

**REGÉNÉRATEUR
D'IMAGE
DVD**

**NUMÉRO
D'ÉTÉ
DOUBLE**

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

**CONCOURS
« FLASH »**

**POUR MONTAGES
À BASE DE CARTE
89S8252 FLASH**

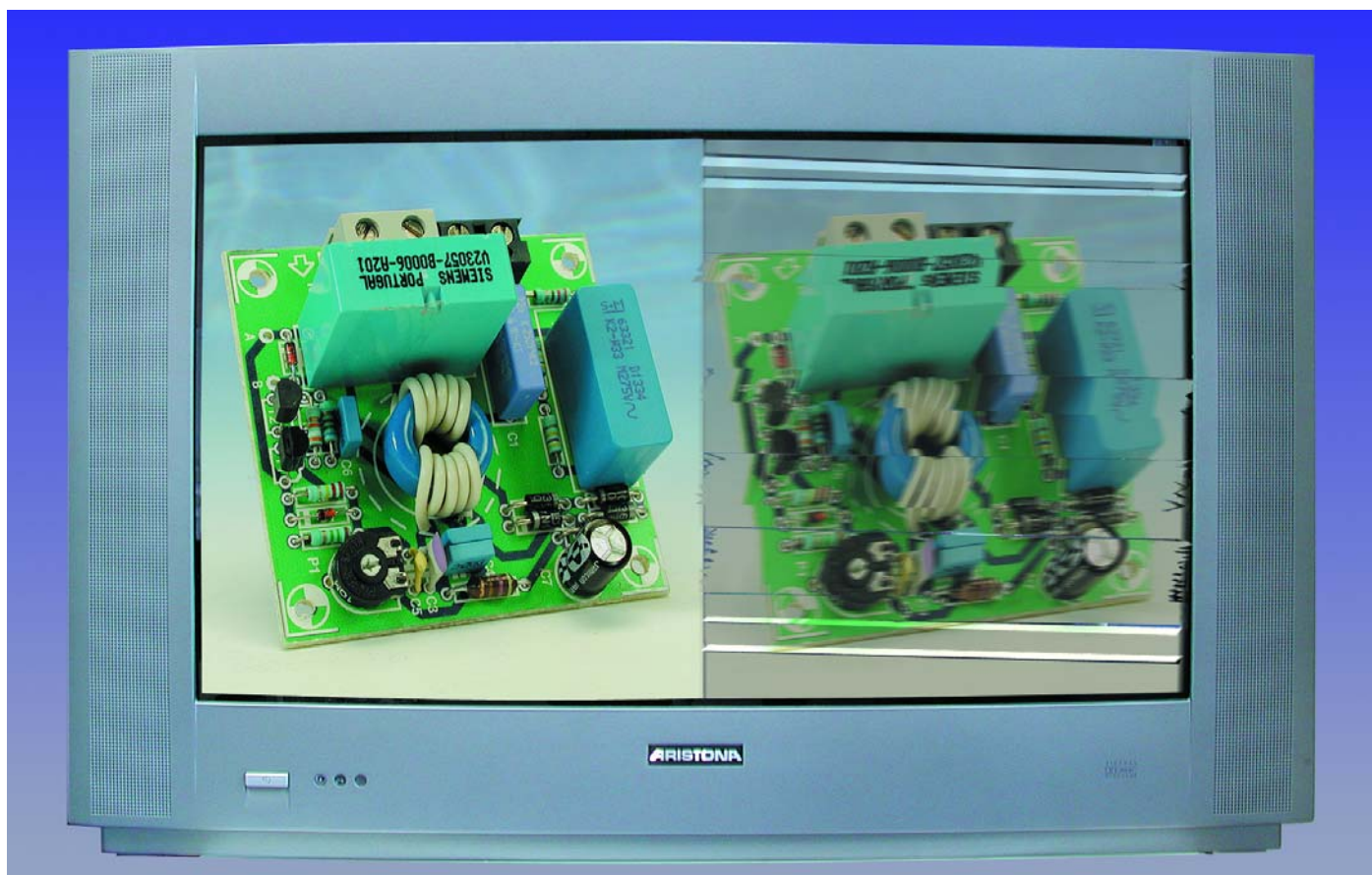


Regénérateur d'image DVD

Suppression de signaux parasites

Wilfried Foede

Jusqu'à présent, l'achat d'un graveur de DVD est et reste déconseillé pour diverses raisons, absence de standard commun, problématique anti-copie non résolue et prix élevé. Les magnétoscopes analogiques resteront partant, pour un certain temps encore, l'approche la plus utilisée pour l'enregistrement d'images. Il faut partant faire en sorte que le signal vidéo de sortie ne comporte plus de parasites gênant une recopie à des fins privées, parfaitement légale, dans nombre de pays européens.



Les processus d'enregistrement d'images analogiques se verront, progressivement mais inévitablement, remplacés par le stockage d'images numérique. Nous mettons l'accent sur progressivement, car le prix des graveurs et des DVD inscriptibles, de même que l'incertitude qui plane quant au format de stockage devant devenir le standard, freinent très ostensiblement le changement. Les magnétoscopes analogiques sont loin d'être moribonds, bien au contraire. On trouve aujourd'hui des magnétoscopes S-VHS pour quelque 150 €, et même si l'on prend en compte le prix plus élevé des bandes, les coûts et la qualité d'image restent, quoiqu'il en soit, attrayants.

Même dans le cas des DVD, les signaux analogiques gardent leur importance, ce n'est en effet pas demain la veille que nous pourrions procéder à une copie numérique de signaux vidéo. Il est même fort probable que cette opération devienne encore bien plus difficile, par la mise en oeuvre de nouveaux processus d'anti-copie numériques, tant du côté du matériel (les appareils) que de celui du logiciel (le *firmware* et les DVD proprement dits).

Les signaux disponibles en sortie d'un lecteur de DVD moderne sont : le bon vieux signal vidéo CVBS (*Color, Video, Blanking, Synchronisation*) par le biais d'une embase Péritel (SCART) à l'intention d'un magnétoscope et le signal Y/C pour S-VHS disponible lui par le biais d'une embase Hosiden (il s'agit, si l'on y regarde de plus près, en fait d'une embase Mini-DIN à 4 contacts). Il faut ajouter aux signaux d'image le signal audio stéréo disponible lui par le biais d'embases Cinch.

Protection anti-copie analogique

Les 2 sorties sont protégées contre la recopie par le procédé Macrovision. La seule différence par rapport aux cassettes vidéo se situe au niveau de la source des signaux parasites.

Sur une bande, le signal Macrovision se trouve dans chaque trame d'image. Le lecteur DVD lui comporte un circuit intégré Macrovision

Licite, illicite, ...?

Macrovision a pour but d'empêcher la reproduction (copie) analogique de matériaux filmés. Le droit européen, qui varie d'un pays à l'autre, autorise la copie dans un cadre parfaitement bien délimité. Il vous faudra partant vous informer de la législation propre au pays dans lequel vous vous trouvez.

En France il est admis que dès lors que l'on ne fait de copie qu'à usage privé, dans le cadre familial et uniquement à partir de supports (lire DVD ou cassette vidéo) dont l'utilisateur aura fait acquisition des droits relatifs à l'oeuvre qu'ils contiennent (lire aura acheté le DVD ou la cassette vidéo en question), une telle copie est autorisée. La responsabilité de l'utilisateur pourrait cependant être engagée au cas où il contreviendrait à la réglementation en vigueur en matière de propriété intellectuelle et/ou de copie à usage privé. Cette législation ne fait pas de distinction quant au support sur lequel se trouvent les dites oeuvres.

La législation allemande est relativement moins sévère que la nôtre quant aux restrictions posées pour la recopie. Si l'auteur possède seul le droit de reproduction à grande échelle (lire commerciale) d'oeuvres musicales ou cinématographiques, l'acheteur d'un produit sur DVD, CD ou cassette vidéo a le droit légitime de le reproduire si certaines conditions précises sont remplies.

Notons qu'il existe déjà une directive européenne qui devrait, d'ici fin 2002, remplacer les législations nationales. Il existe une adresse Internet où l'on peut voir où en sont les choses à ce point de vue : http://europa.eu.int/comm/internal_market/en/intprop/news page où l'on pourra télécharger la directive 2002/129/CE (fichier com29fr.pdf). Cette nouvelle législation pourrait fort bien, à l'avenir, interdire la possession, la production, la distribution, la vente, la publicité et la location d'appareils et de programmes ayant pour but principal de supprimer ou de contourner un dispositif de protection. On peut supposer qu'une copie privée faite à l'aide d'un appareil dont on disposerait déjà restera autorisée et il semblerait que la réalisation personnelle d'un tel appareil n'entre pas, dans la forme actuelle de la législation, dans le cadre des interdictions.

Nous ne manquerons pas de vous tenir au courant de l'évolution de la législation à ce sujet par le biais de notre site Internet à l'adresse : www.elektor.fr.

Nous pourrions même être amenés, à l'avenir, à avoir à évoquer ces développements dans l'un ou l'autre article publié dans ce magazine.

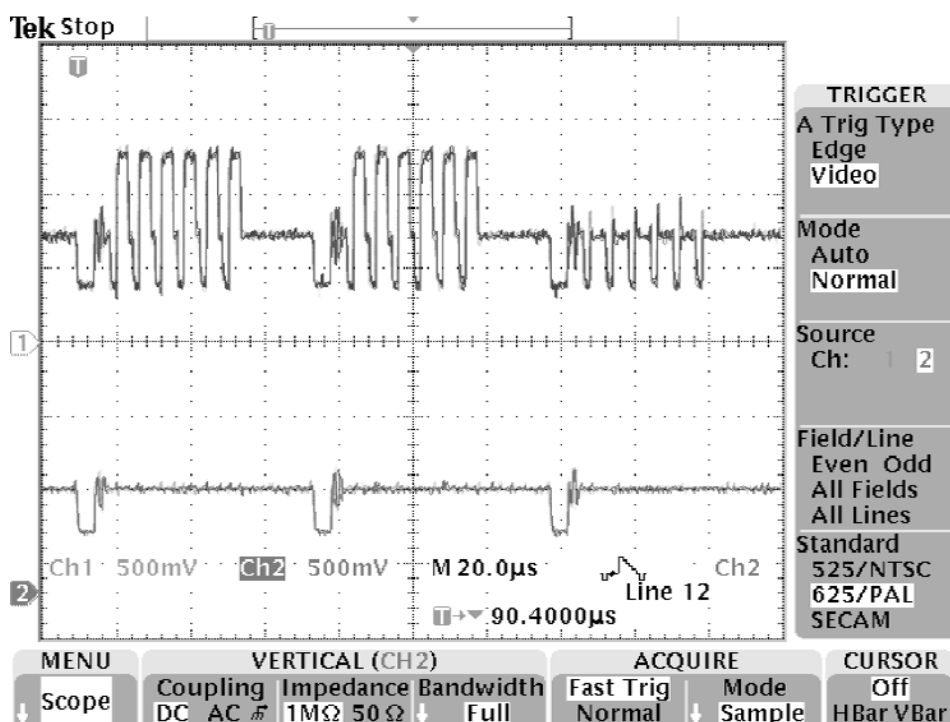


Figure 1. Oscillogramme d'une ligne vidéo normale et d'une ligne parasitée par Macrovision.

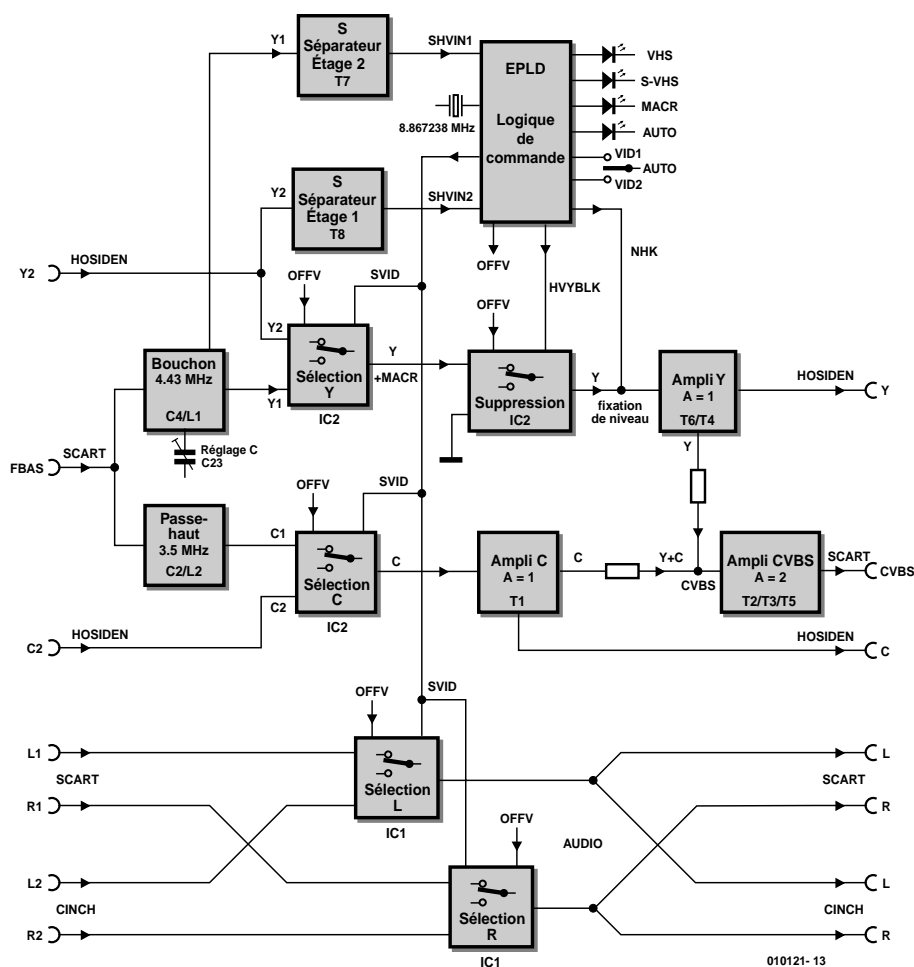


Figure 2. Synoptique fonctionnel du régénérateur d'image DVD.

qui est activé par une série de bits d'instruction en provenance du DVD et qui dès lors superpose les parasites aux signaux de sortie. Comme ils n'ont pas été influencés par la qualité de la bande, les parasites ajoutés sont d'excellente qualité.

