décharge de l'acceu, la source de courant constituée par IC1b et T2 l'étant au cours de la

(re)charge de l'accu. Pendant chacun de ces 2 modes différents, l'amplificateur opérationnel non concerné (inactif) est câblé au niveau de son entrée de manière à ce que sa sortie soit à 0 V et que le transistor soit bloqué. La résistance R5 qui sert de résistance de charge commune convertit le courant concerné à cet instant en une tension. Avec le dimensionnement du schéma, IC1d introduit ici une multiplication par 10 de cette tension. Dans ces conditions, la sortie fournira, dans le cas d'un courant de charge de 0,1 A, une tension de +1 V. La tension de sortie étant inévitablement limitée à une valeur comprise entre 0 et +5 V, la consommation de courant maximale admissible pour un accu donné est de 0,5 A. Si l'on ne

met pas la résistance R7 à sa place sur la platine, le gain de IC1d devient unitaire (1x) de sorte que l'on peut mesurer des courants allant jusqu'à 5 A. Il est éventuellement possible de mesurer des courants plus importants encore en réduisant la valeur de la résistance R8 (on utilisera la formule donnée dans le schéma). On pourra connecter un instrument de mesure directement à la sortie V_{out} , instrument à calibrer en ampères. Les circuits de source de courant IC1a et IC1b ne fonctionnent dans le cas présent uniquement parce que l'amplificateur opérationnel utilisé, un LT1639 continue de travailler de façon linéaire même lorsque les tensions d'entrée (U_{Batt} , de 6 voire 12 V dans le cas présent) présentent un niveau supérieur à la tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel qui est

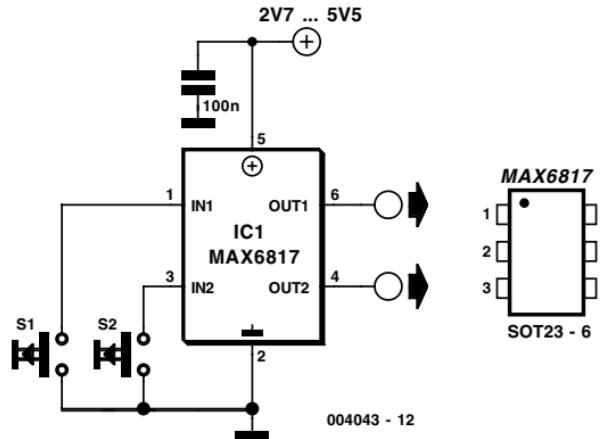
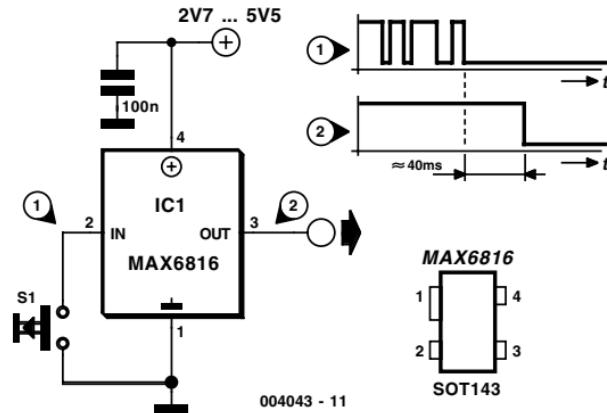


ici de +5 V. Le LT1639 s'accorde de n'importe quelle tension d'alimentation comprise entre +3 et +44 V, ses entrées se laissant piloter par un potentiel pouvant aller jusqu'à 40 V au-delà de la tension d'alimentation.

La sortie numérique, que l'on pourra doter d'une LED de visualisation du mode de fonctionnement en charge est basée sur l'amplificateur opérationnel IC1c. L'édit amplificateur opérationnel est connecté aux sorties des 2 amplificateurs opérationnels source de courant et bascule, en fonction de la polarité de la tension aux bornes de R8, soit vers +5 V (en mode de charge) soit à 0 V (la masse) en mode de décharge.

052

Une puce contre les bonds



par Gregor Kleine

Un problème qui afflige depuis longtemps les touches et autres claviers raccordés à des composants numériques est celui des rebonds des contacts. On fait appel à des éléments RC, à des bascules ou encore à des solutions logicielles pour

maîtriser la fermeture répétée du contact de la touche lorsqu'on l'actionne. Il existe à présent un composant qui remplit à lui seul ce rôle et envoie des impulsions numériques bien définies à l'électronique située en aval.

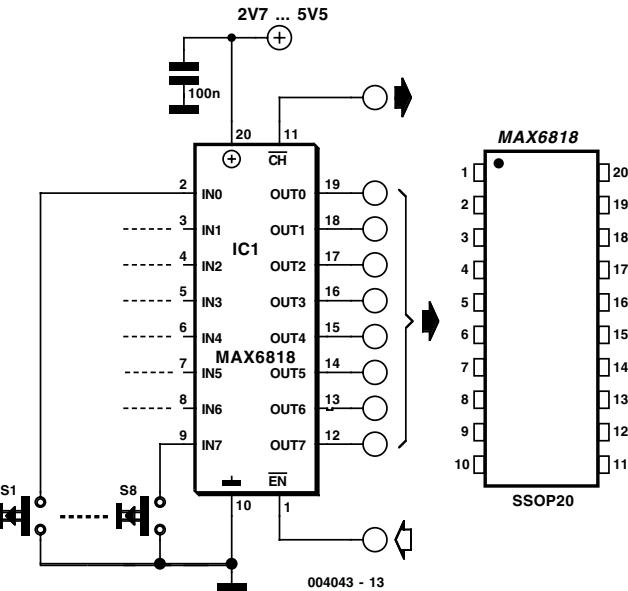
Les composants MAX 6816, MAX 6817 et MAX 6818, dont la

simplicité de montage présentée dans la **figure 1** est un baume pour le cœur, sont des circuits à protection élevée contre les rebonds des touches à 1, 2 ou 8 entrées. Tout élément externe est superflu. Les touches reliées aux entrées doivent être simplement commutées à la masse. Les résistances de charge sont internes. Ces puces fonctionnent à une tension de 2,7 V à 5,5 V et consomment moins de $20 \mu\text{A}$. Les entrées sont à l'épreuve de tensions continues (incorrectes) dans la plage allant de +25 à -25 V et des décharges électrostatiques jusqu'à $\pm 15 \text{ kV}$.

Les MAX 681x possèdent un oscillateur intégré qui fixe le rythme d'un compteur. Ce compteur est réinitialisé chaque fois que le niveau d'une entrée change au cours d'un délai de 40 ms. Le compteur ne peut arriver au maximum et libérer l'entrée que si le signal est stable pendant 40 ms. Voilà tout le secret de la protection contre les rebondissements lors de la fermeture ou de l'ouverture du contact de la touche.

Le MAX 6818 peut être raccordé directement à un bus de données car il possède une entrée d'activation (EN) qui commute les sorties les sorties à haute impédance vers le niveau haut. Il existe aussi une sortie Change (CH) qui indique le changement d'état de la touche pressée. La sortie CH peut être directement raccordée à la ligne d'interruption d'un système à microprocesseur. Le brochage de ce composant correspond à celui du verrou (*Latch*) 74xx573 bien connu. Le MAX 6817 peut donc être utilisé directement comme pour le remplacer.

Le MAX 6816 est disponible dans un minuscule boîtier SMD SOT-143, le MAX 6817 dans un boîtier SMD SOT23 à 6 broches pour transistor et le MAX 6818 dans un boîtier SSOP20. Les



fiches de caractéristiques de ces circuits intégrés de protection contre les rebonds sont disponibles sur Internet à l'adresse de Maxim Integrated Products :

www.maxim-ic.com

(004043)

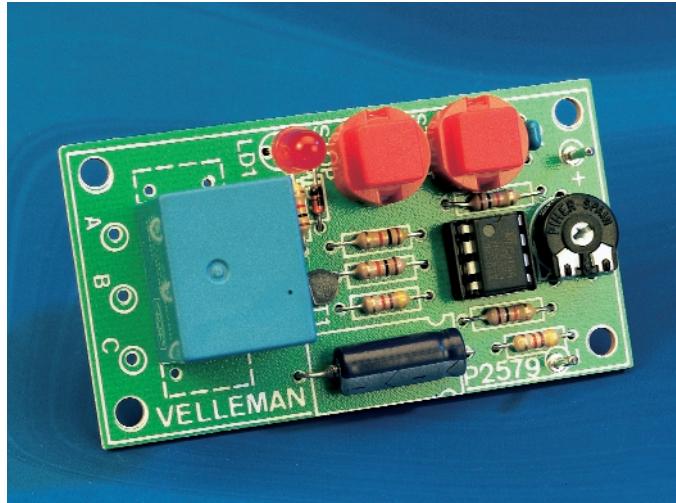
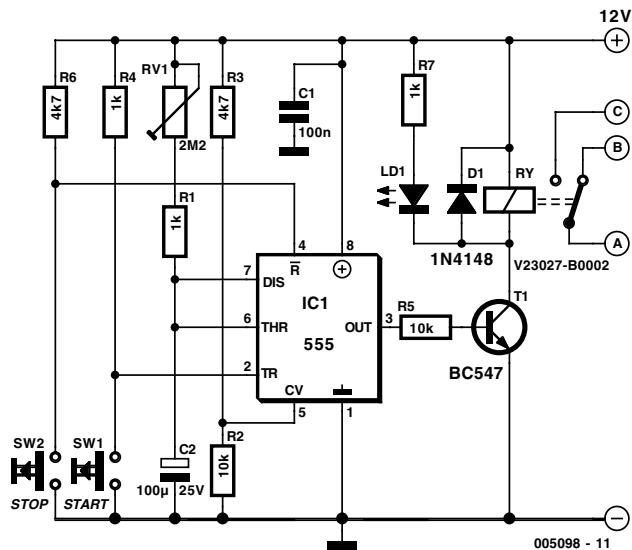
Temporisateur Start-Stop universel

©2000 Velleman (projet)

Harry Baggen (rédaction)

C'est grâce à son relais électromagnétique que ce montage miniature peut être mis à toutes les sauces. La gamme de réglage s'étend de quelques secondes à une quinzaine de minutes. Quelques modifications simples vous permettront d'ailleurs d'en adapter à vos vœux personnels la plage et la durée maximale.

La temporisation proprement dite est confiée au classique du



genre, le 555. Les entrées Start (broche 2) et Stop (broche 4) du 555 sont normalement maintenues au niveau haut par les résistances de forçage R4 et R6. À l'état de repos, le condensateur de temporisation C2 est court-circuité à la masse par l'électronique interne de la puce. Dès que l'on appuie sur le bouton de démarrage, la sortie (broche 3) devient haute, avec pour conséquence que le transistor T1 active le relais. Et pour ne rien vous cacher, la LED LD1 s'allume aussitôt. Le condensateur C2 est alors en période de charge par le chemin de R1 et RV1. Plus la capacité de C2 et la résistance de RV1 sont grandes, plus longtemps il faudra attendre avant que la ten-

sion du condensateur n'atteigne le seuil requis au nœud R2-R3, que la sortie ne repasse à zéro et que le condensateur ne soit déchargé. Si entre-temps quelqu'un appuie sur la touche Stop, la sortie est immédiatement désactivée et le condensateur déchargé.

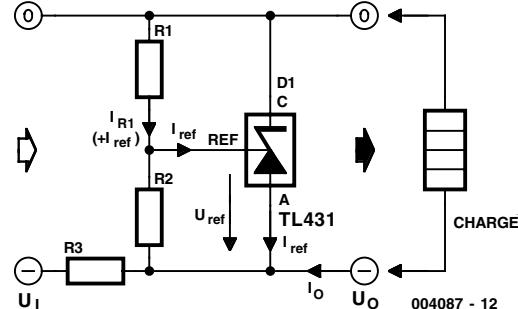
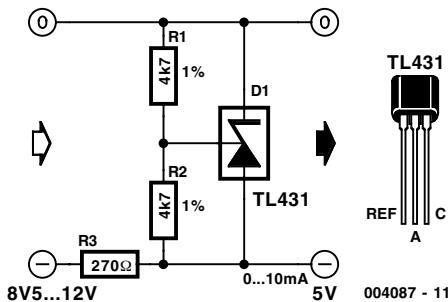
On peut adapter la période maximale en changeant le condensateur électrolytique C2. Doubler sa capacité revient à peu près à doubler la période. On pourrait aussi doubler la valeur du potentiomètre RV1, mais dans ce cas, le courant de fuite du

condensateur risque de fausser l'échelle en la raccourcissant du côté des longues temporisations.

Le relais sélectionné peut commuter jusqu'à 2 A sous 230 V. Il faut prévoir une alimentation stabilisée de 12 V pour donner vie à ce circuit.

(005098)

La firme Velleman propose une boîte de construction complète pour ce montage (kit n° K2579), disponible dans la plupart des magasins d'électronique.



Klaus Thiesler

Le montage présenté en **figure 1**, est en mesure de fournir, avec un nombre très restreint de composants, une tension négative comprise entre $-2,5$ et -36 V, et ceci à des courants pouvant aller jusqu'à de l'ordre de 100 mA. Le régulateur de shunt TL431 de Fairchild Semiconductor le permet à une précision très acceptable. L'alimentation se fait à l'aide d'une source de tension négative non régulée. La tension de perte (*Drop-out*) naît aux bornes de la résistance R3. Ce régulateur de shunt requiert, pour fonctionner, une charge de sortie permanente non variable.

La tension de sortie négative U_O est définie par le biais du diviseur de tension que constituent R1 et R2.

$$U_O = (1 + R1/R2) \cdot U_{REF} + R1 \cdot I_{REF}$$

formule dans laquelle

$$U_{REF} = -2,495 \text{ V (tolérance incluse)}$$

$$I_{REF} = -2 \mu\text{A}.$$

On retrouve ainsi les relations entre la tension de sortie, le diviseur de tension et les valeurs de référence du TL431.

On suppose, pour pouvoir déterminer les valeurs des résistances du diviseur, que le courant circulant au travers du diviseur (I_{R1}) doit toujours être beaucoup plus important que le courant de référence (I_{REF}). Si l'on définit

$$R1 = (U_O - U_{REF}) / I_{REF}$$

le courant du diviseur comme étant 50 fois supérieur au courant de l'entrée de référence (à $-100 \mu\text{A}$) on obtient la tension de sortie requise, -5 V par exemple, par la formule suivante : $R1 = (-5 \text{ V} - 2,495 \text{ V}) / -10^{-4} \text{ A} \sim 25,05 \text{ k}\Omega$.

La seconde résistance vaut alors :

$$R2 = U_{REF} / [(U_O - U_{REF})/R1 - I_{REF}] \sim 25,46 \text{ k}\Omega.$$

Pour que le régulateur puisse fonctionner correctement il faut que le courant de cathode se situe entre -1 et -100 mA, le courant de charge, I_O , doit être pratiquement constant. Ces 2 courants définissent la valeur de la résistance prise en série dans la ligne de signal, R3

$$(U_{Imax} - U_O)/(I_{Omax} + I_{Cmin}) = (R3 = (U_{Imax} - U_O)/(I_{Omin} +$$

$$I_{Cmax})$$

Il faudra également effectuer, pour déterminer la valeur de résistance minimale, une évaluation de la puissance. La résistance R3 doit pouvoir dissiper au minimum une puissance de : $P_{R3} = (U_{Imax} - U_O)^2 / R3$.

La dissipation de puissance du régulateur de shunt répond à l'équation suivante :

$$P_{TL431} = U_O \cdot I_{Cmax}$$

Si l'on désire une tension de sortie de -5 V, on pourra se contenter de calculs plus simples, les résistances R1 et R2 pourront en effet avoir la même valeur. La première formule se simplifie et devient :

$$U_O = -2 \cdot U_{REF} - R1 \cdot I_{REF}$$

$$R1 = R2 = (U_O + 2 \cdot U_{REF}) / I_{REF}$$

Si l'on définit une tension de référence (sans tolérance) de $-2,495$ V, la résistance prend alors une valeur de $5 \text{ k}\Omega$. Si l'on utilise une valeur de résistance différente l'influence du courant de référence devient alors sensible sur la valeur de la tension de sortie.

La **figure 2** vous propose un schéma d'application pour une tension de sortie de -5 V.

Le régulateur TL431 existe en 3 classes de précision : la variante sans suffixe s'accompagne d'une erreur maximale de $\pm 2\%$, la version à suffixe $-A$ voit cette erreur maximale tomber à $\pm 1\%$, la dernière version, le TL1431, est, avec une erreur de $\pm 0,4\%$, la variété la plus précise.

On pourra trouver à l'adresse Internet suivante :

<http://www.fairchildsemi.com/ds/TL/TL431.pdf>

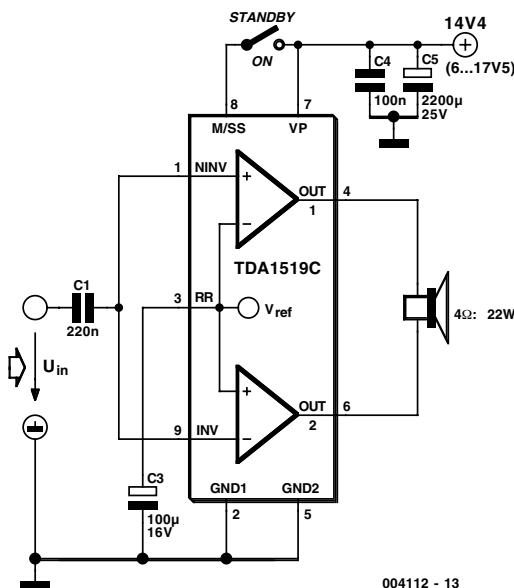
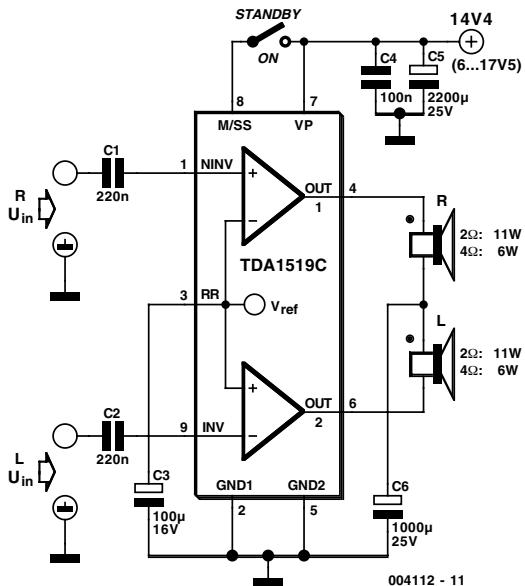
la fiche de caractéristiques, malheureusement truffée d'erreurs, de ce composant intéressant.

Notons qu'il existe, pour des tensions de sortie fixes de 5 , $3,3$ et $3,0$ V, à des courants allant de $100 \mu\text{A}$ à 50 mA, des régulateurs de l'écurie Maxim très intéressants. Il s'agit des MAX6330 et MAX6331. Le diviseur de tension y est intégré à la fabrication.

(004087)

055

Amplificateur audio 2 x 11 W stéréo ou 22 W mono



Gregor Kleine

Les circuits intégrés amplificateurs audio (BF) ne cessent, ces dernières années, de faire de gros progrès, repoussant sans arrêt les limites de puissance et ouvrant ainsi la porte à de nouvelles classes de puissance. Le TDA1519C de Philips intègre une paire d'amplificateurs de puissance qui peuvent être utilisés, soit séparément pour réaliser un amplificateur stéréophonique fournissant jusqu'à 2 fois 11 W, soit ensemble dans un montage en pont, ce qui se traduit par une puissance de 22 W en mode monophonique. Ce composant est monté dans un boîtier spécial ne comportant qu'un rangée de contacts (SIL9P), ceci de manière à lui permettre de dissiper, en cours de fonctionnement, la puissance excédentaire par le biais d'un radiateur sur lequel il devra être vissé. Notons qu'il existe une version CMS baptisée TDA1519CSP de ce composant dotée du même type de boîtier. Dans ce cas-là le radiateur devra être monté sur le dessus du circuit intégré.

Cet amplificateur audio admet une plage de tensions d'alimentation très large puisqu'elle va de +6 à +17,5 V. Si le premier des amplificateurs travaille en amplificateur non inverseur (broche 1 vers broche 4), le second, celui pris entre les broches 9 et 6, travaille en amplificateur inverseur. Ceci implique qu'il faudra tenir compte de cette situation lors du branchement des enceintes; en mode stéréo il faudra veiller à ce que l'une des 2 enceintes soient montée à polarité inversée (cf. les points présents sur le schéma à proximité des hauts-parleurs). Les 2 amplificateurs ont une impédance d'entrée de 60 kΩ et ont été paramétrés pour un gain en tension de 40 dB (soit un facteur d'amplification de 100x). En mode de fonctionnement monophonique les 2 entrées sont prises en parallèle de sorte que l'impédance d'entrée tombe à 30 kΩ seulement.

Le circuit intégré comporte une entrée combinée de silencieux et de veille (Mute/Standby), sa broche 8. La solution la plus simple consiste à relier cette entrée au plus de la tension d'alimentation (+Ub) au travers d'un interrupteur. Si ledit interrupteur est ouvert le TDA1519C se trouve en mode de veille (Standby), sa consommation de courant tombant à moins de 100 µA. La fermeture de l'interrupteur fait entrer l'amplifica-

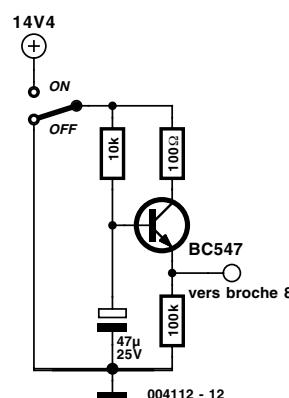
teur en fonction.

Nous vous proposons un circuit anti-plop destiné à éliminer les bruits intempestifs naissant de la charge des condensateurs d'entrée C1 et C2 : lors de la mise sous tension de l'amplificateur la tension appliquée à la broche 8 suit une augmentation en forme de rampe. Ce faisant, le TDA1519C passe par l'état de silencieux (Mute) qui se situe à une tension d'alimentation comprise entre 3,3 et 6,4 V. C1 et C2 ont alors le temps de se charger. Ce n'est qu'une fois que la tension appliquée à la broche 8 dépasse 8,5 V que l'amplificateur se voit réellement activé.

Le TDA1519C dispose de circuits de protection intégrés. Il est possible ainsi, sans conséquences graves, de court-circuiter chacune des entrées à l'une ou l'autre ligne (plus ou masse) de la tension d'alimentation voire de les court-circuiter entre elles. Le composant de Philips dispose, outre la circuitterie de protection thermique, d'une électronique le protégeant contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation, mais cela jusqu'à 6 V seulement.

(004112)

Adresse Internet :
www.semiconductors.philips.com



056

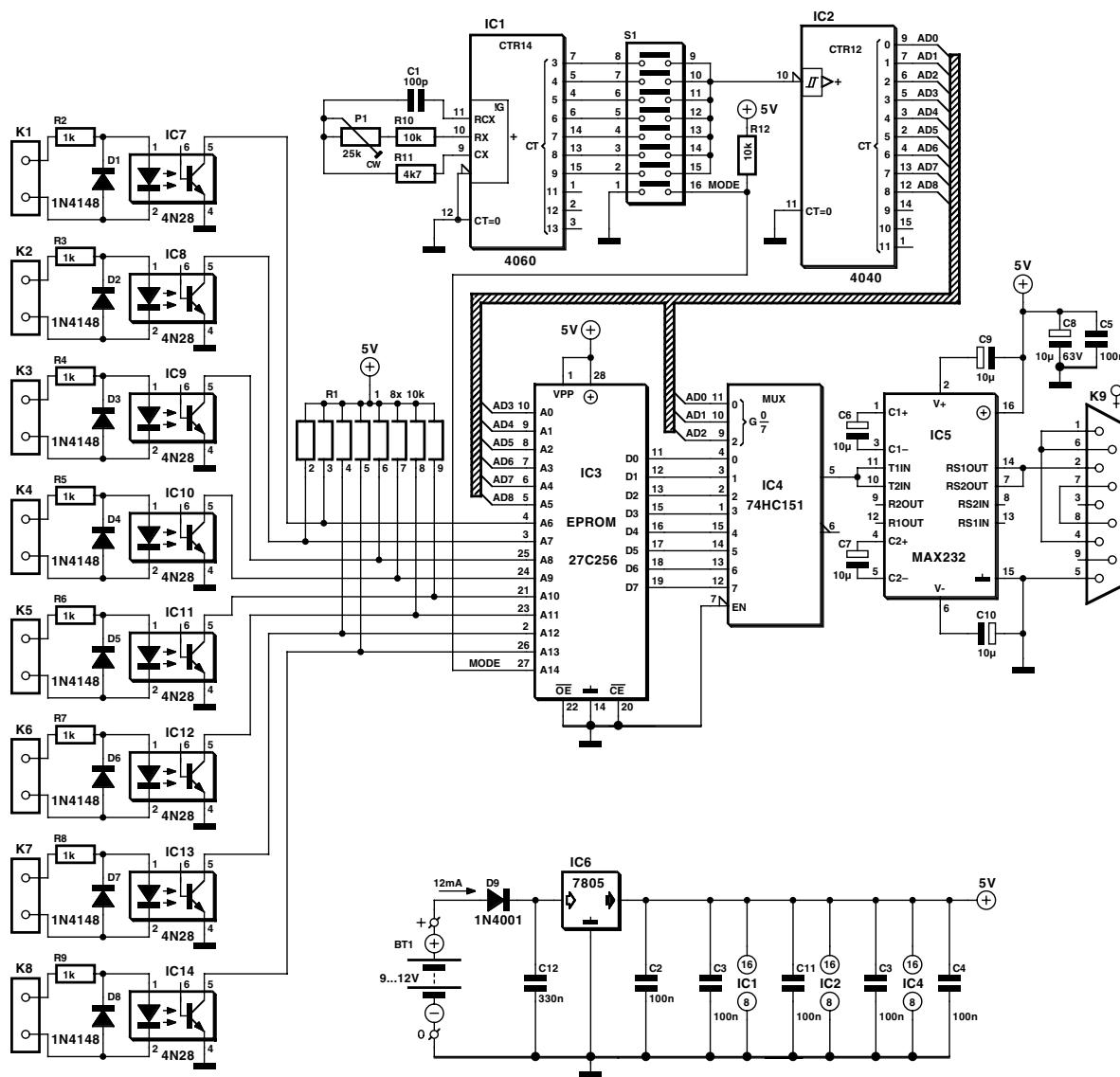
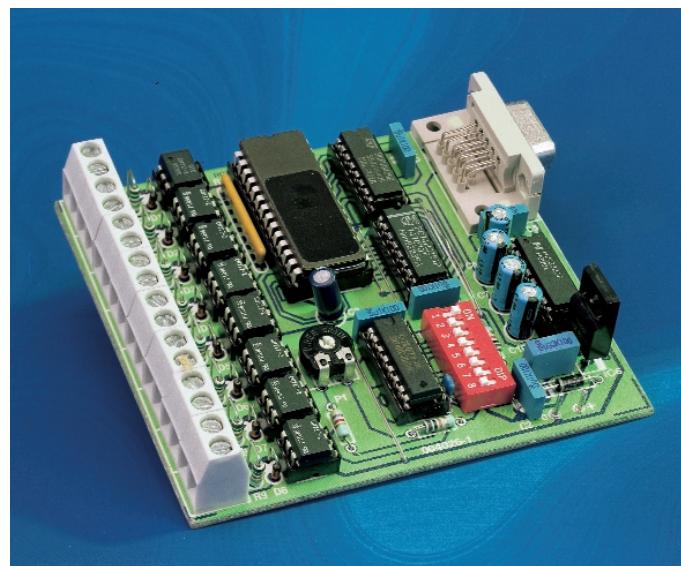
Carte d'Entrées numériques à 8 canaux pour port RS232

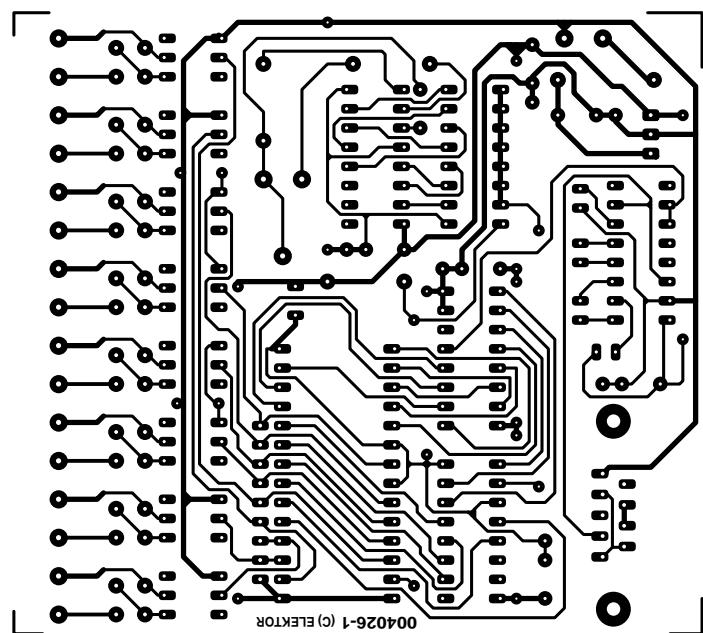
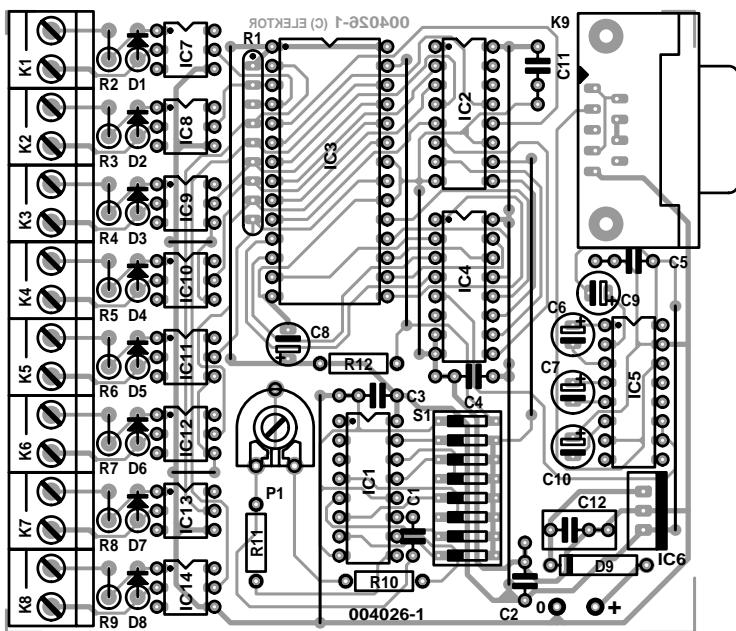
G. Vastianos

L'auteur est étudiant au Département d'Electronique de l'Institut de Formation Technologique du Pirée, Grèce.

Ce projet est une carte comportant 8 entrées compatibles avec des circuits TTL, isolées optiquement pour une connexion externe au port série, lequel communique à travers le protocole RS-232. Vous chercherez en vain sur cette carte un UART (*UART = Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*, émetteur/récepteur asynchrone universel) ou une puce microcontrôleur parce que la conception en est basée sur une mémoire EEPROM 27C256.

Chaque entrée numérique est connectée à un coupleur optique (IC7 à IC14) à travers une résistance (R2 à R9) et le pilote avec un courant de 5 mA quand la tension d'entrée est de 5 V_{cc}. Une diode (D1 à D8) est connectée en parallèle à chaque coupleur optique pour le protéger des effets destructeurs d'une inversion de la polarité du signal. Les collecteurs des transistors internes de couplage optique commandent les lignes d'adressage (de l'EPROM) A6 à A13. Les états logiques de A6





à A13 sont inversés (parce que les coupleurs optiques fonctionnent comme des inverseurs) et, de ce fait, une seconde inversion est réalisée par programme (EPROM) pour annuler l'effet global d'inversion. De cette façon, les 8 entrées deviennent compatibles TTL.

Le circuit IC1, un CD4060, forme avec l'aide de C1, P1 et R10 un générateur de débit pour 150, 300, 600, 1 200, 2 400, 4 800 ou 9 600 bps (*bit per second* = bauds en français). L'ajustable P1

Tableau 1. Codes ASCII & valeurs des bits

Car.	ASCII	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
CR	13	0	0	0	0	1	1	0	1
LF	10	0	0	0	0	1	0	1	0
'C'	67	0	1	0	0	0	0	1	1
'H'	72	0	1	0	0	1	0	0	0
'0'	48	0	0	1	1	0	0	0	0
'1'	49	0	0	1	1	0	0	0	1
'2'	50	0	0	1	1	0	0	1	0
'3'	51	0	0	1	1	0	0	1	1
'4'	52	0	0	1	1	0	1	0	0
'5'	53	0	0	1	1	0	1	0	1
'6'	54	0	0	1	1	0	1	1	0
'7'	55	0	0	1	1	0	1	1	1
'.'	58	0	0	1	1	1	0	1	0
SP	32	0	0	1	0	0	0	0	0
SYNC	255	1	1	1	1	1	1	1	1

Liste des composants

Résistances :

R1 = réseau SIL de 8 résistances de 10 kΩ

R2 à R9 = 1 kΩ

R10,R12 = 10 kΩ

R11 = 4kΩ7

P1 = ajustable 25 kΩ horizontal

Condensateurs :

C1 = 100 pF

C2 à C5,C11 = 100 nF

C6 à C10 = 10 µF radial

C12 = 330 nF

Semi-conducteurs :

D1 à D8 = 1N4148

D9 = 1N4001

IC1 = 4060

IC2 = 4040

IC3 = 27C256 (cf. texte en ce qui concerne la programmation)

IC4 = 74HC151

IC5 = MAX232 (Maxim)

IC6 = 7805

IC7 à IC14 = 4N28 ou CNY17-2

Divers :

K1 à K8 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm

K9 = embase sub-D femelle à 9 contacts encartable

S1 = octuple interrupteur DIP

doit être réglé sur le débit désiré en bauds –une précision de 1 à 2 % est nécessaire ! Le débit est sélectionné à l'aide d'un interrupteur DIP (*DIP* = *Dual In-line Package*, boîtier à double rangée de broches) S1. Le circuit CD4040 travaille comme un compteur binaire à 9 bits. Les trois bits LS (*LS* = *Least Significant* = de poids faible) des sorties du compteur (AD0, AD1, AD2) contrôlent les entrées de sélection du multiplexeur IC4 (74HC151). Les autres bits du compteur (AD3 à AD8) com-

Tableau 2. Composition des caractères

Car.	Start-Bit	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	Stop-Bit
CR	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1
LF	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
'C'	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1
'H'	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
'0'	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1
'1'	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1
'2'	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1
'3'	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
'4'	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1
'5'	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1
'6'	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1
'7'	0	1	1	1	0	1	1	0	0	1
'.'	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1
SP	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
SYNC	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Tableau 3. Paramétrage de l'interrupteur DIL

SW	1	Usage								Mode
		#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8	
OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	"150, 8, 1, N : BIN"	
OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	"300, 8, 1, N : BIN"	
OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	"600, 8, 1, N : BIN"	
OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	"1200, 8, 1, N : BIN"	
OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	"2400, 8, 1, N : BIN"	
OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	"4800, 8, 1, N : BIN"	
OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	"9600, 8, 1, N : BIN"	
ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	"150, 8, 1, N : TTY"	
ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	"300, 8, 1, N : TTY"	
ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	"600, 8, 1, N : TTY"	
ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	"1200, 8, 1, N : TTY"	
ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	"2400, 8, 1, N : TTY"	
ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	"4800, 8, 1, N : TTY"	
ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	"9600, 8, 1, N : TTY"	

mandent les bits d'adressage de poids faible de la mémoire EPROM (A0 à A5). La ligne d'adressage de poids fort, A14, est connectée à l'un des interrupteurs DIP de S1 qui définit le mode de transmission des données (TTY ou BIN).

Avec les connexions ci-dessus, le compteur IC2 balaye un éventail de 512 bits (64 octets) sur le total de 256 Kbits (32 Koctets) contenu dans la mémoire EPROM.

Le nombre de blocs de 512 octets (paquets) est égal au nombre des différentes combinaisons de CH0 à CH7 et MODE, et peut être calculé à l'aide la formule suivante :

Taille mémoire = 512 paquets * 512 bits/paquet = 256 Kbits = 32 Koctets.

L'unité d'encodage des données, composée des circuits IC1 à -IC4, transmet des paquets de 512 bits (en provenance de la sortie multiplexeur).

Les données dans le paquet transmis dépendent directement des états logiques des lignes CH0 à CH7 et MODE.

L'alimentation comprend un régulateur 7805 de façon à ce que la carte n'ait pas besoin d'une alimentation régulée séparée.

Le circuit IC5 (un MAX232) fonctionne comme un pilote/récepteur RS-232, convertissant les données à la sortie du multiplexeur de compatibles TTL en compatibles RS232.

L'EPROM étant programmée avec les bonnes données, le message produira, à travers le protocole RS-232, des messages (paquets) informant sur l'état logique des entrées de la carte. La carte utilise une transmission de type 8 bits de données, 1 bit d'arrêt et absence de parité (*no parity*). Si l'on veut transmettre 'A', par exemple, et si le PC pilote un programme de simulation de terminal (via la broche RXD de son port série) et reçoit les 10 bits suivants : '0100000101', alors il affichera sur son écran le caractère 'A'.

Cette carte transmet les états logiques de ses entrées dans un des deux modes, TTY (télétype) ou BIN (binaire).