Voyons, par le biais du synoptique de la **figure 1**, le fonctionnement, sans entrer cependant dans les détails, du système. L'appareil servant à l'enregistrement, le magnétoscope, comporte (ce qui n'est pas le cas d'un téléviseur) un dispositif d'enregistrement vidéo automatique. Le signal d'entrée doit toujours présenter, quel que soit le contenu de l'image et son niveau, une amplitude identique pour un plein contraste. Pour cela, on utilise comme référence, la différence entre le niveau de noir immédiatement en aval du top de synchro ligne (le palier avant dont le niveau est celui du palier arrière) et l'amplitude de l'impulsion de synchronisation (top de synchro ligne).

Cette valeur ($0,3 V_{CC}$ par exemple), dépend du contenu de l'image, l'automatisme faisant en sorte qu'elle soit constante.

Macrovision place alors, dans le balayage

« retour » non visible, à chaque fois, entre les tops de synchro ligne normaux, 7 nouvelles impulsions, et ce dans un total de 10 lignes. Ces impulsions sont cependant suivies par un saut brutal vers le niveau de blanc, ce qui correspond à une différence de quelque $1 V_{CC}$. L'automatisme diminue immédiatement cette valeur à $0,3 V_{CC}$ et réduit ainsi le signal d'entrée à un tiers environ. L'image noircit et synchronise difficilement, le son et la couleur disparaissent. Plus grave encore, le signal parasite ne reste stable qu'un court instant, changeant ensuite périodiquement d'amplitude, l'image ne cessant de basculer entre le trop clair et le trop sombre.

Il est en outre ajouté des parasites directement au niveau de l'impulsion de synchronisation de trame (image), en partie dans le domaine visible de l'image. Au cours de ce processus le palier de noir situé immédiatement après le vrai top de synchro de ligne

est mis au niveau du blanc et, en plein milieu du signal de synchro chroma (couleur, le *burst*), repassé au niveau du noir. Ceci a bien évidemment comme conséquence un parasitage destructif du *burst*, signal servant de référence pour la couleur. Le résultat est une visualisation erronée de la chrominance (des couleurs) dans les parties supérieure et inférieure de l'image. Ces erreurs ne se produisent pas uniquement lors d'une copie mais aussi lors de la reproduction de l'original sur des téléviseurs d'un certain âge voire d'un âge certain.

De VHS vers S-VHS et retour

Non seulement le régénérateur d'image DVD élimine automatiquement les signaux parasites, mais il peut également faire office de convertisseur VHS vers S-VHS et vice-versa. Toutes les combinaisons sont envisageables. L'appareil comporte des embases Péritel (SCART) et des embases Hosiden/Cinch tant en entrée qu'en sortie. Si l'on connecte simultanément les 2 entrées à, par exemple, un lecteur de DVD et à un magnétoscope, l'électronique bascule automatiquement vers l'entrée sur laquelle se trouve un signal actif. Si les 2 entrées sont actives alors que l'on se trouve en mode automatique, toutes les sorties sont basculées en mode silencieux ce qui se traduit par une absence de signal. On pourra ensuite procéder à une sélection manuelle de l'une des entrées. Les sorties sont toujours disponibles simultanément. Le régénérateur se targue d'une bonne reproductibilité et ne requiert pas, pour son étalonnage, d'appareil de mesure spécial. Le seul composant ajustable est un condensateur qu'il faudra régler en fonction de l'image obtenue.

On comprendra aisément qu'un tel traitement n'est pas à la portée d'un montage conçu et réalisé en une soirée. Un coup d'oeil au synoptique de la **figure 2** montre que le régénérateur d'image DVD comporte un nombre impressionnant de sous-ensembles fonctionnels. Nous y avons identifié les composants principaux de manière à vous permettre de vous y retrouver plus facilement

dans le schéma détaillé.
Le signal vidéo d'entrée comporte les 2 composantes de luminance Y

avec une bande passante de fréquence s'étendant de 50 Hz à 5 MHz (il comprend également les impul-

sions de synchronisation de ligne et de trame) et de chrominance C avec la porteuse couleur auxiliaire à 4,43 MHz et une bande

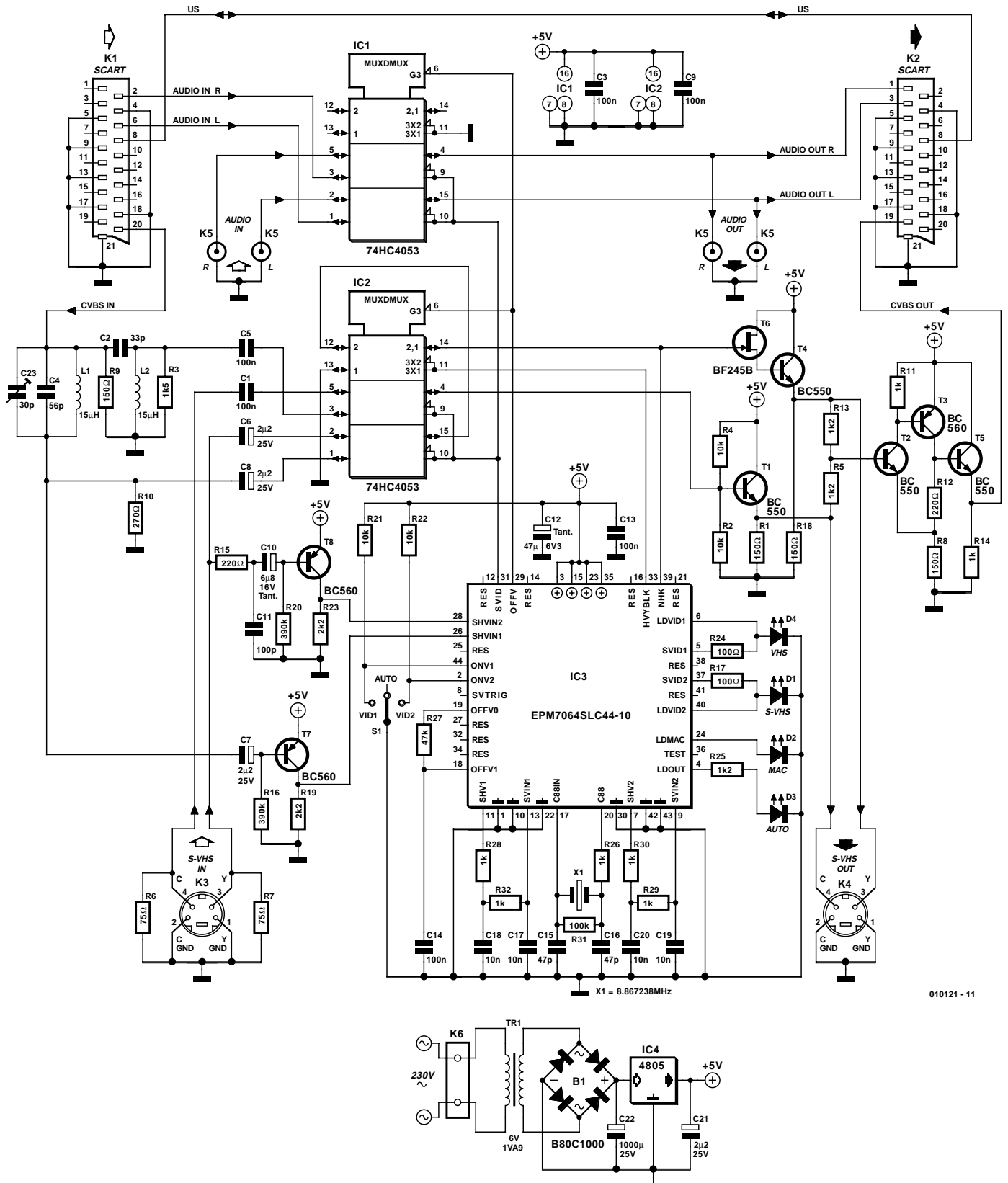


Figure 3. Le coeur de l'électronique du régénérateur d'image DVD est un circuit de logique programmable.

passante de -6 à $+1,2$ MHz relative à cette porteuse chroma. Le standard VHS combine ces 2 composantes en un signal, le signal CVBS, dans le cas de la norme S-VHS on se trouve par contre en présence de 2 signaux distincts, à savoir celui de luminance, Y et celui de chrominance, C.

Par le biais d'un filtre bouchon constitué par C4, C23, L1 et R10, filtre accordé sur 4,43 MHz, le régénérateur d'image DVD subdivise le signal CVBS d'entrée en une composante Y1 et, par le biais d'un filtre passe-haut de 4 MHz constitué par C2, L2 et R3, en une composante C1. Simultanément, on a transfert vers le signal de synchro d'image et de ligne SHVIN1, du signal Y1 par le biais de l'étage de séparation synchrone 2. Les étages de filtrage doivent avoir une ouverture relativement large, ainsi le facteur de qualité Q n'a pas à être très élevé. Ceci explique la présence de résistances d'atténuation (R10 et R3). Autre détail qui ne manquera pas de réjouir tous ceux d'entre nos lecteurs redoutant d'avoir à fabriquer leurs propres filtres HF, nous avons utilisé ici des inductances de valeur fixe disponibles dans le commerce.

L'étage de filtrage de la synchro est réalisé en technologie discrète. Les impulsions de synchro sont les parties négatives des signaux Y. Elles sont échantillonnées à $+U_b$ ($+5$ V) $- 0,6$ V, par le biais de la combinaison C7/R16 et de la diode base-émetteur du transistor T7 et font entrer ce transistor en conduction. On trouve alors, sur le collecteur du dit transistor et sur R19, les impulsions positives de synchro dont le niveau est de $5 V_{CC}$. Ces impulsions servent au positionnement des signaux de suppression (*blanking*) et au dispositif de commutation automatique. L'EPLD filtre les composantes ligne, le réseau d'intégration bi-étage R28/C18 et R32/C17 étant chargé du filtrage des composantes image.

La norme S-VHS met à disposition les signaux Y2 et C2 déjà séparés. La séparation des impulsions en synchro se fait de la même façon que plus haut, mais par le biais de T8 cette fois.

La seule différence se situe au niveau du passe-bas HF, R15/C11, qui bloque les fréquences inutiles situées au-delà de 2 MHz. Nous disposons maintenant de toutes les composantes du signal d'entrée, joliment séparées, et allant pouvoir leur faire subir le traitement requis.

Les signaux d'audio et de chroma sont transmis, par le biais de commutateurs (électroniques), aux sorties correspondantes. Le choix de l'entrée, CVBS ou S-VHS, pourra se faire soit manuellement, par le biais de S1, soit automatiquement.

La commutation automatique (SVID) et le signal de silencieux (*mute*) OFFV sont des

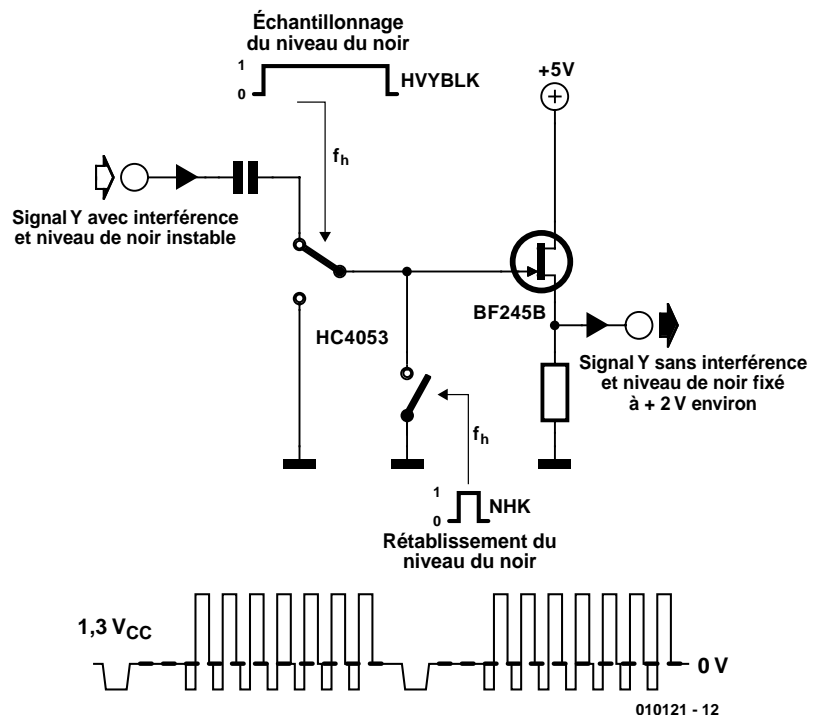


Figure 4. Principe de l'élimination de Macrovision.

fonctions dont est chargé un circuit de logique, une EPLD. Il s'agit là d'une fonction « accessoire » de la logique de commande sachant que la tâche première de l'EPLD est de filtrer (lire supprimer) les parasites Macrovision au moment adéquat.

Logique de commande en EPLD

Tous les signaux parasites sont additionnés sur Y1 et Y2, à savoir 6 lignes avant et 3 lignes après chaque impulsion de synchro de trame (d'image). Comme vous n'êtes pas sans le savoir, une ligne complète dure $64 \mu s$, durée dont $52 \mu s$ seulement se trouvent dans le domaine de visualisation, domaine forcé au niveau du noir pendant le retour de ligne. Les images de télévision camouflent à cet endroit d'autres informations telles que le Videotext, le VPS et des lignes de test. La durée de suppression de ligne avec impulsions de ligne et de synchro chroma est de $12 \mu s$.

Tous les parasites sont remplacés par un niveau du noir. Une condition à remplir : la valeur pour le noir est constante quels que soient le contenu de l'image et le niveau.

Cette condition est obtenue à l'aide d'un circuit de fixation de niveau (*clamping*) cadencé. L'EPLD force, pendant $3,5 \mu s$, la valeur de la tension du palier de noir situé en aval du signal de synchro ligne à la masse, par le biais du signal NHK (figure 4). Au cours de cet état, le condensateur électrochimique au tantale, C8 ou C6 selon le cas, se charge à la tension instantanée du signal Y. Jusqu'à l'impulsion de fixation de niveau suivante la sortie NHK se met à un état de très haute impédance (*tri-state*). La charge des condensateurs reste constante, on a, pour ainsi dire, prise d'une source de tension en série avec le signal Y. La valeur du noir est fixée ainsi à 0 V même pour le reste de la ligne. Il ne reste plus, pour éliminer les parasites, que l'EPLD force Y à la masse par le biais de la ligne HVYBLK. L'instant exact est déterminé par l'intermédiaire des impulsions de synchronisation, d'un compteur de ligne (l'horloge sert à une ligne, reset à une trame) ainsi qu'un compteur de pixels (points d'image), l'horloge prend la forme de Q1 avec un quartz PAL de 8,86 MHz, reset pour la trame— de même que par la logique intégrée dans l'EPLD. Pour éviter

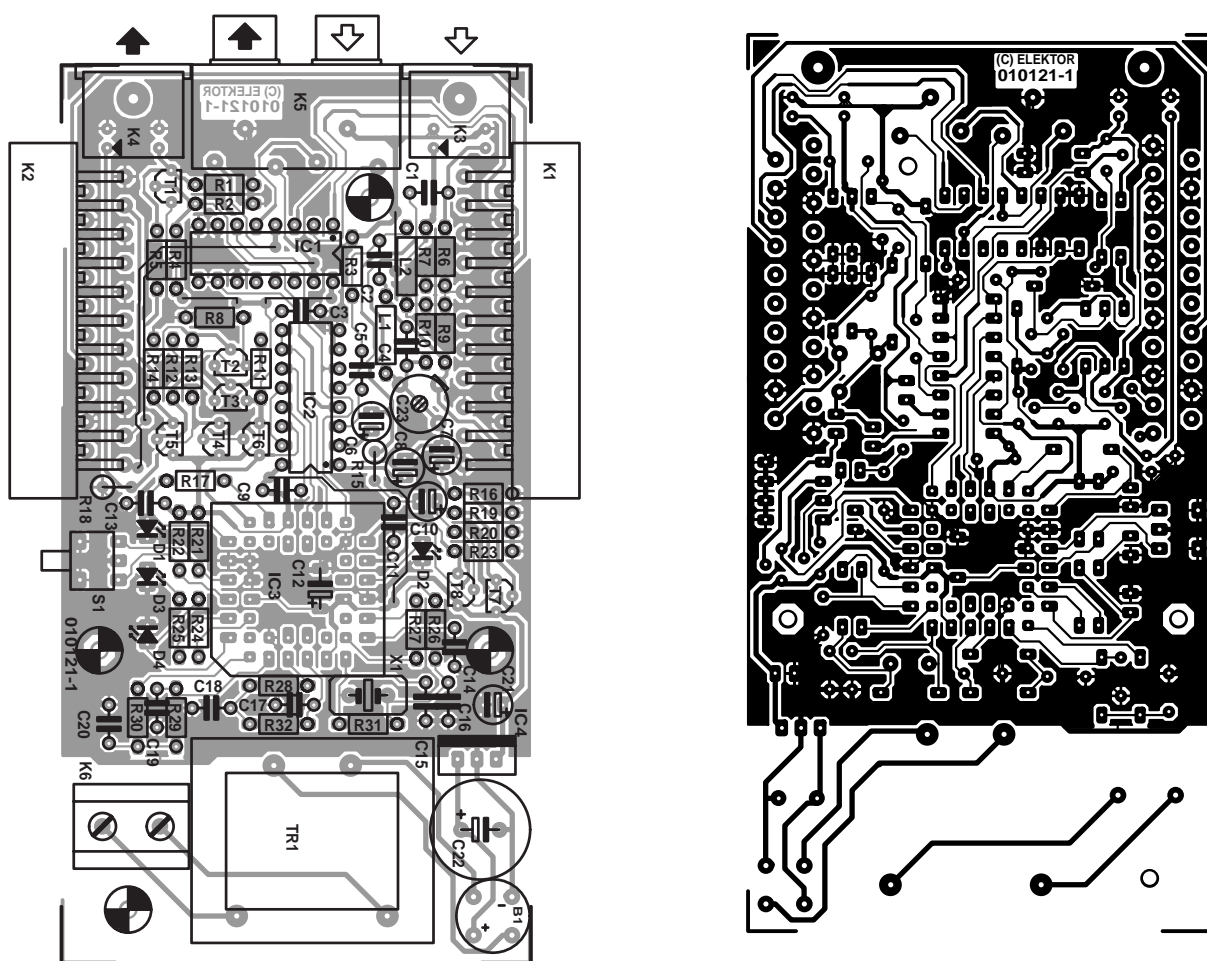
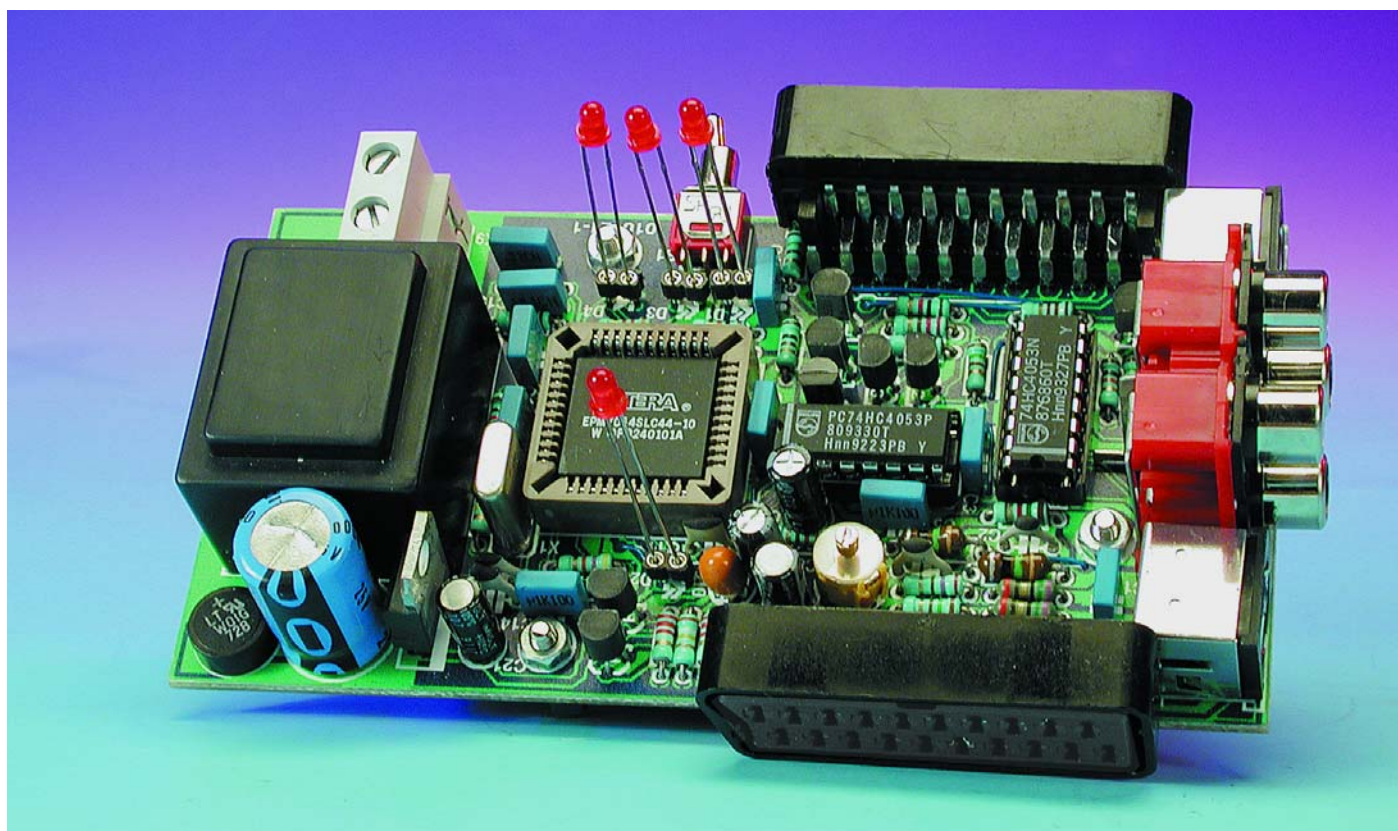


Figure 5. La petite platine dessinée à l'intention du régénérateur d'image DVD est joliment compacte.



Liste des composants

Résistances :

R1, R8, R9, R18 = 150 Ω
 R2, R4, R21, R22 = 10 k Ω
 R3 = 1 k Ω
 R5, R13, R25 = 1 k Ω
 R6, R7 = 75 Ω
 R10 = 270 Ω
 R11, R14, R26, R28 à R30,
 R32 = 1 k Ω
 R12, R15 = 220 Ω
 R16, R20 = 390 k Ω
 R17, R24 = 100 Ω
 R19, R23 = 2 k Ω
 R27 = 47 k Ω
 R31 = 100 k Ω

Condensateurs :

C1, C3, C5, C9, C13,

C14 = 100 nF (RM5)
 C2 = 33 pF
 C4 = 56 pF
 C6 à C8, C21 = 2 μ F/25 V
 (axial)
 C10 = 6 μ F/16 V tantale
 C11 = 100 pF
 C12 = 47 μ F/6V3 tantale (côté
 « pistes »)
 C15, C16 = 47 pF
 C17 à C20 = 10 nF (RM5)
 C22 = 1 000 μ F/25 V (axial)
 C23 = ajustable 30 pF (version
 miniature)

Bobines :

L1, L2 = 15 μ H axial

Semi-conducteurs :

B1 = B80C1000 (rond)

D1 à D4 = LED 3 mm rouge
 faible courant

IC1, IC2 = 74HC4053

IC3 = EPM7064SLC44-10

(Altera, programmé : **EPS
 010121-31**)

IC4 = 4805 (régulateur faible
 chute)

T1, T2, T4, T5 = BC550

T3, T7, T8 = BC560

T6 = BF245B

Divers :

K1, K2 = embase Péritel

(SCART) encartable en
 équerre

K3, K4 = embase mini-DIN à
 4 contacts en équerre (pour
 S-VHS, Hosiden)

K5 à K8 = quadruple embase

Cinch pour montage châssis
 (Conrad 736910)

K9 = bornier encartable à
 2 contacts au pas de 7,5 mm
 (RM7,5)

S1 = inverseur unipolaire à bas-
 cule à position centrale encar-
 table en version miniature

Tr1 = transfo 1 x 6 V, 1,5 à
 1,9 VA tel que, par exemple,
 BV EI 303 2030 (Hahn)

X1 = quartz 8,867 238 MHz
 (quartz PAL)

boîtier à 2 demi-coquilles
 emboîtables de 124 x 71 x
 41 mm (L x l x h) (Conrad
 520993 + 521035)

que les condensateurs de fixation de niveau ne se déchargent au cours de l'intervalle séparant les impulsions d'échantillonnage, il faut faire en sorte que l'entrée de l'amplificateur pris en aval charge ces condensateurs le moins possible. Ceci explique la présence à ce niveau d'un FET (transistor à effet de champ) du type BF245B.