Dans le mode TTY, la carte transmet le message suivant à l'ordinateur :

<SYNC>, <SYNC>, <CR>, <LF>, 'CH0:X', <SP>, 'CH1:X', <SP>, 'CH2:X', <SP>, 'CH3:X', <SP>, 'CH4:X', <SP>, 'CH5:X', <SP>, 'CH6:X', <SP>, 'CH7:X'

code dans lequel <SYNC> est le caractère de code ASCII 255, utilisé pour synchroniser l'ordinateur. La réception de ce caractère (depuis l'ordinateur) entraîne l'affichage d'un espace sur l'écran. <CR> et <LF> sont les 'retour chariot' et 'saut de ligne' avec les codes ASCII 13 et 10 respectivement, et <SP> le caractère 'espace' avec le code ASCII 32. La réception de ce caractère (depuis l'ordinateur) entraîne l'affichage d'un espace. Enfin, X est l'état logique de chaque entrée, qui provoque l'affichage d'un '1' ou d'un '0'.

En mode BIN, la carte transmet le message suivant à l'ordinateur :

<SYNC>, <SYNC>, <DATA BYTE>

Dans lequel <SYNC> est identique au message précédent et <DATA BYTE> le caractère de code ASCII égal à la valeur numérique de l'octet construit à partir des états logiques des entrées (avec le bit MS – MS = *Most Significant*, le chiffre le plus significatif, le plus à gauche – représentant CH7, et le bit LS, CH0).

Ces deux modes sont utilisés dans des cas différents. Lorsque l'on veut juste voir l'état logique des entrées, on place la carte en mode TTY et on utilise un programme terminal comme Telix, Procomm Plus, Hyper terminal, etc. Mais si on veut archiver les données ou développer un système d'acquisition de données et de commande avec d'autres cartes correspondantes, alors on place la carte en mode BIN (parce que le décodage des données est plus facile à l'aide d'un logiciel spécialisé).

Les caractères, leur code ASCII et leur valeur en bits, sont présentés dans le Tableau 1 dans les deux modes. Les chaînes de bits transmis pour chaque caractère apparaissent dans le Tableau 2.

Le contenu de l'EPROM est créé par un programme (**EPMOMFMP.BAS**) développé en Quick Basic, qui est disponible sur le site Web de l'auteur. Le programme crée d'abord un fichier temporaire contenant toutes les données à écrire dans l'EPROM en format bits (**08DICARD.TMP**). Ensuite, il convertit ce fichier en format octets (**08DICARD.BIN**) et supprime le fichier temporaire. Finalement, il lance un programme externe (**BIN2HEX.EXE**) et adapte le fichier binaire en format IntelHex (**08DICARD.HEX**). Pour programmer votre propre EPROM, vous pouvez utiliser le fichier **08DICARD.BIN** ou **08DICARD.HEX**.

Pour terminer, la sélection du mode et du débit par l'interrupteur S1 est présentée dans le Tableau 3. La platine conçue pour ce projet n'est malheureusement pas disponible, il vous faudra partant la graver par vos propres moyens à l'aide du dessin proposé dans le présent article.

Tous les logiciels dont vous avez besoin pour compléter ce projet peuvent être téléchargés gratuitement depuis le site Web de l'auteur à l'adresse

<http://members.xoom.com/robofreak/download/08dicard.htm>

Pour prendre connaissance des autres projets développés par M. Vastianos, consultez l'adresse suivante :

<http://members.xoom.com/robofreak/>

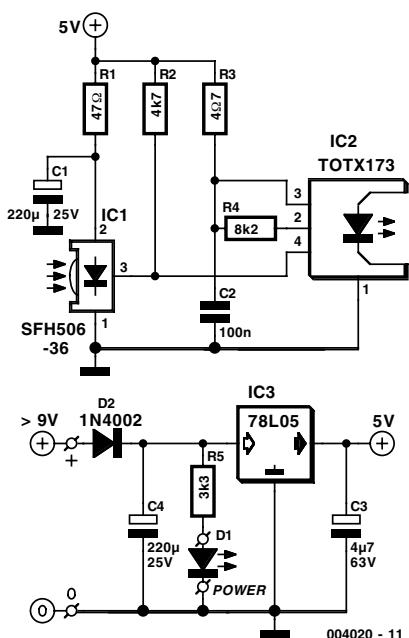
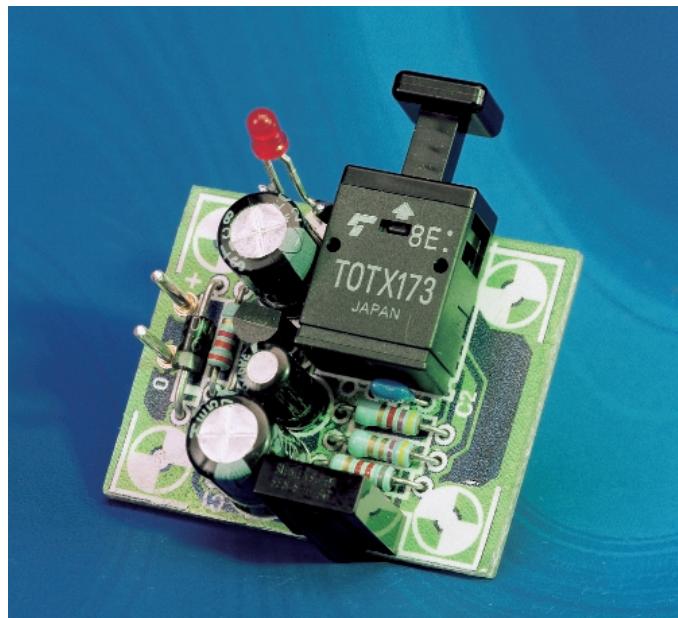
(004026)

057

Récepteur pour prolongateur IR par fibre optique

Ton Giesberts

On trouve aujourd'hui des prolongateurs de télécommande de toutes sortes. On fait souvent appel, pour le transfert du signal d'une pièce à une autre, à une liaison galvanique ou électromagnétique. Dans la présente application nous allons utiliser une liaison par fibre optique (qui, contrairement à ce que pourrait donner à penser sa dénomination de fibre de verre, est souvent à base de plastique). L'avantage de cette approche est qu'en raison de sa minceur, le fin câble de la fibre optique est plus facile à camoufler qu'un câble coaxial de $75\ \Omega$ par exemple. L'utilisation d'une liaison par fibre optique élimine en outre tout risque de rayonnement parasite qui risquerait de polluer l'environnement. La liaison entre le récepteur et l'émetteur se fait par modules Toslink, un composant classique, même s'il est toujours encore, malheureusement, difficile de le dénicher dans le commerce local. Ce n'est sans doute pas la solution la plus économique, mais sans aucun doute elle est l'approche la plus compacte. On pourra fort bien ne pas utiliser du câble optique standard utilisé normalement pour l'interconnexion de 2 appareils audio et faire appel à quelques mètre



de fibre optique plastique beaucoup moins chère. Nous avons effectué nos essais avec une liaison de 10 mètres à base de fibre optique plastique bon marché pour relier le récepteur à l'émetteur (décris lui dans un autre article de ce numéro double).

L'électronique est on ne peut plus simple. IC1, un SFH506, circuit qui remplit simultanément les fonctions de récepteur IR et de démodulateur, attaque directement IC2, l'émetteur Toslink. Nous avons, dans le cas présent, opté pour la fréquence RC5 de 36 kHz, mais rien n'interdit de choisir une autre norme ou fréquence. Les 2 composants majeurs de ce montage ont été découplés efficacement de manière à limiter le plus possible les parasites arrivant au récepteur. Nous recommandons, en ce qui concerne l'alimentation, d'utiliser un adaptateur secteur modulaire vu la consommation de courant rela-

tivement élevée, quelque 20 mA, des modules Toslink. Nous avons dessiné une platine pour ce montage; on y découvre, outre les composants requis par le récepteur proprement dit, également une alimentation 5 V standard dotée, sous la forme de la diode D2, d'une protection contre une inversion accidentelle de polarité de la tension d'alimentation. La LED D1 sert d'indicateur de la présence de la tension d'alimentation. La plage de la tension d'alimentation est très large, pouvant aller de 9 à 30 V. En l'absence de signal infrarouge (IR) la sortie de IC2 reste en permanence au niveau haut, situation se traduisant par un allumage continu de la LED intégrée dans IC2. Ceci permet à l'émetteur de détecter facilement si le récepteur est en fonction ou non.

(004020)

Liste des composants

Résistances :

R1 = 47Ω

R2 = 4kΩ7

R3 = 4Ω7

R4 = 8kΩ2

R5 = 3kΩ3

Condensateurs :

C1,C4 = 220 μF/25 V radial

C2 = 100 nF céramique

C3 = 4μF7/63 V radial

Semi-conducteurs :

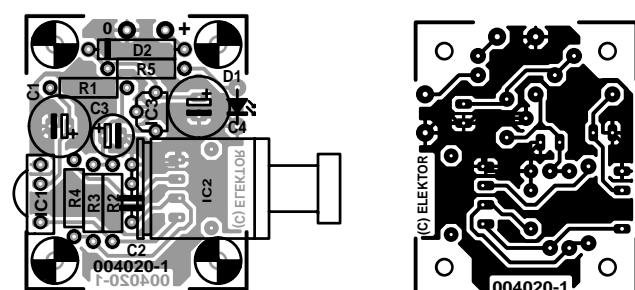
D1 = LED à haut rendement
(high-efficiency)

D2 = 1N4002

IC1 = SFH506-36 (Siemens)

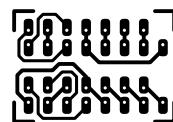
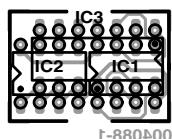
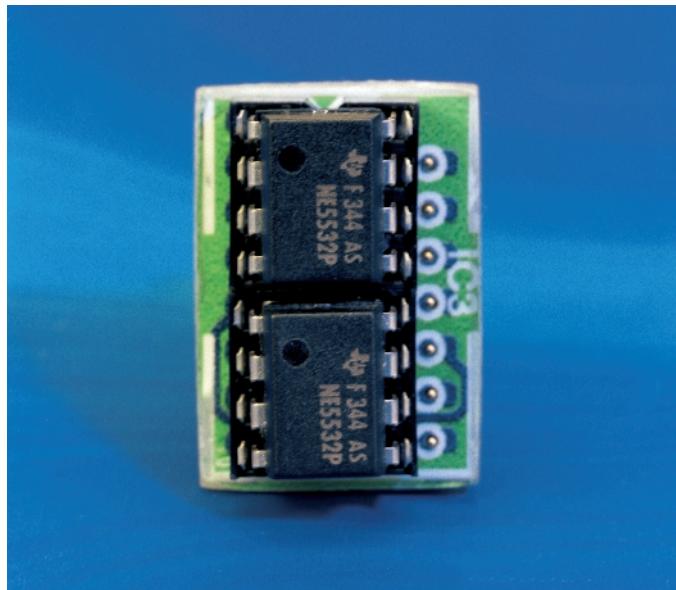
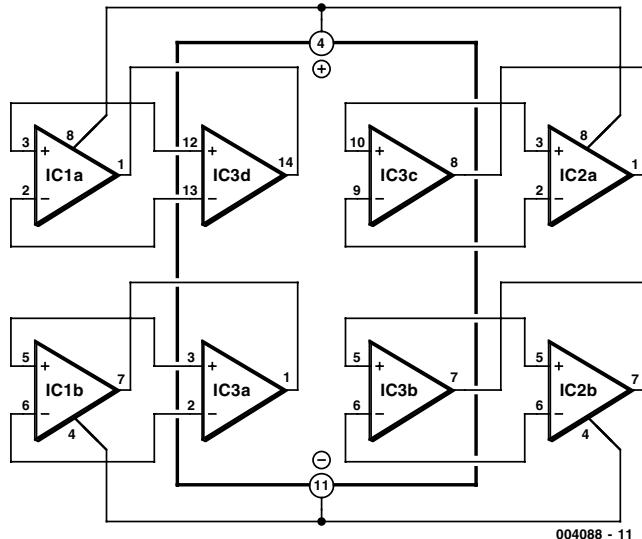
IC2 = TOTX173 (Toshiba)

IC3 = 78L05



058

2 x double = 1 x quadruple



Ton Giesberts

Sur la lancée de l'article « 2 x simple = 1 x double », passons à la vitesse supérieure. Ici, nous allons combiner deux amplificateurs opérationnels doubles pour en faire un quadruple, de quoi se permettre une plus grande variété de modèles et aussi de choisir des types différents pour mieux adapter le composant à l'application envisagée.

Remplacer un quadruple amplificateur par deux doubles est un jeu d'enfant avec la platine représentée ici. Le schéma détaille les connexions à réaliser entre les deux intégrés et les broches initialement prévues pour le modèle quadruple. Les deux doubles se soudent sur la face supérieure du circuit imprimé et l'autre face porte les deux fois 7 broches qui vien-

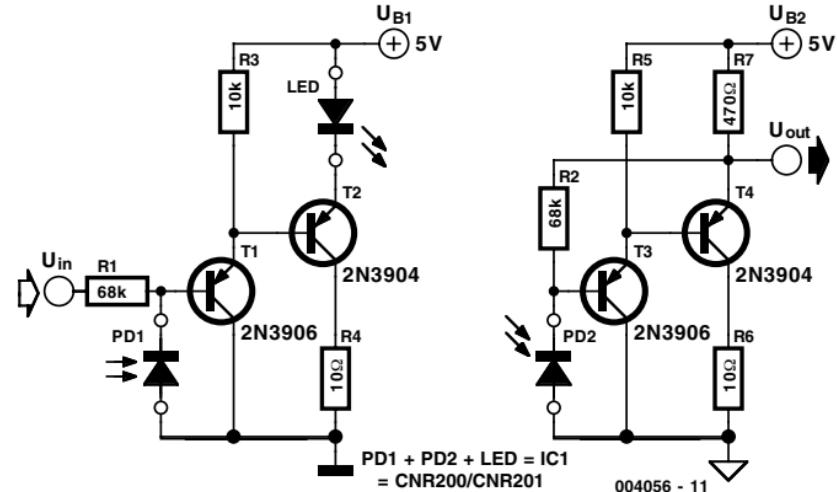
dront se fichier dans le support du CI quadruple d'origine. L'important, c'est de bien repérer le brochage des CI doubles, autant que du quadruple qu'il s'agit de remplacer. La plupart, il est vrai, observent une configuration standardisée, mais on trouve ça et là des exotismes.

(004088)

Couplage optique analogique

Hans Steeman (texte)

Il peut se faire qu'il soit nécessaire de prendre un dispositif d'isolation galvanique dans une liaison qui relie 2 appareils ou périphériques l'un à l'autre. Le composant auquel on fait appel est alors bien souvent un opto-coupleur. La majorité des opto-coupleurs comportent une diode d'émission (LED) et une photodiode (récepteur) montées toutes deux dans un même boîtier et couplé optiquement (c'est-à-dire de manière à se « voir » l'une l'autre). Cette approche est parfaitement fonctionnelle, nous n'en voulons pour preuve que les millions de composants de ce type utilisés de par le monde, tant qu'il s'agit du transfert de niveaux numériques (les signaux de commande d'un thyristor par exemple), ceci pour la simple et bonne raison que cette opération de transmission se limite à 2 niveaux logiques seulement (ampoule allumée, ampoule éteinte). Il n'est partant pas nécessaire de disposer d'un couplage précis (analogique). Dès lors qu'il s'agit de procéder au transfert d'une ten-



sion analogique il est important que les signaux à l'entrée et à la sortie se suivent avec une grande précision. Pour arriver à cela l'émetteur et le récepteur doivent utiliser des composants similaires et de plus être incorporés dans un circuit analogique. Les opto-coupleurs des types CNR200 et CNR201 commercialisés par Agilent (Hewlett-Packard) intègrent tous les composants-clés requis par cette fonction. Le boîtier intègre 2 photodiodes et une LED, la LED et l'une des photodiode étant couplées optiquement.

On voit clairement sur le schéma le couplage optique entre la LED de l'émetteur et la photodiode du récepteur. La seconde

photodiode fait partie intégrante de l'étage d'émission et a pour fonction de faire en sorte que la caractéristique de l'amplificateur d'émission soit identique à celle du récepteur. Si l'on suppose une tension d'alimentation de 5 V il est possible de transférer, sans le moindre problème, des signaux d'entrée analogiques d'un niveau compris entre 0 et 3 V. La tension d'isolation entre l'entrée et la sortie est, avec ce type d'opto-coupleur, de 1 000 V. Les spécifications obtenues dans la pratique dépendent elles beaucoup de la conception du dessin de la platine.

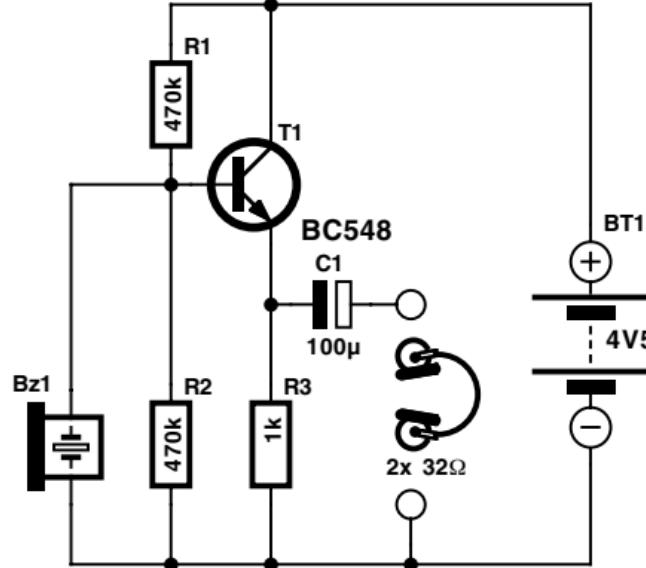
(004056)

Stéthoscope électronique

par Burkhard Kainka

On utilise un cornet acoustique ou un stéthoscope pour ausculter le cœur. Mais un peu d'électronique améliore encore les choses. Le transducteur de son piézocéramique qui fait office de capteur peut être récupéré d'une carte de vœux électronique ou de tout autre générateur de mélodie. Le transducteur utilisé comme microphone fournit une tension de quelque 100 mV. La limite de fréquence inférieure est très basse à condition que la résistance d'entrée soit élevée. C'est pourquoi l'amplificateur est un émetteur-suiveur. Un casque d'écoute basse impédance peut être utilisé à la sortie. Les battements du cœur s'entendent distinctement. On peut même perfectionner le circuit en utilisant un transistor Darlington qui améliore encore la résistance d'entrée.

(004038)



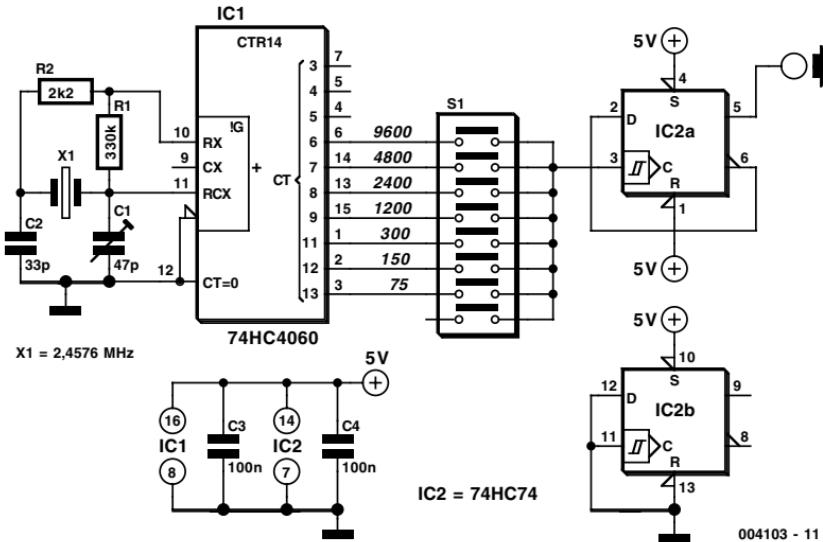
004038- 11

Générateur de taux de transmission

Karel Walraven

Nous vous proposons, ailleurs dans ce numéro, un générateur RC à utiliser comme générateur de taux de transmission (*baudrate*). Ce générateur est parfaitement fonctionnel à condition que vous soyez en mesure de le régler avec suffisamment de précision, à quelques pour cents près en vous aidant d'un fréquencemètre. Même si ce réglage est bien fait, il n'est pas exclu qu'au bout d'un certain temps ce générateur ait dérivé quelque peu. C'est là la raison de la publication de ce petit oscillateur piloté par quartz.

Le quartz régnant au coeur de ce montage a une fréquence de 2,4576 MHz. On obtient, par divisions successives par 2 de



cette fréquence, les taux de transmission on ne peut plus fameux de 9 600, 4 800, 2 400, 600, 300, 150 et 75. Un examen

critique de cette énumération de nombre n'aura pas manqué de vous faire constater qu'il y manquait la valeur de 1 200 bauds; ceci est tout simplement dû au fait que le circuit intégré utilisé, un 4060 ne possède pas de sortie Q10 qui aurait pu fournir cette fréquence.

Si l'on ne sait que faire d'un 1 200 bauds cette absence ne présente pas le moindre inconvénient. Sachant cependant que, dans la pratique, ces 1 200 sont plus utilisés que le 600 bauds, nous avons monté en aval du 4060 un diviseur par 2 prenant la forme d'une bascule bistable (*flipflop*) du type 74HC74. En fonction de l'interrupteur DIL que l'on ferme on disposera alors d'une série de fréquences, 4 800, 2 400, 1 200, 300, 150, 75 et 37,5 bauds, le 600 bauds brillant par son absence. Ceci a cependant l'inconvénient de vous faire perdre

la fréquence de 9 600 bauds. On pourrait bien entendu envisager de doter la platine d'expérimentation à pastilles sur laquelle on pourra réaliser ce montage d'une série de sorties en ne dédoublant que la sortie 2 400 bauds que l'on fait également passer par le diviseur par 2 de sorte que l'on dispose de toutes les fréquences allant de 9 600 à 75.

L'ajustable présent est un cadeau que nous faisons aux perfectionnistes, sachant que, normalement, un condensateur de 33 pF devrait permettre une précision suffisante.

La consommation de courant est extrêmement faible, de l'ordre de 1 mA, ce qui s'explique par l'utilisation de circuits CMOS.

Applikation Burr-Brown www.burr-brown.com

Le INA146 est un amplificateur différentiel intégré de précision proposé en boîtier SO-8, capable de déterminer et d'amplifier des tensions différentielles dont les potentiels se situent largement hors du domaine de sa tension d'alimentation.

Dans le cas d'une tension d'alimentation unique (asymétrique) de +5 V, la tension différentielle peut aller jusqu'à +40 V, pouvant même grimper jusqu'à ± 100 V si l'on travaille avec une alimentation symétrique (double) de ± 15 V. Ce circuit intégré convient de ce fait plus spécialement à toutes les mesures shunt de précision telles celles que l'on peut avoir à faire, par exemple, dans les alimentations de laboratoire haute tension, les amplificateurs de capteurs, pour le suivi (*monitoring*) de tension dans le domaine automobile ou encore l'utiliser en source de courant commandée en tension.

L'examen de la structure interne du INA146 fait apparaître une série de résistances de précision étalonées au laser qui garantissent un paramétrage précis du facteur d'amplification (erreur de 0,025%) et en outre garantissent une réjection de la tension de mode commun de 80 dB. On a également veillé, lors de la conception de ce composant, à lui donner le coefficient de température le plus faible possible de sorte que sa précision élevée reste maintenue sur une plage de températures très étendue, allant de -40 à +85 °C.

Le paramétrage d'usine du INA146 lui donne un gain de 0,1 V/V. Il est possible, dans cette configuration, de traiter une tension d'entrée de ± 100 V. Une paire de résistances, R_{G1}/R_{G2} , permet de définir d'autres facteurs d'amplification. La tension de sortie répond à la formule suivante :

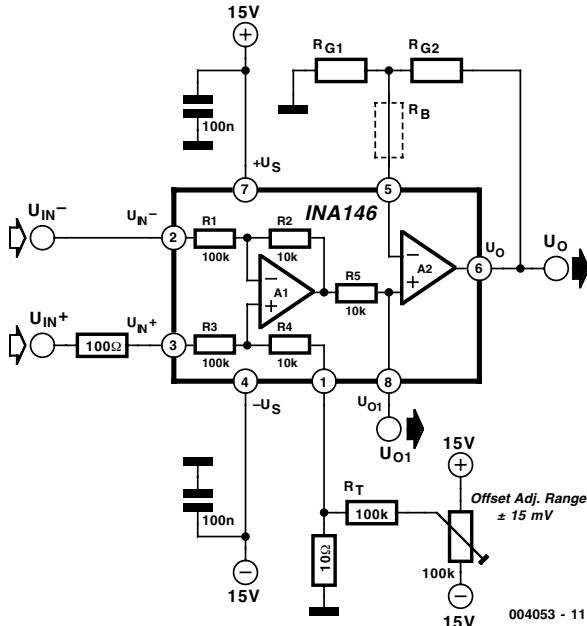
$$V_O = (V_{IN^+} - V_{IN^-}) \times 0,1 \times (1 + R_{G2}/R_{G1}).$$

Le tableau ci-dessous propose les combinaisons de résistances à adopter pour différents gains.

Il faudra, pour utiliser ce composant en source de courant de précision commandée en tension, relier la broche 1 à la sortie (broche 6) et relier la broche 6, au travers d'une résistance de 10 kΩ, à la broche 5 (R_{G1} et R_{G2} sont alors supprimées). On pourra alors dériver de la broche 8 un courant dont la valeur répond à l'équation suivante :

$$I_{OUT} = (V_{IN^+} - V_{IN^-})/10 \text{ k}\Omega.$$

La résistance de 100 Ω prise à l'entrée (broche 3) et le réseau connecté à la broche 1 sont optionnels et ne sont requis que si l'on veut introduire une correction de la tension d'offset. Avec le dimensionnement du schéma, on dispose en sortie d'une plage de réglage de ± 15 mV. Il ne faudra envisager de



004053 - 11

Gain total (V/V)	Gain de A2 (V/V)	R_{G1} (Ω)	R_{G2} (Ω)	R_B (Ω)
0,1	1	-	10 k	-
0,2	2	20 k	20 k	-
0,5	5	12,4 k	49,9 k	-
1 10	11,0 k	100 k	-	-
2 20	10,5 k	200 k	-	-
5 50	10,2 k	499 k	-	-
10	100	10,2 k	1 M	-
20	200	499	100 k	9,53 k
50	500	100	49,9 k	10 k
100	1000	100	100 k	10 k

correction d'offset que si elle s'avère nécessaire et que l'impédance de source en broche 1 est inférieure à 10 Ω.

L'impédance d'entrée du INA146 est définie par le biais du réseau de résistances internes et vaut de l'ordre de 100 kΩ. Il faudra veiller, pour disposer d'une réjection en mode commun

HORSGABARIT 2000

optimale, à ce que les impédances-source des 2 entrées soient les plus égales possible. Une différence aussi faible que $12\ \Omega$ se traduit déjà par une diminution de 8 dB du taux de réjec-

tion en mode commun. Le INA146 est en mesure de travailler avec ces impédances de source allant jusqu'à $800\ \Omega$.

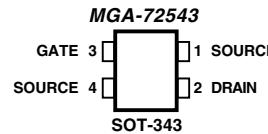
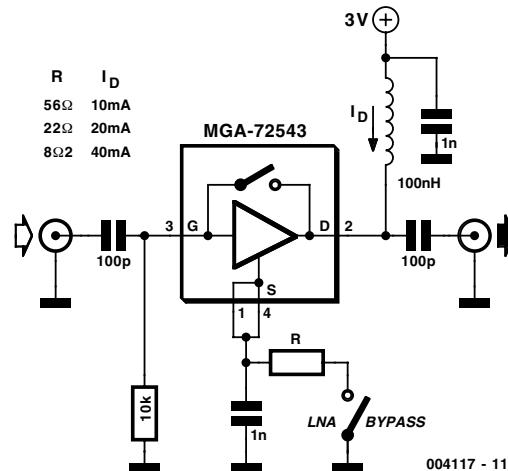
(004053)

Gregor Kleine

Les étages d'entrée de circuits de réception, de conversion ou de détection sont confronté au dilemme d'une part d'être le plus sensible possible et de l'autre qu'ils ne doivent pas introduire de distorsion intrinsèque (qui leur est due) lorsqu'ils sont confrontés à des signaux de niveau important. La solution à ce problème pourrait prendre la forme d'un préamplificateur commutable à taux de bruit faible qu'il serait possible, en présence de signaux de niveau important, de mettre hors-fonction et de ponter. C'est très précisément là la fonction dont est doté le circuit intégré HF à l'arsénure de gallium (GaAs) connu sous la dénomination de MGA-72543.

Le gain introduit par le MGA-72543 dans le domaine de fréquences allant de 100 MHz à 6 GHz est de 14 dB, son bruit intrinsèque restant inférieur à 2 dB. Lorsque cet amplificateur est coupé et ponté, l'atténuation d'insertion qu'il introduit est de 2,5 dB. Sa plage de tensions d'alimentation va de +2,7 à +4,2 V. Les entrée et sortie sont prévues pour des systèmes aux normes 50 Ω. Un choix judicieux de la taille du courant de fonctionnement permet de jouer sur son comportement face aux signaux de haut niveau. Lorsque le courant de service est de l'ordre de 40 à 50 mA, le point de compression en sortie (P1dB) passe à +16 dBm, alors qu'il se situe à +8 dBm lorsque ce même courant de service n'est que de 10 mA.

Comme, en principe, le MGA-72543 est composé d'un étage à FET GaAs, il faudra paramétrier les tensions continues appliquées à l'entrée (*Gate*) et à la sortie (*Drain*) de manière à obtenir le courant de service requis (entre 10 et 50 mA). On pourra, pour ce faire, faire appel à une tension de prépolarisation de grille (*Gate*) négative. Nous vous proposons ici une approche plus simple encore, à savoir la prise d'une résistance dans la ligne de source. Ici, le courant de drain s'autorégule (effet de contre-réaction). Les précautions prises pour un maintien des caractéristiques HF prennent la forme d'une application à



impédance élevée de la tension continue à la grille et au drain par le biais de self de choc HF. La résistance de contre-réaction prise dans la ligne de source peut être court-circuitée pour les signaux HF, c'est-à-dire pontée à l'aide de condensateurs. La mise hors-circuit de l'amplificateur se fait par une annulation du courant de service (c'est-à-dire qu'on l'abaisse à 0 mA). La solution la plus simple consiste à mettre la résistance de source hors-circuit.

(004117)

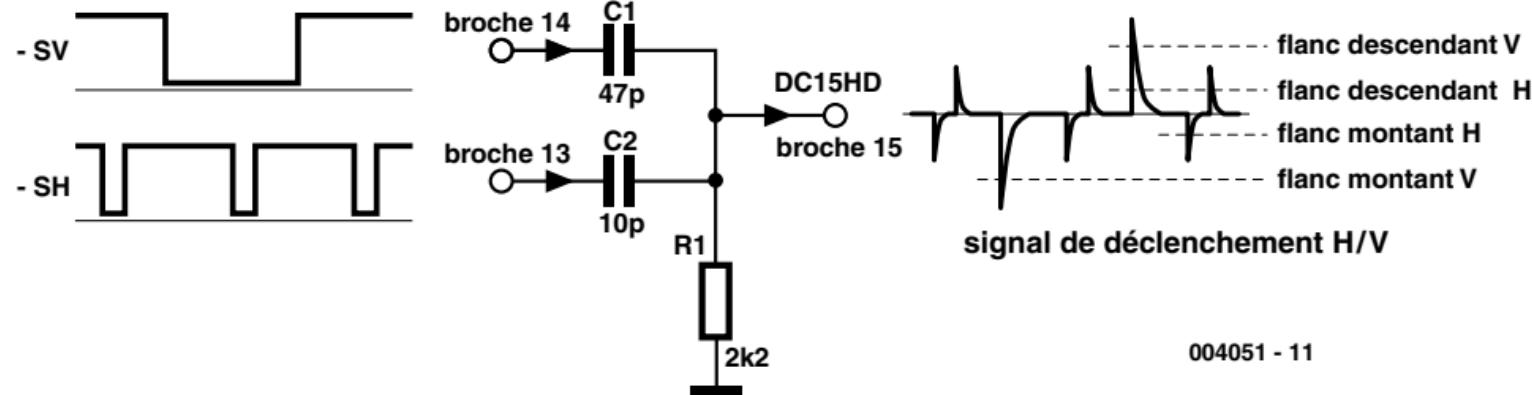
Adresse Internet : www.agilent.com

064

Auxiliaire de déclenchement de signal vidéo pour oscillo

Wilfried Foede

Ce petit montage astucieux offre, dans le cas d'un signal de synchronisation VGA, par simple paramétrage du niveau de déclenchement de l'oscilloscope, les options de déclenchement suivantes (données dans l'ordre descendant depuis le niveau de déclenchement le plus élevé) :



004051 - 11

- déclenchement sur le flanc descendant du signal de synchronisation vertical,
- déclenchement sur le flanc descendant du signal de synchronisation horizontal,
- déclenchement sur le flanc montant du signal de synchronisation vertical,
- déclenchement sur le flanc montant du signal de synchronisation horizontal.

L'électronique de ce montage se résume en fait à une paire de condensateurs et à une unique résistance. Associés à la résistance, les 2 condensateurs constituent une paire de réseaux de différentiation dont les constantes de temps sont adaptées

à la chronologie, respectivement, de l'impulsion de synchronisation verticale (C1/R1) et de l'impulsion de synchronisation horizontale (C2/R1). Le chronodiagramme pris dans le schéma permet aisément de voir comment, à l'aide du signal composite différencié, paramétrier les seuils de déclenchement sur les flancs des différentes composantes du signal.

Le brochage donné dans le schéma concerne l'embase à 15 contacts d'un PC (DC15HD). Si l'on monte les 3 composants de ce montage directement sur l'embase de la carte graphique on pourra utiliser la broche 15 (libre) pour véhiculer le signal de déclenchement.

065

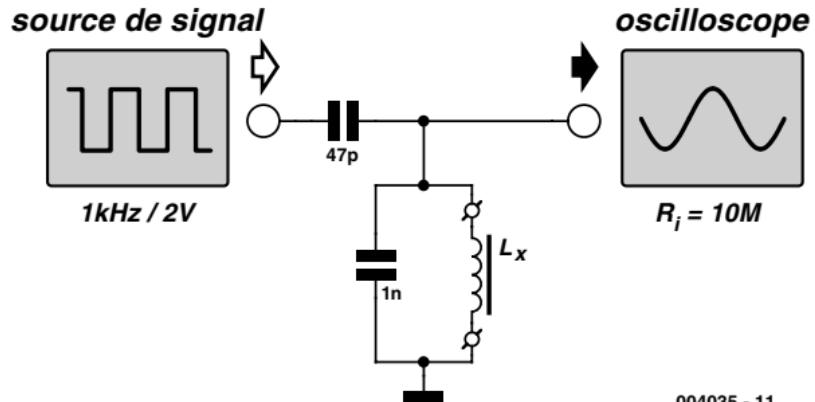
Mesure d'inductance

par Burkhard Kainka

Il arrive souvent qu'on doive bobiner soi-même un enroulement ou qu'on ne possède aucune information sur celui qu'on a trouvé dans la caisse à bricolage. Quelle est son inductance ? Un oscilloscophe résoudra le problème : on réalise un circuit oscillant que l'on excite à sa fréquence de résonance par une source de signaux rectangulaires (souvent comprise dans l'oscilloscophe) couplée par un condensateur de faible valeur. Il est facile de mesurer la fréquence de résonance f . Connaissant f et $C = 1\ 000\ \text{pF}$, on obtient pour l'inductance :

$$L = 1/(4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C)$$

Mais l'oscilloscophe peut en révéler encore davantage : la qualité du circuit. Si les oscillations ne sont plus que $1/e=0,37$ du maximum après 30 périodes, le facteur de surtension est $Q = 30$. Il faut mesurer la qualité du circuit aussi près que possible de la fréquence à laquelle l'enroulement est destiné, donc choi-



004035 - 11

sir le condensateur du circuit oscillant en fonction de ce facteur. Mais la valeur du condensateur de couplage doit toujours être beaucoup plus faible.

(004035)

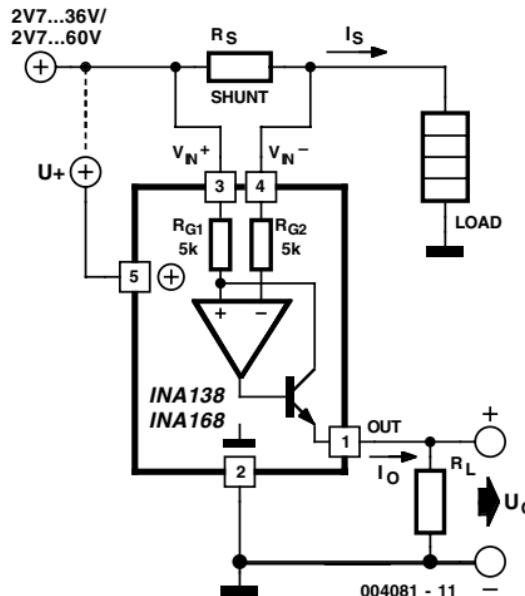
Mesure de courant « côté chaud »

Karel Walraven (texte)

Application Burr-Brown

La mesure d'un courant dans la ligne positive (*high side* disent les Anglais) de, par exemple, une alimentation ou une batterie a toujours été une opération relativement délicate requérant un certain doigté. L'industrie n'a pas manqué de reconnaître ce problème, ce qui explique l'apparition sur le marché d'un certain nombre de circuits intégrés spécialement développés à cette intention, les INA138 et INA168 de Burr-Brown par exemple.