À l'inverse d'un transistor NPN ordinaire, un transistor FET est passant avec une diode en sens inverse, ce qui lui donne une impédance très élevée. Il faudra en tout état de cause utiliser un FET de type B. La différence entre les types A, B et C se situe au niveau de ce que l'on appelle la tension de pincement (*pinch off*), la tension positive sur la source à partir de laquelle il ne circule plus de courant par le réseau de sortie source-drain. Le FET est monté en source-suiweuse (drain commun). La tension continue sur la source, et partant celle présente sur la base et l'émetteur de T4, correspond à la tension de pincement. Dans le cas d'un type B, cette tension est de l'ordre de 2 V. Dans ces conditions le point de fonctionnement de l'amplificateur de sortie se trouve bien à l'intérieur du domaine de la tension d'alimentation. Cela permet de se passer, en sortie, de condensateurs électrochimiques encombrants.

Après élimination des impulsions parasites le signal Y est mis à disposition sous la forme d'un signal distinct sur l'embase Hosiden ou encore sous celle d'un signal CVBS, disponible sur l'embase SCART K2 après combinaison avec le signal C par le biais de la paire de résistances R5/R13 cette fois. Ce signal doit subir une amplification de 2 fois environ, gain introduit par les transistors T2, T4 et T5. Un quarteron de LED visualisent l'état du régénérateur d'image DVD. En l'absence de

signal, on aura illumination à faible intensité des LED D1 à D4, ceci en fonction de la position de l'inverseur S1, en vue de signaler la présence de la tension d'alimentation. En présence d'un signal d'entrée, les LED concernées sont allumées à pleine intensité. La LED D2 indique en outre la présence dans le signal vidéo de parasites Macrovision.

Une platine très compacte

Rapportées à la complexité de l'électronique, les dimensions du circuit imprimé simple face dont on retrouve la sérigraphie de l'implantation des composants et le dessin des pistes en **figure 5**, sont étonnamment compactes, et ceci bien que l'ensemble de composants ainsi que l'alimentation y trouvent place. Il faudra cependant, en raison du gabarit de placement adopté sur la platine, veiller à replier les connexions des résistances le plus près possible de leur corps, voire utiliser des résistances de 1/8^{ème} de watt aux pattes repliées au pas de 7,5 mm.

Il faudra bien veiller à respecter la polarité des condensateurs-perle au tantale. Le pôle positif est identifié par la présence d'un signe +, d'un trait latéral, d'une patte plus longue; il correspond également au côté droit du composant lorsque l'on en lit l'inscription. C12, un gros condensateur au tantale, sera soudé côté « pistes » au niveau du support

PLCC. Il faut en outre noter la présence de 2 ponts de câblage à réaliser en fil de câblage isolé en dessous de IC1, ainsi que 2 autres à proximité de ce même circuit intégré, un autre disposé près du support PLCC et un dernier à proximité de L2. Une fois les composants mis en place et la qualité de la réalisation vérifiée, on pourra mettre le montage dans un boîtier à 2 demi-coquilles. Les LED garderont pratiquement toute leur longueur d'origine de manière à ce qu'elles affleurent le dessus de la coquille pour être bien visibles. Un petit truc : enfichez les pattes des LED dans des morceaux de barrette autosécable tulipe à 2 contacts pour ne pas faire souffrir le circuit imprimé. Autre avantage de cette approche, il est impossible, lorsqu'on les enfiche dans un support, de souder des LED en se trompant quant à leur sens d'orientation (polarité)...

Il faut, pour étalonner le blocage de chrominance dans le trajet Y du signal CVBS, injecter un signal sur K1 et vérifier le résultat de cette opération sur le téléviseur en passant par l'embase Hosiden. Par action sur le condensateur ajustable C23, on joue sur les zones de couleur de surface importante de manière à observer le niveau de parasites le plus faible possible. Le canal Y devra comporter le moins possible de composante C (chroma).

(010121)

**Testeur DMX, Elektor n°287,
mai 2002, page 8 et suivantes**

Message important de l'auteur :

Je viens de remarquer qu'il manque, dans l'article du testeur DMX publié dans le N°287, une information importante : la fonction des différentes touches. Il faudrait peut-être le signaler dans un prochain numéro.

Voici les informations en question :

S1 (sur PC0) = MODE
S2 (sur PC1) = DATA+
S3 (sur PC2) = CHAN-
S4 (sur PC3) = DATA-
S5 (sur PC4) = CHAN+
Salutations cordiales

(010203)

**Amplificateur de mesure,
Elektor n°285, mars 2002,
page 60 et suivantes**

Sur le schéma de la figure 1 la sortie de IC11, l'OP177, a été

dotée par erreur du numéro 1 ;
il faut lire **6**. (010211)

**Programmateurs basiques pour
AVR, Elektor n°285, mars
2002, page 16 et suivantes**

Il semblerait que le logiciel demande, après un certain temps, un mot de passe, une caractéristique que nous n'avons pas prévue. Vous pouvez télécharger sur notre site une nouvelle version du

programme qui ne demande plus de mot de passe. (010055)

**Interface série pour puces
1-Wire, Elektor n°286, avril
2002, page 40 et suivantes**

La sérigraphie de l'implantation des composants de la platine comporte une interversion entre la lettre « D » et la masse. Cela n'a rien de catastrophique, mais il faudra il penser lors de la connexion. (020022)

Télécommande par le secteur : le décodeur

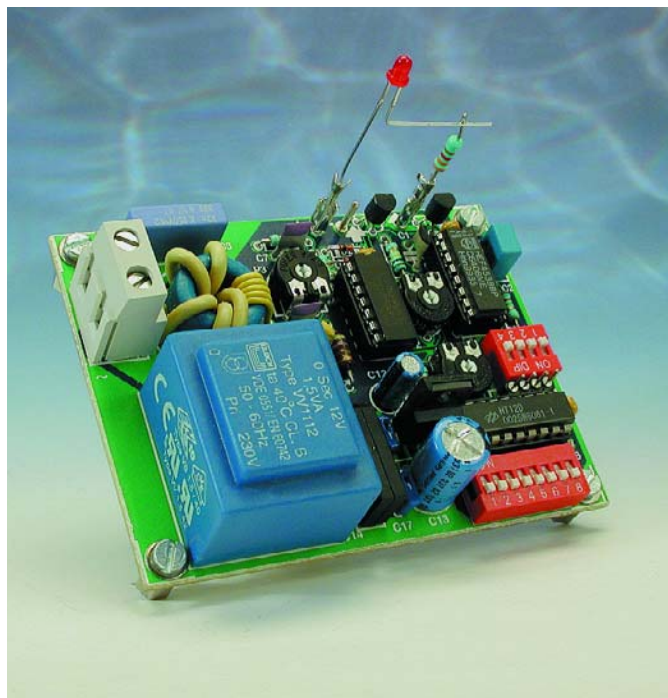
Le récepteur/décodeur décrit dans le présent article fait partie d'une télécommande par le secteur sans prétention. Ce système de télécommande secteur comprend en outre l'« émetteur » et l'« encodeur », 2 montages que vous pouvez trouver ailleurs dans ce même numéro.

Le décodeur repose sur IC1, un circuit intégré de l'écure Holtek que nous avons déjà utilisé à d'autres occasions, le HT12D ou le HT12F. En mode récepteur nous avons fait appel au même dispositif passif syntonisé sur 143 kHz basé sur Tr1 et L1/C1 que celui du « télé-interrupteur secteur » car il nous a semblé que l'émetteur était suffisamment puissant pour fournir un signal de niveau suffisant.

Une paire d'inverseurs du type 4096U, IC2, servent à la mise à un niveau TTL du signal capté. Les diodes D1 et D2 assurent une protection additionnelle contre des impulsions parasites et autres phénomènes néfastes. L'ajustable P3 permet de régler la sensibilité sachant que toute surmodulation de IC2 peut se traduire par une mutilation des données.

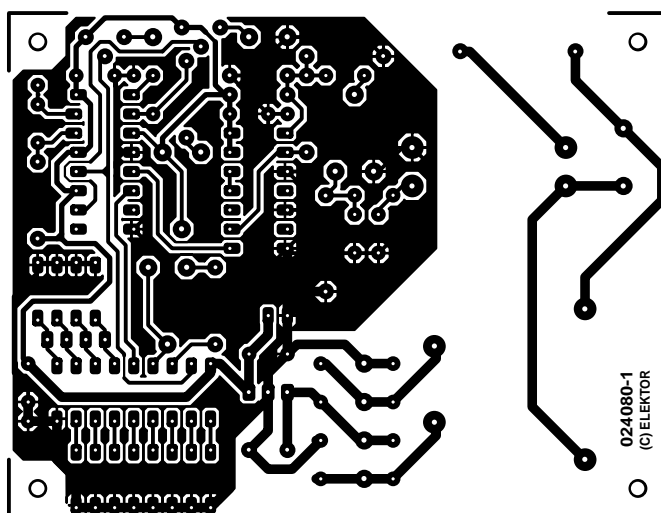
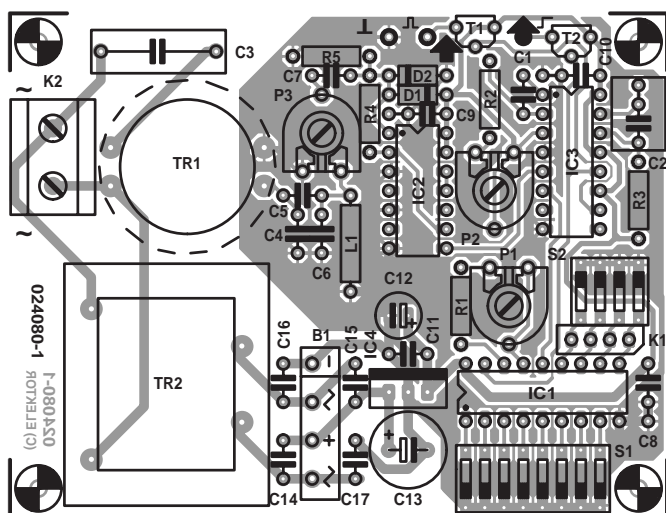
L'astuce au niveau de IC2 est, par l'application d'un offset léger au premier tampon, de décaler le second par rapport au centre (ce que l'on pourra vérifier au multimètre) ce qui aura pour effet de fournir au multivibrateur monostable monté en aval, IC3, un 4538, une salve utilisable pouvant faire office de signal de déclenchement (*trigger*). IC3.A est redéclenchable ce qui signifie qu'en cas d'arrivée, dans le créneau de temps défini, d'impulsions de déclenchement, l'impulsion en sortie voit sa longueur allongée. IL faut noter cependant que si la largeur de ce créneau est trop importante, les impulsions de sortie sont allongées à un point tel que le décodeur ne pourra pas les considérer comme des données valides.

Comme nous le disions, le code d'origine émis arrive partant par le biais de IC3.A. Un second ajustable, P2, sert au réglage



très fin des impulsions, sachant que cette opération requiert de disposer d'un oscilloscope. La pratique montre que ce réglage n'est pas essentiel et que l'on pourra, dans la plupart des cas, mettre P2 tout simplement à mi-course.

Le signal en sortie de IC3.A est appliqué au décodeur IC1 qui compare le code reconstitué aux paramètres définis par les contacts des interrupteurs DIL S1 et S2. Si le code reçu est identique à celui ainsi défini, la sortie VT passe au niveau haut de sorte que l'on pourra, par le biais du tampon T2, activer l'une ou l'autre application. S'il était dans vos intentions



d'activer un résonateur actif il vous faudra assurer un découplage efficace de ce composant par prise en série d'une self de 10 mH et en parallèle d'un condensateur de 100 μ F/16 V, vu que ces résonateurs peuvent être la source de parasites difficiles à éliminer.

Un second multivibrateur, IC3.B, sert

en outre à générer une impulsion d'une longueur d'une seconde environ. On pourra modifier cette durée, en jouant sur R3 et/ou C2, au cas où l'application exigerait une durée minimum. Au niveau de cette entrée, T1 sert à nouveau de tampon classique.

Comme nous le disions en début d'article, il existe, pour IC1, 2 types de décodeur, utilisables tous les deux : le HT12D ou HT12F. Le HT12D possède 4 sorties de bits de données, AD8 à AD11. On pourra dériver les données de l'embase SIL K1. Il est judicieux dans ce cas-là de ne pas implanter S2. Si l'on utilise

Liste des composants

Résistances :

R1 = 100 k Ω
R2 = 47 k Ω
R3 = 1 M Ω
R4 = 330 k Ω
R5 = 10 M Ω
P1 = ajustable 25 k Ω
P2 = ajustable 100 k Ω
P3 = ajustable 50 k Ω

Condensateurs :

C1 = 100 pF
C2 = 1 μ F MKT au pas de 5/7,5 mm
C3 = 22 nF/275 VAC classe X2
C4 = 22 nF céramique au pas de 5 mm
C5, C7 = 220 pF
C6 = 2 nF2 céramique au pas de 5 mm
C8, C9, C10 = 100 nF
C11 = 100 nF céramique au pas de 5 mm
C12 = 10 μ F/63 V radial
C13 = 470 μ F/25 V radial
C14 à C17 = 47 nF céramique au pas de 5 mm

Bobines :

L1 = 470 μ H

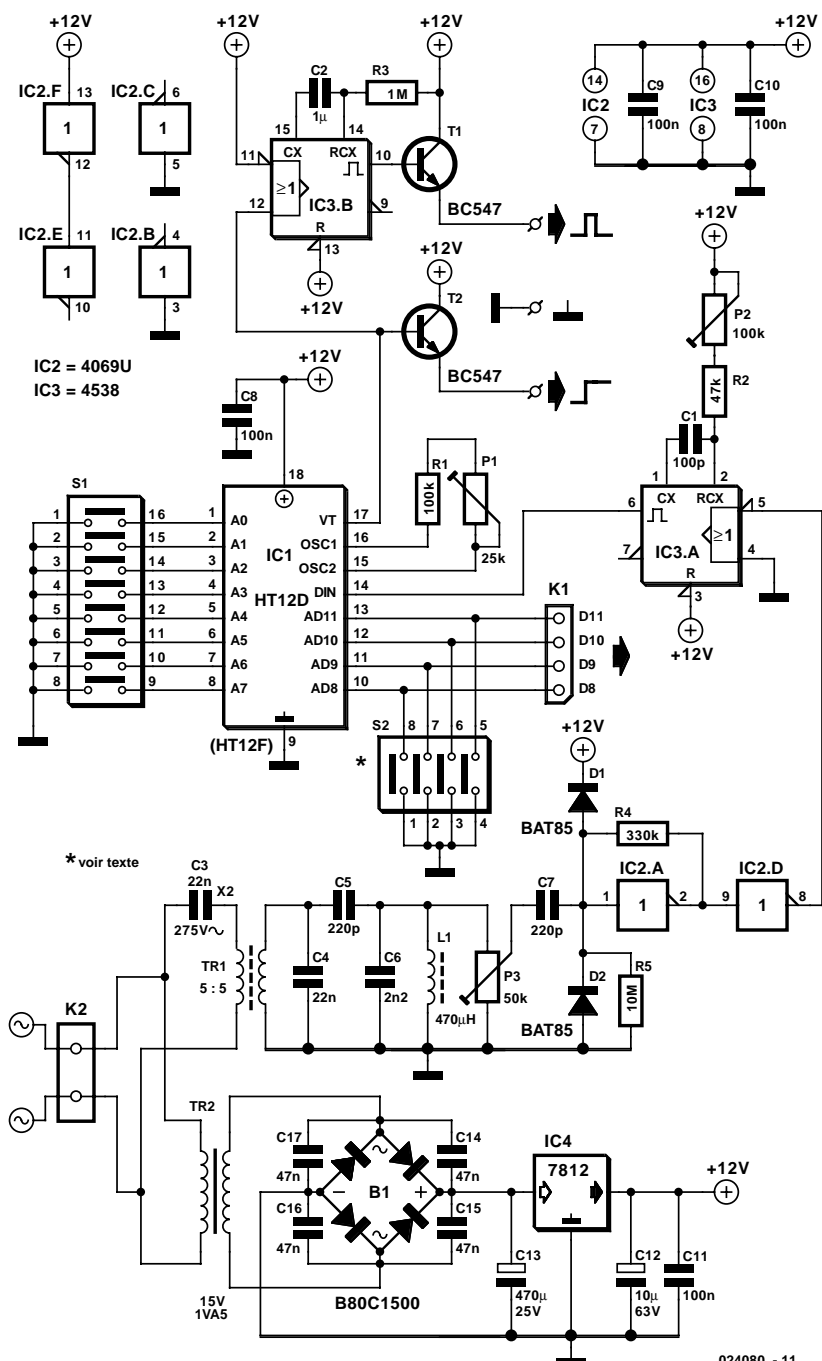
Semi-conducteurs :

D1, D2 = BAT85
T1, T2 = BC547
IC1 = HT12D/F Holtec (Farnell)*
IC2 = 4069U
IC3 = 4538
IC4 = 7812

Divers :

K1 = embase autosécable à 4 contacts
K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
S1 = octuple interrupteur DIP
S2 = quadruple interrupteur DIP*
B1 = B80C1500 vertical
TR1 = tore ferrite N30 16 x 6,3 mm EPCOS B64290L45X830 (Farnell)*
TR2 = transfo secteur 15 V/1,5 VA, protégé contre les courts-circuits, tel que, par exemple, type VB 1,5/1/15 (Block)

* cf. texte

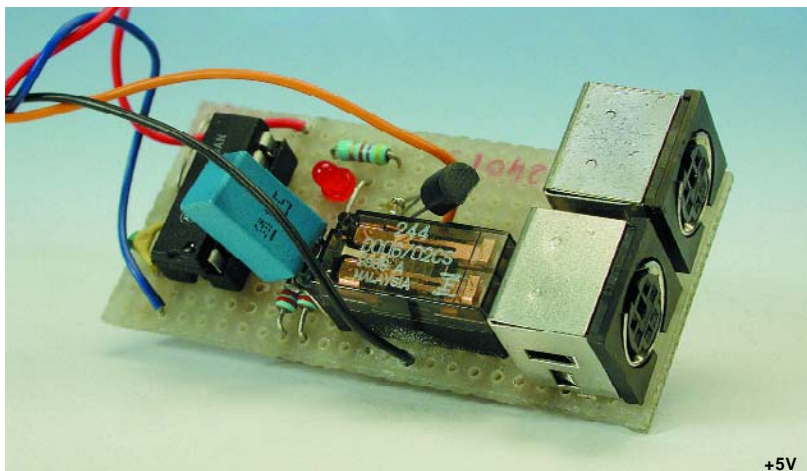


024080 - 11

un HT12F comme décodeur, l'embase K1 perd toute raison d'être mais l'on a la possibilité de définir une adresse sur 12 bits. L'oscillateur du décodeur devra bien évidemment être accordé sur l'encodeur de l'émetteur. Dans le cas du HT12D/F la fréquence de l'oscillateur doit être 50 fois supérieure à celle de l'encodeur. Ceci signifie que l'oscillateur devra être ajusté à 112 kHz environ. Si l'on en croit la courbe donnée dans la fiche de caractéristiques l'obtention de cette valeur requiert la prise entre les broches OSC1 et OSC2 d'une résistance de quelque 115 k Ω . L'ajustable P1 permet de peaufiner le réglage de cette valeur tout en permettant

de compenser d'éventuelles tolérances.

L'alimentation de ce montage reprend la recette classique, sachant cependant que le transformateur Tr2 est légèrement surdimensionné de manière à lui permettre de fournir, le cas échéant, le courant requis par l'alimentation d'une application faible consommatrice (LED, résonateur piézo-électrique, etc.). Si l'on utilise le dessin de pistes reproduit ici pour réaliser sa platine, l'implantation des composants ne devrait guère poser de problème. De par la présence de l'alimentation (transformateur compris) sur le circuit imprimé, le câblage à effectuer est réduit au strict minimum.



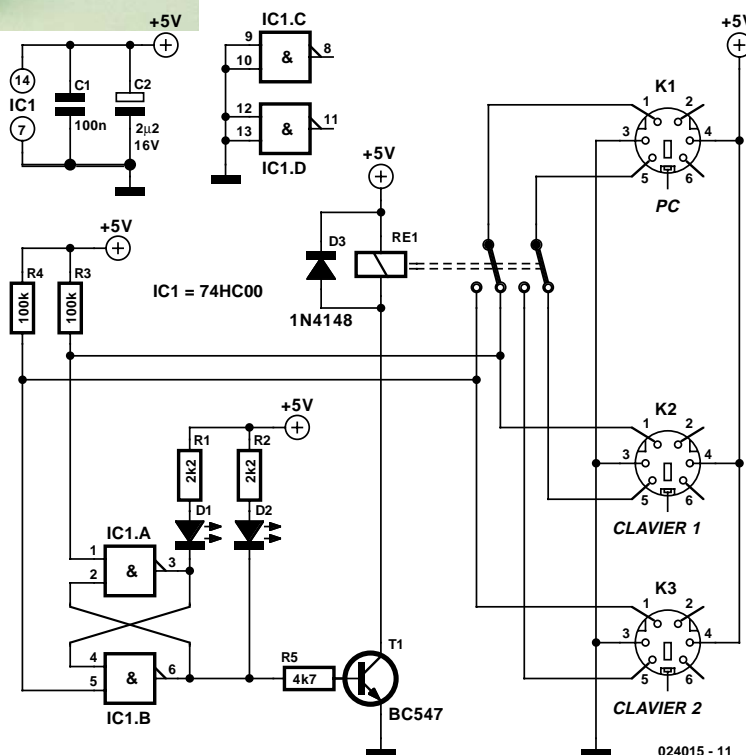
Le transistor T1 n'est plus polarisé et le relais retombe, si bien que le connecteur K2 se retrouve en relation avec la fiche K1. Les LED D1 et D2 indiquent à tout moment quel clavier est en contact avec le PC.

La commutation des signaux subit un retard tel que le code de la première touche actionnée n'est pas transmis au PC, il sera perdu. Il faut aussi savoir qu'à l'enclenchement, personne ne peut prévoir l'état du bistable, donc quel clavier sera initialement en ligne avec le PC.

(024015)

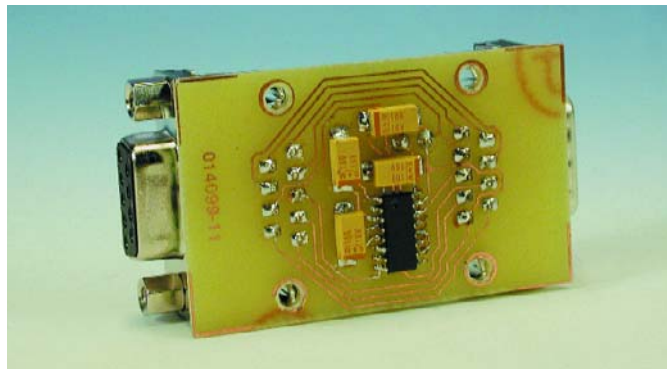
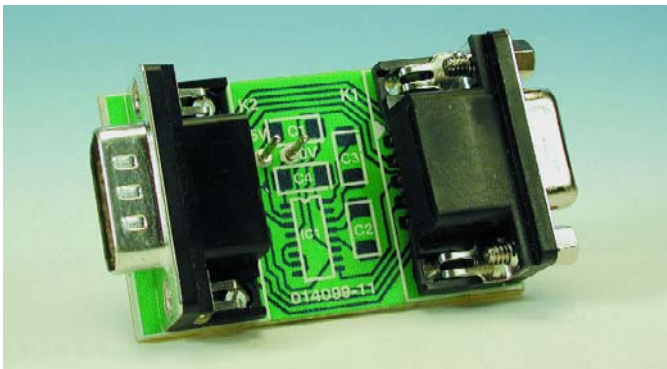
Ce commutateur-ci fait exactement l'inverse de ce que la plupart des autres tentent d'effectuer. D'habitude, on utilise un commutateur de clavier pour travailler d'un même clavier sur deux ordinateurs. Avec celui-ci, vous pourrez opérer sur le même PC avec deux claviers différents. On relie K1 au PC, tandis que les claviers se branchent sur K2 et K3. Les lignes de données sont, au repos, à l'état haut. Toute action sur une touche entraînera le clavier à transmettre au PC les données sérielles. La ligne de données va donc devenir basse à certains moments. C'est ce niveau bas que la bascule construite à partir de IC1 va détecter et garder en mémoire.

Si le signal provient de K3, la sortie de la broche 6 devient haute et, à travers R5, met le transistor T1 en conduction, ce qui active le relais. Les signaux sur K3 sont dès lors envoyés à la fiche K1. La situation se maintient identique à elle-même jusqu'à ce qu'un signal soit envoyé sur la ligne de données de K2. Le bistable bascule et sa broche 6 devient basse.