La présence, au coeur de ce type de composant, d'une électronique très spéciale, permet la prise de leurs entrées dans la ligne où doit se faire la mesure, en amont et en aval respectivement d'une résistance de shunt. Ce shunt n'est en fait rien de plus qu'une résistance de faible valeur aux bornes de laquelle se fait la chute de tension (dès que l'on a circulation de courant bien entendu). Le circuit intégré convertit cette tension en un courant de sortie I_o . Ce courant peut à son tour être



utilisé pour être reconvertis, à l'aide de la résistance R_L , en une tension. Dans ce dernier cas la tension de mesure « flottante » relevée aux bornes du shunt est convertie en une tension référencée au zéro, élément beaucoup plus facile à manipuler. R_L détermine le gain. Une valeur de 5 k Ω se traduit par un gain de 1x, 10 k Ω par un gain de 2x, 15 k Ω = 3x et ainsi de suite. Intéressons nous au fonctionnement. Comme tout amplificateur opérationnel qui se respecte notre circuit intégré essaie d'équilibrer les tensions appliquées à ses entrées non-inverseuse (+) et inverseuse (-) internes. L'entrée - est reliée, par le biais d'une résistance de 5 k Ω , à la borne droite du shunt. En cas de circulation de courant à travers le shunt, le niveau de cette tension sera plus faible que celui observé sur le point relié à l'entrée +. Il est cependant possible d'abaisser la tension présente sur l'entrée + en faisant circuler un petit courant auxiliaire par le transistor T1. Le circuit intégré commence partant à mettre T1 en conduction, juste ce qu'il faut pour que la tension présente sur l'entrée + chute elle aussi quelque peu. Le courant requis pour cela répondant à la formule $V_{shunt} / 5 \text{ k}\Omega$. Ce courant de transistor quitte le circuit intégré par la sortie de ce dernier à laquelle est connectée la résistance R_L . Lorsque cette résistance a elle aussi une

valeur de 5 k Ω , on se retrouve en présence d'une tension exactement égale à V_{shunt} .

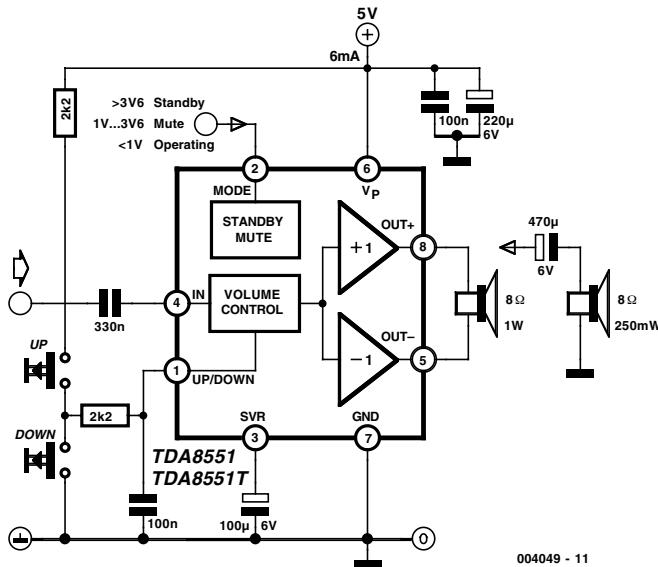
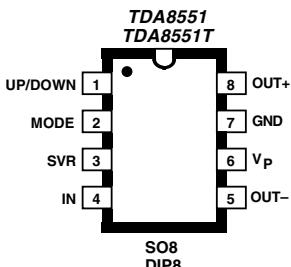
Il existe, comme vous l'avez sans doute déduit de la lecture des lignes du premier paragraphe, 2 types de circuit intégré. Le INA138 s'accommode de tensions allant de 2,7 à 36 V, le INA168 peut lui traiter des tensions allant jusqu'à, comme le donne à penser le 6 de sa dénomination, 60 V !. La tension d'alimentation pourra prendre, peu importe la tension présente aux entrées, n'importe quelle valeur située à l'intérieur des limites mentionnées. On en déduit, à raison, qu'il est possible, même si la tension d'alimentation n'est que de 5 V, d'effectuer des mesures avec 60 V aux entrées !

Il est cependant plus pratique, pour la majorité des applications, de relier directement la broche 5 à la tension présente sur la broche 3. Il ne faudra pas oublier cependant que le niveau de la tension d'alimentation détermine la taille de l'excursion (niveau de modulation) de la sortie. Il ne faudra pas oublier de tenir compte de la jonction b-e (base-émetteur) interne de 0,7 V du transistor T1; il faudra en outre soustraire la chute de tension aux bornes du shunt.

par Gregor Kleine

Le TDA 8551 de Philips Semiconductors est un petit amplificateur B.F. à réglage de volume intégré. Le circuit intégré alimenté à +5 V fournit une puissance de sortie nominale de plus de 1 W dans 8 Ω. Mais le TDA 8551 fonctionne aussi à des tensions d'alimentation comprises entre +2,7 V et +5,5 V, la puissance de sortie étant proportionnellement plus faible.

SO8
DIP8



trolytique de filtrage externe.

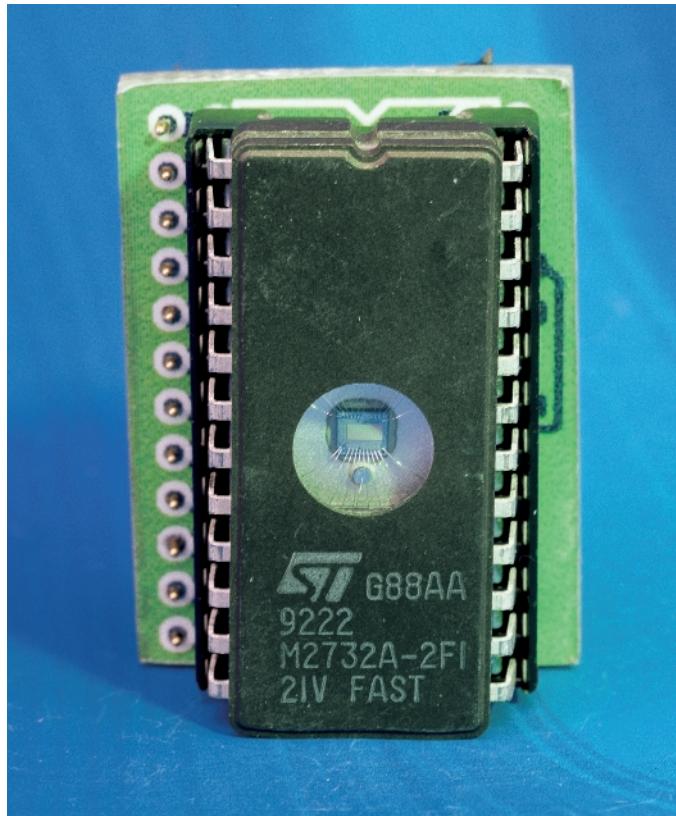
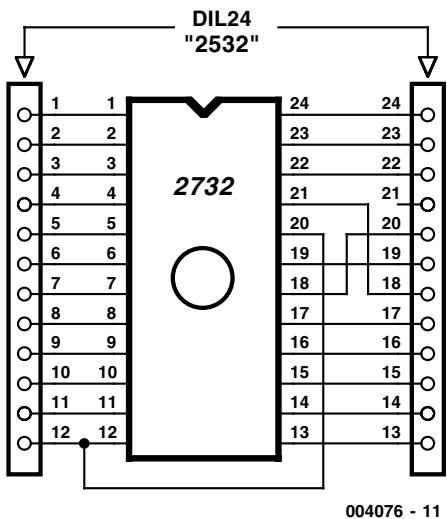
Le montage flottant du haut-parleur entre les deux sorties des amplificateurs en pont du TDA 8551 permet d'atteindre la puissance de sortie désirée malgré la faible tension d'alimentation. Dans le cas des applications avec casque d'écoute qui n'ont pas besoin d'une grande puissance de sortie, on peut aussi raccorder la casque à l'une des deux sorties par un condensateur électrolytique de couplage et à la masse. On peut donc réaliser par exemple un amplificateur pour casque stéréo avec deux TDA 8551.

Le TDA 8551 est placé dans un boîtier DIP8. Le TDA 8551T est une version SMD en boîtier SO8. La fiche de caractéristiques se trouve à www.semiconductors.philips.com

(004049)

068

Adaptateur d'EPROM 2532-2732



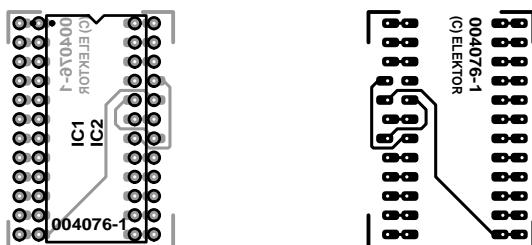
Luc Lemmens

De nombreux appareils anciens abritent des EPROM du type 2532, bien difficiles, voire impossibles à se procurer aujourd'hui. S'il faut en modifier le logiciel ou si l'une d'elles vient à rendre l'âme, on peut la remplacer par un modèle plus récent, la 2732, mais le brochage ne correspond pas. Un bricoleur adroit peut évidemment trafiquer le circuit imprimé, mais il est bien plus aisés de faire appel à une petite platine d'adaptation qui viendra se loger à la place de l'ancienne 2532, auquel cas le circuit imprimé conserve son état originel.

La petite platine, en illustration, ne fait rien d'autre que de permettre quelques broches : la 18 de la 2732 vers la 20 de la 2532, la 20 vers la 12 et la 21 vers la 18. Toutes les autres sont reliées à leurs homologues (et homonymes).

La platine n'est pas disponible en service EPS, à vous de la graver. Sur la face inférieure du circuit imprimé, on installe deux barrettes de 12 broches qui iront s'insérer dans le support d'origine de la 2532. La face supérieure accueille un support ordinaire pour CI à 24 broches pour la « nouvelle » 2732.

(004076)



Jeu d'orgue monocanal

©2000 Velleman (projet)

Harry Baggen (rédaction)

Huit composants suffisent à fabriquer un jeu d'orgue très simple, capable de faire s'allumer une lampe au rythme de la musique. Grâce à la présence d'un photocoupleur, la sécurité d'une isolation galvanique entre la commande et la partie qui supporte la tension du secteur est assurée.

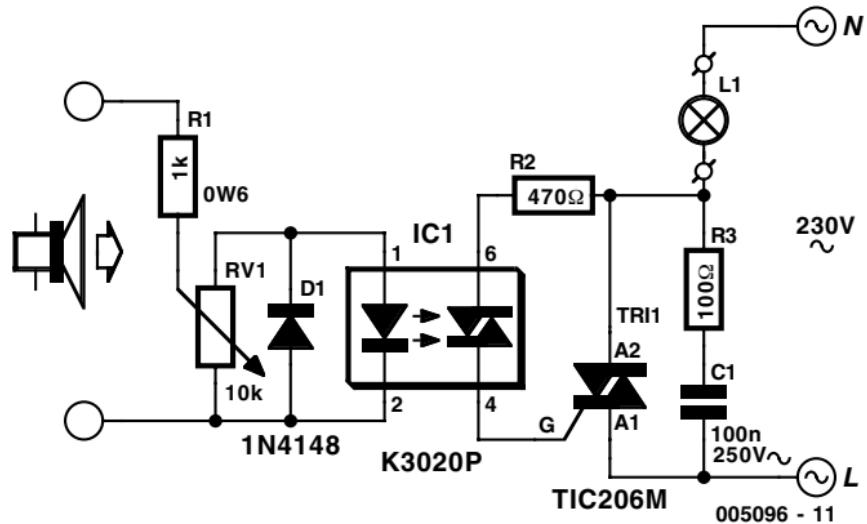
Eu égard à la simplicité du montage, le signal musical doit lui parvenir sous une intensité suffisante, de la sortie pour haut-parleur de l'amplificateur. Il est transmis par R1 directement au réglage de niveau RV1. La manière dont celui-ci est branché est assez surprenante. Les deux extrémités de la piste sont branchées à la LED du photocoupleur IC1, alors que le signal entre par le curseur. La diode D1 a pour but d'écrêter à



0,7 V les alternances négatives du signal, de sorte que la diode émettrice du photocoupleur ne risque pas sa vie face aux excursions trop grandes en tension inverse. Pour un signal d'entrée convenable, la LED s'allume et le triac du photocoupleur entre en conduction, pour peu qu'une tension suffisante soit présente entre ses anodes. Le réseau d'amortissement R3-C1 atténue les variations de courant trop rapides pour le triac. Avec les valeurs mentionnées, c'est un courant maximum de 1 A sous 230 V qui peut être commuté, mais sur charge ohmique seulement !

Une partie de ce montage véhicule la tension du secteur, il s'agit donc de travailler avec les précautions nécessaires. Il n'est certainement pas inutile d'enfermer adéquatement le montage dans un boîtier en matière plastique et de le doter d'un fusible d'un ampère, monté en série avec la lampe. Réservez-lui aussi une étiquette autocollante sur laquelle vous indiquerez la tension, le courant nominal et la valeur du fusible de remplacement.

(005096)

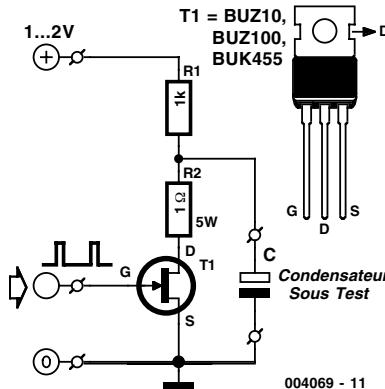
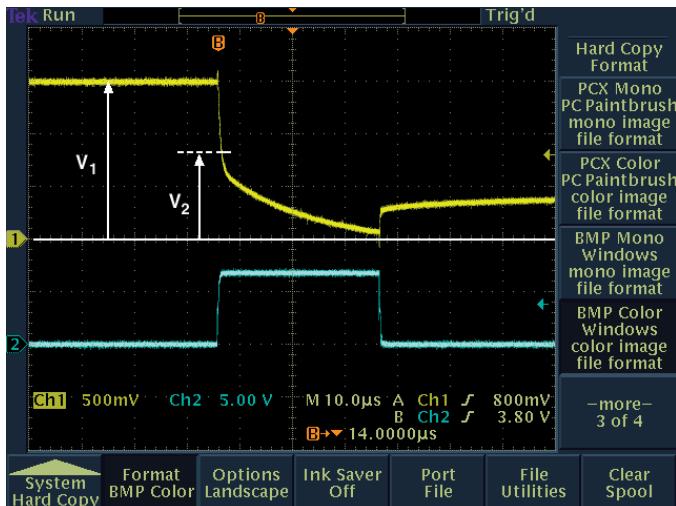


La firme Velleman propose une boîte de construction complète pour ce montage (kit n° MK110), disponible dans la plupart des magasins d'électronique.

Karel Walraven

Dans le monde des alimentations à découpage la qualité de la tension de sortie dépend pour une bonne part de la qualité des condensateurs électrochimiques utilisés. L'un des facteurs les plus importants à ce niveau est l'ESR (*Equivalent Series Resistance*), ce que l'on pourrait traduire par la résistance ohmique interne, des dits condensateurs, pour la simple et bonne raison de l'importance des intensités mises en jeu. Il est loin d'être évident de mesurer avec précision l'ESR, mais lorsque l'on veut se faire une idée rapide ou que l'on tient à comparer des familles de condensateurs, on pourra utiliser la disposition de mesure décrite dans le présent article.

Le Condensateur Sous Test se charge par le biais de la tension d'alimentation qui lui est appliquée au travers de la résistance de $1\text{ k}\Omega$, R1. La valeur d'ESR se calcule à l'aide de la formule $(U_1/U_2)-1$ (cf. la courbe 1 de la recopie d'écran d'oscilloscope). La simplicité attrayante de cette formule est due au choix, pour R2, d'une valeur de $1\ \Omega$. La tension d'alimentation et la valeur de R1 ne sont pas critiques, pour la simple et bonne rai-



son que nous effectuons une mesure relative comme le montre la formule. Le condensateur électrochimique se charge au travers d'une résistance de $1\ \Omega$ et se décharge par le biais d'un FET de puissance. On pourrait s'attendre à ce que ce processus de décharge se fasse en suivant la fameuse puissance e, mais comme l'illustre la recopie d'écran, la tension commence par chuter rapidement et ce n'est qu'ensuite que l'on rencontre notre fameuse puissance e. Cette chute rapide en début de décharge est due à l'ESR du condensateur. Aux bornes de cette résistance il naît immédiatement une chute de tension égale à la résistance multipliée par le courant de décharge. Plus cette chute de tension est importante plus la qualité du condensateur est déplorable.

Si, comme c'est le cas ici, la tension chute de la moitié environ, on peut en déduire que l'ESR est pratiquement égale à la résistance de décharge de $1\ \Omega$. Il s'agit là d'une valeur très correcte pour un petit condensateur électrochimique bon marché de $10\ \mu\text{F}$. On peut dire qu'en gros, l'ESR diminue proportionnellement à l'augmentation de capacité et qu'elle diminue en outre légèrement au fur et à mesure de l'augmentation de la tension aux bornes du condensateur.

On pourra attaquer le FET directement à l'aide d'un générateur de signal en créneaux fournissant une courte impulsion

HORS GABARIT 2000

de 6 V minimum sur la grille de ce transistor (cf. courbe 2 de l'oscillogramme). La fréquence de répétition doit être de 100 à 1 000 fois plus longue que l'impulsion positive sachant que sinon le condensateur n'a pas le temps de se charger. Dans la majorité des cas il faudra disposer d'un oscilloscope à fonction

de mémorisation (*storage*) pour obtenir une image stable. On pourra prendre quasiment n'importe quel type de FET tant que la tension de décharge totale (c'est-à-dire la somme de R_2 et de R_{ds} du FET) est, aussi précisément que possible, de 1Ω .

(004069)

3 interrupteurs sur la même entrée du RCX de Lego

Hans Steeman

Une des limitations les plus contraignantes du module RCX du *Lego Robotics Invention System*, c'est de n'accepter qu'un seul interrupteur par entrée programmée pour cette fonction. Bien que le domaine de mesure d'une entrée s'étende entre 0 et 1 023, grâce à un convertisseur A/N intégré, le logiciel ne s'occupe que de 2 états lorsqu'il s'agit d'un interrupteur : ouvert ou fermé. Quiconque utilise le logiciel standard de Lego devra en prendre son parti. Mais si vous travaillez avec un autre langage de programmation, comme le Visual Basic, vous pouvez aisément imaginer une nouvelle voie. Le bloc RCX lui-même effectue la mesure, lors de la détection d'une commutation, avec une précision de 8 bits. Si l'on raccorde, à une entrée pour commutateur, des résistances de différentes valeurs, il devient possible de discriminer entre plusieurs interrupteurs sur les mêmes bornes. Vous constaterez sur le schéma que pour raccorder trois interrupteurs, trois résistances suffisent. Choisir convenablement les valeurs des résistances permet de détecter ainsi 8 combinaisons différentes de commutation. Selon la position des

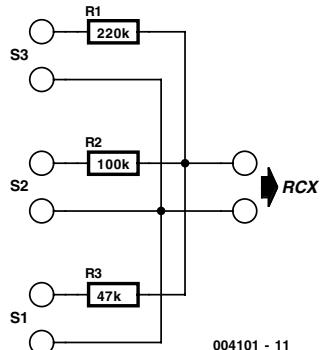


Tableau 1. Valeurs théoriques de RAW pour les 8 combinaisons des trois interrupteurs

interrupteur			valeur de mesure RAW
1	2	3	
0	0	0	1 023 à 1 001
0	0	1	1 000 à 955
0	1	0	954 à 912
0	1	1	911 à 869
1	0	0	868 à 830
1	0	1	829 à 798
1	1	0	797 à 768
1	1	1	767 à 0

trois interrupteurs, RAW affiche les valeurs reprises dans le tableau. Pour tout programmeur averti, c'est à présent l'enfance de l'art de lancer différentes opérations rien qu'en analysant une seule entrée.

Le tableau indique quelle valeur (théorique) de RAW représente la fermeture de chacun des interrupteurs ou de n'importe quelle combinaison d'entre eux. La précision de la valeur réelle de RAW découle de celle des résistances utilisées. Dans l'exemple proposé, des résistances ordinaires d'une tolérance de 5 % satisfont parfaitement aux conditions.

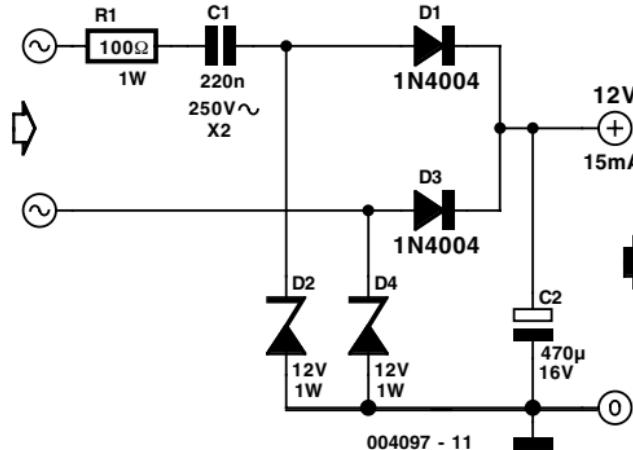
(004101)

Alimentation par le secteur

Karel Walraven

Nombre de montage sont alimentés directement depuis la tension du secteur au travers d'un condensateur de limitation de courant, C1. L'inconvénient de cette approche est que l'on n'utilise, normalement, que l'une des demi-périodes de la du secteur pour en dériver la tension continue. L'idée d'utiliser un pont de redressement pour procéder à un redressement double alternance paraît l'évidence même, cette solution se traduisant par un courant plus important et la possibilité d'utiliser un condensateur de capacité plus faible.

C'est très exactement la fonction remplie par le montage faisant l'objet de cet article, qui le fait cependant de façon plus subtile de sorte qu'il requiert un nombre encore plus faible de composants. La présente solution utilise la caractéristique des diodes zener qui, lorsqu'elles sont prises dans le sens direct (passant) se comportent comme des diodes ordi-



naires. Au cours d'une phase le courant circule, via D1, par la charge et D4, le trajet qu'il suit au cours de l'autre phase

passant par D3 et D2.

Il faudra veiller, avec ce montage (de même d'ailleurs qu'avec la variante à pont de redressement), à ce que le zéro de la tension continue ne soit pas relié directement à l'une des lignes de 230 V. Ceci implique que, dans la plupart des cas, il ne sera pas possible, avec la présente alimentation, de piloter un triac, ce composant requérant une liaison directe avec l'une de ces lignes de données 30 V. Les montages à relais pourront eux, au contraire, tirer profit d'un redressement double alternance. La taille de la tension d'alimentation dépend de la valeur des diodes zener et peut être relativement élevée. C2 doit avoir

une tension de service égale, voire supérieure, à cette valeur. L'intensité du courant dépend elle de la capacité du condensateur C1. Avec le dimensionnement du schéma, à savoir 220 nF, ce courant atteint de l'ordre de 15 mA.

Attention, ce type de montage est relié directement à la tension du secteur, tension qu'il faut aborder avec la plus grande prudence, et avec laquelle il ne saurait être question d'entrer en contact ! Ce montage devra partant impérativement être monté dans un coffret plastique (cf. notre page « Sécurité » publiée à intervalle plus ou moins régulier dans ce magazine).

(004097)

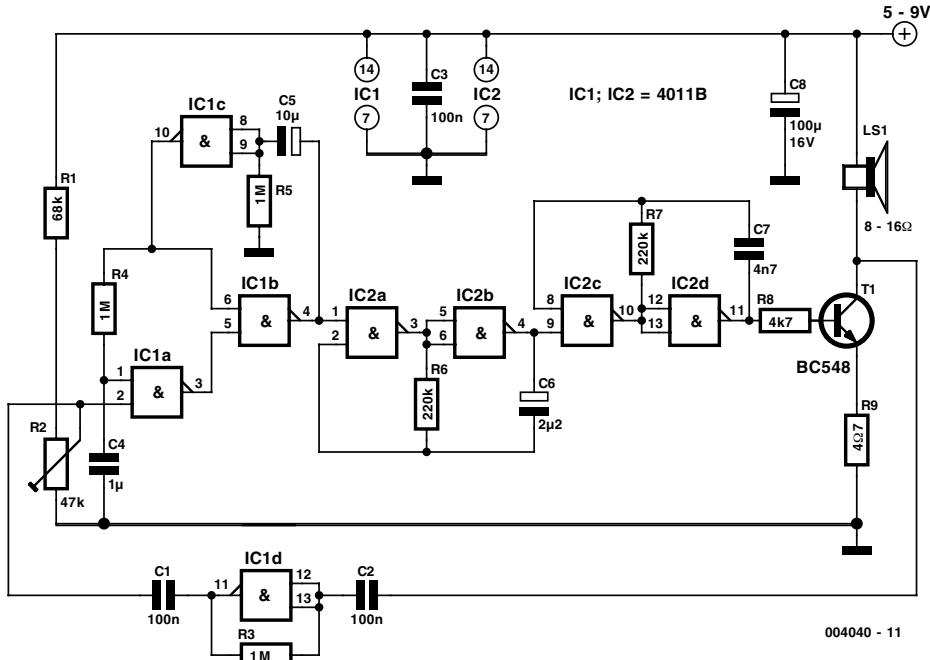
Générateur sonore commandé par un bruit

par Gregor Kleine

Le générateur sonore présenté ici utilise son haut-parleur comme microphone lorsqu'il se trouve en état d'attente. Le haut-parleur met en marche le générateur sonore dès qu'il détecte un bruit dépassant un seuil réglable. Ce petit circuit futé peut servir d'alarme réagissant au bruit ; on peut aussi s'en servir pour repérer des objets en émettant un bruit suffisamment fort (claquer des mains, émettre un sifflement perçant).

Le circuit logique dans la partie inférieure du schéma fonctionne comme amplificateur B.F. linéaire qui reçoit son signal d'entrée du haut-parleur fonctionnant comme microphone L (T1 bloqué) par la résistance de réinjection R3. Le signal amplifié de ce circuit logique est envoyé par C1 à un second circuit logique 4011 qui active la bascule monostable formée par les 2 circuits logiques précédant et suivant C5 et R5. Le seuil est déterminé par la tension continue appliquée par R2 à la broche 2 de IC1. Cette tension continue est superposée au signal provenant de C1. R4, C4 et la première porte logique empêchent le monovibrateur d'être activé une seconde fois, d'autant plus que le générateur sonore (IC2) interdit l'accès au haut-parleur comme microphone.

Le signal de sortie de niveau haut fourni par la broche 4 du monovibrateur libère le multivibrateur double astable dans IC2. Le premier générateur B.F. module le second multivibrateur



004040 - 11

à fréquence acoustique pour engendrer un effet de sirène. Enfin T1, attaqué par R8, actionne plutôt brutalement le haut-parleur. Seule R9 limite quelque peu le courant du haut-parleur.

Retour à la case départ à la fin de la constante de temps du monovibrateur donnée par R5, C5 : le niveau bas de la broche 4 de IC1 désactive le générateur sonore et le haut-parleur reprend son rôle de microphone une fois écoulé le délai dû à R4 et C4. Le circuit peut être alimenté par des batteries de 5 à 9 V.

(004040)

074

Montages série/parallèle en Excel

Karel Walraven

Il doit vous arriver, de temps à autre, comme nous, d'avoir l'une ou l'autre critique à l'égard de Microsoft, mais l'avantage indiscutable d'un monopole est que tout un chacun dispose des mêmes programmes qui sont, de facto, le standard. En dépit de tout, on peut ainsi parler d'une certaine standardisation. Le présent programme tourne sous Excel et calcule les résistances série ou parallèle de combinaisons de résistances de condensateurs.

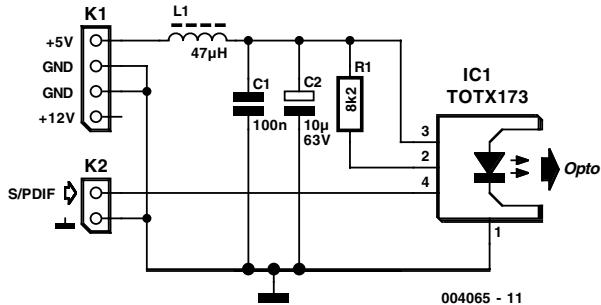
On peut entrer dans la partie saisie jusqu'à 4 valeurs, la section résultat fournit ensuite la valeur calculée arrondie à la valeur la plus proche de la série-E12. Il vous faudra entrer la valeur dotée de tous ses zéros; ainsi, on n'écrira pas 3k4, mais 3400, de même, 4 M s'écrira 4000000. Si vous avez choisi de ne pas utiliser une case, n'y écrivez pas de 0 (le programme n'apprécie pas en raison des problèmes de division par zéro), mais écrivez-y un nombre quelconque que vous effacez ensuite. Il n'y a pas de problème à entrer des nombres décimaux; la séparation entre la partie entière et la partie décimale se fait par le biais d'une virgule. Il n'est pas nécessaire d'entrer de point pour séparer les facteurs 1000, Excel le fait automatiquement. Les formules à la base de ce tableau n'ont rien de bien sorcier. La mise en série de composants se traduit par l'addition des différentes valeurs, la mise en parallèle s'obtient par l'addition des valeurs inverses ($1/R_x$) avant de reprocéder à une inversion du résultat. Il peut être intéressant de voir comment l'auteur a imaginé son programme et, le cas échéant, l'adapter à ses propres souhaits. Il faudra commencer par éliminer la pro-

Parallel or series equivalent value for resistors and capacitors			
Input		Results	
value 1	1.00	R, series equivalent	20.00
value 2	19.00	R, parallel equivalent	0.95
value 3		C, series equivalent	0.95
value 4		C, parallel equivalent	20.00

tection par le biais de l'option « Tools » suivie des sous-menus « Protection et Unprotect sheet ». À partir de là vous avez les mains libres pour changer tout ce que vous voulez. Nous vous renvoyons, en ce qui concerne la partie servant au calcul de la valeur dans la série E12, à l'article « Valeurs E12 en Excel » publié ailleurs dans ce même numéro. Le programme est à votre disposition sur le site Internet d'Elektor à l'adresse : www.elektor.presse.fr.

075

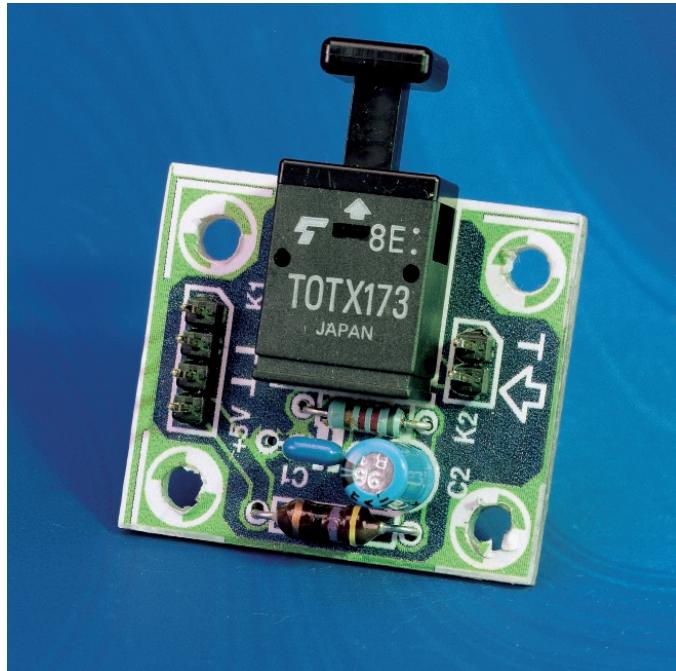
Sortie optique S/PDIF



Ton Giesberts

Le présent montage a pour but de rendre disponible à l'extérieur une sortie audio numérique (S/PDIF) non utilisée sur le lecteur de CD ou de DVD d'un PC. Nous avons donc prévu, dans ces circonstances, une isolation galvanique. En outre, ce circuit est bien pratique pour raccorder un enregistreur MD (MiniDisc) portable qui ne dispose généralement que d'une entrée numérique optique.

Le montage proposé ici est une application classique de l'émetteur Toslink et le module est très bien découplé par L1, C1 et C2, pour le mettre à l'abri des perturbations que l'on ren-

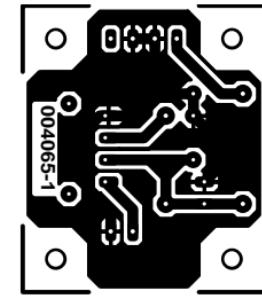
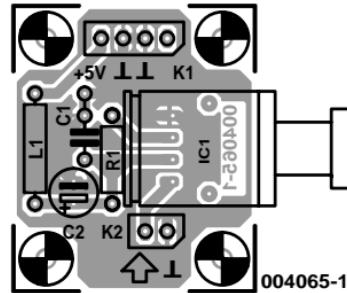


contre précisément à proximité d'un PC. On peut relier au connecteur K1 une petite prise d'alimentation de PC, en veillant bien au sens de branchement, le fil rouge conduit le +5 V, et K2 sert alors à relier le câble pour la sortie S/PDIF du lecteur de CD ou de DVD. Ici aussi, on identifiera soigneusement le fil de masse et celui qui véhicule le signal. Pareil câble blindé se rencontre fréquemment comme accessoire des lecteurs dotés d'une sortie S/PDIF, mais on peut aussi s'en fabriquer un à l'aide d'un morceau de fil blindé auquel on soude aux deux bouts un connecteur femelle à deux contacts à enficher sur les broches SIL à section carrée.

La plupart des lecteurs fournissent à la sortie audio numérique un niveau logique normalisé que l'on peut sans difficulté appliquer directement à l'entrée de l'émetteur Toslink. La consommation est d'à peu près 13 mA.

Il nous reste à évoquer une bizarrerie : certains lecteurs de CD et DVD n'envoient de signal sur la sortie numérique que s'ils jouent un CD audio. D'ailleurs, quand ils ne sont pas en train de lire, il n'y a même pas de signal d'horloge S/PDIF. La conséquence en est que l'enregistreur manque le début du morceau, le temps que la PLL (boucle à verrouillage de phase) arrive à se synchroniser sur cette horloge.

(004065)



Liste des composants

Résistances :

R1 = 8kΩ2

Bobines :

L1 = 47 µH

Condensateurs :

C1 = 100 nF céramique

C2 = 10 µF/63 V radial

Semi-conducteurs :

IC1 = TOTX173 Toshiba (Eurodis Texim entre autres)

Divers :

K1 = connecteur SIL à 4 broches

K2 = connecteur SIL à 2 broches

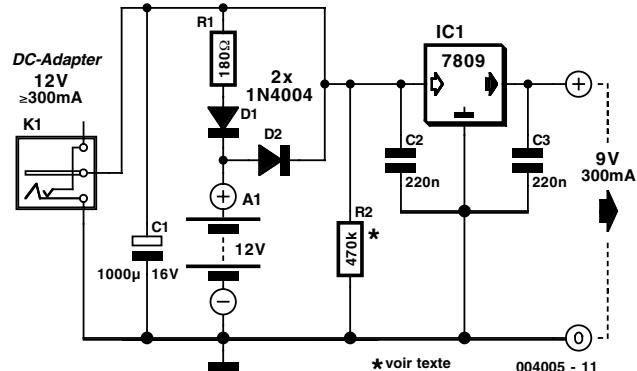
Alimentation à commutation secteur/batterie automatique

d'après une idée de Peter Lay

Nous vous proposons ici une petite alimentation 9 V régulée que nous avons doté, par l'adjonction d'un rien d'électronique additionnel, d'une commutation sans interruption d'alimentation, vers une alimentation par batterie (ou accumulateur), en cas de disparition de la tension du secteur. L'alimentation proprement dite prend la forme, pour des raisons tant économiques que de sécurité, d'un adaptateur secteur 12 V non réglé tout ce qu'il y a de plus courant et simple, voire même d'un adaptateur secteur universel positionné de façon à fournir une tension de sortie de 12 V. Hors-charge ou à faible charge (jusqu'à de l'ordre de 1/3 du courant nominal), la tension fournie se situe alors au-delà de 15 V, de sorte que l'on dispose, même au courant nominal, d'une tension suffisante pour permettre un fonctionnement sans heurts d'un régulateur de tension de 9 V. On optera, en fonction du courant de sortie dont on veut disposer, pour l'un des différents modèles disponibles sur le marché, les modèles les plus courants fournant 300, 500, 1 000 mA (1 A).

Lorsque le courant de sortie dépasse 200 mA, le régulateur de tension de 9 V voit sa température augmenter progressivement. Il n'y a pas, de par la présence d'une circuiterie de protection contre les surcharges, le moindre risque d'endommager le régulateur, ce qui n'empêche d'ailleurs pas ce composant de se mettre hors-circuit au cas où il verrait sa température s'élever trop. Il faudra ensuite attendre un certain temps avant qu'il ne puisse reprendre sa fonction. Il est recommandé partant de prévoir un radiateur lorsque le courant de sortie doit dépasser de l'ordre de 150 à 200 mA. La taille de ce radiateur répond à une formule empirique : le radiateur doit être suffisamment grand pour que l'on puisse, à charge maximale (et partant courant de sortie maximum), encore le toucher du doigt sans se brûler.

Il est toujours recommandé de surdimensionner quelque peu l'adaptateur secteur utilisé de manière à disposer d'une tension suffisante.



sion suffisamment élevée pour la (re)charge de l'accu 12 V. Tant que la tension du secteur est présente au niveau de l'adaptateur, la tension régnant aux bornes du condensateur électrochimique C1 est supérieure à celle présente aux bornes de l'accumulateur. Dans ces conditions, il circule, au travers de R1 et de D1, un courant de charge en direction de l'accu. Simultanément, il circule également du courant en direction du régulateur de tension et par son biais vers la « charge » connecté au système, charge alimentée en 9 V régulés. La diode D2 est bloquée pour la simple et bonne raison que le potentiel appliqué à la cathode dépasse celui présent sur l'anode.