024015 - 11

Interface Metex pour laptop 003



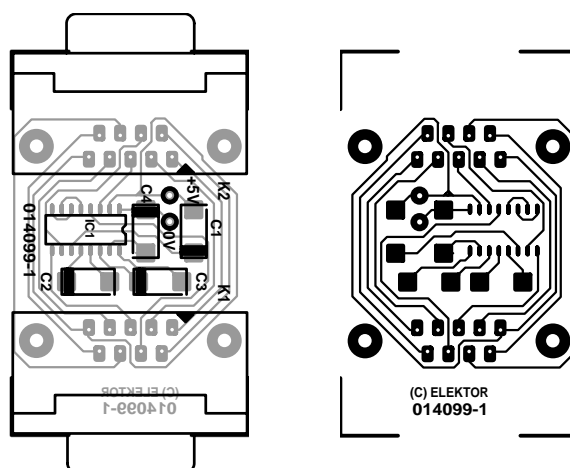
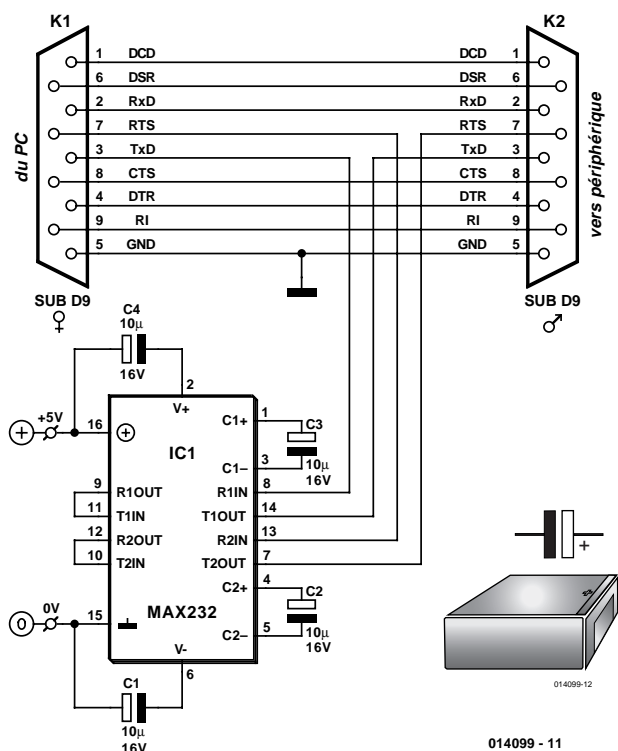
Falk Schröter

Nombre de MN (**M**ultimètre **N**umérique) de Metex possèdent une interface série (RS-232) permettant le transfert de valeurs de mesure vers un PC où elles pourront être traitées à l'aide d'un logiciel adéquat. Si ce processus ne pose pas de problème avec un PC de bureau standard, cela n'est pas toujours le cas avec un ordinateur portable, un laptop, comme a pu s'en rendre compte l'auteur qui possède un IBM Thinkpad 370C. Le problème est dû au fait que les niveaux de ± 5 V fournis par l'interface série ne sont pas suffisants, le multimètre a besoin d'une tension de signal plus élevée.

Il est cependant relativement facile, avec un circuit de commande d'interface telle que le MAX232, de rehausser les niveaux fournis par l'interface. L'ensemble de l'électronique prend place sur une minuscule platine pour CMS simple face

dont les dimensions sont si compactes qu'il est possible de l'intégrer dans le capuchon d'un connecteur sub-D à 9 contacts. L'alimentation en tension de +5 V requise par le circuit intégré se fait par le biais de l'interface PS/2 de la souris (broche 4 = +5 V, broche 3 = masse). La consommation de courant est de 4 mA environ, ce qui ne se ressentira pratiquement pas au niveau de la durée de fonctionnement des accus du laptop. Les 2 signaux TxD et RxD en provenance de l'interface de l'ordinateur portable arrivent aux entrées de commande du MAX232, ses broches 8 et 13 respectivement. Dans ce circuit intégré ils sont convertis en signaux de niveau CMOS/TTL normés avant d'être transmis à l'interface RS-232. La tension de signal atteint alors +10 V, valeur que l'appareil de mesure accepte maintenant sans broncher.

La platine de l'interface est, nous le disions plus haut, extrê-



Liste des composants

Condensateurs :

C1 à C4 = 10 μ F/16 V (CMS)

Semi-conducteurs :

IC1 = MAX232-CSE (SMD)

Divers :

K1 = embase sub-D à 9 contacts encartable en équerre femelle

K2 = embase sub-D à 9 contacts encartable en équerre mâle 2 picots

mement compacte et simple face. Il va sans dire que si l'on veut pouvoir l'intégrer, avec ses composants, dans un capuchon de connecteur sub-D, il faudra impérativement faire appel à des composants CMS. Attention à la polarité des

condensateurs « électrochimiques » C1 à C4. Toute tentative de correction d'une erreur d'implantation sur une platine CMS peut avoir des conséquences désastreuses.

Oscillateur Hartley à deux composants

G. Baars

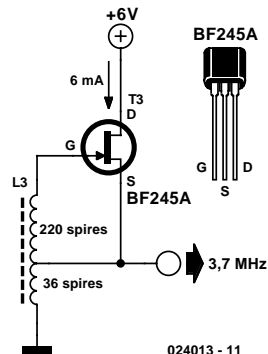
Bien qu'Elektor n'ait jamais lancé de concours prônant des « oscillateurs au plus petit nombre de composants », l'auteur s'est senti mis au défi par l'article « Un oscillateur à trois composants » publié en juillet/août 2001. Le résultat est présenté ici, représentant une réduction du nombre de composants de pas moins de 33,3 % ! Le domaine des hautes fréquences (HF) a cependant été préféré à celui de l'audio.

Cet oscillateur Hartley peut être construit avec un seul transistor à effet de champ et une bobine. La bobine a une prise pour fournir la quantité de rétroaction positive nécessaire au circuit pour démarrer et maintenir l'oscillation. Les capacités parasites engendrées par la grille du transistor et les fils de la bobine

sont suffisantes pour faire résonner le circuit aux alentours de 3,7 MHz, les données de la bobine étant indiquées sur le schéma. Le diamètre intérieur de la bobine est d'environ 8 mm et aucun noyau n'a été utilisé. Rapprocher la prise de la grille réduit la distorsion, mais il arrive un moment où l'oscillateur jette l'éponge et refuse de démarrer.

(024013)

004



024013 - 11

LED à flashage aléatoire

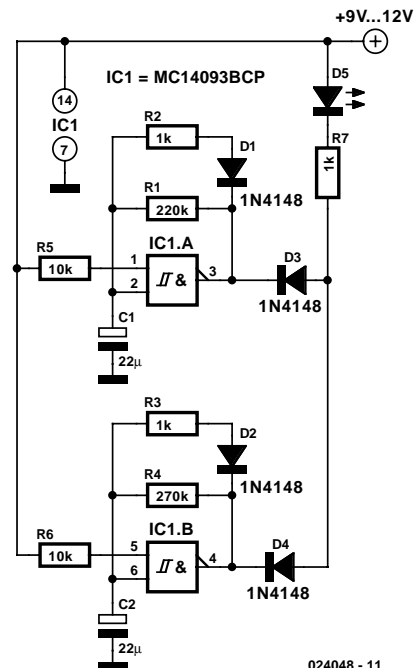
005

Rev. T. Scarborough

Voici un circuit offrant une LED qui flashe de façon aléatoire et ce pour une consommation de courant très faible puisqu'elle ne dépasse pas 1 mA et ce avec un nombre réduit de composants. Vu qu'il nous reste 2 portes inutilisées dans le 4093 (une NON-ET (*NAND*) à trigger de Schmitt à 2 entrée) un seul circuit intégré de ce type devrait nous permettre de piloter séparément 2 LED clignotant aléatoirement. L'un des intérêts spécifiques de la présente approche est qu'il est possible de jouer sur les durées tant minimum que maximum de flashage, et partant sur le degré de cette « aléatoirité » elle-même.

Tel que présentée ici, l'électronique produit un flashage aléatoire de la LED D5. Les portes IC1.A et IC1.B servent à réaliser 2 oscillateurs conventionnels, qui travaillent chacun à une fréquence relativement faible. R2 et R4, en combinaison avec D1 et D2, définissent des rapports signal/pause impairs pour les oscillateurs de sorte que l'on dispose d'impulsions négatives courtes aux sorties de IC1, à savoir ses broches 3 et 4. Ces impulsions mélangées par le biais des diodes D3 et D4, produisent l'allumage de la LED D5 et ce d'une façon pseudo-aléatoire.

(024048)



024048 - 11

006

La question qui se pose maintenant est de savoir comment nous allons arriver à ces fameux 180 mA. La solution la plus élégante et la plus précise consiste à utiliser une source de courant. Nous avons, pour cette réalisation, fait appel à un régulateur de tension du type LM317 que nous utilisons pour une fonction différente de celle pour laquelle il a été prévu, à savoir en tant que source de courant. Le régulateur tripode LM317 a été conçu de manière à ajuster sa résistance interne prise entre les broches « IN » et « OUT » de manière à toujours mesurer 1,25 V entre ses broches « OUT » et « ADJ ». Partant,



On pourra dériver la tension nécessaire d'un adaptateur secteur classique sachant qu'un exemplaire pouvant fournir 300 mA convient parfaitement pour la fourniture des 180 mA nécessaires. Il est possible, sur la plupart de ces adaptateurs secteur, de choisir une valeur de tension. On optera de préférence pour la tension la plus faible possible qui se traduise encore par une bonne illumination de la LED de la source de

courant.

Il nous reste à évoquer certains aspects pratiques. Si la couleur de la LED n'a pas d'importance, il faudra cependant utiliser une LED du type dit à haut rendement (ou à faible courant) car ce type de LED brille bien au courant de 2 mA disponible sur le présent montage. Il faudra, si l'on veut recharger plusieurs cellules LR6 montées en série, utiliser bien entendu un porte-piles. Bien que cela n'ait pas de conséquence néfaste ici, il faut signaler que la majorité des porte-piles sont de mauvaise qualité. Les ressorts servant à assurer le contact ont dans bien des cas une résistance de transfert de 1 Ω , ce qui

peut se traduire par des pertes très sensibles (une cellule chargée sous 1 A ne fournit plus que 0,2 V dans ce cas-là...).

Signalons, avant de terminer, que le LM317T (le T identifiant le type de boîtier) devra être doté d'un petit radiateur. Bien qu'il n'y ait pas de risque de destruction s'il devait venir à s'échauffer trop, il est préférable de ne pas s'y brûler le bout des doigts, sachant qu'en outre le fait que ce régulateur de tension atteigne des températures trop élevées n'est pas une source de longévité. On pourra utiliser, par exemple, un radiateur du type SK104 de Fischer (résistance de 10 K/W).

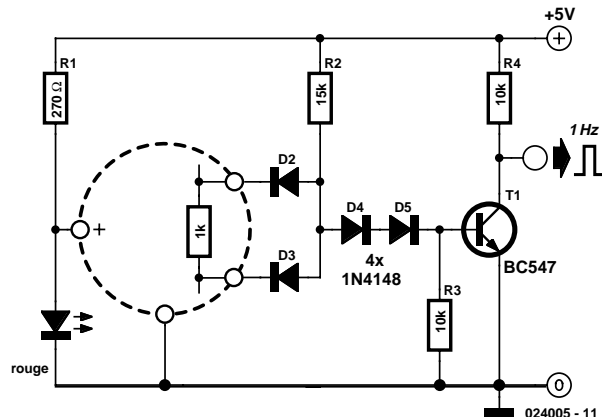
Compte-secondes de précision à quartz

Werner M. Köhler

Les montres analogiques à quartz bas de gamme ou leur mouvement qu'on peut se procurer à bas prix auprès des maisons de vente par correspondance ou au marché aux puces contiennent une électronique qui commande le moteur de la montre par une impulsion toutes les secondes. En incorporant un de ces mouvements dans un petit circuit, on peut réaliser une référence de fréquence de 1 s peu coûteuse mais précise.

Les mouvements possèdent généralement 4 connexions, 2 pour la tension d'alimentation et 2 pour l'enroulement du moteur. Remplaçons l'enroulement du moteur par une résistance de 1 k Ω . Les 2 connexions produisent à présent des impulsions négatives d'une durée de 50 ms (caractéristique qui dépend du type de montre) toutes les secondes. que l'on peut combiner par une logique NOR discrète. Le signal, passant par l'étage tampon T1, est disponible à la sortie du circuit sous forme d'impulsions positives prêtes à être utilisées.

Le circuit peut être utilisé avec n'importe quelle tension d'al-



mentation : l'alimentation du mouvement s'effectue par une LED 20 mA munie d'une résistance de limitation appropriée.

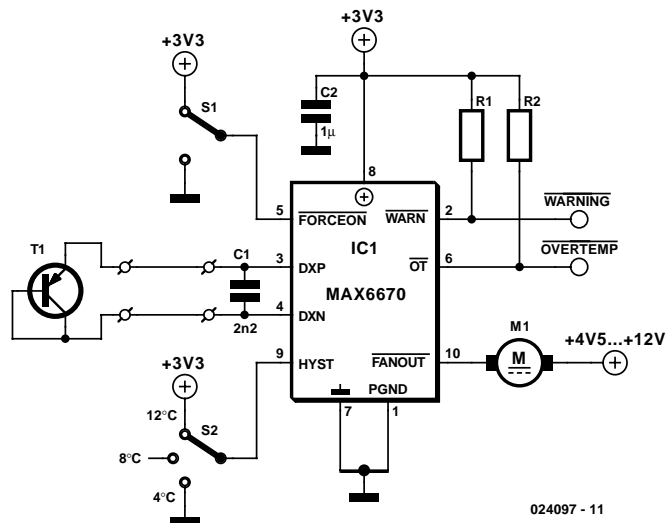
(024005)

Régulateur de ventilateur à capteur de température PN distant

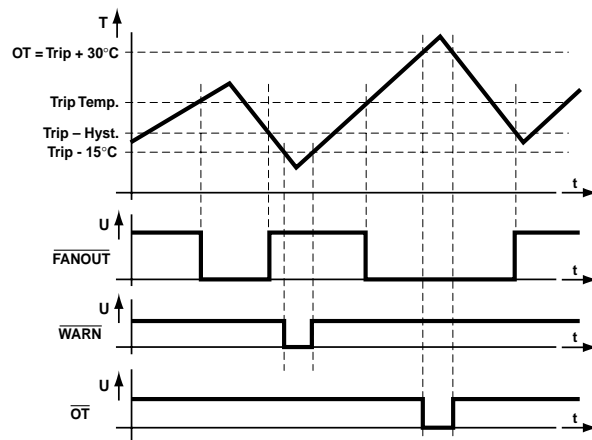
Gregor Kleine

Avec le MAX6670 (<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX6668-MAX6670.pdf>), Maxim offre un circuit intégré de commande d'un ventilateur en fonction de la température. Le capteur de température, qui peut être monté à distance, est

constitué par la jonction PN d'un transistor. La température de seuil (*trip temperature*) est programmée entre +40 °C et +75 °C par le fabricant selon la version du circuit intégré. Ces composants sont disponibles par pas de 5°C. L'entrée HYST sert à programmer l'hystérésis : on a le choix entre 12 °C (HYST à +3,3 V), 8 °C (ouverte) ou 4 °C (masse). Prenons par



024097 - 11



024097 - 12

exemple l'hystérésis 8 °C. La température à laquelle la puce stoppe de nouveau le ventilateur est donnée par *Trip* – 8 °C. Il ne recommence à fonctionner que lorsque la température de seuil est de nouveau atteinte. La connexion **FORCEON** permet d'obliger un ventilateur fonctionnant de +4,5 V à +12 V et consommant 250 mA max. à se mettre en marche, par exemple pour des essais. Le ventilateur se met en marche lorsque le potentiel de la masse est appliqué à cette entrée. Le composant MAX6670 dispose de 2 sorties supplémentaires permettant d'afficher la baisse excessive ou l'excès de température : La sortie **WARNING** passe au potentiel de la masse lorsque la température est plus basse que le seuil de plus de 15 °C. **OVER TEMP.**, par contre, passe à la masse lorsque la

température détectée par le capteur T dépasse de plus de 30 °C la température de seuil.

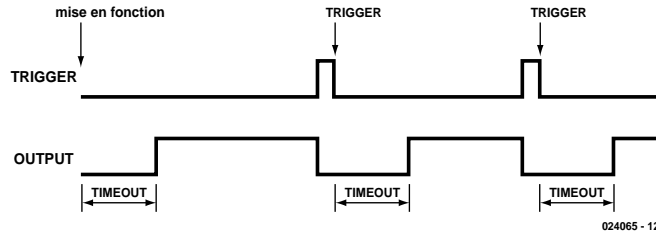
Nous recommandons comme transistor de détection, abstraction faite des jonctions PN déjà contenues dans les processeurs, de petits transistors de puissances types BC307, BC546, BC557 ou 2N3904.

Une version du composant sans sorties **WARNING**- ni **OT** existe aussi sous le nom de MAX6668. L'hystérésis de ce dernier est fixé à 8 °C et doit dans ce cas aussi être spécifié à la commande par pas de 5°C entre +40 °C et +75 °C. Ces 2 circuits intégrés sont fournis en boîtier μ MAX 10 broches (MAX6670) et 8 broches (MAX6668).

gue

L'oscillateur incorporé du composant 74HCT4060 lui permet de couvrir sans aucun problème une plage étendue de fréquences, même très basses. La chaîne de division à 14 bits divise la fréquence de l'oscillateur dans un rapport pouvant atteindre 16 384, ce qui permet d'atteindre très facilement des délais élevés.





Ce circuit se comporte comme une bascule monostable numérique : le délai commence lors de la mise sous tension du système car la broche du composant de comptage sélectionnée (il peut s'agir de Q13 mais aussi de toute autre sortie Q2 à Q12) se trouve initialement à l'état bas. Cela correspond à l'état actif (mise en marche) du circuit raccordé. Dès que la valeur du compteur en cascade a augmenté suffisamment pour que l'étage choisi bascule dans l'état haut, l'oscillateur est bloqué par l'entremise du transistor T1, ce qui met fin à la génération d'impulsions de comptage. Le circuit demeure dans cet état. Le signal haut indique au circuit raccordé qu'il est temps de faire une pause.

Pour réactiver le délai d'attente, on génère une impulsion positive à l'entrée de réinitialisation (broche 12). Le circuit est

relancé, la sortie Q passe immédiatement à l'état bas (actif) et le compte à rebours recommence.

Un bloc de commutateurs DIP permet de sélectionner une valeur de la chaîne de division de fréquence. Il ne faut toutefois pas activer plus d'un commutateur sous peine de court-circuiter entre elles les sorties du compteur. Il est bon de relier un des commutateurs à Vcc par une résistance de faible valeur. Dans cette position, le circuit raccordé est désactivé en permanence ; le circuit est par contre constamment actif si aucun commutateur du bloc DIP n'est fermé. On couvre ainsi tous les cas de fonctionnement. Veiller à ce que la charge reste faible. Le cas échéant, découpler le circuit en aval par une porte CMOS (inverseur).

Le délai (*time-out*) est donné par

$$\text{Délai} = 2^n / f_{\text{OSC}}$$

où

n = valeur choisie ($n = 3 \dots 13$)

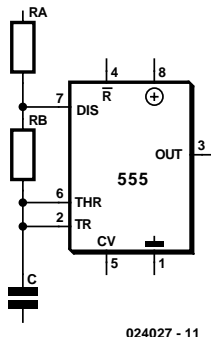
$$f_{\text{OSC}} = 1 / (2,5 \cdot R1 \cdot C1)$$

Le dimensionnement donné ici ($R1 = 220 \text{ k}\Omega$, $C1 = 220 \text{ nF}$) correspond à une fréquence de 8,3 Hz et un délai d'attente à Q13 de 16,5 minutes.

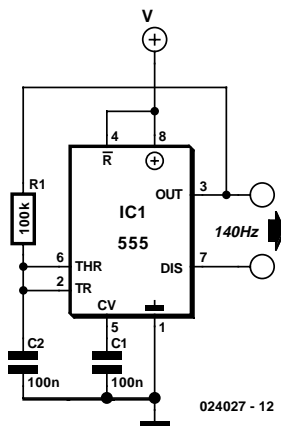
Fantasia sur un air de 555



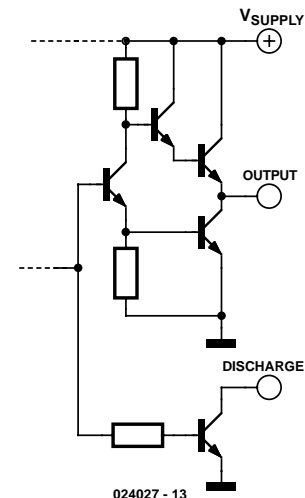
1



2



3



M. Feeney

Le circuit intégré temporisateur (*timer*) 555 est plus âgé que nombre de lecteurs d'Elektor et a été utilisé dans de nombreuses configurations. Le concept présenté ici n'a cependant jamais été vu par l'auteur et présente quelques dispositions intéressantes.

La configuration pour laquelle cette unité a été conçue est la « RA-RB-C » bien connue, qui utilise le transistor interne de décharge pour décharger le condensateur dès que celui-ci a

atteint les 2/3 de la tension d'alimentation, voir **figure 1**. L'auteur a souvent utilisé un arrangement plus simple où une unique résistance R1 (habituellement variable ou ajustable) charge et décharge le condensateur C2 sur la broche de sortie – voir **figure 2**. Ceci libère le transistor de décharge et produit un rapport cyclique de (presque) 50/50 qui ne varie pas avec la fréquence. Notez que seuls des 555 de

technologie CMOS comme le 7555 et le TLC555 atteignent exactement le rapport cyclique de 50/50 – le 555 standard réalise 48 % en état bas, 52 % en état haut.

La sortie principale du 555 est schématisée sur la **figure 3**. L'arrangement du couple Darlington supérieur signifie que la tension de sortie ne peut jamais atteindre la pleine valeur de la tension d'alimentation et que (dans le 555 standard) elle sera

toujours environ 1,5 V en-dessous de celle-ci lorsque la sortie est à l'état haut.

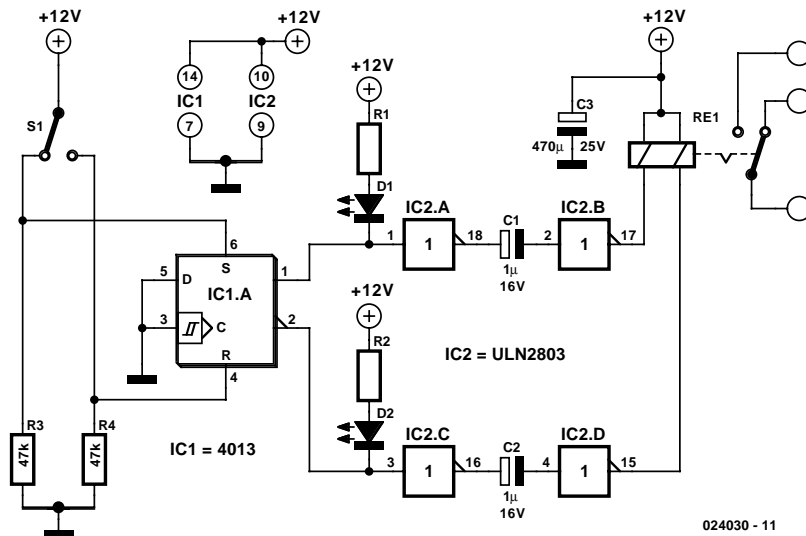
Le transistor de décharge sur la broche 7 n'a pas de connexion collecteur à V+ et ne peut fonctionner qu'en tant que commutateur à collecteur ouvert. Ce transistor peut être utilisé pour basculer le courant à travers une charge. Le dispositif à collecteur ouvert a quelques caractéristiques inattendues :

1. La charge peut être résistive, une (ou plusieurs) LED (avec leur résistance de limitation de courant), une bobine d'induction ou un transformateur (n'oubliez pas une diode de suppression de retour électro-moteur en cas de branchement de charges inductives) ;
2. La charge peut être alimentée à partir d'une tension supérieure ou inférieure à celle alimentant le circuit intégré temporisateur jusqu'à la tension limite du 555 (habituellement

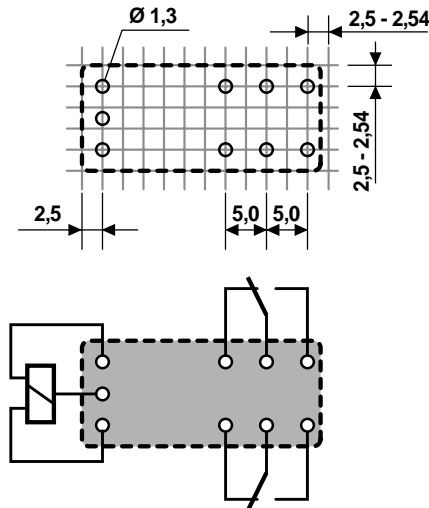
15 ou 17 V, mais restez toujours en-dessous de 18 V) ;

3. La charge n'a aucun effet sur la fréquence ou le rapport cyclique de l'oscillation (ceci est aussi valable pour la configuration standard) ;
4. Une résistance unique change la fréquence, mais la forme d'onde de la courbe conserve un rapport travail/repos de pratiquement 1/1. La fréquence est égale à $1,44 / RC$ [Hz] ;
5. Le courant du transistor se limite à environ 200 mA. À 100 mA, le transistor induit une chute de près de 1 V. Comme les spécifications du 555 standard indiquent une dissipation de 650 mW, si l'on se donne une marge de sécurité de 25 %, la charge peut être attaquée par un courant pouvant aller jusqu'à $500 \text{ mW} / 200 \text{ mA} = 2,5 \text{ V}$ environ. Notez que la version CMOS ne peut drainer (*sink*) que 100 mA et fournir (*source*) que 10 mA.

Relais bistable



024030 - 11



024030 - 12

Les relais bistables sont bien pratiques à l'usage, spécialement lorsqu'il est important de limiter la consommation. Ils ne prennent de l'énergie qu'au moment de la commutation et puis plus rien ! Le basculement est très rapide, il prend à peine 5 ms, généralement. Leur seul inconvénient, c'est qu'ils ne concourent pas à l'autoprotection, parce qu'un relais monostable ordinaire retombe de lui-même en cas de coupure de courant, tandis qu'un bistable reste dans la dernière position. On distingue deux types de relais bistables : à une et à deux bobines. À bobinage unique, il faut inverser la polarisation, la commande en est plus complexe. Ceux à double enroulement possèdent trois points de raccordement, dont un commun

aux deux bobinages. Pour notre exemple de montage, nous avons choisi un type à deux bobines. Chacune d'elles réclame une commande, l'une pour positionner le relais dans un sens, l'autre pour le basculer dans la position inverse (on ne parle pas ici de « travail » et « repos »). Le montage se fonde sur une bascule D (ou multivibrateur bistable, *D flip-flop*), IC1, dont chaque sortie est suivie d'un inverseur et d'un étage de puissance. Dans chaque branche, une LED à faible courant identifie la situation.