En cas de disparition de la tension du secteur, la diode D2 devient passante de sorte que l'accu prend automatiquement à son compte l'alimentation en courant du régulateur de tension.

R1 devra être dimensionnée de façon à ce que le courant allant vers l'accu ne dépasse pas le dixième (1/10) de la capacité de l'accu (110 mA dans le cas d'une capacité d'accu de

1 100 mAh par exemple). Il est même préférable, comme il s'agit d'une (re)charge à long terme, d'opter pour une valeur encore plus faible (1/20, voire 1/50 C, ce fameux C étant la capacité de la batterie ou de l'accumulateur), ceci dans l'intérêt de la durée de vie de l'accumulateur. Lors de dimensionnement on mesurera le courant de charge avec une sortie de régulateur de tension non chargée de préférence (valeur du courant de charge la plus élevée). Avec la valeur de $180\ \Omega$ attribuée ici à R1, le courant de charge, lorsque l'accu se

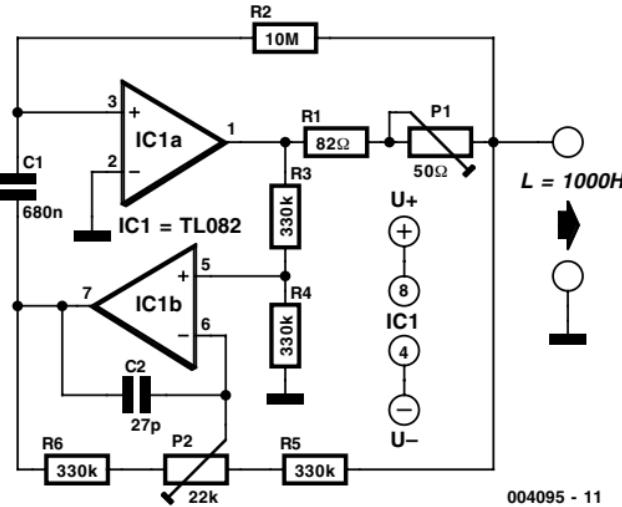
trouve chargé à plein (tension de batterie de 13,8 V) et en l'absence de charge en sortie (tension de l'adaptateur secteur à vide de l'ordre de 17 V), se laisse déterminer à l'aide de la formule suivante : $(17\text{ V} - 13,8\text{ V} - 0,7\text{ V})/180 = 13,9\text{ mA}$. On pourra partant, à partir de la valeur réelle mesurée, dimensionner R1 de façon à disposer du courant de charge requis pour l'accumulateur (qui peut également être une batterie de voiture) en question.

Self artificielle de 1 kH

Burkhard Kainka

Il est relativement facile de simuler, à l'aide d'amplificateurs opérationnels, l'une ou l'autre self. Le montage que nous vous proposons ici a été conçu pour fournir une inductance de 1 000 H (Henry) qui de plus ne présenterait qu'une atténuation faible. Il devient possible ainsi de réaliser des réseaux oscillants dont la fréquence de résonance est inférieure à 1 Hz, circuits oscillants qu'il est partant possible d'examiner, en temps réel, à l'aide d'instruments à galvanomètre ordinaires. On pourrait également envisager l'utilisation dans des filtres aux caractéristiques très spécifiques, voire spéciales.

L'amplificateur opérationnel A1 travaille en intégrateur, l'amplificateur opérationnel A2 fait lui office d'amplificateur différentiel. On trouve à sa sortie une tension identique à celle qui règne aux bornes de R1 et P1, cette tension étant, partant, proportionnelle au courant de sortie. L'amplificateur opérationnel A1 associé à C1 et R2 sert à différentier cette tension. En 3 mots, ce circuit se comporte comme une inductance dont la valeur est ajustable par action sur le potentiomètre ajustable P1. L'ajustable P2 sert quant à lui à ajuster la symétrie de l'ampli-



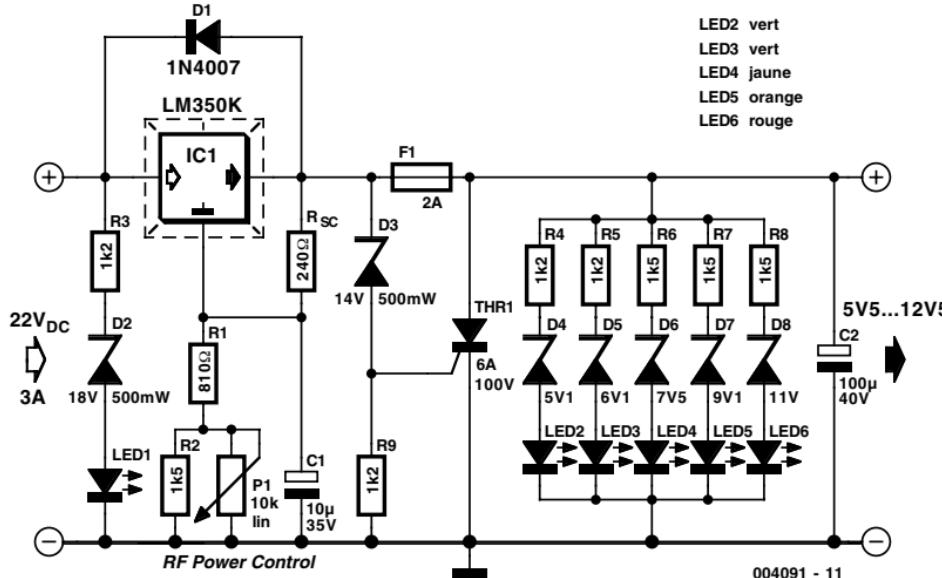
ficateur différentiel et partant à assurer la stabilité du circuit. Il permet en fait de jouer sur le facteur de qualité (le fameux Q) de la self.

(004095)

Commande d'alimentation externe HF pour émetteur-récepteur portable 2 m/70 cm

N.S. Harisankar, VU3NSH

La plupart des émetteurs-récepteurs portables modernes dans les bandes des 2 m et des 70 cm utilisés par les radio-amateurs incorporent des modules HF MOS-FET et sont capables de fonctionner avec des tensions d'alimentation comprises entre 4,5 et 13,8 V. En utilisant quatre batteries CdNi (4,8 V), la puissance HF dégagée en mode haute puissance (H) est généralement de 1,8 watts. Si on utilise une batterie compacte de 9,6 V, la puissance dégagée en mode H est généralement de 5 watts, alors que



500 mW ou 50 mW sont respectivement produits en mode L (puissance basse) et EL (puissance basse économique).

La puissance HF basse produite n'est parfois pas suffisante, et la haute puissance semble un gaspillage. Le circuit présenté ici permet aux émetteurs-récepteurs comme les Yaesu F11/41R, Kenwood TH22AT, Icom ICT22A et d'autres de fournir n'importe quel niveau de puissance HF entre 2 et 5 watts tout en procurant aussi un mode basse puissance.

Le régulateur de tension LM350K utilisé dans ce circuit peut fournir 1,25 à 33 V avec une intensité allant jusqu'à 3 A. La tension de sortie est définie par RSC, R1, R2 et P1. Ce dernier active la commande de puissance HF.

Un thyristor de protection par court-circuit (*crowbar*) est utilisé sur la ligne de sortie d'alimentation pour protéger l'oné-

reux émetteur-récepteur radio d'un niveau désastreux de la tension d'alimentation. Dans le cas improbable où la tension de sortie dépasserait 14 V (mesurée par la diode zener D3), le thyristor (de type 6 A/100 V) se déclenche et détruit fidèlement le fusible F1. L'action est semblable à celle consistant à jeter un levier au travers des terminaux de sortie !

Chacune des diodes LED à la sortie s'allume si la tension de sortie dépasse le seuil fixé par la diode zener associée. De cette façon, on obtient un indicateur de puissance HF visible et coloré. L'éventail de tension de sortie va de 5,5 à 12,5 V. Le régulateur de tension doit être pourvu d'un radiateur de taille suffisante.

(004091)

A. Grace

Ce projet consiste en une simple interface half-duplex isolée optiquement qui convertit une boucle de courant de 20 mA (connectée à J2) en un signal RS-232 (sur J1) qui peut être contrôlé au moyen, par exemple, d'un PC portable. Dans le cas présenté par l'auteur, le système fonctionne à 1 200 bauds. Le signal à contrôler doit être un signal de communication entièrement numérique et binaire (en fonction/hors fonction), plutôt que le signal de transmission analogique habituel (industriel) de 4/20 mA.

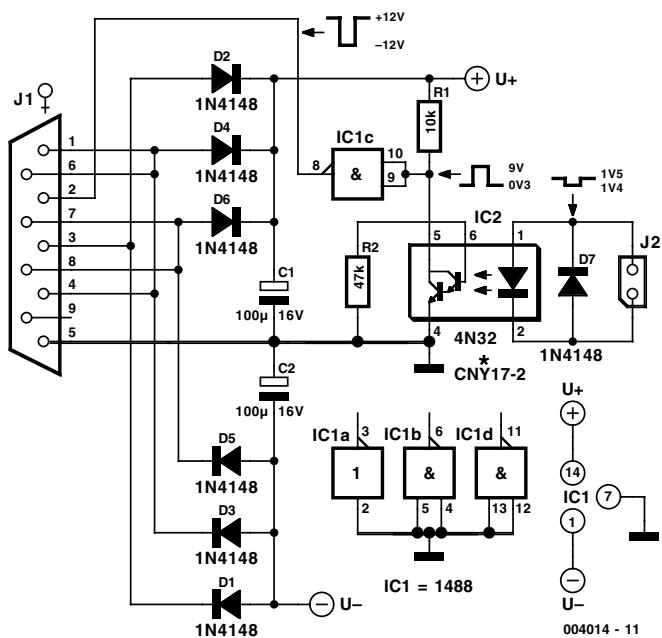
Le résultat global de l'action de l'interface est une double inversion. Le courant du signal de communication passe lorsqu'aucune donnée n'est envoyée, et il est coupé pour représenter les données. En conséquence, le transistor de l'isolateur optique est habituellement en fonctionnement, procurant une tension basse à l'entrée du circuit IC1c. Ceci est inversé pour donner une tension haute (V) sur l'entrée RS-232, condition par défaut pour signifier 'aucune donnée'.

L'interface elle-même est alimentée par le port série (RS-232) utilisé pour contrôler le signal de communication. On y arrive en récupérant la tension des lignes RS-232 non utilisées. Le connecteur standard RS-232 est d'un type « D » mâle à 9 voies dont les connexions sont indiquées dans le tableau ci-dessous. Les pôles de l'alimentation positive et négative sont positionnés en rectifiant les potentiels RS-232 inutilisés via les diodes D1 à D6, avec les condensateurs C1 et C2 agissant en réservoirs de capacité.

Les unités d'isolation optique se mettent d'habitude sous tension raisonnablement vite, mais sont relativement lentes à se mettre hors tension. La résistance R2 accélère le temps de retour. La diode D7 est insérée pour protéger l'isolateur optique des retours de tension trop élevés – ceux-ci peuvent se produire lorsque l'interface est accidentellement câblée à l'envers.

Si une commande de tension est utilisée à la place de la commande d'intensité pure de 0/20 mA, une résistance limitant l'intensité est nécessaire à l'entrée de l'isolateur optique. Cette résistance sera normalement choisie entre $330\ \Omega$ et $1\ k\Omega$, et le courant de la diode LED devra être maintenu à une valeur bien inférieure à 50 mA pour éviter tout endommagement de l'isolateur optique.

Le circuit peut être modifié pour être compatible avec les systèmes industriels de boucle de courant de 4/20 mA en adaptant la valeur de la résistance R2 à l'isolateur optique utilisé. En



général, plus la valeur est faible, moins l'interface devient sensible. Presque n'importe quel isolateur optique peut être utilisé sous réserve que sa capacité de transfert soit proche de 100 % (ou « 1 » – vérifiez les spécifications). De bons résultats ont été obtenus avec, entre autres, le Siemens CNY17-2. Cette unité, qui se vante d'une spécification de chute de tension de 5 300 V, est compatible Classe 2 si la distance entre les broches est supérieure à 6 mm. Ceci nécessite cependant quelques torsions. Pour répondre aux critères de sécurité de la Classe 1, la distance normale entre les broches adaptées à un support DIL à 8 broches est correcte.

Broche.	Signal	E/S
1	DCD	E
2	RxD	E
3	TxD	S
4	DTR	S
5	Commun	—
6	DSR	E
7	RTS	S
8	CTS	E
9	RI	E

(004014)

080

JAL pour PIC84

Wouter van Ooijen

L'acronyme JAL signifie *Just Another Language*; il s'agit d'un langage ressemblant au Pascal destiné à être utilisé avec les PIC 16C84 et PIC 16F84 de Microchip et les SX18 et SX28 de Scenix.

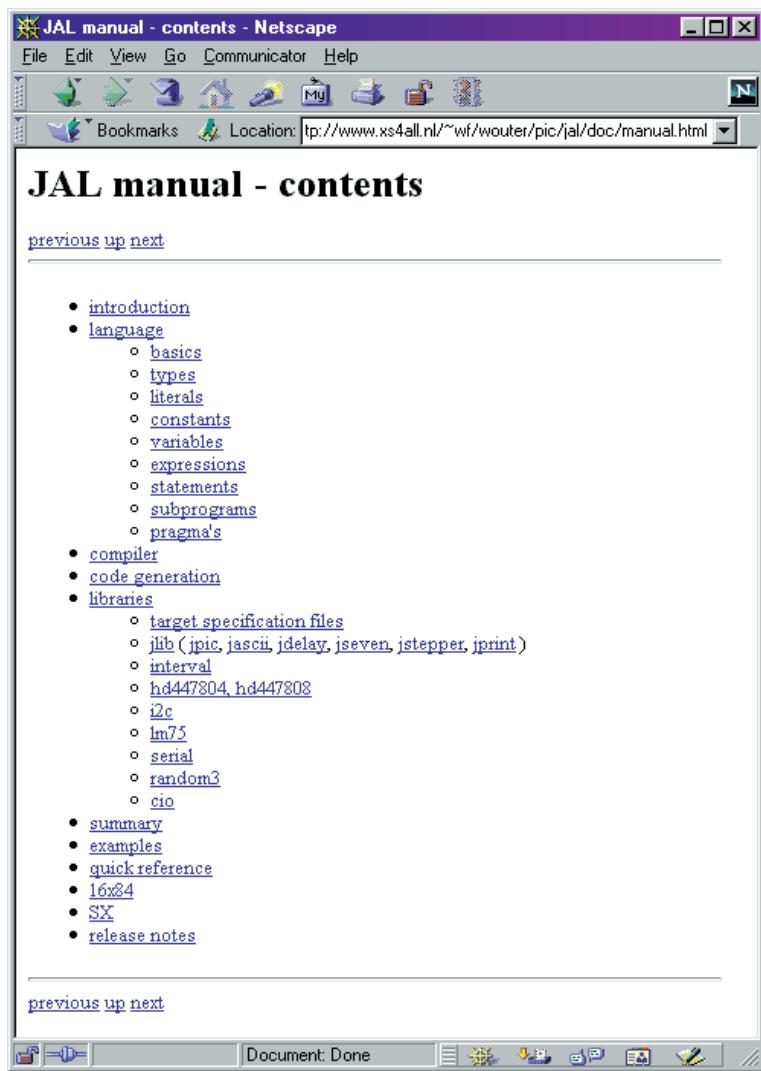
L'auteur n'a pas d'atomes crochus avec C. Il préféra écrire son propre langage de programmation qui répond à ses besoins et préférences et qui en outre se laisserait adapter aux spécificités (ce qu'ils peuvent et ne peuvent pas) des microcontrôleurs ou microprocesseurs utilisés. Ceux d'entre nos lecteurs qui aimerraient en savoir plus peuvent consulter le sommaire et les exemples (en anglais) du manuel en ligne. Notons l'existence d'un coin FAQ (*Frequently Asked Questions*) sur le site dont nous donnons l'adresse un peu plus loin. Les personnes n'ayant encore jamais travaillé avec un compilateur destiné aux composants de la famille des PIC trouveront des conseils éclairés sous la rubrique « 16x84 assignements ». Tout cela et bien d'autres choses encore, sans oublier le compilateur (gratuit) pour DOS, Windows et Linux est disponible sur le site Internet dont l'adresse est :

www.xs4all.nl/~wf/wouter/pic/jal/

Le petit exemple de programme proposé ci-après, dont la fonction est de faire clignoter une LED, pourra vous donner une première idée de la structure et de la linguistique de ce nouveau langage qu'est JAL (qui n'a d'ailleurs rien de commun avec la JAL japonaise, la fameuse compagnie de transports aériens Japan Air-Line).

```
[1] — flash a LED on pin A0
[2] include 16f84_10
[3] include jlib
[4] pin_a0_direction = output
[5] forever loop
[6] pin_a0 = on
[7] delay_1s
[8] pin_a0 = off
[9] delay_1s
[10] end loop
```

Il n'est pas nécessaire de prévoir de numéros de lignes, ils servent uniquement de repère. Il existe en outre un certain



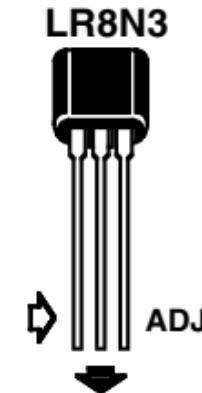
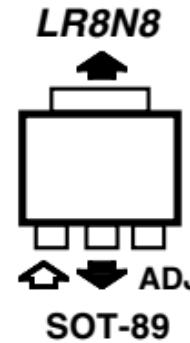
nombre de bibliothèques de routines au nombre desquelles nous aimerions signaler *pic I/O*, *delays*, *i2c*, *asynch*, *random*, *hd44780* (= affichage LCD), *I/O extension*, *math* et bien d'autres.

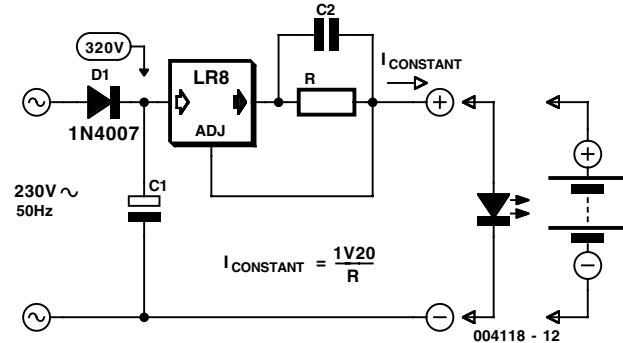
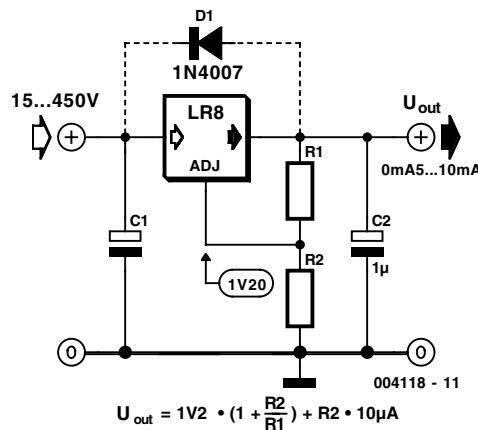
(004096)

Régulateur linéaire pour tensions élevées

Gregor Kleine

Les régulateurs de tension linéaires tripodes les plus connus, tels que le LM317 par exemple, ne supportent pas plus de quelque 30 V à l'entrée. Il existe aujourd'hui une nouvelle version de régulateur tripode capable de s'accommoder d'une tension d'entrée pouvant aller jusqu'à 450 V. Il devient possible ainsi de travailler directement avec une tension alternative de 230 V redressée. Le courant de sortie pourra se situer





entre 0,5 et 10 mA. Le composant dont il s'agit ici est le LR8 de Supertex Inc. une compagnie californienne.

La tension d'entrée du LR8 doit se trouver à l'intérieur d'une plage allant de +12 à +450 V. Avec une tension de référence de 1,2 V, on pourra, par le biais du diviseur de tension externe pris dans la contre-réaction et connecté à la broche ADJ (= Adjust), choisir une tension de sortie comprise entre +1,2 et +440 V. Il faut en tout état de cause que la différence de tension entre l'entrée et la sortie soit supérieure à 10 V.

Le régulateur dispose tant d'un dispositif de limitation de courant entrant en jeu à +15 mA (typique) que d'une protection thermique qui se manifeste à une température de +125 °C et ne cesse d'abaisser la tension de sortie de manière à limiter les pertes par dissipation. Un fonctionnement stable du régulateur requiert un courant de sortie minimum de 500 µA et un condensateur de sortie d'une capacité de 1 µF au moins et à la tension de service adaptée à la tension requise en sortie. On pourra dimensionner le diviseur de tension externe de manière à ce que le courant qui le traverse soit de 500 µA. Il faudra y ajouter les 10 µA qui coulent par l'entrée de régulation ADJ (cf. la formule donnée dans le schéma).

Les 2 schémas à base de LR8 proposés ici montrent, d'une part, une application en tant que régulateur de tension et de l'autre en tant que source de courant constant. On pourra utiliser cette dernière application pour, par exemple, le pilotage d'une LED. On dispose ainsi d'une plage de tensions d'entrée incroyablement étendue puisqu'elle va de +12 à +450 V. Le LR8 ayant été conçu à l'origine pour la mise sous tension pro-

gressive d'alimentation à découpage pilotées au primaire, il présente la caractéristique de bloquer le régulateur en cas d'application d'une tension supérieure à la valeur de la tension de sortie requise. La diode D1 présente dans l'application de régulateur de tension deviendra indispensable s'il peut arriver que la tension de sortie prenne une valeur supérieure à la tension d'entrée.

La valeur minimale à donner au condensateur d'entrée C1 répondant à la formule suivante :

$$C1(\min) = (IL * t) / (Vpk - Vout - 10 V),$$

formule dans laquelle

IL représente le courant de charge et t l'intervalle séparant 2 crêtes; à 50 Hz et dans le cas d'un redressement mono-alternance t vaudra partant 20 ms.

Vpk est la valeur de crête de la tension alternative, Vout représentant la tension de sortie recherchée.

Le LR8 existe en 2 modèles de boîtier : le LR9N8 se présente sous la forme d'un boîtier SOT-89 CMS, le LR8N3 prenant lui la forme typique du boîtier de transistor TO-92, celui d'un BC 238 par exemple. Le boîtier CMS peut, s'il est refroidi correctement, dissiper jusqu'à 1,6 W au maximum, le modèle à boîtier TO-92 se limitant lui à une dissipation de 0,74 W.

(004118)

Adresse Internet : www.supertex.com

Doubleur de fréquence simple

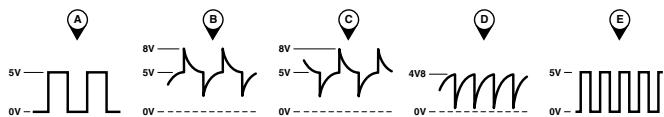
Projet de l'Ingénieur Diplômé Kamil Kraus (CZ)

Il suffit de quelques composants discrets et de deux inverseurs pour réaliser un doubleur de fréquence simple conçu pour les signaux rectangulaires TTL montant jusqu'à 100 kHz. Le différentiateur R1/C1 convertit le flanc montant du signal rectangulaire en une impulsion positive, le flanc descendant en une impulsion négative. L'inverseur IC1a (on peut bien sûr aussi recourir à une porte logique NON-OU (NOR) ou NON-ET (NAND dont les entrées sont reliées) inverse la phase du signal. Le différentiateur R2/C2 raccordé à l'inverseur conver-

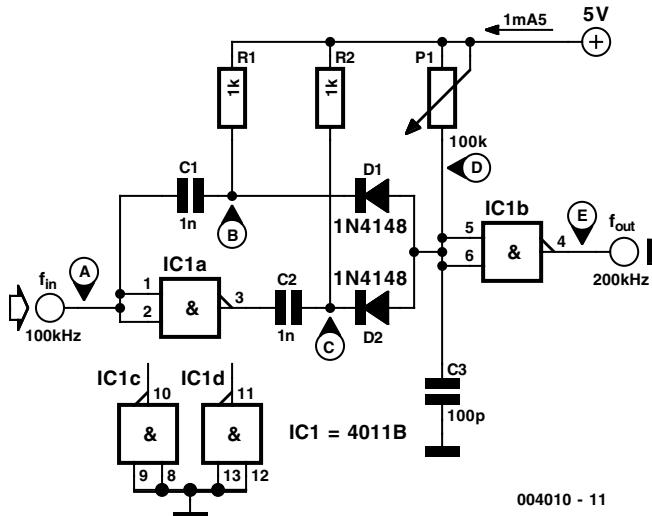
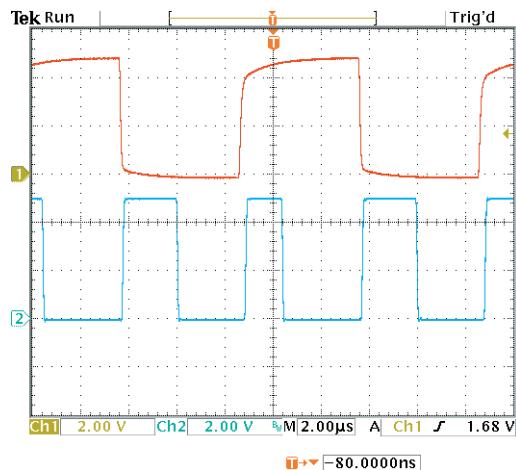
tit aussi le signal rectangulaire en impulsions qui sont toutefois l'inverse de celles du différentiateur R1/C1. Les 2 diodes ne laissent passer que les impulsions négatives ; la fréquence du signal sur les anodes couplées est donc le double de celle du signal d'entrée.

L'étage de sortie est constitué par un condensateur qui se charge à travers le potentiomètre ajustable R3 (*trimmer*). Les impulsions négatives interrompent ce processus et chargent brusquement le condensateur. Le résultat est un signal en dents de scie (il s'agit en fait d'un enchaînement de ce que

HORS GABARIT 2000



l'on nomme des fonctions e, pour exponentielles) à l'entrée du deuxième inverseur IC1b que l'inverseur final transforme à nouveau en signal rectangulaire, mais de fréquence double.



R3 permet de définir la constante de temps du circuit RC que constituent R3 et C3, donc le taux d'impulsions du signal de sortie. Le type de porte logique utilisée joue aussi un rôle décisif. La courant consommé par le doubleur de fréquence atteint environ 1,5 mA pour une tension d'alimentation de +5 V. Étant donné que la charge du premier circuit logique due à R1 dépasse déjà les spécifications (il en va de même pour la source du signal), la tension de fonctionnement ne devrait en aucun cas être augmentée.

(004010)

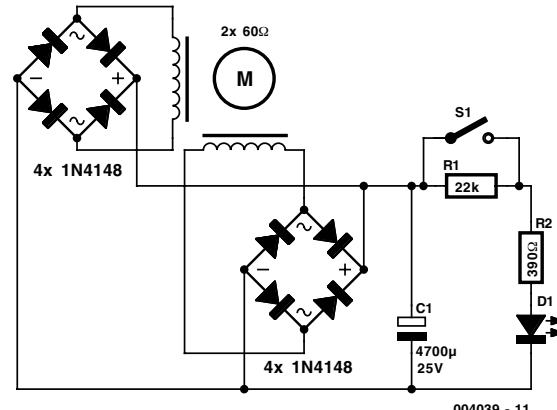
Générateur à moteur pas à pas

par B. Kainka

Chaque moteur pas à pas peut faire office de dynamo. Contrairement aux autres générateurs, un moteur pas à pas engendre déjà une tension d'induction élevée à faible vitesse de rotation. Le type utilisé ici, qui possède une résistance de $2 \times 60 \Omega$ par enroulement, fournit plus 20 V sans train d'engrenages lors d'une simple rotation manuelle. L'emploi du générateur est illustré par le circuit d'une « lampe de poche à manivelle ».

Un circuit complémentaire assure le stockage d'énergie. Deux redresseurs en pont comportant chacun 4 diodes (1N4148) chargent le condensateur électrolytique de $4700 \mu\text{F}$. La LED (blanche) hyperlumineuse est alimentée directement par une résistance protectrice de 390Ω (Power-Light) ou par la combinaison en série $22 \text{k}\Omega + 390 \Omega$. Dans ce dernier cas, la LED éclaire un peu plus faiblement, mais plus longtemps. L'utilisateur doit apprendre à tourner la manivelle avec précaution : lorsque le commutateur est placé sur CLAIR, il pourrait dépasser le courant admissible de la LED (20 mA) et, en position LONG, la tension admissible du condensateur électrolytique (25 V). Il faut, le cas échéant, ajuster la résistance de protection de la LED.

La lumière de la lampe suffit par exemple pour lire dans le noir. Le générateur pas à pas est donc parfait pour les espions, les voleurs et les enfants qui lisent sous les couvertures. Mais n'oubliez pas de disposer aussi d'un exemplaire dans la cave où vous bricolez en cas de court-circuit.



Tiré du « Coin du bricoleur » de l'auteur :
<http://home.t-online/home/B.Kainka>

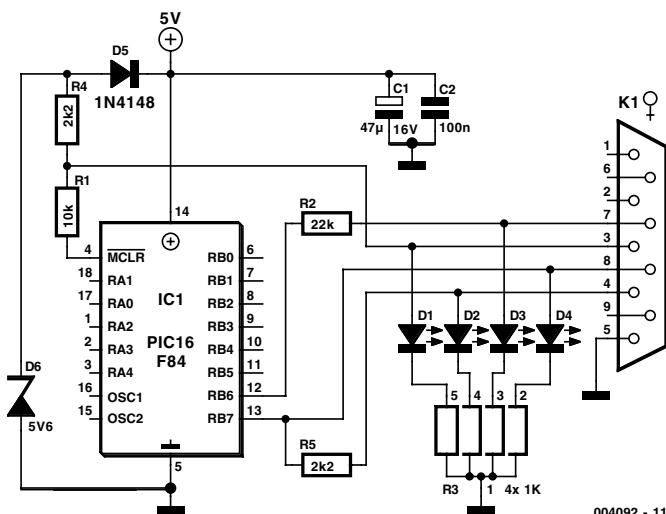
(004039)

084

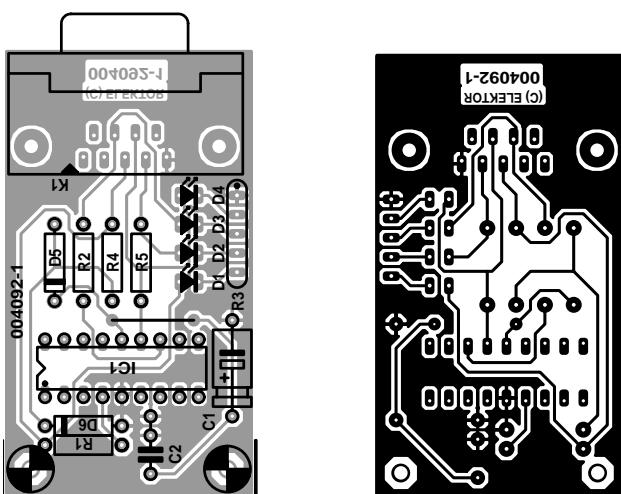
Mini-programmateur pour PIC16F84/16C84

Jürgen Klein <http://jump.to/gate>

Le prix d'un programmeur de microcontrôleur augmente en fonction de son universalité. Plus le nombre de types et de variantes de microcontrôleurs qu'un programmeur est en mesure de programmer devient important, plus le nombre de billets de banque que requiert son achat augmente. Dans la pratique, il apparaît que l'amateur peut se contenter d'un nombre limité de types de microcontrôleurs, de sorte que l'achat d'un programmeur universel onéreux ne présente, d'un point de vue économique, pas la moindre justification. Autant dépenser son argent à l'achat d'appareils plus nécessaires.



L'un des microcontrôleurs les plus utilisés par l'amateur d'électronique est le PIC16F84 (1 Koctet de mémoire Flash) de (Arizona) Microchip et son homologue OTP (One Time Programmable = composant à programmation unique) le PIC16C84 doté lui d'une ROM de 1 Koctet, ces 2 composants disposant du même nombre de lignes d'entrées/sorties, à savoir 13. La programmation de ces 2 composants peut se faire par le biais de ce que nous appellerons une solution minimale, approche décrite dans le présent article.



L'auteur propose sur son site Internet un programmeur ne requérant qu'un très petit nombre de composants. Quelques résistances, condensateurs, sans oublier 4 LED de visualisation, interconnectent le PIC à programmer à l'interface sérielle du PC, interface se chargeant, par le biais de sa broche 3, de l'alimentation du programmeur. La paire de diodes D5/D6, abaisse la tension à quelque 5 V, tension que les condensateurs C1 et C2 tamponnent.

La résistance R4 limite le courant circulant à travers la diode zener D6. La LED D1 signale la présence de la tension d'alimentation. Parallèlement, la tension en provenance de l'interface, sans avoir été abaissée, attaque la ligne MCLR du PIC pour le faire passer en mode de programmation. Cette tension est limitée, par le biais d'une diode interne, à la valeur maximale admissible, R1 limitant le courant à une valeur supportable.

L'échange des données se fait par le biais des lignes TxD (broche 3), DTR (broche 4) et CTS (broche 8), les LED D2 à D4 visualisant le déroulement du processus de transfert.

Vous pourrez télécharger, gratuitement, sur le site de l'auteur, un set de logiciels de commande baptisé *NTPICPROG*, *PIX* et *Euro13* pour Windows et DOS (198 Koctets au total). L'auteur propose en outre un dessin de platine aux formats Eagle et .pdf, un schéma et quelques photos. Le dessin de platine proposé ici est de source Elektor et sera disponible en temps utile sur le site d'Elektor à l'adresse www.elektor.presse.fr d'où vous pourrez le télécharger.

(004092)

Note : On trouvera ailleurs dans ce numéro un adaptateur d'EEPROM utilisable avec le présent programmeur de PIC.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 kΩ

R2 = 22 kΩ

R3 = réseau SIL à 4 résistances de 1 kΩ

R4,R5 = 2kΩ

Condensateurs :

C1 = 47 µ/16 V

C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

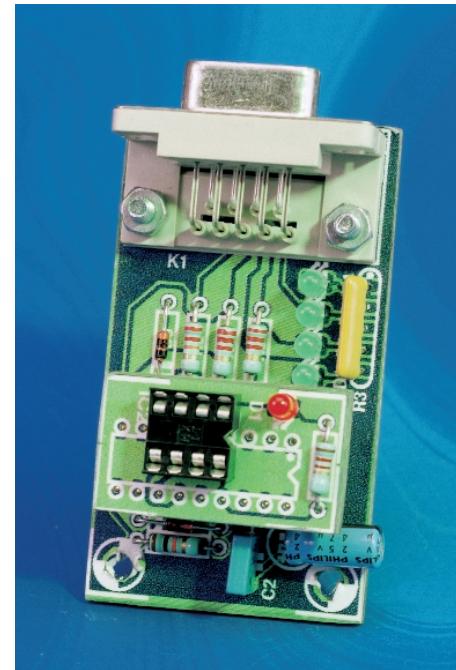
D1 à D4 = LED

D5 = 1N4148

D6 = diode zener 5V6/100 mW

IC1 = PIC16F84

Divers :

embase Sub-D à 9 broches
encartable en équerre

085

Convertisseur continu/continu de +1,5 V à +34 V

par Gregor Kleine

La gamme de Linear Technology recèle un convertisseur continu/continu fort intéressant. Le survolteur LT1615 basé sur un régulateur à découpage donne la possibilité de « gonfler » jusqu'à +34 V de sortie une tension de +1,2 V à +15 V en n'ayant recours qu'à quelques composants externes. Le minuscule boîtier SOT23 à 5 broches recèle une structure très compacte. On peut utiliser ce circuit intégré pour engendrer une tension de polarisation élevée, par exemple celle d'un affichage à cristaux liquides, une tension V_{pp} (crête à crête) pour une EPROM, une tension de syntonisation pour la plage supérieure de diodes varicap, etc.

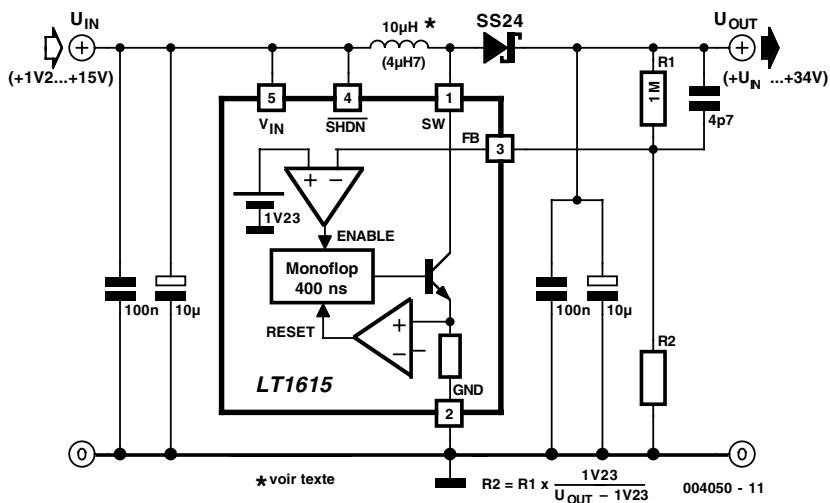
L'élément central du LT1615, dont la **figure 1** révèle le circuit interne, est une bascule monostable dont la durée d'établissement de 400 ns détermine le temps de coupure de l'interrupteur à transistor. Si la tension retournée par la connexion de rétroaction descend au-dessous de la limite inférieure de 1,23 V (tension de référence), le transistor devient actif et le courant passant par l'enroulement de charge commence à croître. L'énergie s'accumule donc dans le champ magnétique de l'enroulement. Lorsque le courant dans l'enroulement atteint 350 mA, il active la bascule monostable et le transistor est mis hors circuit pendant les 400 ns suivantes. Comme l'énergie accumulée dans l'enroulement doit se dissiper d'une façon ou d'une autre, un courant décroissant linéairement continue à le parcourir. Ce courant charge le condensateur de sortie par la diode à barrière de Schottky (SS24, 40 V / 2 A). Rien ne se passe tant que la tension à la connexion de rétroaction (FB) dépasse 1,23 V. Mais quand elle retombe au-dessous de cette limite, le cycle se répète. L'hystérésis de la connexion FB est égal à 8 mV. La tension de sortie est données par : $V_{out} = 1.23 V \cdot (R1+R2) / R2$

R1 peut être de l'ordre du mégohm car le courant d'entrée ne dépasse pas quelques 10 nA.

Lors de la mise sous tension ou d'un court-circuit à la sortie, le C.I. passe en mode Power-Up : tant que la tension de FB demeure au-dessous de 0,6 V, le LT1615 limite le courant à 250 mA au lieu de 350 mA, et le temps d'établissement de la bascule monostable est prolongé à 1,5 µs. Ces mesures réduisent la puissance dissipée dans l'enroulement et dans la diode lors de la montée de la tension de sortie.

Pour réduire autant que possible l'apparition de tensions parasites dues à la commutation de l'enroulement, le C.I. doit être découplé correctement par des condensateurs d'entrée et de sortie. La résistance série des condensateurs doit être aussi faible que possible pour court-circuiter toutes les tensions parasites à la masse. Il faut donc les placer le plus près possible du C.I. et les raccorder à la surface de masse. La surface de la piste conductrice à la sortie SW (Switch) doit être aussi petite que possible. Un condensateur à 4,7 pF en parallèle avec la résistance de rétroaction supérieure aide à réduire la tension d'ondulation parasite (*Ripple*) à la sortie.

Le dimensionnement de l'enroulement est décrit plus en détail à www.linear-tech.com.



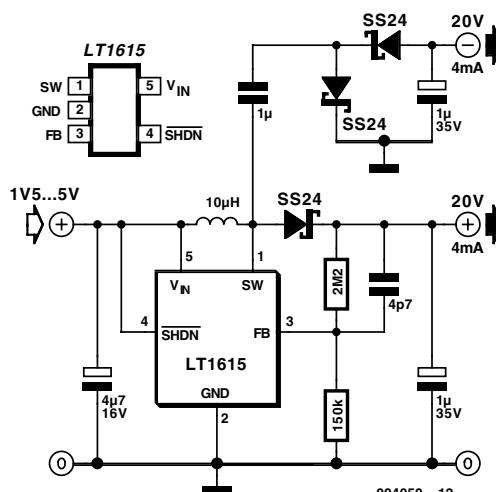
Une inductance de charge de $4,7 \mu\text{H}$ suffit généralement pour les tensions de sortie de moins de 7 V. Pour des tensions de sortie plus élevées, utiliser une inductance de $10 \mu\text{H}$.

Le fiche de données recommande entre autre les types DO1608-472 ($4,7 \mu\text{H}$) et DO1608-100 ($10 \mu\text{H}$) de Coilcraft. Il va sans dire que la tension inverse de la diode à barrière de Schottky doit être beaucoup plus élevée que la tension de sortie. Nous conseillons les modèles MBR0530 et SS24.

L'entrée d'arrêt /SHDN (Shutdown) permet de mettre le survolteur hors circuit en plaçant cette broche à moins de +0,25 V. Le LT1615 est actif dans la plage de +0,9 V et plus. Il ne faut toutefois pas oublier que, lorsque le survolteur est hors circuit, la sortie fournit encore la tension d'entrée moins la tension de flux de la diode par l'intermédiaire de l'enroulement et de la diode.

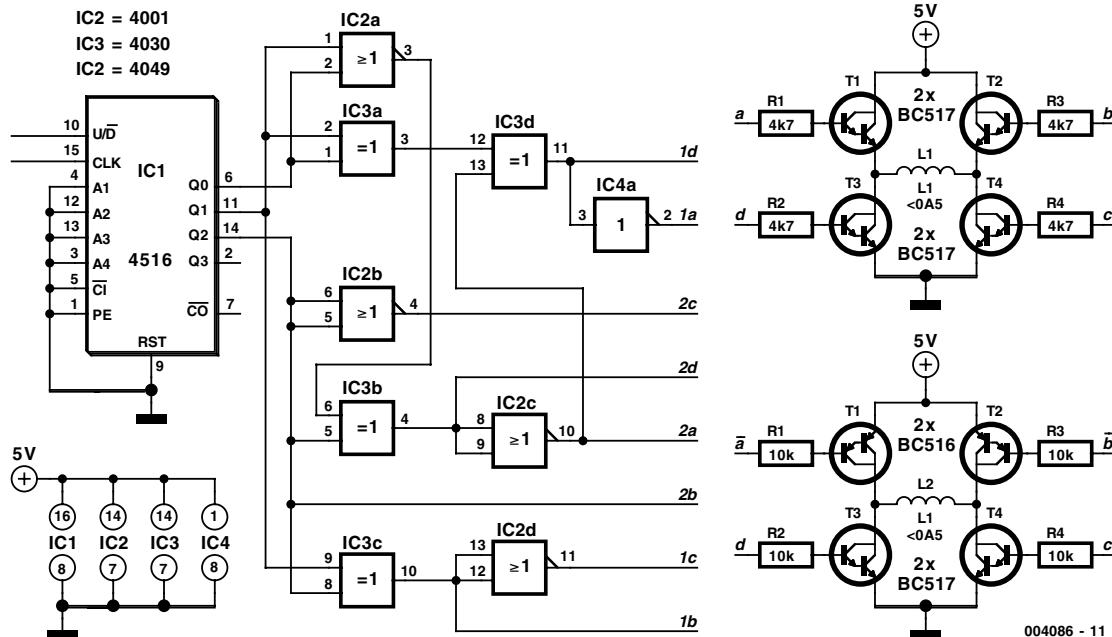
Le second circuit (**figure 2**) basé sur le LT1615 illustre la façon de réaliser une alimentation symétrique avec le régulateur à découpage. Les 2 alternances de la sortie à découpage du C.I. sont prélevées et redressées. Le diviseur de tension de la branche positive fixe la tension de sortie.

(004050)



086

Commande bipolaire de moteur pas-à-pas

**Karel Walraven (texte)****R T J M van der Heijden (projet)**

Les moteurs pas-à-pas sont devenus un thème très populaire, à en juger par les nombreuses réactions que l'on trouve dans toutes les publications. Dans notre numéro de mai 1999, nous avions décrit une commande unipolaire. Pour changer, voici une variante bipolaire. Mais commençons par revoir le fonctionnement de ce genre de dispositif. Un moteur bipolaire possède deux enroulements, donc quatre bornes. Chaque bobine peut être parcourue par un courant de sens positif, négatif ou par aucun courant. Dans le **tableau 1**, ces états sont représentés par un +, un - ou un blanc.

Un compteur binaire (IC1) reçoit des impulsions d'horloge qui le font compter ou décompter (le moteur tourne à gauche ou à droite). Il incrémente au moment du flanc positif de l'impulsion sur l'entrée d'horloge si l'entrée U/D (Up/Down) est reliée à l'alimentation ; il décompte si cette même entrée est à la masse. Le contenu du compteur est décodé, ce qui donne la liste des différents états possibles consignés dans le **tableau 2**. Comme le sens du courant doit pouvoir s'inverser dans chacune des bobines du moteur, elles sont insérées dans un montage en pont. Il y faut donc quatre transistors par enroulement. Les transistors ne peuvent conduire ensemble que dans des diagonales opposées, sinon, c'est le court-circuit.

À première vue, le tableau 2 semble faux, parce qu'il indique quatre périodes actives. Il faut cependant se souvenir que le courant ne peut circuler que lorsque a et c sont simultanément actifs.

La logique préside donc à la l'élaboration des signaux corrects et l'un des ponts de commande, équipé de quatre transistors BC517, attaque la bobine. L'inconvénient de cette disposition, c'est que la chute de tension occasionnée principalement par les transistors du haut (ici des darlingtons, précisément) est élevée et qu'il ne reste que peu de tension, certainement sous une alimentation de 5 V, pour les bobines. Il est donc préférable d'utiliser un autre pont, dans lequel les transistors du haut sont de type PNP. D'accord, mais il faut à présent renver-

ser la commande de ces mêmes transistors. Au lieu de 1a, il nous faut le signal inverse. Heureusement, il existe déjà, c'est 1d. La même transformation vaut pour 1b (1c), 2a (2d) et 2b (2c). Auquel cas, nous pouvons nous passer de IC4.

Souvent, les moteurs PAP sont destinés à travailler en 12 V. Les circuits intégrés logiques peuvent aussi fonctionner sous des tensions de 15 à 18 V, il n'y a donc aucun souci à se faire en les branchant en 12 V ou même plus. À pareilles tensions, les pertes dans le montage en pont n'ont plus guère d'importance. Reste à relever quelque peu la valeur des résistances, 22 kΩ, par exemple. Il vaut mieux alimenter la logique à la même source que le moteur. En effet, en l'absence de commande, toutes les branches du pont vont se mettre en conduction simultanée et le court-circuit est garanti.

(004086)

Tableau 1. Commande des bobines

Phase 2	1	2	3	4	5	6	7	8
Enroulement 1	+	+	-	-	-	-	+	
Enroulement 2	+	+	+	+	-	-	-	-

Tableau 2. Résultat du décodage du compteur

Phase	1	2	3	4	5	6	7	8
1a	+	+	+					+
1b			+	+	+	+		
1c	+	+					+	+
1d				+	+	+	+	
2a		+	+	+	+			
2b					+	+	+	+
2c	+	+	+	+				
2d	+					+	+	+

087

Injecteur de bruit

Ton Giesberts

Le présent montage est principalement destiné aux amateurs, occasionnels ou non, d'expérimentations ayant trait à l'audio.

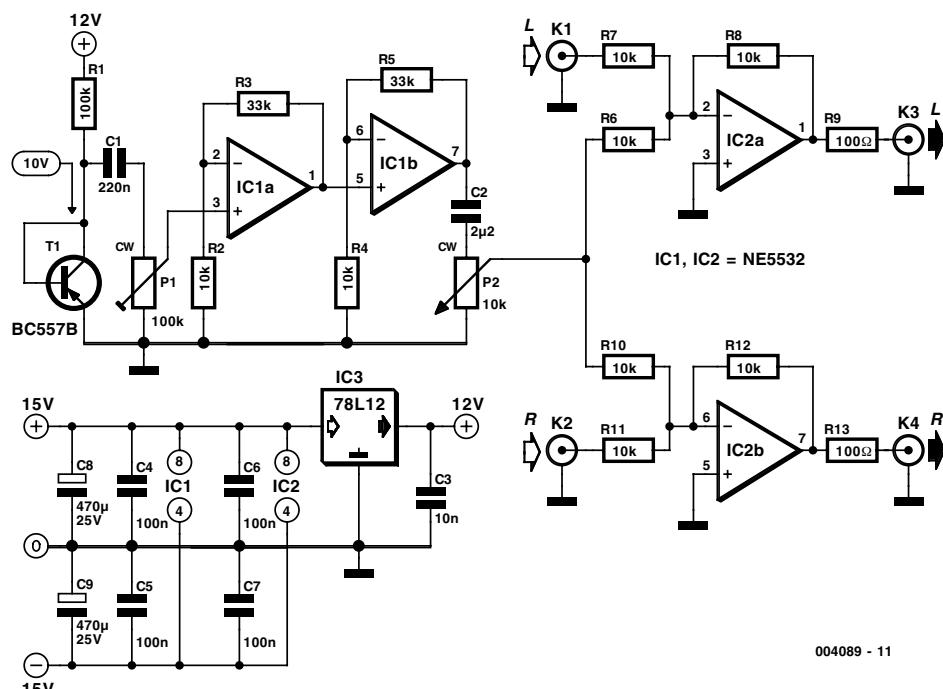
Cette électronique permet en effet de voir, par exemple, s'il existe une différence au niveau de votre seuil d'audibilité avec ou sans musique ou si le fait d'ajouter un grain de bruit à votre CD n'en améliore pas l'écoute. On pourra également utiliser ce montage, sachant qu'il produit du bruit blanc, lors de mesures en cours de test (différences de sonorité entre plusieurs haut-parleurs, variations entre 2 courbes caractéristiques de filtrage, etc.).

La courbe de mesure (figure 2) montre une distribution d'amplitude pratiquement plate (moyenne sur 64 mesures). Si on la mesure sur une bande passante s'étendant de 22 Hz à 22 kHz, la valeur efficace du bruit à la sortie atteint au maximum (les 2 potentiomètres étant mis en butée) de l'ordre de 110 mV.

La source de bruit est la jonction base-émetteur d'un transistor PNP du type BC557B qui, pris dans le sens inverse, est forcé à travailler en zener. Sur notre prototype la tension aux bornes de T1 était de l'ordre de 10 V. Par action sur P1 on commence par ajuster le niveau de bruit de manière à ce qu'il soit tout juste audible, puis, en jouant sur le potentiomètre (logarithmique) P2 on ajuste le niveau de sortie à la valeur requise. On pourra, si l'on utilise ce montage à des fins d'essais, ouvrir P1 purement et simplement à fond. Une paire d'étages à amplificateur opérationnel amplifient le bruit. Le niveau du bruit produit peut varier de façon relativement importante en fonction de l'origine (fabricant) du NE5532 utilisé voire du type de transistor utilisé pour T1. La mise en série des 2 étages d'amplification offre des perspectives intéressantes : la bande passante est ainsi sensiblement plus grande et IC1a et IC1b constituent les points d'ancrage de filtres dont l'utilisateur a la possibilité de définir très largement les caractéristiques des courbes de filtrage.

Le gain de chacun des étages est le même, ceci de manière à garantir la bande passante la plus large possible. Le signal produit par ce double étage est envoyé ensuite, au travers de P2, à un additionneur tout ce qu'il y a de plus simple. Nous avons, dans le cas présent, opté pour une approche stéréophonique de sorte que les 2 canaux reçoivent le même signal de bruit. On pourra, si on veut encore aller plus loin dans ses expériences, doter chacun des canaux de son propre générateur de bruit. Il faudra dans ce cas-là, pour P2, utiliser un modèle stéréo pour le dit potentiomètre.

Comme nous le disions plus haut, les amplificateurs utilisés sont ceux disponibles à l'intérieur d'un NE5532, circuit très souvent utilisé dans les montages audio, mais rien n'interdit d'utiliser un autre type d'amplificateur opérationnel double si



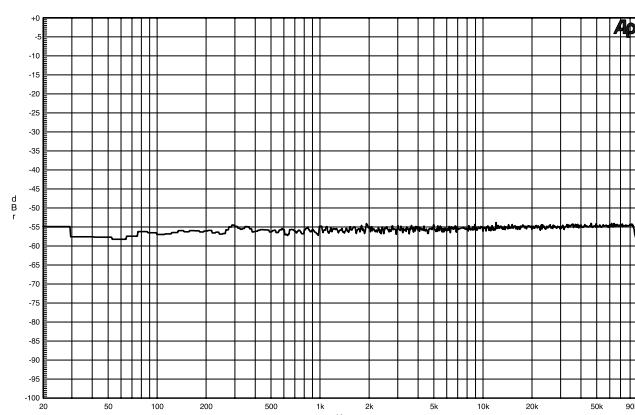
004089 - 11

Quelques résultats de mesure :

(B = 22 Hz à 22 kHz, niveau de référence = 2 V_{eff})

THD + N (1 kHz, P2 min.)	< 0,0005 %
Niveau de bruit (P2 min.)	-107 dB
Niveau de bruit (P1 min./P2 max.)	-8 dB
Niveau de bruit (P1 max./P2 max.)	-25 dB (112 mV _{eff})
Niveau de bruit (P1 max./P2 max./B > 500 kHz)	-10,5 dB
Facteur d'amplification (K1/K3, K2/K4)	1 x
Consommation de courant	21 mA

tant est qu'il soit bon. L'alimentation des amplificateurs opérationnels fait appel à une tension symétrique de ± 15 V. Nous avons prévu une régulation distincte de l'alimentation, en aval du circuit à zener, par le biais de la paire R1/T1, régulation effectuée par IC3, un 78L12, ceci en vue d'éviter une réaction pouvant se faire par le biais de l'alimentation et d'éliminer tout



ronflement résiduel qu'elle pourrait véhiculer (les amplificateurs de bruit n'étant pas inverseurs). La tension d'alimentation symétrique de ± 15 V est elle découpée séparément à l'aide des condensateurs C8 et C9. IC3 sera à placer le plus près possible de R1/T1 et de IC1.

Les condensateurs de couplage C1 et C2 sont requis pour éliminer toute composante continue présente dans le signal disponible à la sortie du générateur de bruit.

(004089)

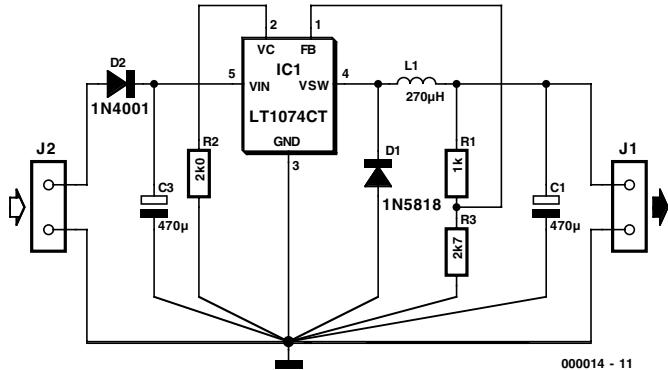
Adaptateur 3 V pour automobile

A. Grace

Ce circuit est basé sur un circuit intégré régulateur-commutateur standard LT1074CT. Bien sûr, la notice d'application AN35 publiée par Linear Technology décrit cette composition plus élégamment que ne peut le faire l'auteur de ce bref article. Les lecteurs intéressés sont donc fortement incités à se procurer une copie de cette notice.

Le schéma fonctionnel montre que le circuit LT1074CT est utilisé comme un convertisseur abaisseur de tension, ou 'à découplage'. Le commutateur convertit la tension de la batterie de l'automobile en tension utilisable par les lecteurs personnels de hi-fi ou de jeux, comme ceux des deux turbulents enfants de l'auteur, pendant les longs trajets automobiles. Notez qu'en-dessous de l'âge de dix ans, les enfants apprécient peu la musique Hi-Fi et ne sont en général pas concernés par tout bruit engendré par le circuit de commutation.

Le circuit est connecté à l'alimentation du véhicule par l'allume-cigare – il est recommandé d'utiliser une version avec fusible de la prise allume-cigare. La tension arrive sur la platine via un bloc terminal K2 à vis. La diode D2 fournit une protection contre le retour de tension, pendant que le condensateur C3 découplé l'entrée du circuit de commutation. Le circuit LT1074CT branche ou débranche rapidement la tension d'alimentation en réponse au signal appliqué à son entrée F/B, jusqu'à ce que la tension de sortie moyenne atteigne le niveau requis. Les valeurs des résistances diviseurs de potentiel R1-R3 ont été choisies pour atténuer la tension de sortie de sorte qu'on obtienne 2,5 V à la broche F/B. La différence entre la ten-



000014 - 11

sion de sortie atténuée et la tension interne de référence de 2,5 V est utilisée pour commander l'effet de modulation du commutateur. Les composants R2 et C2 stabilisent la fréquence de la boucle de rétroaction. La bobine L1 et le circuit LT1074CT représentent les principaux composants de commutation, et le condensateur C1 le composant de découplage de la charge de sortie. La tension de sortie de 3 V est prise sur le terminal à vis K1.

Lorsque ce circuit est construit, emboîté et installé dans votre voiture, vous pouvez vous réjouir d'avance de votre prochain long trajet « au calme ».

Commande simple de pompe immergée

Sjef van Rooij (pour la rédaction)

Harrie Gulikers (à la technique)

L'idée de ce projet naquit un jour où, dans sa cave, son auteur avait, pour la n plus unième fois les pieds dans l'eau pour cause de lessiveuse récalcitrante. L'interrupteur du flotteur chargé de déceler la sortie d'eau de la dite machine à laver pour la pomper jusqu'au niveau de l'évacuation des eaux usées avait, une fois de plus, oublié de se réveiller à temps. Devant pareille situation calamiteuse, l'électronicien a le bon réflexe, celui de faire confiance avant tout à l'électronique : remplacer cette stupide mécanique par deux capteurs et, bien sûr, les quelques composants nécessaires à leur donner vie. Nul besoin de compliquer les choses, les derniers numéros Hors-Gabarit d'Elektor constituent toujours une mine de bonnes idées qu'il n'y a qu'à creuser, celui de 1998 en parti-

culier. On y décrivait un détecteur d'humidité simple. Le doter d'un détecteur de niveau bas et d'un autre pour le niveau d'eau haut (oh oh !), dans le puits où se situe la pompe foulante, et le tour est joué.

Dans le schéma d'origine, l'entrée de IC1a faisait fonction de mise à zéro. La nouvelle version lui confère la mission de détecteur de niveau bas, à l'aide du capteur S1. Dès lors, chacun l'aura compris, S2, c'est le détecteur de niveau haut.

Élémentaire, la description du fonctionnement. Si l'eau monte au-dessus du capteur S2, l'entrée 5 passe à zéro, donc l'entrée 4 passe à « 1 » et le relais s'enclenche. La pompe se met en marche pour abaisser le niveau d'eau. Rien ne change aussi longtemps qu'il y a du liquide entre S2 et S1. Le bistable maintient le relais en activité. Mais dès que l'eau descend sous le capteur du bas S1, celui-ci cesse de conduire et l'entrée 1 ne

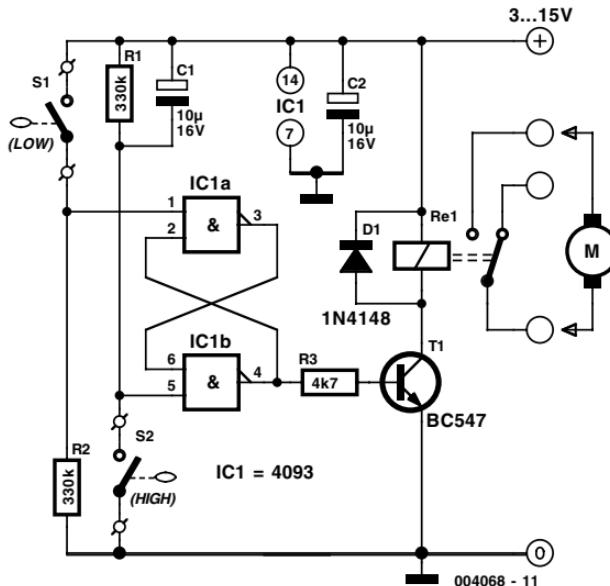
HORS GABARIT 2000

peut plus demeurer haute, elle retombe à zéro. Le bistable repasse aussi à « 0 » et le relais déclenche, lui dont les contacts sont montés en série avec l'alimentation de la pompe immergée. L'interrupteur de flotteur d'origine (défectueux) a été court-circuité, de sorte que la pompe fonctionne aussitôt que le courant lui est envoyé.

Les capteurs sont constitués chacun de deux fils d'installation électrique dont on a dénudé une certaine longueur et qui sont maintenus à une distance d'environ 1 cm l'un de l'autre.

La résistance série, R1, a vu sa valeur réduite expérimentalement par rapport au schéma d'origine, puisqu'elle est passée de $1 \text{ M}\Omega$ à $330 \text{ k}\Omega$, en effet, il ne s'agit plus de déceler de l'humidité, mais les capteurs nagent maintenant dans l'eau. Comme alimentation, nous avons choisi pour notre prototype un adaptateur secteur de 6 V. Le relais, lui aussi de 6 V continu, possède des contacts prévus pour commuter le 220 V.

Le schéma est tellement simple qu'on peut sans souci le réaliser sur un petit morceau de platine d'expérimentation à pastilles. Il faut évidemment traiter avec toutes les précautions de rigueur les connexions au câble d'alimentation de la pompe, puisqu'elles véhiculent la tension du secteur. Convenablement isoler les broches du relais, maintenir les conducteurs à bonne distance l'un de l'autre et par rapport au reste du montage. Le système fonctionne sans aucun souci chez l'auteur de ces



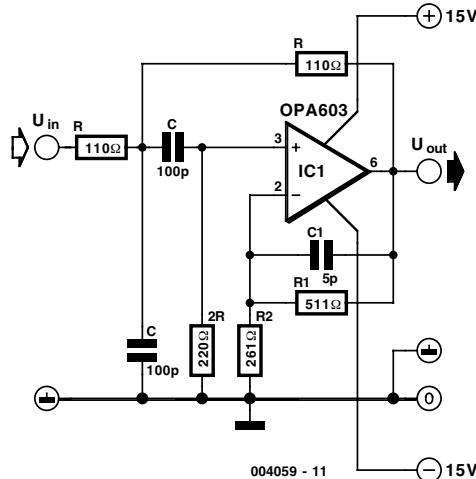
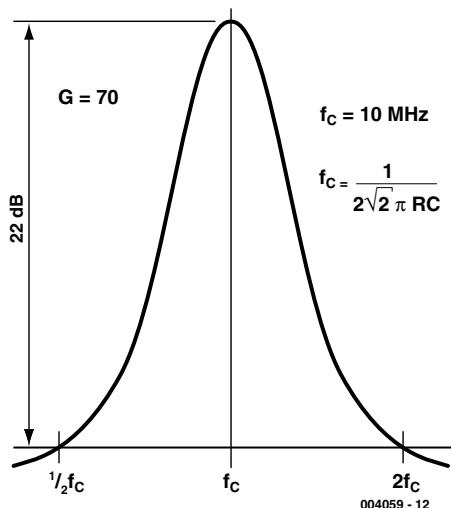
lignes depuis de longs mois. De l'eau ? dans les caves ? disiez vous ? Non, pas chez moi, je n'en ai pas souvenirance.

(004068)

Filtre passe-bande 10 MHz à un ampli op

Hans Steeman (texte)

La fonction classique d'un filtre passe-bande est de permettre, comme son nom le suggère, le passage d'une bande de fréquences données. Si tant est que l'on fasse appel à un amplificateur opérationnel puissant, ce filtre reste parfaitement utilisable même pour des fréquences relativement élevées. Comme nous l'apprend un coup d'œil furtif au schéma, le candidat que nous avons choisi pour la présente application est un OPA603, un amplificateur opérationnel à contre-réaction de courant rapide se targuant d'une bande passante de 100 MHz à un gain compris entre 1 et 10 (0 à 20 dB). Au cas où le circuit peut, comme c'est le cas ici, se contenter de traiter une bande passante relativement reserrée, rien n'interdit d'opter pour un gain plus important. À l'image de ce qui se passe dans le cas d'un amplificateur opérationnel standard, c'est aussi, avec un



amplificateur opérationnel à contre-réaction de courant, la réinjection de la sortie vers l'entrée inverseuse (-) qui détermine le facteur d'amplification (gain). L'impédance du réseau par le biais duquel se fait la réinjection détermine elle le gain en boucle ouverte et la réponse en fréquence. Avec le dimensionnement du schéma, les signaux situés hors du domaine de passe-bande défini subissent une atténuation de 22 dB. La fréquence centrale du filtre est fixée à 10 MHz. Comme le montre la formule se trouvant dans le schéma, il est facile d'adapter la fréquence centrale à une autre valeur. Il ne faudra cependant pas perdre de vue que ces 10 MHz correspondent, à peu près, à la fréquence maximale à laquelle ce circuit peut travailler. L'alimentation du circuit se fait à l'aide d'une tension symétrique de ± 15 V.

(004059)

091

Démagnétiseur pour CD

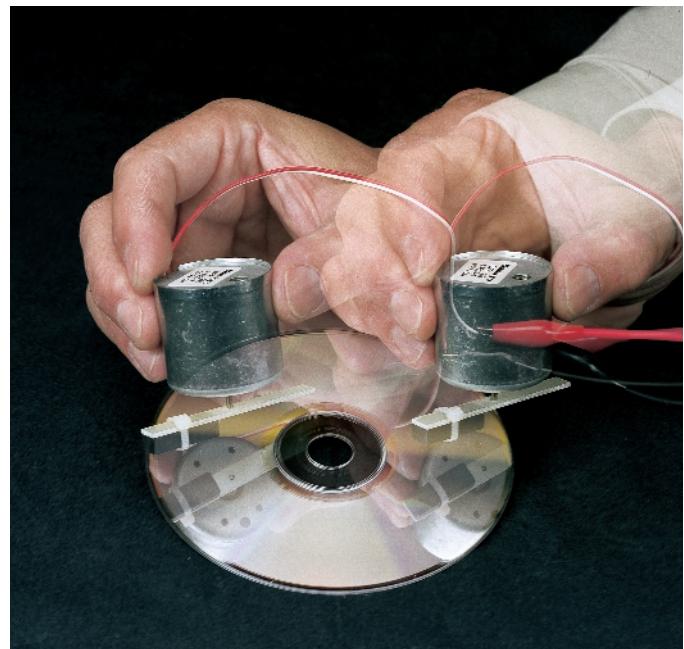
Karel Walraven

En tant qu'amateur d'électronique et de réalisations y ayant trait, vous avez sans doute déjà fait la constatation suivante : lorsqu'un tournevis s'est trouvé à proximité immédiate d'un aimant, il présente lui-même des propriétés magnétiques plus ou moins affichées. Cet effet peut être intéressant lorsqu'il faut chercher une vis tombée au fond du coffret d'un PC car celle-ci vient se « coller » au métal du tournevis. Cet effet n'est pas toujours, loin de là d'ailleurs, souhaitable. Les CD par exemple, qu'ils soient audio ou ROM, comportent une couche métallique enrobée dans le plastique qui les constitue, couche chargé de réfléchir la lumière du laser du lecteur de CD. Cette couche est dotée de puits (pits) qui forcent la lumière du laser à parcourir un chemin légèrement plus grand de sorte qu'il est réfléchi revient légèrement diffus, ayant perdu sa parfaite focalisation. Le détecteur présent dans le système détecte cette situation recréant à partir de là le « 1 » et les « 0 ».

Si un CD s'est trouvé à proximité immédiate d'un aimant, il ne présente, à première vue, aucune modification physique visible ou sensible. Tout le monde sait cependant qu'un champ magnétique est en mesure de défléchir (faire changer de direction) un rayon lumineux (exemple typique, l'écran cathodique de nos télévisions), ce qui permet de conclure que le faisceau laser peut lui aussi être influencé de façon néfaste par la présence d'un tel champ.

Le phénomène est plus sensible lorsqu'une partie seulement du CD a été exposée au rayonnement magnétique. Le système doit reprendre la focalisation à tout bout de champ, ne manquant pas de ne plus savoir où il en est. Cette « perte des pédales » se traduit par une perte de code et partant une qualité sonore moindre.

Le remède à cette situation est le même que celui auquel on

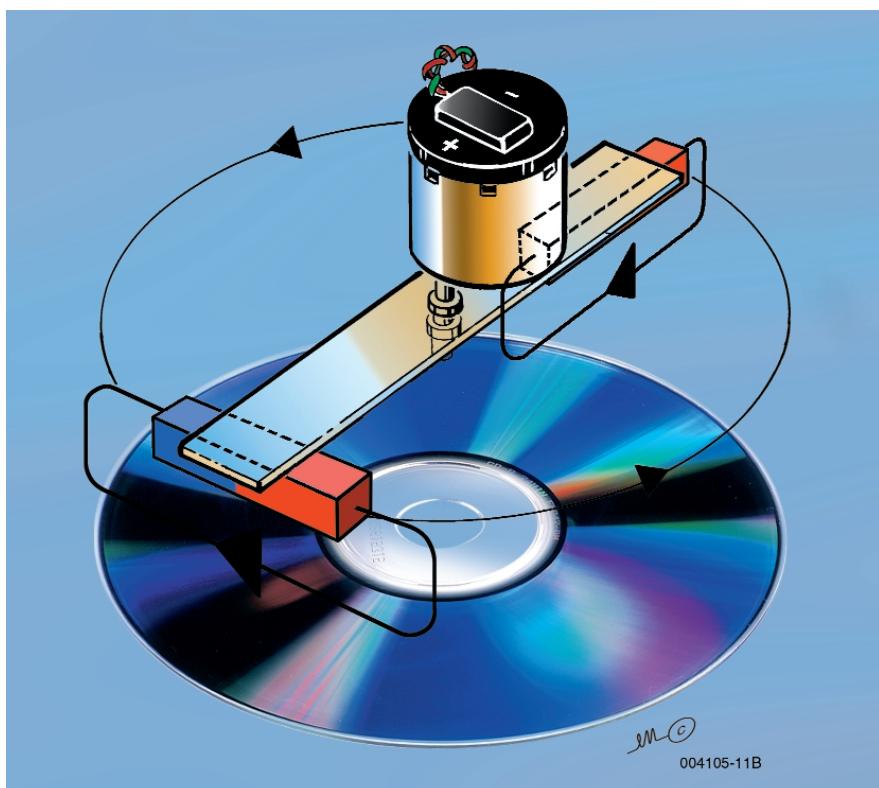


fait appeler dans le cas d'un tournevis magnétisé. Un petit champ alternatif dont la puissance décroît progressivement fait disparaître cette magnétisation dont on se serait fort bien passé. Un petit aimant et un moteur miniature récupéré sur un magnétocassette mis au rebut, il n'en faut pas plus pour rétablir une situation compromise. Utilisez avec précaution l'aimant que vous faites tourner à proximité du CD suspect (il n'y a pas de risque à effectuer cette manipulation à des fins de prévention, le CD ne risquant pas, quoi qu'il en soit, de s'en porter plus mal) et élargissez progressivement les cercles de manière à réduire peu à peu le champ magnétique. On veillera à éviter impérativement un contact entre le CD et l'aimant, le but de la manœuvre n'étant pas de doter les CD de rayures dont il se serait fort bien passé !

Les DVD requièrent une sorte de version Turbo de ce montage. Les puits d'un DVD étant beaucoup plus petits que ceux d'un CD, il suffit d'une magnétisation de trois fois rien pour que l'on risque des problèmes et que, partant, il faille procéder à une démagnétisation. Il est heureusement relativement facile d'arriver à des résultats significatifs par la prise d'un second aimant que l'on disposera à l'autre extrémité du support tournant. On essaiera de monter le second aimant décalé de 90° par rapport au premier, l'effet étant alors optimum.

Les mordus de Hi-Fi certifient que cette démagnétisation de CD ou de DVD se traduit par une image sonore sensiblement plus stable. La solution de fabrication-maison proposée ici est sensiblement moins coûteuse que les démagnétiseurs pour CD du commerce qui travaillent d'ailleurs selon le même principe.

(004105)

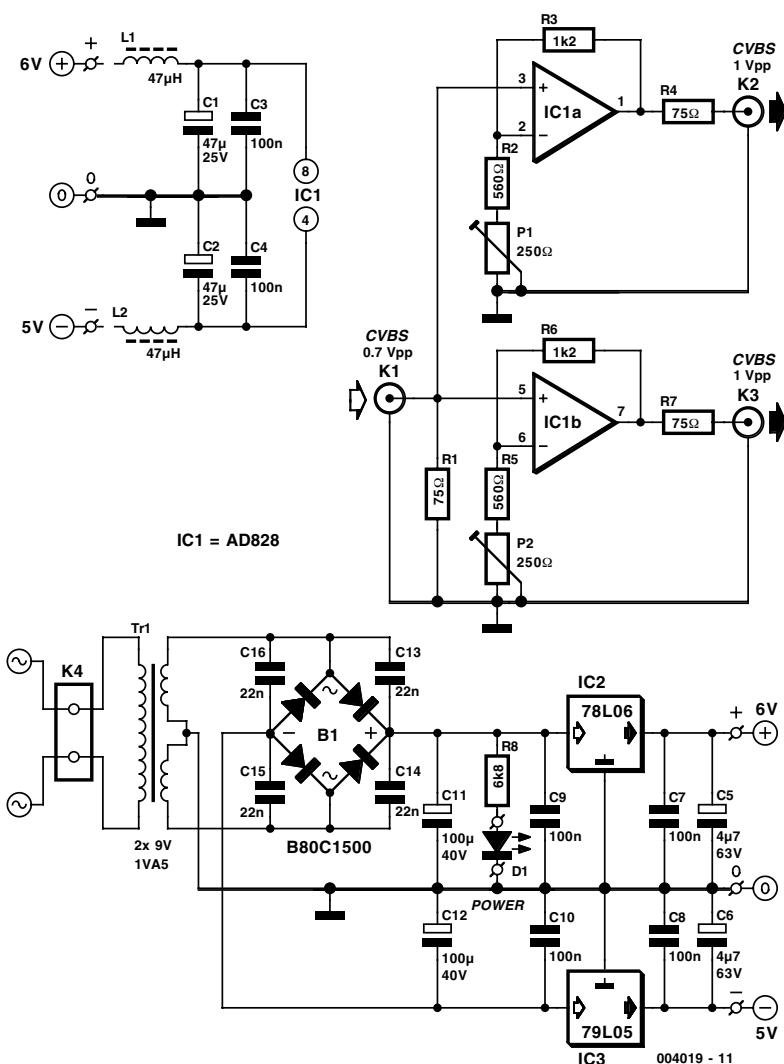


092

Correction vidéo pour le Pinnacle Studio MP10

Ton Giesberts

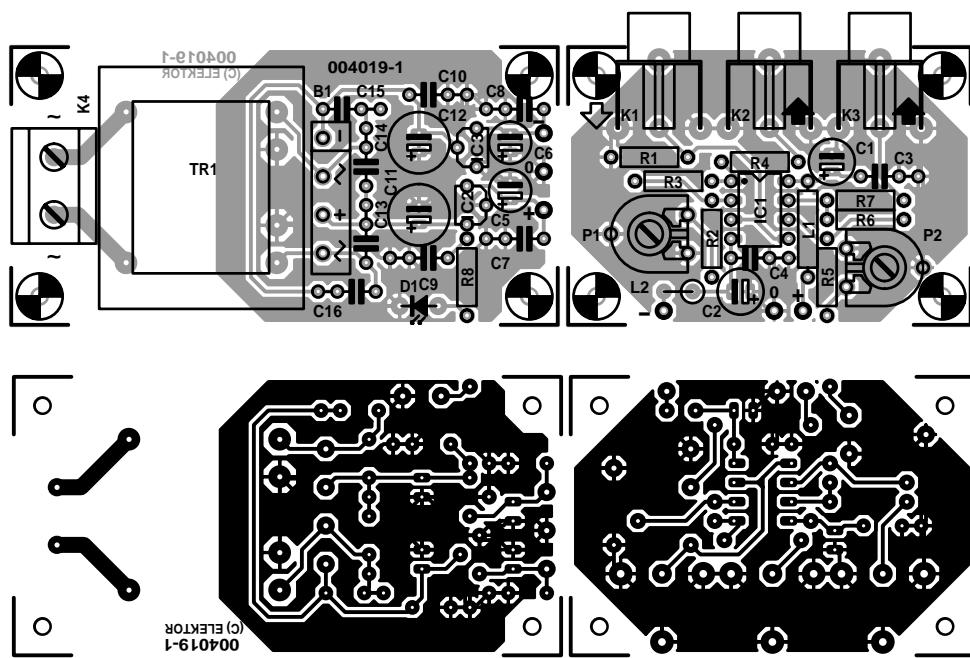
Le Studio MP10 de Pinnacle est un codec (encodeur/décodeur) MPEG-1 temps réel comportant, entre autres, une entrée et une sortie de vidéo composite. Le niveau de sortie n'est qu'un petit 0,7 V, valeur trop faible pour la plupart des équipements vidéo. La norme respectée par de nombreuses entrées vidéo est un niveau de signal de 1 V. Il est facile de corriger ce niveau trop faible du MP10. De par la présence d'une minuscule alimentation taillée sur mesure, cette adjonction corrective est en fait utilisable pour de très nombreuses applications. L'étage d'amplification fait appel à un amplificateur opérationnel vidéo faible consommation double du type AD828 de l'écurie Analog Devices. Dans le présent montage, les 2 amplificateurs opérationnels sont reliés à la sortie du MP10, de sorte que l'on pourra connecter 2 appareils au circuit de correction. Ce circuit intégré combine un courant de repos faible, dans la mesure où il s'agit d'un amplificateur vidéo, à une bande passante importante et un taux de montée (*slew rate*) élevé. Le présent circuit respecte, tant pour l'entrée que pour la sortie, la valeur d'impédance standard de 75 Ω. Ceci requiert un gain presque triple ($2 \times 1 / 0,7 = 2,86 \times$) des étages d'amplification. Nous avons prévu une possibilité limitée (entre 2,5 et 3,1 x) de



réglage du gain des 2 amplificateurs, par le biais de P1 et P2, de manière à permettre un réglage normé du niveau et une compensation éventuelle de tolérances. Les entrées et sorties sont couplées en courant continu (DC) de manière à répondre à l'exigence de certaines entrées vidéo qui requièrent un signal doté d'un offset de tension continue, dont, partant, le niveau de noir reste invariable. Il peut arriver, dans le cas de modulateurs VHF/UHF en minimoles ou de cartes de capture vidéo, que la synchronisation ait quelques problèmes de stabilité lorsqu'elle est confrontée à des images claires pour la simple et bonne raison que les impulsions de synchronisation chutent alors en-deçà de la tension d'alimentation asymétrique et que les appareils concernés ne disposent pas d'un circuit de pincement (*clamping*).

D'après la fiche de caractéristiques ce circuit intégré possède une bande passante de 85 MHz (à un gain de 2x et une alimentation de ± 5 V, hors charge). Dans le cas d'une charge de 75 Ω (soit 150 Ω au total), nous avons relevé une bande passante de 45 MHz environ (1 V_{tt} sous 75 Ω). Une paire de selfs, L1 et L2, associées à 4 condensateurs, C1 à C4, assurent un découplage efficace des tensions d'alimentation.

Nous avons limité les tensions d'alimentation à +6 et -5 V respectivement, ceci en vue de réduire la dissipation au strict nécessaire. Le choix d'une valeur de tension positive de valeur supérieure à celle de la tension négative tient



Liste des composants

Résistances :

R1,R4,R7 = 75 Ω
R2,R5 = 560 Ω
R3,R6 = 1k Ω
R8 = 6k Ω
P1,P2 = ajustable 250 Ω

Condensateurs :

C1,C2 = 47 μ F/25 V radial
C3,C4,C7 à C10 = 100 nF céramique

C5,C6 = 4 μ F7/63 V radial
C11,C12 = 100 μ F/40 V radial
C13 à C16 = 22 nF céramique

Selfs :
L1,L2 = 47 μ H

Semi-conducteurs :
D1 = LED à haut rendement (*high-efficiency*)
B1 = B80C1500 droit
IC1 = AD828AN (Analog Devices, disponible, entre autres, chez Farnell)

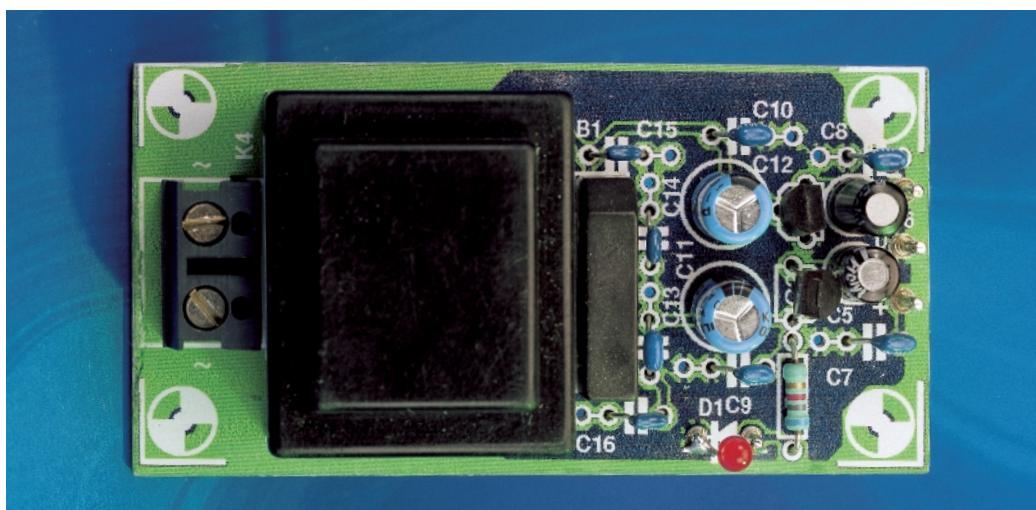
IC2 = 78L06
IC3 = 79L05

Divers :
K1 à K3 = embase Cinch encartable (Monacor T-709G par exemple)
K4 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
Tr1 = transformateur secteur encartable, secondaire 2x9 V/1,5 VA (tel que, par exemple, Monacor VTR-1209)

au fait que l'on suppose que le signal est, la plupart du temps, positif, et que partant il faut disposer d'une plage d'excursion (marge, on parle de *headroom* en anglais) plus importante. La mini-alimentation est réalisée selon la recette la plus classique; elle a été dotée, vu son application spécifique, d'un découplage HF largement dimensionné. Vu la faible consommation de courant en cause, les régulateurs de tension utilisés pourront être des simples 78L06 (positif) et 79L05 (négatif). La LED D1 est le dispositif de visualisation de la présence de la tension d'alimentation indispensable qu'il faudra placer de façon à ce qu'elle soit bien visible une fois le montage monté dans le PC.

Nous avons fait de notre mieux pour que le dessin des pistes de la platine dessinée à l'intention de cette réalisation soit, tout ne utilisant des composants standard, le plus compact possible. Lors de nos mesures, IC1 avait été placé sur support pour circuit intégré standard, mais il est préférable de le souder directement sur la platine. Les dessins des pistes des sous-ensembles de l'alimentation et de l'amplificateur sont distincts de sorte que vous ne devriez pas y avoir de problème pour mettre la main sur un petit boîtier pouvant abriter l'ensemble. En l'absence de signal, le courant de repos du AD828 est de l'ordre de 13 mA. Lorsque les 2 sorties sont chargées et modulées à plein, la consommation de courant passe à quelque 16 mA.

(004019)



Publicité

093

C.I. de commutation à limitation de courant ajustable

par Gregor Kleine

On fait souvent appel, pour l'application de la tension de fonctionnement, à des transistors qui sont, la plupart du temps, des MOSFET car ils possèdent une résistance de commutation peu élevée. Des MOSFET de puissance sont aussi disponibles pour des courants élevés. Mais le reproche que l'on peut faire à un transistor discret ou à un MOSFET est une absence de fonctions de protection telles qu'une limitation de courant et/ou un déclenchement en cas d'échauffement excessif.

C'est alors que le MIC2545A de Micrel tombe à pic : ce commutateur MOSFET est muni d'une limitation de courant programmable ainsi que d'une fonction de mise hors circuit en cas de sous-tension ou d'échauffement excessif ; il fonctionne dans la gamme de tensions d'entrée allant de +2,7 V à +5,5 V. La résistance de commutation n'est que de 35 mΩ, ce circuit intégré, en boîtier DIP8, SO8 ou TSSOP14, peut donc commuter jusqu'à 2,5 A. Ce composant comporte aussi un circuit *Soft-Start* (« démarrage en douceur ») qui limite le courant de commutation pendant les 2 premières millisecondes. Une pompe de charge intégrée fournit la tension d'amorçage de la grille qui permet de commuter le MOSFET.

La limitation de courant peut être très simplement ajustée par une résistance externe entre la broche ILIM et la masse. La formule qui donne la résistance R_{SET} est très simple :

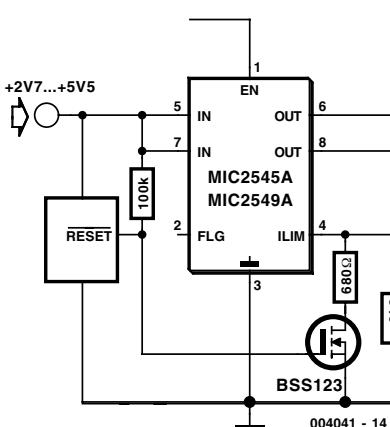
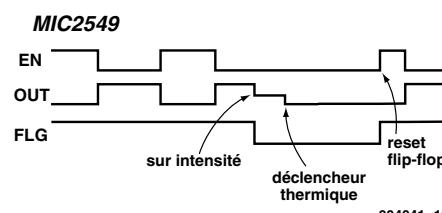
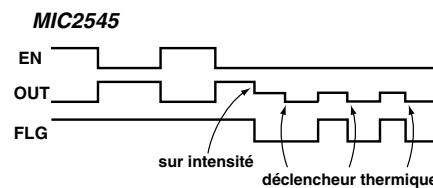
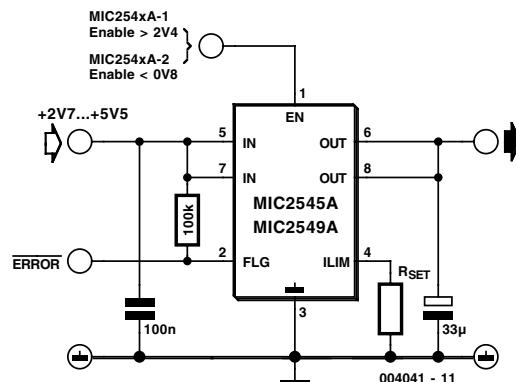
$$R_{SET} = 230 / I_{LIM}$$

Où I_{LIM} doit être en ampères pour obtenir R_{SET} en ohms. La valeur de la résistance est comprise entre 460 Ω et 92 Ω pour un courant maximum de 0,5 à 2,5 A. Le courant direct de court-circuit est d'environ 1,6 · I_{LIM}.

Le MIC2545A est commandé à partir d'une entrée d'activation (*Enable*). Les 2 versions du MIC2545A disponibles permettent de couvrir tous les cas d'applications possibles : l'entrée Enable du MIC2545A-1 commute le MOSFET lorsque le niveau du signal devient HAUT (V_{IN} > 2,4 V), tandis que la version MIC2545A-2 réagit à un signal de niveau BAS (V_{IN} < 0,8 V). La consommation propre du composant à l'état actif est de l'ordre de 90 μA, mais inférieure à 1 μA à l'état inactif. Sa sobriété ouvre au MIC2545A la porte des applications de commutation d'appareils sur batteries. En effet, la faible consommation propre du circuit intégré élimine le besoin d'un interrupteur mécanique au niveau de la batterie.

L'état de fonctionnement de ces commutateurs à côté à haut potentiel (*High-Side*) est donné par une sortie à drain ouvert indiquant les conditions d'erreur suivantes : courant trop élevé, sous-tension ou température excessive. L'impédance de sortie décroît et force la résistance externe de charge à la masse.

Alors que le MIC2545A se remet à fonctionner après une surchauffe dès que la température a retrouvé une valeur acceptable, il est parfois préférable d'enregistrer la valeur et de ne pas rétablir automatiquement le fonctionnement. La version dérivée MIC2549A répond à ces impératifs. Il faut remettre une bascule à l'état initial en désactivant le signal Enable avant que la puce



$$R_{SET} = 230 \text{ V} / I_{LIM}$$

$$0,5 \text{ A} \leq I_{LIM} \leq 2,5 \text{ A}$$

$$I_{LIM} |_{t < RC} = 230 \text{ V} / (1 \text{ k}\Omega | 220 \text{ }\Omega) \approx 1,3 \text{ A}$$

$$I_{LIM} |_{t > RC} = 230 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega \approx 0,23 \text{ A}$$

$$RC = 220 \text{ }\Omega \cdot 1 \mu\text{F} = 220 \mu\text{s}$$

$$I_{LIM} = 230 \text{ V} / 2,2 \text{ k}\Omega \approx 100 \text{ mA}$$

$$I_{LIM} = 230 \text{ V} / (680 \text{ }\Omega | 2,2 \text{ k}\Omega) \approx 440 \text{ mA}$$

puisse de nouveau commuter. Le composant MIC2549A existe aussi en 2 versions : MIC2549-1 avec activation au niveau haut et MIC2549-2 avec activation au niveau bas. La mise hors circuit se produit lorsque la puce atteint une température d'environ 130 °C. La remise en circuit ne peut se produire que lorsque la température est retombée en-dessous de 120 °C. Le composant MIC2545A offre une possibilité intéressante d'augmenter la valeur du courant de fermeture d'un module connecté en aval : une combinaison RC parallèle à R_{SET} abaisse la valeur de la résistance raccordée à la broche ILIM pendant un court instant après la fermeture. Le circuit parallèle formé pendant la charge du condensateur électrolytique (constante de temps $t = R \cdot C$ du circuit RC) par les 2 résistances cause une élévation transitoire de la valeur limite du courant. La résistance initiale est rétablie une fois

le condensateur chargé.

L'activation de la limitation de courant par un transistor attaqué par un composant de réinitialisation ou de surveillance de tension, par exemple, offre une possibilité intéressante de limiter l'appel de courant à une valeur moins élevée. Aussi long-temps que la tension d'entrée n'est pas assez élevée, la limitation de courant est positionnée à une faible valeur : RESET se trouve à l'état bas, le FET est donc hors circuit et seule une des 2 résistances est active. Mais dès que la tension d'entrée a atteint la valeur normale, le signal RESET repasse à l'état haut et commute le FET. Les 2 résistances sont alors en parallèle et la limitation de courant est positionnée à une valeur plus élevée. Pour de plus amples informations on pourra visiter le site de Micrel à l'adresse : www.micrel.com

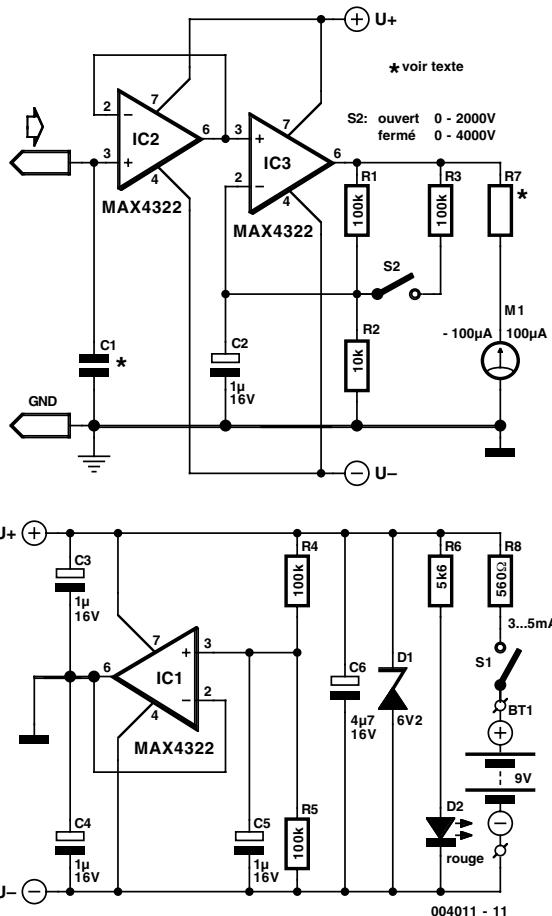
par Peter Lay Technologiebüro

Ce circuit peut mesurer des charges électriques avec précision. La charge électrique est accumulée dans le condensateur C1 (condensateur à feuille métallisée de P.E.T.P d'excelente qualité). La capacité devrait se situer entre 1 et 2 μF . Selon l'équation $U = Q/C_1$, la tension sur C1 dépend directement de la charge Q et de la constante $1/C_1$. L'amplificateur opérationnel IC2 amortit la source à très haute impédance. Une des sorties du condensateur C1 est raccordée à un conducteur servant de pointe d'essai. L'autre sortie est reliée à la terre par un conducteur ou par une surface de métal du boîtier tenu à la main. L'amplificateur opérationnel IC3 amplifie la faible tension provenant de IC2. L'interrupteur S2 permet de choisir entre deux plages de mesure (interrupteur fermé : amplification 5x, interrupteur ouvert : amplification 10x). Le système de mesure à cadre mobile P1 est excité par IC3. Il est très important d'utiliser un système de mesure à cadre mobile possédant une position de repos médiane (de $\pm 100 \mu\text{A}$ à $\pm 1 \text{ mA}$) pour mesurer des charges positives et négatives. La résistance interne doit atteindre $2,2 \text{ k}\Omega$. On peut aussi utiliser un contrôleur universel numérique. La résistance R7 de $2 \text{ k}\Omega$ à $20 \text{ k}\Omega$ environ disparaît car le courant est ajusté sur l'appareil de mesure. La diode LED D2 à faible consommation indique que le chargemètre est en fonctionnement.

L'amplificateur opérationnel choisi est un modèle récent de Maxim (www.maxim.com), MAX4322, dont la plage de tension d'entrée en mode commun atteint les limites de la tension d'alimentation. La sortie peut aussi être d'un pôle à l'autre. La diode zener D1 doit limiter la tension de fonctionnement à la tension d'alimentation maximale qui atteint 6,2 V. L'amplificateur opérationnel IC1 équilibre la tension de fonctionnement et fournit un potentiel de masse. Le courant consommé par le circuit – environ 5 mA – dépend avant tout du fonctionnement en parallèle de la diode zener. On pourrait aussi utiliser deux TLC272 (pour IC2 et IC3) et un TLC271 (pour IC1, broche 8 à masse, broches 1 et 2 non raccordées). Comme leur tension de fonctionnement maximale atteint 16 V, on peut se passer de la diode zener. Le courant consommé par ce type d'amplificateur opérationnel n'atteint que 3 mA.

L'emploi de cet électroscope de précision est très simple :

1. La diode luminescente D2 s'allume lorsque S1 est actionné.
2. Décharger le condensateur C1 avant emploi en plaçant le conducteur à la terre. On peut aussi monter un petit bouton



pousser en parallèle sur le condensateur.

3. Placer la pointe d'essai sur l'endroit qu'on suppose porteur d'une charge.
4. L'appareil indique s'il existe bien une charge, quelle est sa polarité et quelle est sa valeur.
5. Mettre immédiatement l'appareil hors tension après la mesure pour économiser la batterie.

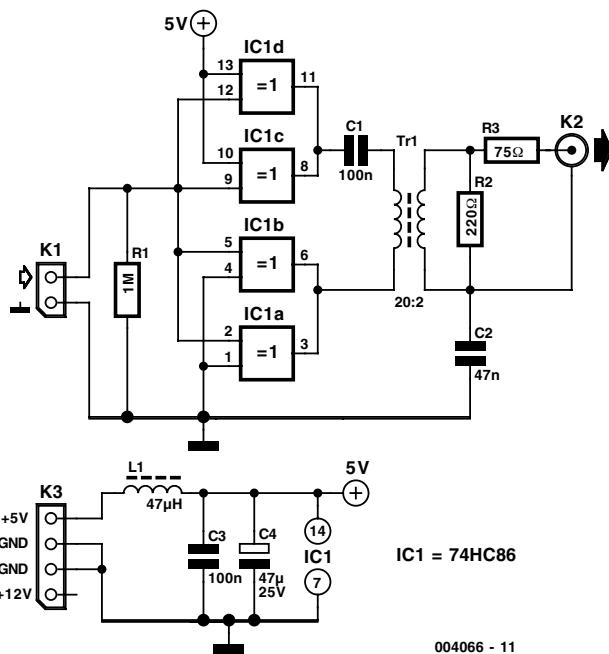
(004011)

095

Sortie coaxiale S/PDIF

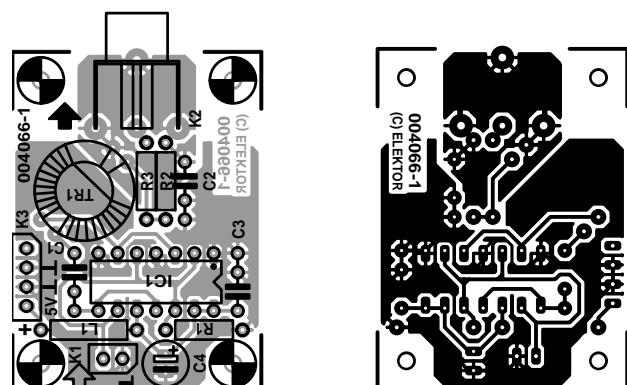
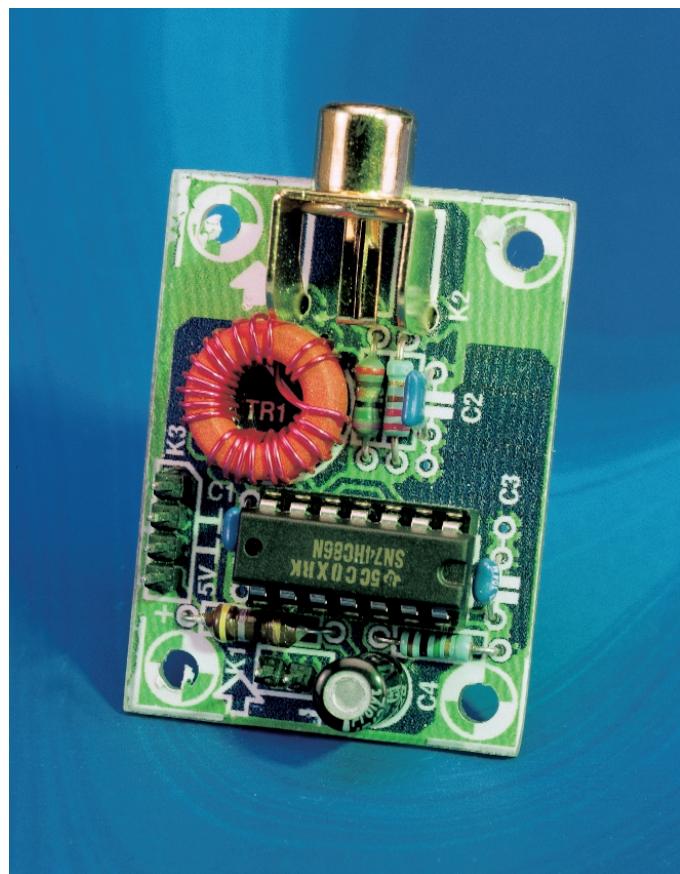
Ton Giesberts

Le montage que nous vous proposons ici est une variante de la sortie optique S/PDIF, décrite ailleurs dans ce même numéro. La liaison ainsi obtenue peut normalement se targuer d'une meilleure qualité que le lien optique, parce que l'instabilité (*jitter*) y est moins grande. Pour éviter les boucles de masse sur les liaisons coaxiales en audio numérique, on fait d'habitude usage d'un transformateur de sortie. Nous en avons d'ailleurs régulièrement décrit la construction dans nos colonnes. On part d'un noyau toroïdal, tel que celui proposé par Philips et dont les références figurent dans la liste des composants. On



bobine un primaire de 20 spires et un secondaire de deux spires, les deux réalisés avec du fil de cuivre émaillé de 0,5 mm. À la sortie, il nous faut $0,5 \text{ V}_{\text{pp}}$ sur 75Ω , nous devons donc disposer à l'entrée d'un signal de 10 V_{cc} . Il sera formé par une quadruple porte OU Exclusif (EXOR) (74HC86). Nous allons construire pour cela un véritable tampon symétrique en connectant deux EXOR en inverseurs (IC1c et IC1d) et les deux autres, IC1a et IC1b, en non inverseurs (homophases). De cette manière, le temps de transit est identique dans les deux branches. En outre, deux portes sont connectées en parallèle, à la sortie, question de fournir davantage de courant. Au cas où l'entrée resterait « en l'air », R1 veille à appliquer aux tampons un niveau défini. Le condensateur C1 sert à éviter un courant de court-circuit en l'absence de signal S/PDIF. L'amortissement d'éventuelles oscillations en sortie, surtout si elle n'est pas chargée, c'est R2 qui s'en charge. Quant à C2, sa mission est mettre à la terre, au point de vue haute fréquence, le manteau de blindage du câble. L'alimentation profite d'un sérieux découplage, par L1, C3 et C4. La consommation, avec signal et charge, se maintient à 4 mA ; elle est nulle sans signal S/PDIF.

(004066)



Liste des composants

Résistances :

R1 = 1 MΩ

R2 = 220 Ω

R3 = 75 Ω

Condensateurs :

C1,C3 = 100 nF céramique

C2 = 47 nF céramique

C4 = 47 μF/25 V radial

Bobine :

L1 = 47 μH

Semi-conducteurs :

IC1 = 74HC86

Divers :

K1 = connecteur SIL à deux broches

K2 = prise cinch pour circuit imprimé (Monacor T-709G, par exemple)

K3 = connecteur SIL à 4 broches

Tr1 = noyau toroïdal Philips

TN13/7,5/5-3E25 primaire

20 spires, secondaire 2 spires fil CuL 0,5 mm

096

Baro-interrupteur

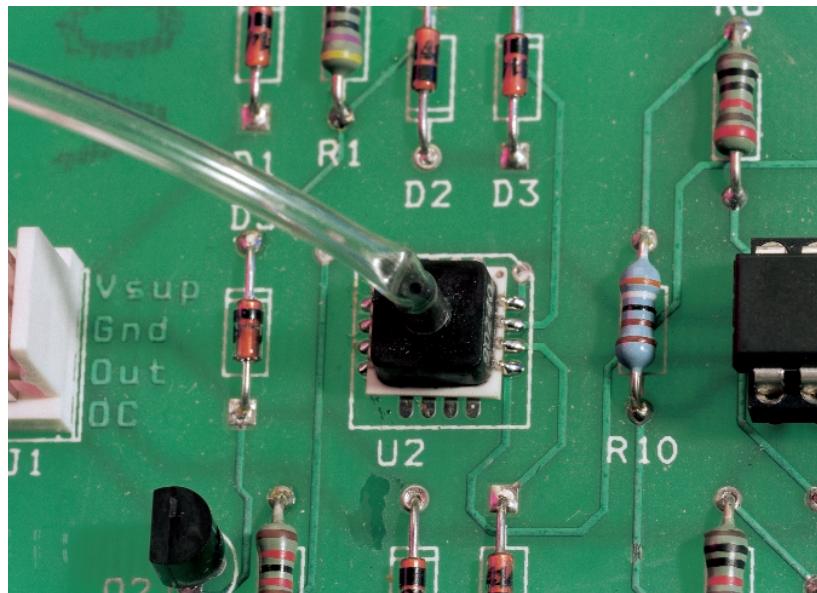
J. Schuurmans

Il est possible de réaliser, à l'aide d'un capteur de pression, un baro-interrupteur simple disposant d'une plage allant de 50 à 350 mbar. Si l'on se contente d'une linéarité légèrement moindre, on peut même utiliser le capteur jusqu'à 500 mbar. Comme nous l'apprend un coup d'œil furtif au schéma, le montage ne comporte, outre le capteur, qu'un très petit nombre de composants additionnels. D1, R1, C1 et la diode zener D5 constituent une régulation de tension rudimentaire chargée de maintenir aux 5 volts requis la tension d'alimentation du capteur et des amplificateurs opérationnels. Les 3 diodes prises en série avec le capteur servent à la compensation en température, sujet auquel nous reviendrons un peu plus loin. Le signal de sortie différentiel fourni par le capteur subit une amplification de 30x, gain que lui « infligent » l'amplificateur d'instrumentation constitué par les amplificateurs opérationnels IC1a, IC1b et IC1c. Il est possible de jouer sur la valeur de ce gain par modification de la valeur de la résistance R10. Le signal de sortie amplifié est comparé à la tension qui règne sur le curseur de l'ajustable P1. Si la tension résultante de la pression relevée est inférieure à la valeur définie par le biais de P1, la sortie du comparateur IC1d présente un niveau « haut » ce qui se traduit par l'allumage de la LED D4. La sortie à collecteur ouvert de T2 permet l'activation d'une charge externe.

Un mot en ce qui concerne le capteur. L'auteur a utilisé un MLX90240 de Melexis (sur Internet à l'adresse www.melexis.com), mais à moins de travailler dans l'industrie automobile il vous sera difficile de le trouver. On pourra lui substituer un capteur de pression de chez Exar (tel que, par exemple, le SM5310-005-G-P, voir à l'adresse Internet www.exar.com) voire de chez Motorola (www.motorola.com). On pourra, si besoin était, modifier le circuit en s'aidant des informations données dans le paragraphe qui suit.

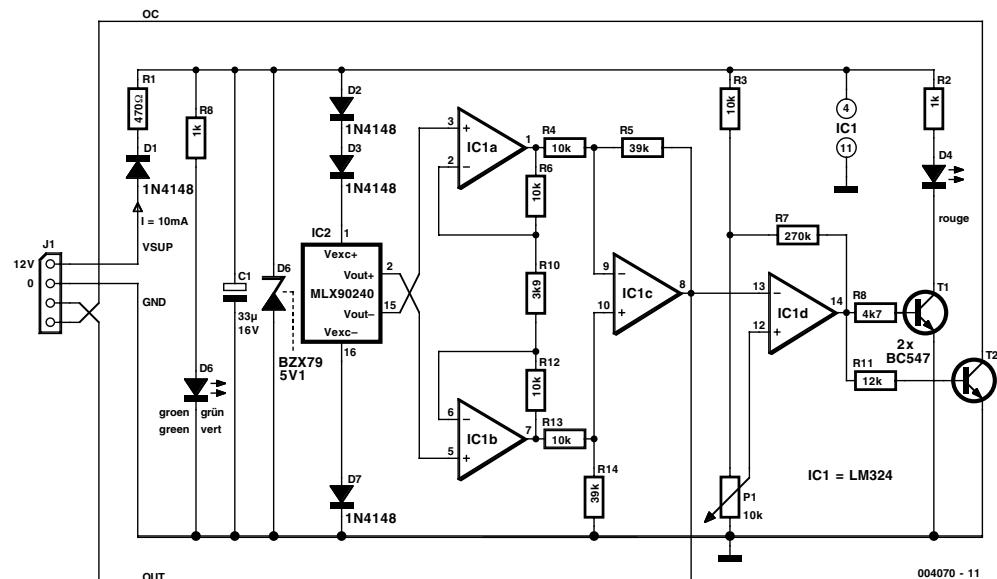
On tire de la fiche de caractéristiques la sensibilité du capteur, dans notre cas de (quelque) 60 mV/bar/volt. Sachant que la tension d'alimentation du capteur est de 5 à 3 jonctions de diode, c'est-à-dire de l'ordre de 3 V, la sensibilité résultante est de 180 mV/bar. La plage du capteur s'étend de 0 à 350 mbar, la tension de sortie maximale atteint partant 63 mV. L'amplificateur monté en aval introduit un gain de quelque 30x, de sorte que l'on dispose en sortie d'un signal dont l'excursion peut aller de 0 à 1,89 V. Cette tension est comparée à la tension régnant sur le curseur de P1, tension qui peut aller, elle, de 0 à 2,5 V. Comme nous le disions plus haut, il est possible de jouer sur R10 lorsque la sensibilité réelle est différente de cette valeur d'exemple.

Un mot pour finir en ce qui



concerne la compensation en température. Le capteur utilisé ici possède un coefficient de température de 2 100 ppm/°C; dans le cas d'un capteur de type différent cette valeur sera bien évidemment différente (on consultera la fiche de caractéristiques du capteur concerné). Cette valeur nous apprend que la tension d'alimentation devrait, pour chaque augmentation de 1 degré, augmenter de 2 100 ppm de 3 V, soit 6,3 mV. La tension aux bornes d'une diode au silicium chute de quelque 2 mV/°C, de sorte que le capteur se voit alimenté, en cas d'augmentation de la température, par une tension d'alimentation plus élevée qui compense partant la diminution de sensibilité. Dans le cas du capteur proposé dans le schéma, il nous faudra 3 diodes en série pour compenser presque totalement le coefficient de température. Si l'on utilise le type de capteur d'Exar mentionné plus haut, on pourra se contenter de prendre 2 diodes en série.

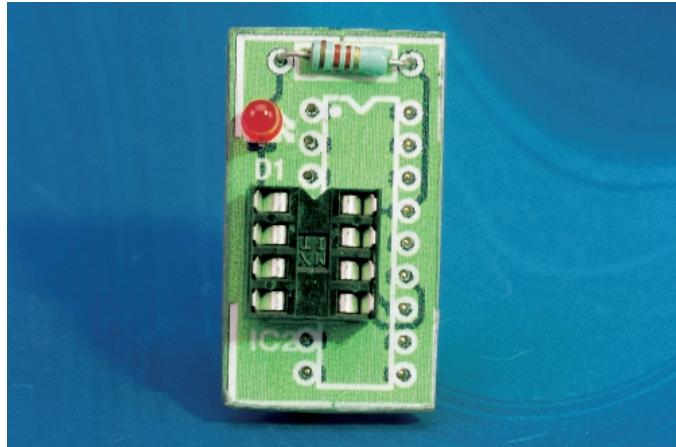
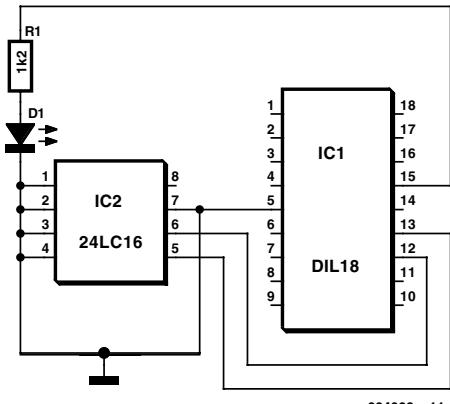
(004070)



004070 - 11

097

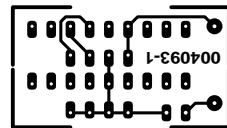
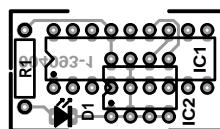
Adaptateur d'EEPROM



Jürgen Klein <http://jump.to/gate>

Le programmeur pour PIC16F84 et PIC16C84 décrit ailleurs dans ce numéro peut, à peu de frais, se voir doté d'une extension lui permettant de programmer des EEPROM sérielles du type 24LC16. Cette extension n'est en fait rien de plus qu'un connecteur DIL à 18 broches (broches des 2 côtés) servant à assurer l'interconnexion entre le support pour circuit intégré présent sur la platine du programmeur, une LED associée à sa résistance de limitation et un support à 8 broches destiné à recevoir l'EEPROM, à 8 broches elles aussi, à programmer. On y soude ensuite le support à 8 broches, la platine dont la taille ne dépasse pas celle d'un timbre-poste, la LED et la résistance et on enfiche le connecteur, par le côté « pistes » juste ce qu'il faut pour que l'on puisse en souder les broches. On pourra utiliser, pour la programmation, le programme de pilotage pour PC baptisé « *NT PIC Programmer* », logiciel que l'auteur met gratuitement à disposition sur son site (cf. quelques lignes plus haut) pour y être téléchargé.

(004093)



Liste des composants

Résistances :
R1 = 1kΩ

Semi-conducteurs :
D1 = LED

IC1 = 24LC16

Divers :
connecteur DIL à 18 broches doté de broches sur ses 2 faces
support pour circuit intégré à 8 broches

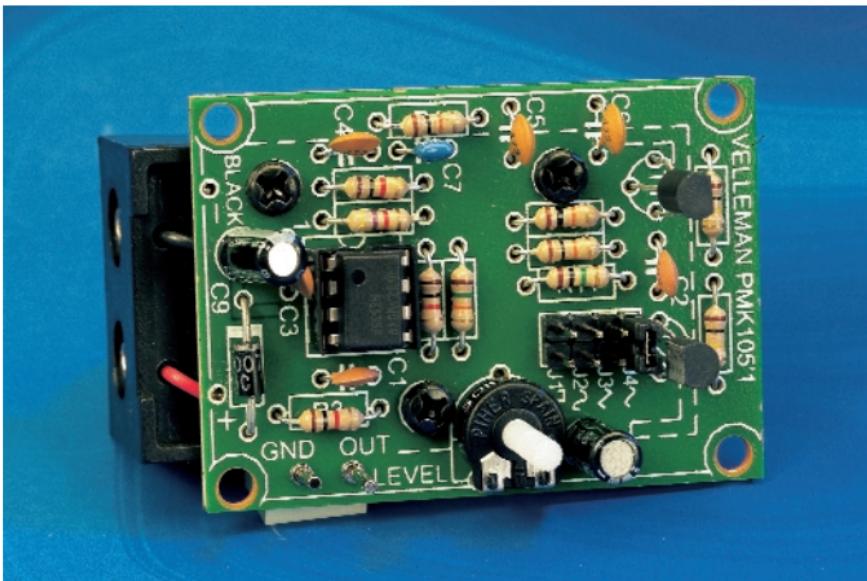
Générateur de signal à 555

©2000 Velleman (projet)

Harry Baggen (rédaction)

Le circuit intégré temporisateur 555 a certainement sa place dans le Livre des Records, rien qu'à en juger par les débordements d'imagination qu'il a suscités et le foisonnement d'applications différentes auxquelles il a donné lieu depuis son lancement. Aujourd'hui, il sera le cœur d'un simple générateur d'ondes carrées, de signaux arrondis, de triangles et de sinus. On choisit à l'aide d'un pont de câblage ou d'un cavalier le genre de signal à transmettre à l'amplificateur de sortie. Le montage délivre une fréquence fixe de 1 kHz et le niveau se règle par potentiomètre entre 0 et 200 mV_{eff} environ.

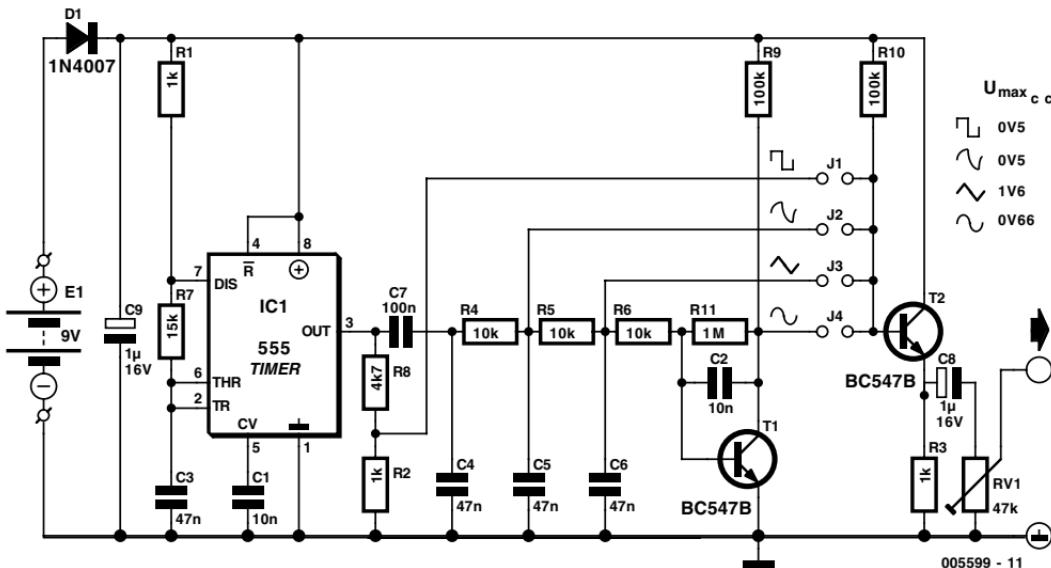
Notre 555 est configuré en générateur de signaux rectangulaires, ce sont R1, R7 et C3 qui en déterminent la fréquence. La symétrie de l'onde dépend du rapport entre R1 et R7. Le signal produit passe par un diviseur de tension R8/R2, puis le cavalier J1, avant d'être tamponné par le transistor T2, sur l'émetteur



duquel il est disponible à basse impédance. Un condensateur de couplage C8, un potentiomètre RV1 et le voilà dosé et présent à la sortie.

L'onde carrée se fait intégrer par la cellule RC composée de R4 et C5 et le signal ainsi arrondi est disponible sur J2 pour passer par le tampon T2. Un deuxième étage RC (R5-C6) le fait encore davantage ressembler à un signal triangulaire, accessible par J3. Enfin, les sommets du triangle sont arrondis par l'étage amplificateur centré sur T1, grâce à la présence du condensateur C2, et ce nouveau signal est envoyé à J4.

Le montage consomme environ 10 mA, il peut donc parfaitement d'une pile de 9 V. La diode l'inversion de polarité, on ne risque ni les transistors qui l'entourent.



pile dans le mauvais sens.

(005099)

La firme Velleman propose une boîte de construction complète pour ce montage, elle est disponible dans la plupart des magasins d'électronique.

Source simple de mV

A. Grace

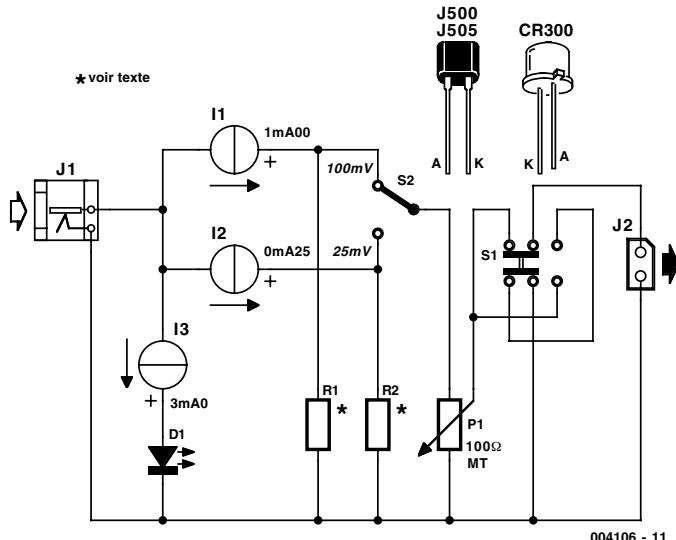
Ce projet peut être utilisé pour simuler des signaux de détection de millivolts (mV) dans les systèmes de commande industriels.

La plupart de détecteurs utilisés de nos jours comprennent quelque forme « d'intelligence » à la tête de mesure, à savoir au point où le détecteur rentre en contact avec ce qu'il doit mesurer. À cet endroit, le signal du détecteur est conditionné/numérisé et alimente un microcontrôleur qui transmet une représentation numérique de la valeur détectée au système de commande à distance. Toutefois, il existe toujours sur le terrain un certain nombre de « vieux » systèmes de commande qui ont leur intelligence éloignée de la tête de mesure. Ces systèmes s'en remettent à un câblage pour transmettre le signal mesuré au système de commande.

Lors de l'étude de la modernisation de ce type d'usines, il est important de pouvoir simuler le signal de détection pour s'assurer, entre autres choses, qu'il arrive bien aux bons terminaux du système de commande après avoir invariablement traversé un certain nombre de relais. Cette simulation peut aussi être utilisée pour s'assurer que le système de commande se comporte correctement en réponse à l'arrivée du signal de détection.

Le projet décrit ici a été utilisé par l'auteur pour réaliser un test de contrôle d'un système de commande avant de l'installer. Veuillez noter que le projet n'est applicable que pour une simulation simple et n'est pas assez précis pour répondre à des besoins de calibration.

L'alimentation provenant d'un adaptateur secteur d'alimentation (lors des tests de contrôle) ou d'une batterie est fournie à trois sources de courant (diodes). Parmi celles-ci, I1 émet un signal courant de 1,00 mA qui, après avoir traversé un potentiomètre de $100\ \Omega$, crée un signal de 100 mV. De la même



façon, I2 émet un signal de 0,25 mA qui génère 25 mV à travers le potentiomètre. La source de courant I3 développe 3,0 mA et est utilisée pour allumer la diode LED, ce qui donne une indication de la puissance. La source de courant sélectionnée est commutée via S2 au potentiomètre à 10 tours. L'interrupteur S1 change intelligemment la polarité du signal de sortie. En utilisant l'interrupteur DPDT de type MTA206PA de chez Knitter, on obtient une position centrale hors-circuit (*centre-off*) qui en fait court-circuite les signaux de sortie (broches 2 et 5 de S1), fournissant ainsi un signal de sortie à zéro.

Les sources de courant, bien que de prix élevé, ne sont pas

HORS GABARIT²⁰⁰⁰

précises – elles ont une tolérance de 10 % ! (d'où leur inadéquation pour une calibration). Si la sortie est trop haute, la tolérance peut être 'rognée' en insérant une résistance de dérivation (R1, R2) comme indiqué dans le schéma. Les sources de

courant sont fabriquées par Vishay/Siliconix et distribuées par Farnell.

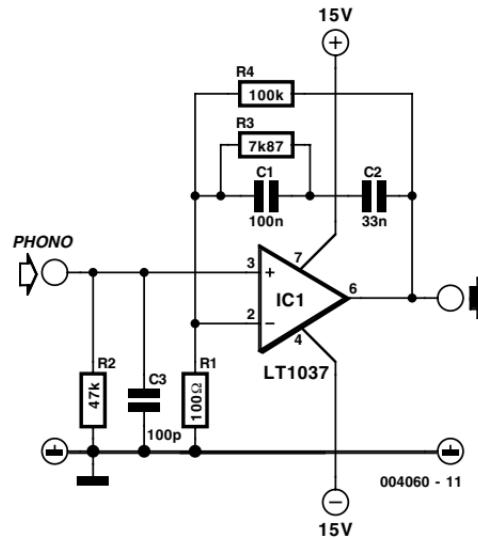
Le circuit consomme un courant d'environ 4,25 mA.

(004106)

Préamplificateur MD sans prétentions

Hans Steeman (texte)

Plus le temps passe, plus les tables de lecture rejoignent les dinosaures au royaume des antiquités; elles ont, dans la majorité des installations audio, fait place à des appareils plus modernes tels que lecteurs/enregistreurs de CD, voire lecteurs/enregistreurs (portables ou non) de MiniDisc. Les fabricants d'installation audio n'ont pas manqué de suivre la tendance de sorte que de plus en plus d'équipements audio ne comportent plus la traditionnelle entrée MD. Les audiophiles désirant transférer, par le biais de l'enregistreur adéquat, leur collection de disques vinyle sur un support numérique, qu'il s'agisse d'un CD ou d'un MiniDisc, s'arrachent les derniers cheveux qui leur restent lorsqu'ils se rendent compte de l'impossibilité de brancher une table de lecture à leur système audio. Qu'ils se rassurent, ils pourront continuer d'aller chez leur coiffeur, il suffit d'un rien d'électronique pour faire en sorte que l'entrée Ligne (Line) d'un amplificateur ou d'un lecteur/enregistreur moderne soit en mesure de s'accommoder des signaux très faibles fournis par l'élément MD (MagnétoDynamique) de leur table de lecture. Il faut bien entendu que l'électronique ajoutée tienne compte de la fameuse correction RIAA requise par ce type d'éléments. Le préamplificateur proposé dans le présent article apporte une solution à notre problème à l'aide d'un amplificateur opérationnel, de 4 résistances et autant de condensateurs. Une version stéréopho-



nique de ce montage requiert, comment pourrait-il en être autrement, un nombre double de ces composants.

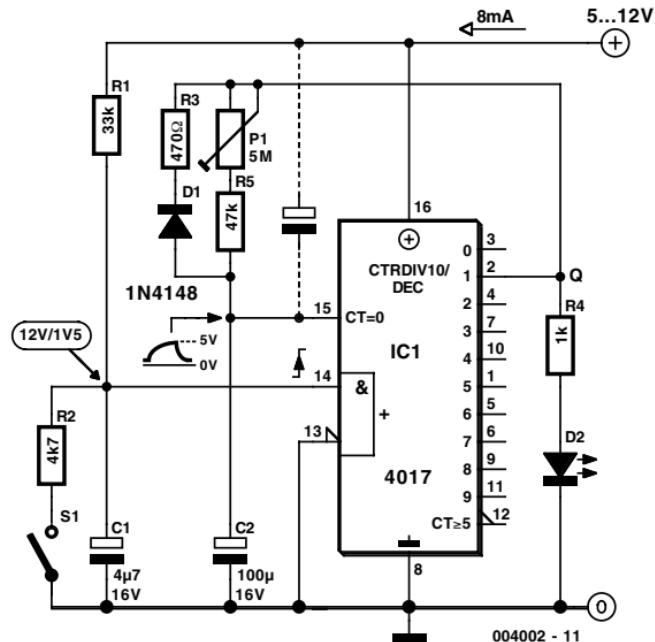
L'alimentation de l'électronique se fera à l'aide d'une alimentation régulée fournissant une tension symétrique de ± 15 V.

(004060)

Temporisateur à bascule bistable

Jürgen Graßmann

Le temporisateur à bascule bistable dont la dénomination anglaise de *flipflop timer* « passe » bien mieux les fourches caudines de nos cordes vocales d'amateurs d'électronique que son équivalent français, fait appel à un compteur décadique CMOS du type 4017. Son fonctionnement est le suivant : une action sur la touche T1 se traduit par la décharge du condensateur électrochimique C1 au travers de la résistance R2. Dès le relâchement de cette touche on a apparition d'une impulsion positive sur l'entrée d'horloge de IC1. Ceci a pour conséquence un passage à l'état haut (niveau de la tension d'alimentation) de la sortie Q1. On alors circulation d'un courant par R4 et D2, de sorte que la LED s'allume. Pendant le même temps le condensateur C2 se charge au travers de l'ajustable P1 et de la résistance R5. P1 permet de définir la durée de charge sur une plage allant de 5 secondes à quelque 7 minutes. Dès que le condensateur a atteint un niveau de charge égal à la moitié de la tension d'alimentation, le 4017 est remis à zéro par le biais de sa broche 15. La sortie Q1



repasse au niveau bas (potentiel de la masse), transition qui se traduit par une extinction de la LED. Le condensateur C2 se décharge ensuite très rapidement au travers de R3 et de D1. Cet état de remise à zéro reste stable jusqu'à une nouvelle action sur la touche S1.

La consommation de courant dans cet état d'attente d'activation est de quelques petits microampères seulement. L'intensité de courant mis en jeu lors de l'activation de la sortie passe à de l'ordre de 8 mA (la LED consomme la part la plus importante de ce courant). Si, à la mise sous tension, le compteur

passe à un état autre que celui de l'initialisation, il faudra actionner la touche le nombre de fois requis pour obtenir l'extinction de la LED. Si l'on implante C2 comme l'indique le dessin en pointillés de ce composant sur le schéma, l'initialisation (remise à zéro) du circuit intégré se fait automatiquement lors de l'application de la tension d'alimentation. L'inconvénient de cette approche est que des parasites au niveau de la tension d'alimentation peuvent influer de façon néfaste sur la précision du temporisateur.

Convertisseur tension/courant de précision

La boucle de courant est un dispositif très souvent utilisé dans les systèmes de mesure et de régulation à des fins de transmission de signal de mesure ou de régulation.

Avec cette technique, la valeur de mesure est transmise par le biais d'une ligne bifilaire sous la forme d'un courant superposé. Cette approche permet l'utilisation, sans le moindre problème, de lignes de transmission de forte longueur.

La condition sine qua non d'un pilotage par courant est la présence d'une conversion précise de la valeur de mesure (qui prend souvent la forme d'une valeur de tension) en un courant placé ensuite sur la ligne. On utilise pour cela une source de courant se laissant piloter par une tension ($VC = \text{Voltage Controlled}$).

Cette source de courant commandée en tension prend ici la forme de l'amplificateur opérationnel IC1 qui, associé à T1 et aux résistances R5 à R8 et à l'ajustable P1, constitue un amplificateur d'instrumentation. L'amplificateur régule ainsi la tension aux bornes de R9 de façon à ce qu'elle ait très exactement la valeur de la tension appliquée à l'entrée. Dans ces conditions, le courant qui circule à travers la résistance est exactement proportionnel à la tension d'entrée. À tension constante, le courant à travers la résistance est lui aussi constant –nous sommes ainsi en présence de la source de courant constant commandée en tension que nous nous souhaitons.

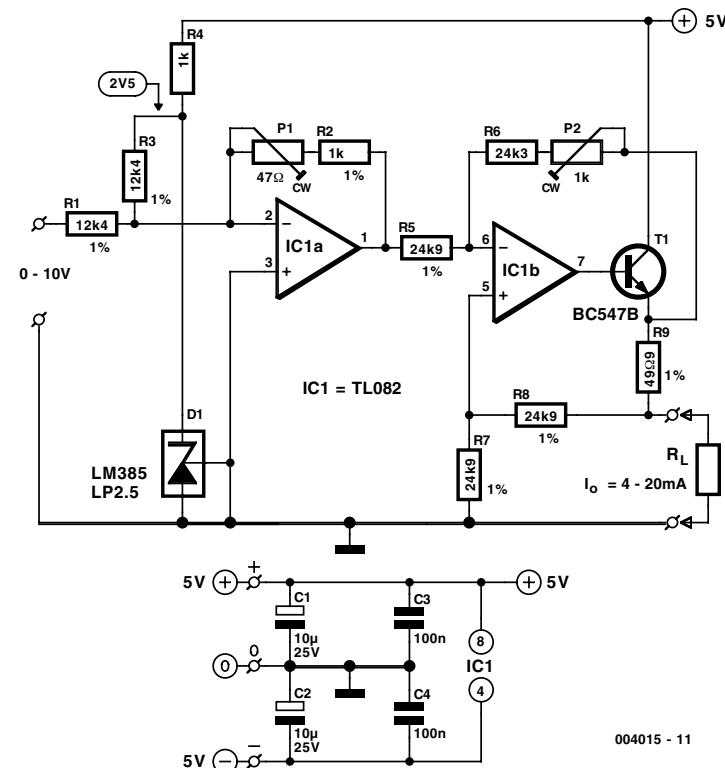
L'ajustable P2 sert à ajuster la réjection en mode commun de l'amplificateur. Ce potentiomètre ajustable sert à compenser tout aussi bien des valeurs de résistances légèrement différentes que la dissymétrie introduite par R9.

L'amplificateur d'entrée basé sur IC1a a pour tâche d'ajuster la tension d'entrée à la plage d'excursion de l'amplificateur d'instrumentation monté en aval. On introduit en outre, par le biais de D1, R3 et R4, un offset de sorte que la plage des courants de sortie ne démarre pas à 0 mA, mais à 4 mA. Le courant maximal est de 20 mA, ce qui explique que ce type de boucle de courant soit appelé, en régulation, boucle de courant 20 mA.

Le facteur d'amplification de l'ensemble du montage est défini par l'amplificateur d'entrée, gain pouvant être ajusté par action sur l'ajustable P1.

Voici la procédure de réglage de ce montage :

1. Ajustage de la réjection en mode commun par le biais de P2 :



Connecter un multimètre numérique pris en série avec une résistance de 47Ω à la sortie et noter la valeur de courant affichée. Court-circuiter ensuite cette résistance-série. Si P2 se trouve dans la bonne position, le courant devrait rester constant. Si cela n'est pas le cas, il faudra jouer sur P2 pour obtenir la valeur d'intensité relevée au cours de l'étape 1. Supprimer le court-circuit de la résistance-série. Il est fort probable que l'intensité mesurée varie légèrement. On jouera partant sur P2 jusqu'à lui avoir trouvé une position dans laquelle le courant reste constant, court-circuit de la résistance de 47Ω ou pas.

2. Ajustage de la plage de tension :

Mesurer la tension aux bornes de la résistance R9 à l'aide du multimètre numérique, court-circuiter la sortie et, par action sur P1, ajuster la tension à 200 mV.

(004015)

103

Indic de phares allumés



©2000 Velleman (projet)

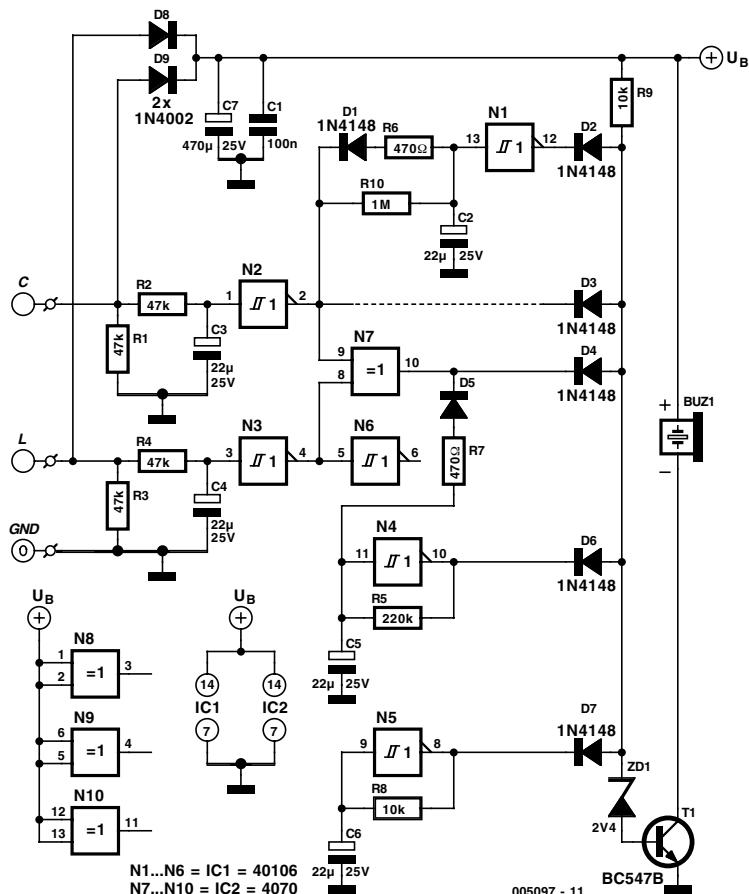
Harry Baggen (rédaction)

Petit montage, mais deux fonctions. La première, vous prévenir, par une alerte sonore, que les phares de votre voiture sont allumés alors que vous ouvrez votre portière, et que la clé de contact est encore au tableau. La seconde, c'est plutôt le contraire, de vous avertir que vos feux sont éteints alors que le contact moteur est établi. Eh ! oui, dans certains pays d'Europe, près de chez nous, il est obligatoire d'allumer ses phares dès que la voiture est en mouvement (bientôt ici également). Heureusement, il vous reste encore le choix, par le truchement d'un cavalier, de déterminer le rôle que vous assignez au montage.

L'avertissement pour l'allumage des phares se répète périodiquement jusqu'à ce que le conducteur se décide à obtenir. L'alerte qui concerne les phares restés malencontreusement branchés s'arrête d'elle-même après quelques rappels, il n'y a en effet aucun espoir de réussir à vous prévenir si vous avez quitté le véhicule.

L'élément tapageur du circuit est constitué d'un vibreur acoustique à courant continu (BUZ1), attisé par T1. La base de ce transistor est reliée par R9 à la tension d'alimentation. Aussi longtemps que l'un ou l'autre des niveaux présents aux cathodes des diodes D2, D3, D4, D6 et D7 est un zéro logique, le transistor bloque et le ronfleur se tait. Commençons l'examen de ce réseau par un bout, disons D7. On lui a raccordé la sortie d'un multivibrateur astable (N5) qui a pour mission d'interrompre périodiquement le vibreur si toutes les autres entrées sont hautes. À D6, on a branché un autre multivibrateur (N4) dont la fréquence est dix fois plus basse. Il n'oscille que si un niveau haut est présent en sortie de la porte OU EXclusif (EXOR) N7. Plus loin, on trouve D2 et une sorte de monostable composé de N1, D1, R6, R10 et C2, chargé d'arrêter le vibreur après quelques secondes s'il y a un niveau haut à la sortie de N2, question de ne pas laisser résonner en vain l'engin, tout seul dans la voiture.

Les signaux d'entrée auxquels le circuit réagit proviennent de la clé de contact (C) et d'un phare (L). Chacun d'eux traverse au préalable une cellule RC (R2-C3 et R3-C4), de manière à se débarrasser des parasites, puis passe par un inverseur à trigger de Schmitt (N2 et N3) avant d'atteindre une EXOR, N7.



Tant que la clé de contact n'est pas enclenchée et que les phares sont éteints, on trouve un niveau haut en sortie de N2 et N3. La sortie de N7 est alors à zéro et le vibreur au repos. Quand on met le contact, la sortie de N2 devient basse, celle de l'EXOR devient haute et N1 fait de même. Jusqu'à ce que les phares s'allument, N7 fournit un « 1 » et le vibreur émet des sons interrompus. La mise en marche de l'éclairage provoque l'apparition d'un niveau bas à la sortie de N3, renvoyant la sortie de N7 à zéro et le bruit s'arrête. Après qu'on ait coupé le contact, une courte temporisation s'instaure puis N1 bascule par le jeu de R10 et C5. Si les phares n'ont pas été coupés durant cette période, le vibreur émet de nouveau des bips. Installons à présent un pont de câblage entre D3 et N2. Le vibreur n'émettra plus de tonalité que si le contact est coupé alors que les phares sont toujours allumés, du moins au long de la durée imposée par R10 et C2.

Après construction du circuit et installation à bord, il reste à le relier aux pôles positif et négatif de la batterie, ensuite racorder C à l'interrupteur de la clé (de telle sorte que la tension n'y soit présente qu'après avoir mis le contact) et relier par un fil additionnel le point L à l'une des ampoules de phare. Si vous désirez que l'indic ne réagisse que lors de la sortie du véhicule, il vous faudra également câbler le pont sur J2.

(005097)

La firme Velleman propose une boîte de construction complète pour ce montage (kit n° K3505), disponible dans la plupart des magasins d'électronique.

104

Driver microstep pour moteur pas à pas

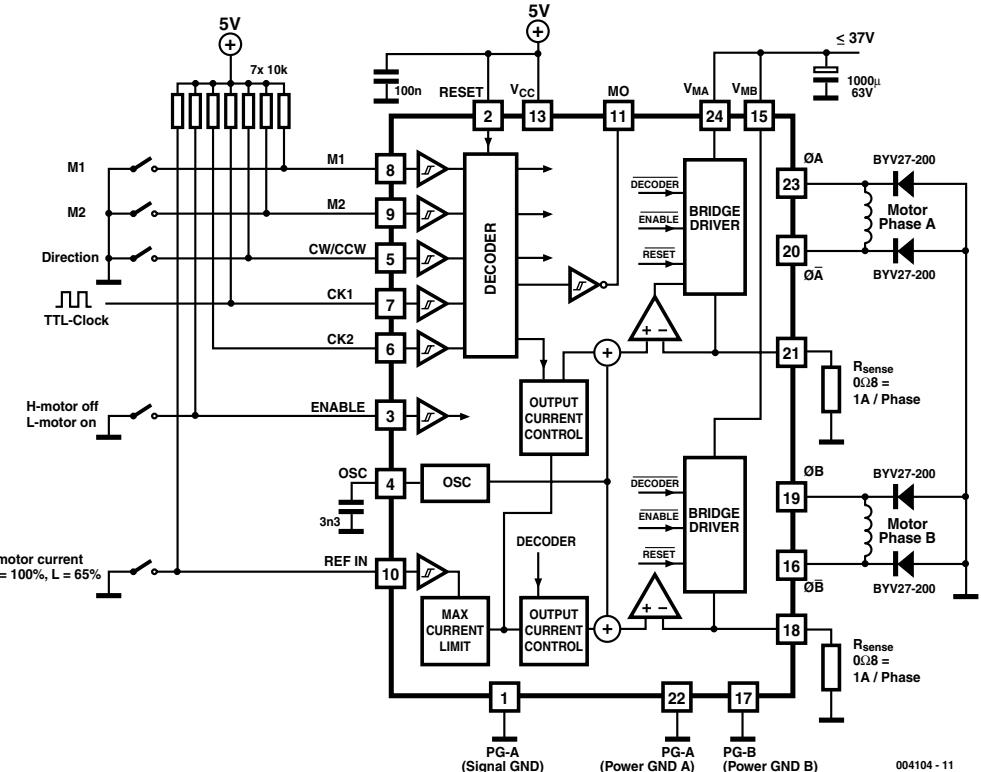
Karel Walraven (texte)

Application Nanotec

Le circuit intégré de Nanotec, une firme allemande, qui répond au nom poétique de IMT 901, permet de réaliser, à peu de frais (techniques s'entend), un système de pilotage de moteur pas à pas. On trouvera la fiche de caractéristiques de ce composant sur le site Internet de Nanotec sis à l'adresse :

<http://nanotec.de>

Le schéma est un exemple de simplicité. Dans la présente application le pilotage du circuit intégré est manuel, mais rien n'interdit bien évidemment d'en envisager le pilotage par microcontrôleur voire par PC. Les signaux M1 et M2 servent à paramétrier le nombre de pas de variation du courant pour chacune des impulsions d'horloge (cf. tableau 1). Il va sans dire qu'un nombre de pas de cou-



Caractéristiques techniques du IMT 901 :

Tension d'alimentation VCC :	5,5 V
Tension d'alimentation VM :	40 V
Courant de sortie lout :	1,5 A (en moyenne) 2,5 A (en crête)
Dissipation Pd : sans/avec radiateur, Tc=85 °C	4 W/40 W
Température de service :	-40 à +85 °C
Température de stockage :	-55 à +150 °C

Tableau 1.
Paramétrage de pas

Entrée	Mode
M1 M2	
L L	½ de pas
H L	½ de pas
L H	¼ de pas
H H	¼ de pas

rant plus important implique la génération d'un nombre plus grand d'impulsions pour obtenir un tour complet du moteur pas à pas. En d'autres termes, la rotation du moteur est plus lente à fréquence d'horloge égale.

L'intensité du courant circulant par le moteur dépend des résistances R_{sense} , le courant requis dépendant bien entendu du type de moteur pas à pas utilisé. La valeur de R répondant à la formule suivante :

$$R = 0,8 \text{ V/courant requis [A].}$$

On utilisera des résistances d'une puissance de 5 W. Le circuit intégré limitera le courant de moteur à cette valeur par la mise en oeuvre d'une modulation en largeur d'impulsion (MLI = PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais). Le circuit intégré requiert une tension d'alimentation de 5 V, la seconde tension d'alimentation appliquée aux points VMA et VMB devra être égale à la tension requise pour le fonctionnement correct des moteurs utilisés (dans la pratique 37 V au maximum).

(004104)

INPUT					MODE
CK1	CK2	CW/CCW	Enable	Reset	
↓	H	L	L	H	CW
□	L	L	L	H	INHIBIT
H	↓	L	L	H	CCW
L	□	L	L	L	INHIBIT
↓	H	H	L	H	CCW
□	L	H	L	H	INHIBIT
H	↓	H	L	H	CW
L	□	H	L	H	INHIBIT
X	X	X	H	H	Z
X	X	X	X	L	Z

004104-12

105

Ampli op « rail-to-rail » et « over-the-top »

Gregor Kleine

Le LT1783 de Linear Technology est un amplificateur opérationnel dit « rail-to-rail » capable de supporter des mauvais traitements d'une étonnante façon : on peut en effet, sans risque de le détruire, lui appliquer une tension d'alimentation, de polarité inversée, de 18 V au maximum, la tension en mode commun appliquée aux 2 entrées peut elle aussi atteindre jusqu'à 18 V ; les entrées peuvent elles se voir appliquer des tensions dont la valeur est aux maximum inférieure de 10 V ou supérieure de 24 V au potentiel présent sur la broche 2 (V-, reliée à la masse dans la plupart des cas). Cet ensemble de capacités que le fabricant résume sous la dénomination anglo-saxonne de « over-the-top » associé à sa caractéristique de « rail-to-rail », fait de cet amplificateur opérationnel l'instrument idéal pour les mesures de courant par le biais de résistances de détection prises soit dans la ligne positive de l'alimentation soit dans celle de la masse.

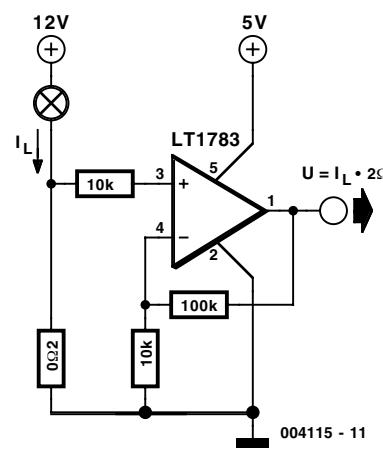
Le premier schéma, (a), représente un détecteur de courant à tension de sortie linéaire pris dans la ligne de masse. Le gain de l'amplificateur a été fixé à 10x, de sorte que la formule du calcul de la tension de sortie s'obtient par la multiplication par 10 de la valeur de la résistance de détection par le courant de charge.

Le second schéma, (b), est celui d'un détecteur de courant pris dans la ligne d'alimentation positive, circuit basé, lui aussi, sur un LT1783. Dans le cas présent l'amplificateur opérationnel travaille, de concert avec le transistor, en source de courant. L'amplificateur opérationnel ajuste le courant circulant à travers la résistance de 200 Ω du haut de manière à ce que l'on ait, aux bornes de cette résistance, la même chute de tension que celle observée sur la résistance de détection (0 Ω 2). Dans ces conditions l'intensité de ce courant est 1 000 fois plus faible que le courant traversant l'ampoule. La résistance de 2 k Ω prise dans la ligne d'émetteur sert à reconvertis ce courant en une tension. La tension de sortie répondant à la formule donnée dans le schéma. On notera qu'ici, la tension d'alimentation de l'ampoule est supérieure (+12 V dans le cas présent) à l'alimentation de l'amplificateur opérationnel proprement dite (+5 V).

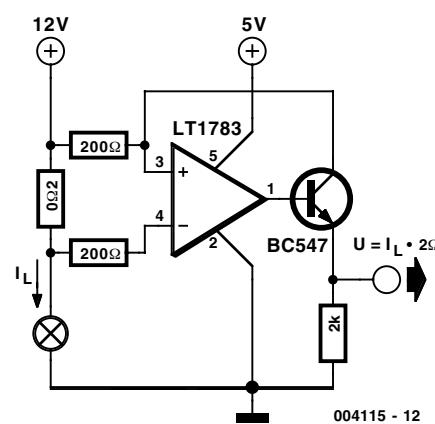
Le 3^{ème} et dernier schéma, (c), est celui d'un détecteur d'ampoule à incandescence grillée à détecteur de courant pris dans la ligne d'alimentation positive. Avec ce circuit, la tension d'entrée en mode commun se situe, ampoule éteinte, à un potentiel proche de celui de la masse, passant, ampoule allumée, à une valeur proche du potentiel de la tension d'alimentation positive de l'ampoule. À nouveau, celle-ci est sensiblement supérieure à la tension d'alimentation de 3 V requise par l'amplificateur opérationnel.

Le circuit fournit un signal de sortie de +3 V lorsque l'ampoule a grillé. Tant que l'ampoule est en bon état la résistance de détection fournit une tension de 50 mV lorsque l'interrupteur est fermé. Lorsqu'il est ouvert, on se trouve en présence, au travers de la résistance de 5 k Ω et en raison du courant de pré-polarisation circulant à travers la résistance de 1 M Ω et la diode, d'une différence de potentiel de quelque 15 mV entre les 2 entrées. Dans les 2 cas, la polarité de la tension est telle qu'un potentiel de 0 V à la sortie signale une ampoule « OK ». Si l'ampoule est défectueuse, le circuit tire l'énergie nécessaire à son fonctionnement de sa résistance interne de 500 k Ω par rapport à la masse. Le courant qu'elle produit génère à son tour, aux bornes de la résistance de 5 k Ω , une tension de quelques dizaines de millivolts polarisée cette fois de façon à

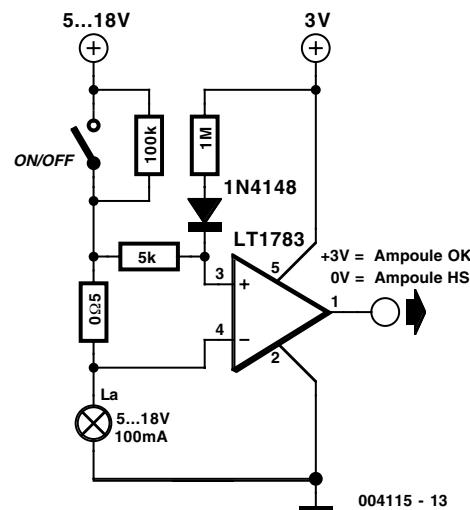
a



b



c



ce que la sortie de l'amplificateur opérationnel fournit une tension positive (+3 V). Dans ces conditions, la diode est bloquée en permanence.

(004115)

Adresse Internet : linear-tech.com

106

Multiplexeurs I²C

par Gregor Kleine

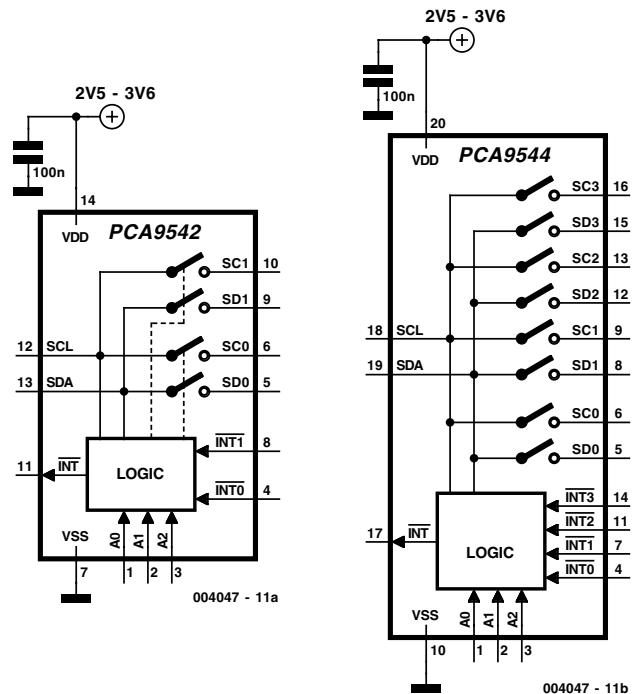
Celui qui veut mettre sur pied des structures de bus I²C complexes se heurte parfois à la limite de 4 ou 8 adresses d'un composant ou à la charge capacitive élevée sur les lignes SDA et SCL qui limite la fréquence d'horloge du bus. Les composants présentés ici permettent de partager un système de bus I²C de grande taille en plusieurs secteurs. Les multiplexeurs commutent le contrôleur du bus I²C entre ces sous-structures. Il arrive aussi que certaines parties du bus I²C soient alimentées en 3 V et d'autres en 5 V. Là encore, les multiplexeurs nous viennent en aide, car ils supportent des signaux 5 V à leurs E/S bien que se contentant eux-mêmes de +3 V.

Les deux composants PCA 9542 et PCA 9544 (figure 1) contiennent le premier un multiplexeur 1 à 2 et le second un multiplexeur 1 à 4 pour les 2 lignes bidirectionnelles SDA et SCL. Les composants eux-mêmes peuvent être alimentés entre 2,5 et 3,6 V, c'est-à-dire à une tension nominale de 3 V. Quand la tension de fonctionnement est appliquée, les fils I²C raccordés sont tout d'abord déconnectés ; le multiplexeur présente une impédance élevée. Ce n'est que lorsque le C.I. reçoit sa propre adresse I²C et un octet de commande qu'il raccorde l'une des 2 ou 4 paires de lignes au bus I²C principal. Pour éviter de perturber la transmission des données sur le bus, cette opération n'est effectuée qu'après l'état d'arrêt suivant, lorsque le bus I²C est de nouveau libre.

Les C.I. de multiplexage possèdent les sorties d'adresses A0, A1 et A2, ce qui permet de faire fonctionner jusqu'à huit PCA 954x en parallèle. Le traitement des interruptions n'a pas été oublié : chaque secteur I²C possède sa propre ligne d'interruption liée à toutes les autres partie par l'opération logique ET. La partie du bus I²C d'où provient l'interruption ne doit pas nécessairement être active. La somme de ces signaux parvient à l'entrée d'interruption du contrôleur par une sortie à drain ouvert. Une interruption peut se produire n'importe où dans le système et le contrôleur doit interroger le multiplexeur ou, plus précisément, son octet de commande pour déterminer la partie du bus I²C de laquelle est provenue l'interruption. Il peut alors interroger le composant du sous-réseau responsable.

La ligne d'interruption du bus I²C n'est libérée qu'une fois que le composant responsable de l'interruption a été interrogé et que l'interruption a été quittancée. Si plusieurs interruptions s'accumulent pendant ce temps, la ligne d'interruption reste à l'état Bas et le contrôleur doit chercher le composant I²C suivant qui a provoqué un déclenchement.

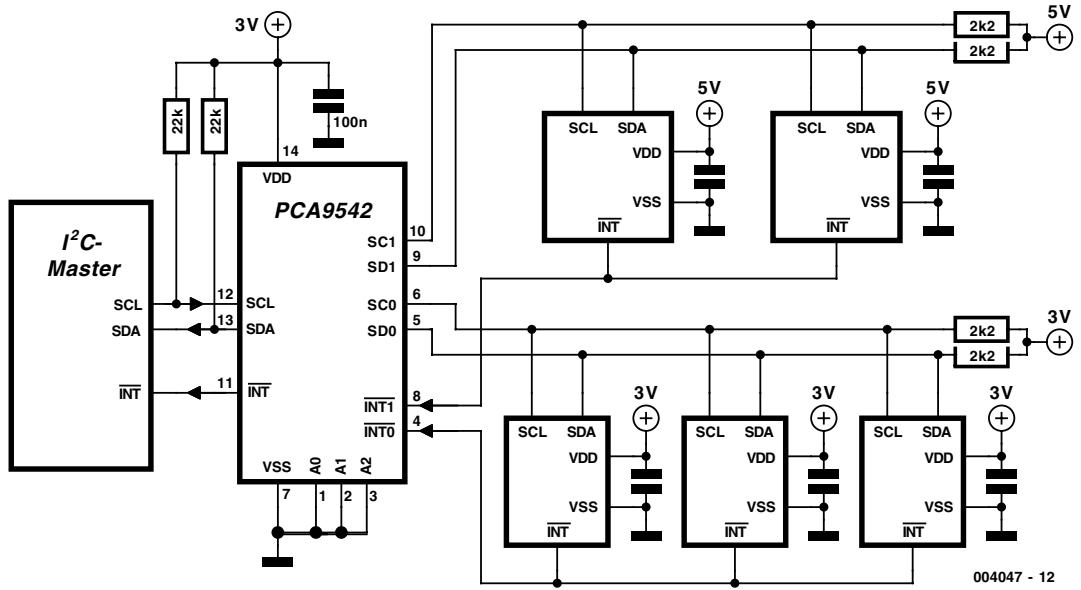
La figure 2 montre un exemple de bus I²C dont la première partie fonctionne à +3 V et la seconde est équipée de résistances de charge +5 V. Notons que les résistances de charge



entre le contrôleur et le multiplexeur PCA 9542 sont nécessaires pour accéder initialement au multiplexeur après la mise sous tension de 3 V. Si les valeurs de ces résistances de charge sont plus élevées (ici d'un facteur 10) que celles des résistances de charge des sous-réseaux, la tension sera encore suffisamment élevée dans le sous-système +5 V.

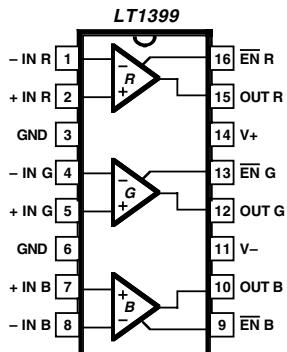
Le PCA 9542 est livré en boîtier TSSOP-14, le PCA 9544 en boîtier TSSOP-20. Informations supplémentaires sous www.semiconductors.philips.com

(004047)



107

Convertisseur RVB → signaux différentiels



Basé sur une note d'application de Linear Technology

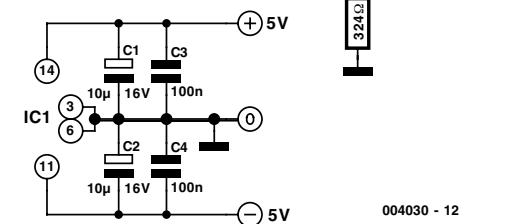
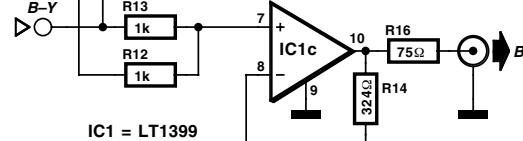
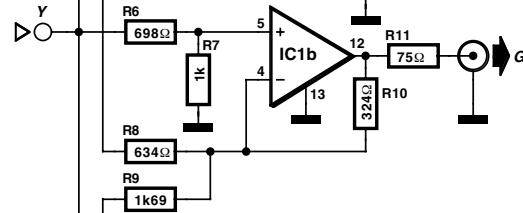
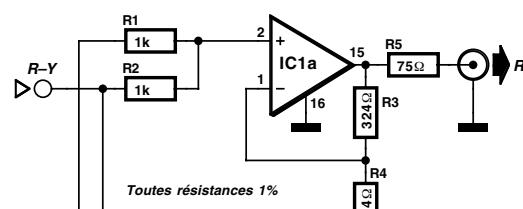
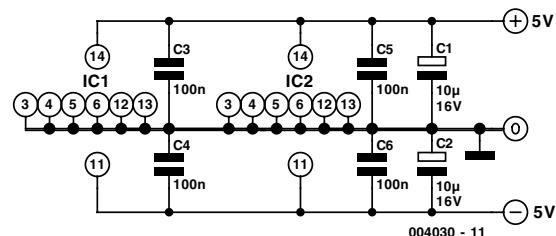
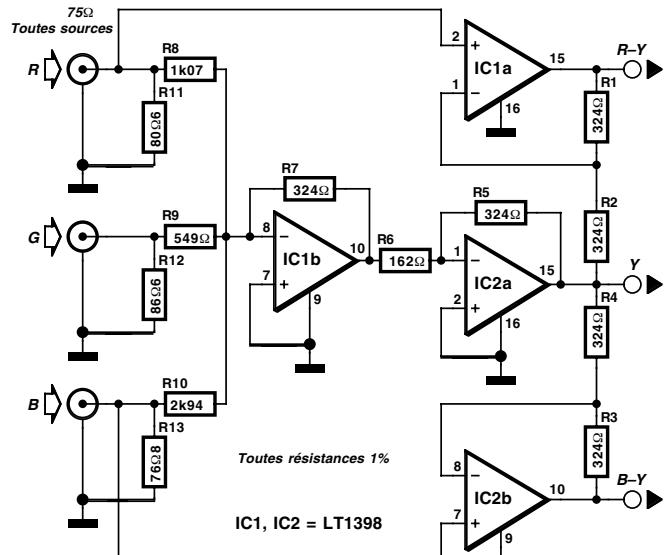
Le présent schéma utilise une paire de LT1398, circuits intégrés fabriqués par Linear Technology, pour générer, à partir d'entrées RVB (Rouge-Vert-Bleu, dites RGB pour Red-Green-Blue en anglais), des signaux différentiels (de différence entre le signal de la couleur, R, V ou B et le signal Y) tamponnés.

Dans la présente application l'entrée R arrive par le biais d'un coaxial de 75Ω . Ce signal est appliqué à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur IC1a d'une part et à une résistance de $1k\Omega 07$ de l'autre, R8. On notera la présence d'une résistance de terminaison de $80Q6$, R11, qui détermine une impédance d'entrée de 75Ω si l'on considère que l'entrée R se trouve en parallèle avec R8. Cette dernière résistance attaque l'entrée inverseuse d'un second amplificateur intégré dans le même LT1398, IC1b, qui réalise en outre la somme des entrées V et B pondérées en vue de générer une sortie $-1/2Y$. ($0.5Y$). Un 3ème amplificateur présent dans le second LT1398, IC2a, utilise la sortie $-1/2Y$ et fait subir un gain de -2 , de sorte que l'on se trouve en présence de la sortie $+Y$ (petit rappel, $-1/2Y \times -2 = Y$). L'amplificateur IC1a est configuré de manière à introduire un gain non inverseur de 2 , la patte inférieure de la résistance de définition du facteur d'amplification (gain), R2, se trouvant reliée à la sortie Y. La sortie de IC1a fournit ainsi le résultat de la différence entre $R-Y$, soit le signal différentiel correspondant. L'approche utilisée pour l'entrée R est similaire en ce qui concerne l'entrée B. Ici c'est la résistance R13 considérée comme prise en parallèle sur R10 qui fixe l'impédance d'entrée à 75Ω . Cette dernière résistance se trouve également connectée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur IC1b, additionnant la composante B au signal Y, selon la technique décrite plus haut. De par sa configuration, l'amplificateur IC2b introduit un gain non inverseur de 2 , la patte inférieure de la résistance R4 étant reliée à la sortie Y. La sortie de IC2b fournit ainsi le signal différentiel $B-Y$.

L'entrée G (V pour nous) arrive elle aussi par le biais d'un coaxial de 75Ω et apporte sa contribution au signal Y par l'intermédiaire de la résistance R9, résistance connectée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur IC1b. À ce niveau ce sont R12 et R9 qui fixent l'impédance de terminaison à 75Ω . Il est évident, par superposition, de déterminer la sortie de IC1b.

Bien qu'inversée, cette sortie additionne les signaux R, V et B dans les proportions standard de $0,3 R$, $0,59V$ et $0,11B$, requises pour la génération du signal Y. L'amplificateur IC2a fait ensuite subir une inversion à ce signal auquel il donne également un gain de 2 , ce qui nous donne la sortie Y.

Le convertisseur draine un courant de quelque 30 mA fourni par une alimentation symétrique de $\pm 5\text{ V}$.



(004030)

004030 - 12

108

Tachymètre universel

Karlheinz Lorenz

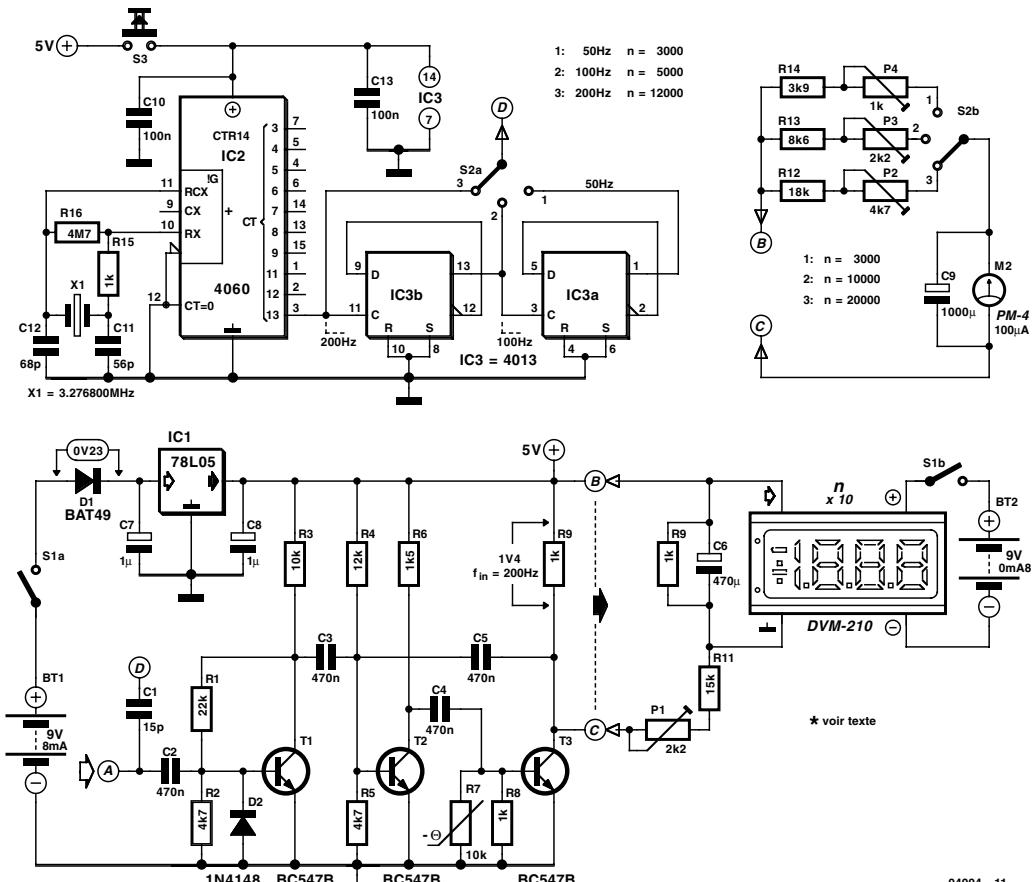
Le tachymètre faisant l'objet du présent article fonctionne sans nécessiter de liaison électrique avec le circuit d'allumage (de la bobine). Il se passe même d'enroulement posé sur le câble de bobine. On pourra se contenter, si l'on se trouve en présence d'un allumage électrique, comme « capteur », d'un morceau de câble disposé à une quinzaine (entre 10 et 30) de centimètres du câble de la bobine, cette distance étant légèrement moindre s'il s'agit d'un allumage classique (magnétique). Au départ, ce montage a été conçu comme un appareil autonome alimenté par pile destiné à permettre le contrôle du régime d'une moto (ou encore la valeur affichée par un tachymètre d'origine). De par sa résolution élevée, ce montage permet également de vérifier le régime de ralenti, voire de l'ajuster à la valeur requise.

Le dispositif de visualisation est un multimètre numérique du commerce; partant, la plage d'affichage du tachymètre va jusqu'à 19 999 tr/mn.

On peut substituer à ce multimètre un instrument analogique prenant la forme d'un galvanomètre à bobine mobile de 100 μ A.

L'électronique du tachymètre fait appel à la technologie discrète, (par opposition à à circuit intégré) et repose sur une triplète de transistors. Le premier étage fait office d'amplificateur, les 2 étages montés en aval ayant pour fonction une mise en forme de l'impulsion. Un réseau RC se charge de l'intégration des impulsions, réseau RC prenant la forme de l'ajustable associé à la résistance de 15 k Ω et du condensateur électro-chimique de 470 μ F pris en parallèle sur le multimètre numérique.

L'appareil dispose, pour son étalonnage et un contrôle ultérieur de l'affichage, en option, d'un générateur-étalon intégré. Dans la version utilisant un multimètre numérique l'étalonnage se fait à l'aide de la fréquence de 200 Hz disponible à la sortie d'un oscillateur basé sur un 4060. Ce signal de sortie du générateur (point D, S2a se trouvant dans la position représenté sur le schéma) est appliqué à l'entrée du tachymètre (point identifié lui aussi par un « D »). Une fréquence de 200 Hz correspond à un régime de 12 000 tr/ms (pour un moteur monocylindre à 2 temps). On ajustera partant, par action sur l'ajustable, l'affichage du multimètre numérique à cette valeur. Dans la version à galvanomètre à bobine mobile l'affichage est subdivisé en 3 calibres de mesure. Un second circuit du rotateur sert à la commutation de calibre. Si l'on relie le générateur-étalon à l'entrée du tachymètre, le premier circuit du



04004 - 11

rotateur D2 définit du même coup la commutation pour disposer de la fréquence d'étalonnage (correcte). L'étalonnage se fait ensuite par le biais du même ajustable que précédemment en faisant en sorte d'obtenir un débattement à pleine échelle de l'instrument.

L'alimentation du tachymètre se fait à l'aide d'une pile compacte de 9 V associée à un régulateur de tension 5 V à faibles pertes (LDO = Low DropOut), la diode Schottky montée en aval faisant office de protection contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation.

Le multimètre numérique devra disposer, pour son alimentation, de sa propre pile compacte de 9 V, cette seconde pile n'étant bien entendu pas nécessaire en cas d'utilisation d'un instrument à galvanomètre à bobine mobile. La consommation de courant du circuit du tachymètre est de l'ordre de 8 mA. Il n'a pas été tenu compte, dans ce chiffre, de la consommation propre du générateur-étalon sachant qu'il n'est en fonction qu'occasionnellement, lors d'une action sur le bouton-poussoir S3. Voici, en guise de conclusion à cet article, la relation entre la fréquence d'impulsion et le régime (nombre de tours/mn) d'un moteur :

$$f = 2nc/60t$$

formule dans laquelle :

f = fréquence d'impulsion, n = nombre de tours, c = nombre de cylindres, t = nombre de temps (2 ou 4) de chaque temps.

(004004)

109

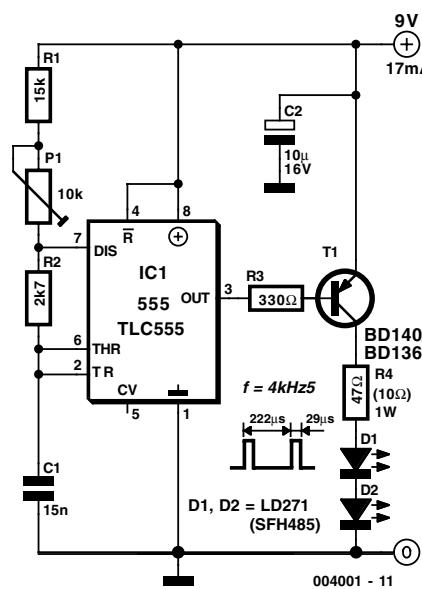
Barrière à lumière IR

Pradeep G.

Nous vous proposons une barrière lumineuse à faible portée que l'on pourra utiliser comme détecteur d'intrus aux portails et autres accès. On pourra même s'en servir pour protéger une pièce ou un bâtiment. Le circuit 555 pris au cœur de l'émetteur, dont on retrouve le schéma en **figure 1**, oscille à une fréquence de quelque 4,5 kHz, fournissant des impulsions dont le rapport cyclique est de l'ordre de 13%, ceci de manière à limiter la consommation de courant à une valeur acceptable. On pourra utiliser quasiment n'importe quelle LED infrarouge (que l'on connaît également sous la dénomination de IRLED). Nous suggérons l'utilisation de variantes disponibles partout, telles que les LD271 et SFH485. L'ajustable P1 sert à régler avec précision la fréquence d'impulsions à la valeur requise. L'attaque se fait sous la forme d'impulsions de courant à un courant de crête de quelque 100 mA, intensité définie par le biais de la résistance-série de 47 Ω.

Au niveau du récepteur, dont on trouve le schéma en **figure 2**, il faudra paramétrier la sensibilité maximale de la photodiode D2 à la valeur de la longueur d'onde des LED IR utilisées du côté de l'émetteur. Il ne devrait pas y avoir de problème si vous utilisez un SFH409-2 05F, BPW34 ou BP104. On notera le montage en polarisation inverse de la photodiode ! Partant, si vous mesurez de l'ordre de 0,45 V aux bornes de ce composant il est quasiment certain qu'il a été monté à l'envers. Les impulsions entrantes commencent par subir une amplification par les transistors T1 et T2. On trouve en aval de ces transistors une boucle à verrouillage de phase (PLL = Phase Locked Loop) faisant appel à un NE567 (ou LM567), circuit fameux s'il en est. Le circuit intégré de PLL fait passer sa sortie (broche 8) au niveau Bas (Low) lorsqu'il est verrouillé sur la « tonalité » de 4,5 kHz émise par l'émetteur. En cas d'interruption du faisceau de lumière (invisible si l'on ne dispose pas d'équipement spécial), suite par exemple, à l'entrée d'une personne dans une pièce protégée, le signal capté disparaît de sorte qu'IC1 décroche, faisant passer sa sortie au niveau Haut (High). Ce changement d'état permet à l'oscillateur IC2 présent dans le récepteur d'être activé, ce qui se traduit par la génération d'un signal d'alarme audible.

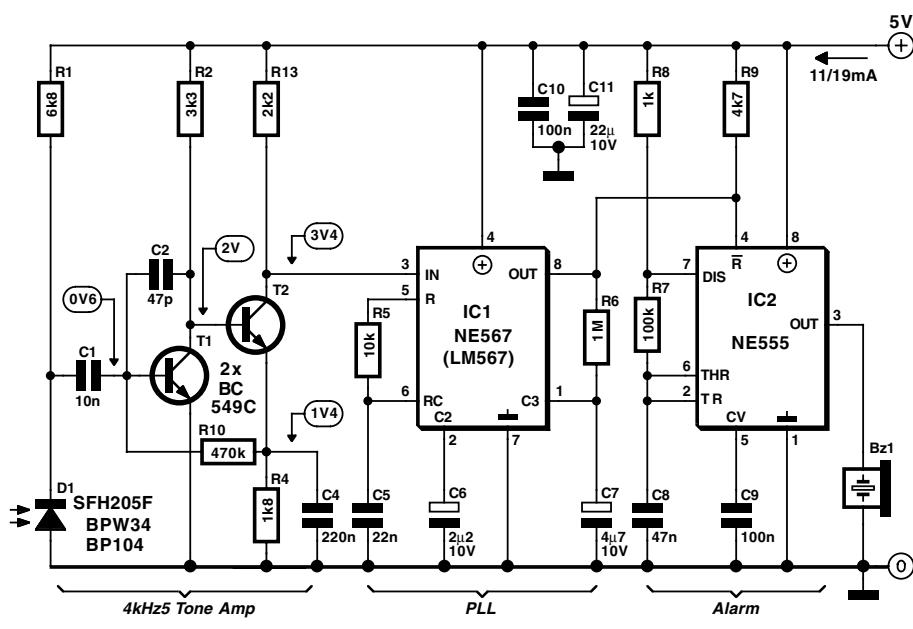
L'amplificateur bi-transistor présent dans le récepteur a été, à dessein, poussé en surmodulation de façon à disposer, pour les impulsions de sortie, d'un rapport cyclique proche de 50%. Si l'émetteur est disposé trop loin du récepteur, cette surmodulation n'est plus garantie, de sorte qu'IC1 ne sera plus validé (activé) si se présente des conditions méritant un déclenchement de l'alarme. Vous pourrez commencer, si vous voulez peaufiner le système en fonction de la distance à couvrir, par modifier la valeur de R2 jusqu'à ce que le signal de sortie de l'amplificateur ait retrouvé un rap-



port cyclique proche de 50%.

L'étalement du circuit est simple. Mettez le récepteur sous tension; le résonateur devrait se manifester. Mettez ensuite l'émetteur sous tension. Orientez les LED d'émission vers l'entrée du récepteur. Commencez par une distance faible, de l'ordre de 30 cm. Jouez sur P1 de l'émetteur jusqu'à faire taire le résonateur. Mettez le récepteur hors-tension et remettez-le sous tension à plusieurs reprises de façon à vous assurer qu'il accroche la porteuse de l'émetteur quelles que soient les circonstances. Réajustez la position de P1 si nécessaire, lorsque vous augmentez progressivement la distance entre l'émetteur et le récepteur.

(004001)



110

Circuit intégré à commande par touches servant de potentiomètre d'ajustement

par Gregor Kleine

Les touches Up/Down permettent de régler les 64 échelons linéaires des circuits intégrés DS1809 et DS1869 (de Dallas Semiconductor) servant de potentiomètre d'ajustement commandé électroniquement. Comme le réglage est conservé dans une EEPROM après la mise hors tension, il est parfaitement possible de s'en servir comme remplacement des potentiomètres d'ajustement. Valeurs disponibles : 10 kΩ, 50 kΩ et 100 kΩ. La tension de fonctionnement peut être située entre +3 V et +5 V ou +8 V. La tension aux 3 broches RH, RL et RW ne doit pas dépasser la tension de fonctionnement de plus de 0,5 V et ne doit pas être inférieure à -0,5 V.

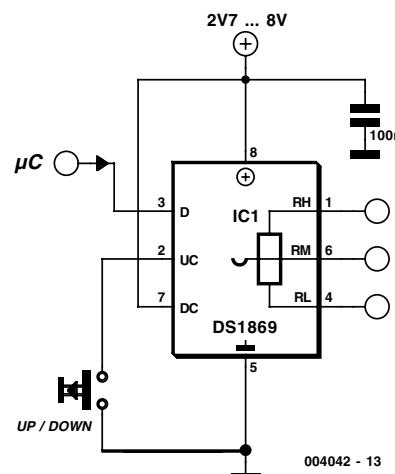
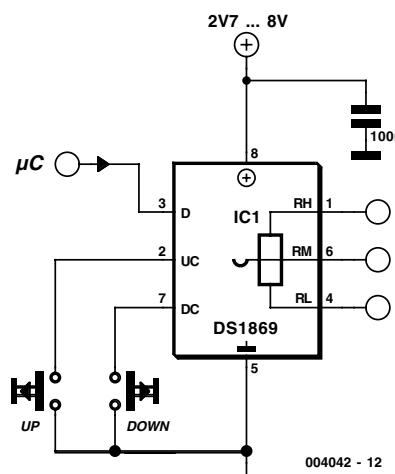
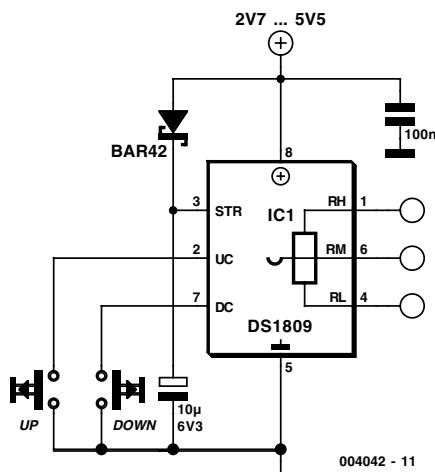
Les rebonds des touches Haut/Bas (Up/Down) sont filtrés dans le circuit intégré, de sorte que le « curseur » ne peut pas sauter de position. Les résistances de charge internes de 100 kΩ simplifient le montage externe des broches UC et DC. Les impulsions des 2 touches doivent durer au moins 1 ms. Dans le cas du composant DS1809, il est nécessaire d'effectuer une pause de 0,5 s entre deux pressions successives sur les touches ; ce délai passe à 1 s pour le DS1869. Si l'on appuie plus longtemps sur l'une des touches, le circuit intégré passe en mode de répétition automatique et le curseur se déplace vers le haut ou vers le bas à un rythme de 100 ms par pas. Il faut au maximum 7 s pour passer d'une butée à l'autre.

La **figure 1** montre le DS1809 en mode d'enregistrement automatique (Auto-Store) : la diode Schottky (BAR42, BAR43, BAT45 ou similaire) et le condensateur électrolytique de 10 µF fournissent suffisamment d'énergie de réserve lors de la coupure de la tension d'alimentation pour écrire la position actuelle du « curseur » dans l'EEPROM. Le fabricant garantit 50 000 cycles d'écriture corrects, étant entendu que l'EEPROM n'est utilisée à cet effet que lorsque la position du « curseur » diffère de la position mémorisée.

Si la broche STR du DS1809 est à la masse lorsque la tension d'alimentation est enclenchée, le circuit intégré passe en « mode d'enregistrement activé par une commande » (Command-Initiated-Storage-Mode) : une impulsion de niveau haut à l'entrée STR appliquée pendant au moins 1 microseconde active le processus d'enregistrement. La coupure de la tension d'alimentation ne provoque pas de mémorisation dans ce cas. Le DS1869 mémorise automatiquement la position du « curseur » lors de tout changement. Il ne possède pas de broche de mémorisation STR (Store), mais une entrée numérique D, utilisée à partir d'un contrôleur par exemple, qui évite le délai dû à la protection anti-rebonds des touches. Cette broche restera simplement en l'air si elle n'est pas utilisée.

Il est possible de commander le DS1869 avec une seule touche (**figure 2b**) au lieu de 2 (**figure 2a**). Pour cela, relier DC en permanence – en particulier lors de la mise sous tension d'alimentation – à V+. La sens de déplacement (vers le haut ou vers le bas) s'inverse automatiquement lorsque la touche n'a pas été pressée pendant plus d'une seconde. Des actions successives sur la touche à moins d'une seconde l'une de l'autre déplacent le « curseur » dans la même direction. Le curseur s'inverse de lui-même en fin de course.

La répétition automatique se produit ici aussi lorsque la touche reste pressée plus d'une seconde ; le « curseur » se déplace d'un pas toutes les 100 ms. Contrairement à celui du DS1809, le curseur du DS1869 s'inverse automatiquement en fin de course et continue en sens inverse. Les fiches de données de ces C.I. baptisés *Dallastat* peuvent être téléchargées à partir du site Internet de Dallas Semiconductor à l'adresse :



www.dalsemi.com

(004042)

111

Indicateur de niveau pour citerne d'eau de pluie

Dr.-Ing. Ulrich Pilz

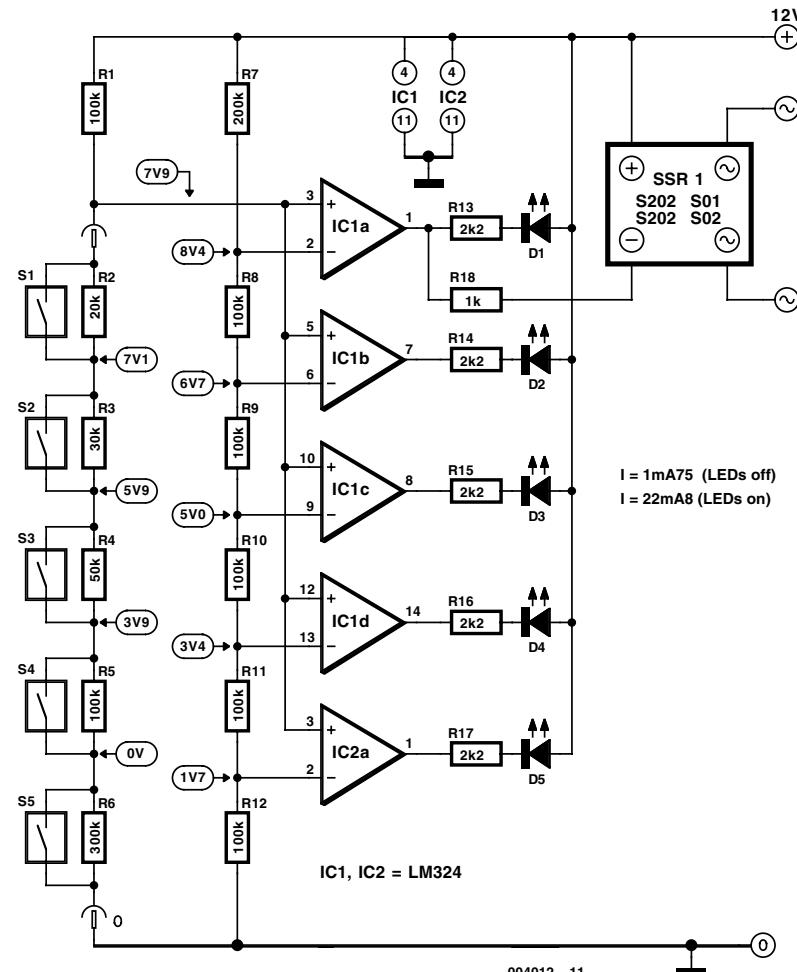
Ce n'est pas uniquement pour des raisons écologiques que l'on voit « fleurir », sous terre, de plus en plus de citernes destinées à la récupération des eaux de pluie; cette éclosion a également des raisons économiques. Le problème de savoir où en est le niveau, lorsqu'il s'agit de citernes de capacité importante, reste toujours d'actualité. Au bout d'un certain temps on en arrive à imaginer qu'il doit bien exister une autre technique pour le savoir que de devoir, à chaque fois, ouvrir le couvercle. La mise en place dans le réservoir, d'une sonde dotée, à différents niveaux, d'interrupteurs commandés par flotteur permet de visualiser le niveau de liquide sur une échelle de LED. Le gros problème auquel on se trouve confronté est la complexité du toron de câbles entre les interrupteurs et l'électronique de visualisation requis pour une visualisation de la quantité d'eau disponible avec une résolution suffisamment élevée.

Le présent montage propose une approche permettant le transfert du niveau (d'eau) par le biais d'une ligne bifilaire. Associée au réseau de résistances R2 à R6, R1 constitue un diviseur de tension dont le facteur de division est fonction de l'interrupteur à flotteur fermé. Le niveau d'eau montant commence par fermer l'interrupteur S5, puis S4, ces 2 interrupteurs étant alors fermés simultanément, ce processus se poursuivant jusqu'à ce que, finalement, lorsque la citerne est pleine, les 5 interrupteurs à flotteur soient tous fermés.

La tension dérivée de la tension d'alimentation par le rapport du diviseur de tension est traitée par 5 comparateurs à base d'amplificateurs opérationnels. Pour ce processus, l'entrée inverseuse de chacun de ces amplificateurs opérationnels est attaquée par une tension de référence fournie par un second diviseur de tension constitué par les résistances R7 à R12.

Tant qu'aucun des interrupteurs à flotteur n'est fermé (la citerne est quasiment vide), toutes les LED sont éteintes. La fermeture de S5 se traduit par l'illumination de la LED D1. Au fur et à mesure que le niveau d'eau augmente S4 se ferme à son tour, les LED D1 et D2 étant alors allumées et ainsi de suite jusqu'à ce que tous les 5 interrupteurs soient fermés et partant les 5 LED correspondantes allumées.

Les 2 diviseurs de tension étant alimentés par une même tension, celle de l'alimentation 12 V, l'affichage est insensible aux variations de la tension d'alimentation, ce qui signifie que le montage ne requiert pas une régulation de tension éminemment stable. La consommation de courant est légèrement inférieure à 25 mA.



Il a été fait en sorte, lors du choix des résistances du diviseur de tension, qu'il soit aisément possible de réaliser les valeurs requises par la mise en série de résistances de 10 et 100 kΩ. Il est possible, si l'on veut disposer d'un affichage à résolution plus fine, d'étendre le diviseur de tension pour qu'il corresponde au nombre d'interrupteurs à flotteurs ajouté. Comme les comparateurs font appel à des quadruples amplificateurs opérationnels du type LM324, IC2 comporte 3 amplificateurs opérationnels non utilisés pour l'instant, amplificateurs qui pourront, partant, être facilement mis à contribution puisqu'ils sont déjà présents.

L'une des extensions que l'on pourrait envisager est de réaliser, avec le relais à semi-conducteur SSR1 (SSR = **Solid State Relais**), un dispositif de protection contre une baisse de niveau trop importante dans la citerne, ceci en vue de protéger la pompe d'alimentation en eau. Lorsque la LED D1 s'éteint en raison de l'atteinte d'un niveau de liquide très faible, cet opto-relais coupe également la tension secteur servant à l'alimentation de la pompe. Dans le cas du modèle de Sharp utilisé ici, le S202 SE1, l'opto-coupleur a une tension d'isolation de 3 000 V (classe I). Il faudra en outre toujours prévoir, dans le cas d'une installation de récupération des eaux de pluie, un disjoncteur différentiel.

(004012)