Voici comment tout cela fonctionne. La bobine reliée à la sortie de la bascule qui, à ce moment, présente un « 1 » logique est considérée au repos. La LED de cette branche est éteinte et

la sortie de l'inverseur correspondant est donc basse. Si l'on renverse S1, de sorte que la sortie en question passe de « 1 » à « 0 », la LED correspondante s'allume et un flanc positif apparaît en sortie de IC1a (ou IC1b, selon le cas). Via C1 (ou C2) ce flanc est appliqué à l'entrée de IC2.A (ou IC2.B). Ce circuit intégré ne contient rien d'autre que quelques Darlington, dont l'un d'eux se voit appliquer une impulsion positive sur la base. Il entre alors en conduction et la bobine du relais qui en dépend est alimentée.

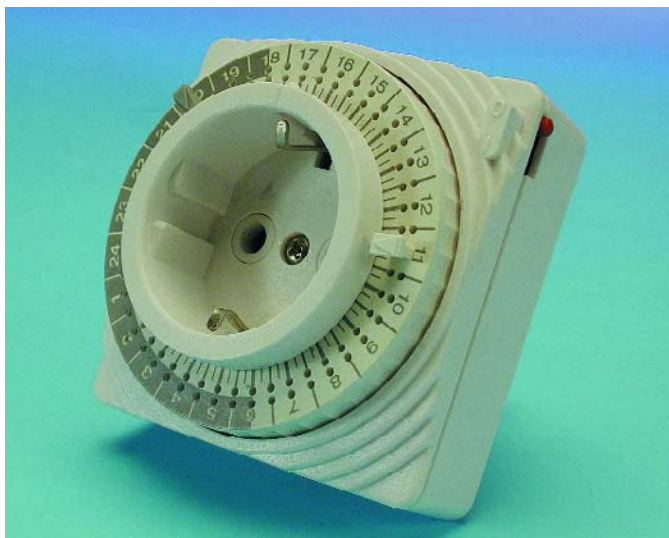
Après environ 10 ms, l'impulsion à l'entrée retombe parce que C1 s'est déchargé. L'activation du relais cesse, sans conséquence puisqu'il a eu tout le temps (en 5 ms) de commuter. Augmenter ou diminuer C1 permet d'élargir ou de rétrécir la période d'activation. IC2 possède d'origine les diodes de roue libre pour rendre inoffensives les pointes de tension provo-

quées par l'induction.

Le relais proposé présente une résistance de bobine de $240\ \Omega$ pour le modèle de 12 V. Le courant de bobine est donc de 50 mA. Si par exemple, nous voulons basculer le relais toutes les secondes, la consommation moyenne ne se montera qu'à $10 / 1\ 000^{\text{ème}}$ de 50 mA, soit 0,5 mA ! Les LED consomment davantage ! Si l'alimentation est faible, la pointe de courant sera assurée par le condensateur de découplage C3. Si nous acceptons une baisse de tension de 1 V, C3 devra posséder une capacité de $500\ \mu\text{F}$ environ ($50\ \text{mA} \cdot 10\ \text{ms} / 1\ \text{V}$).

Le relais présenté est de marque Schrack, il est disponible en diverses exécutions. Le type RT314F12 est équipé de deux bobines de 12 V et peut commuter 16 A au maximum. Le type RT114F12, avec deux bobinages de 12 V également, commute deux fois 8 A.

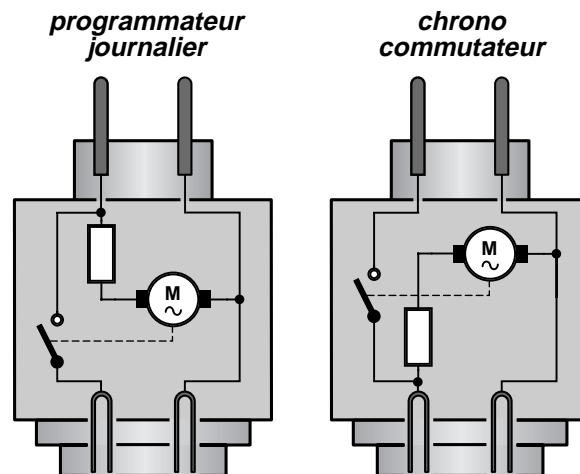
Chronoprogrammateur modifié 012



Helmut Steffes

Il suffit d'une simple intervention pour transformer un programmateur mécanique journalier en simple chrono-commutateur. L'opération physique requise est aussi radicale que simple : on ouvre le chronoprogrammateur et, à l'aide d'une pince coupante, on commence par déconnecter la résistance de limitation de courant du moteur du contact de commutation auquel elle est soudée. On établit ensuite, à l'aide d'un morceau de fil de câblage isolé, une nouvelle liaison entre la patte de la résistance et l'autre côté du contact de commutation. Le schéma montre clairement la différence entre les 2 variantes obtenues, d'une part un programmateur journalier classique et de l'autre un chrono-interrupteur.

Le fonctionnement en mode chrono-interrupteur ne requiert que la présence d'un cliquet ou picot de coupure. On posi-



024038- 11

tionne la couronne du chronoprogrammateur à 00 et en enfiche le picot (ou enfonce le cliquet selon le type d'appareil auquel on a affaire) à la position correspondant à l'heure de coupure requise. On démarre le programmateur par action sur son interrupteur marche/arrêt mécanique. Une fois la durée fixée écoulée le moteur se trouve hors-circuit ce qui se traduit par une désactivation du programmateur.

Il est important d'être bien conscient que l'on intervient à un endroit se trouvant, lorsque l'appareil est branché, en contact avec la tension du secteur. Il faudra partant veiller que l'appareil, même après la modification, ne puisse pas induire le moindre risque lors d'un contact physique. L'interrupteur marche/arrêt devra lui aussi être d'un type conforme aux normes ayant trait à la tension du secteur.

(024038)

Capteur de position faible coût 013

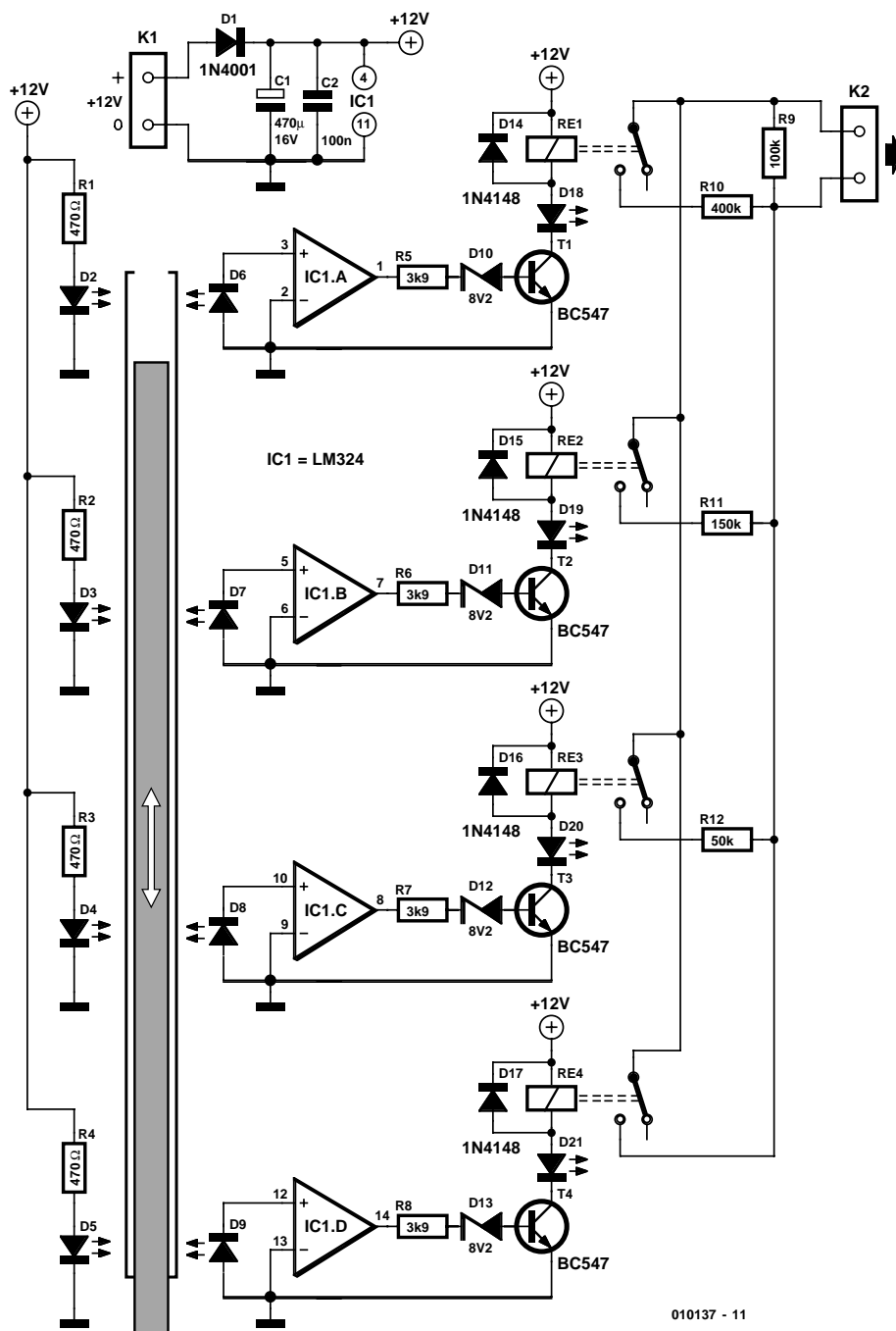
H. Lindberg

Avez-vous jamais eu envie de réaliser un encodeur de positionnement ? En voici un ne requérant pas le moindre capteur. Le circuit utilise une première LED en tant qu'émetteur de lumière et une seconde LED en tant que récepteur (capteur) de lumière. Cette solution tient à la capacité de la LED de générer un courant très faible lorsqu'elle est illuminée par de lumière, tout comme le ferait une minuscule cellule solaire. Nous utilisons une LED rouge, des tests exhaustifs nous ayant démontré que c'était avec ce type de LED que nous obtenions les meilleurs résultats. Rien n'interdit bien évidemment non plus d'envisager l'utilisation de LED d'une autre couleur et de voir expérimentalement quelle est la meilleure combinaison.

Signalons en passant que toutes les LED de couleur rouge ne donnent pas nécessairement le même résultat, de sorte qu'il vous faudra peut-être en essayer de différents types pour en trouver la plus efficace.

Lorsque la LED du récepteur n'est pas illuminée par l'élément émetteur correspondant elle empêche la circulation d'un petit courant de quelque 50 nA en sortie de l'amplificateur opérationnel (sa broche 3) en direction de la masse. L'illumination de la LED permet au contraire la circulation de ce courant. En fait, l'intensité du courant qui se met à circuler est encore plus important vu que la caractéristique de « cellule solaire » de la LED force la broche 3 de passer à un niveau négatif par rapport à la masse.

De par la présence des LED D18 à D20 montées en série, la tension d'alimentation V_{cc} devra être supérieure de quelques volts à la tension nominale de la bobine du relais. Si tel est bien le cas, il faudra déterminer expérimentalement les valeurs des résistances R1 à R4 vu que le fonctionnement des barrières lumineuses dépend de la tension d'alimentation et de l'efficacité (le rendement) des LED utilisées. Les LED (d'émission et de réception) sont montées aux extrémités d'un tube et peuvent « se voir » l'une l'autre au travers de 2 orifices transversaux de 3 mm. La barrière lumineuse est



010137 - 11

« coupée » par l'insertion d'un barreau dans le tube. On pourra bien évidemment réaliser le nombre de capteur que l'on voudra. Notre schéma comporte 4 barrières lumineuses, ce qui permet de détecter 5 positions de barreau différentes. Chaque position, y comprise celle correspondant à l'absence de barreau est traduite par une valeur de résistance discrète créée par la connexion en parallèle des résistances, facteur pouvant être mesuré sur le connecteur de sortie pour un traitement ultérieur par un CAN (Convertisseur Analogique/Numérique) ou

autre dispositif. Les valeurs des résistances montées sur les contacts des relais pourront être adaptées selon les besoin. Le LM324 est un amplificateur opérationnel quadruple, ce qui simplifie quelque peu le dessin de la platine. Au niveau de la sortie de chaque amplificateur opérationnel, une résistance et une diode zener prises en série définissent les niveaux de tension correct requis par le transistor tampon chargé du pilo-

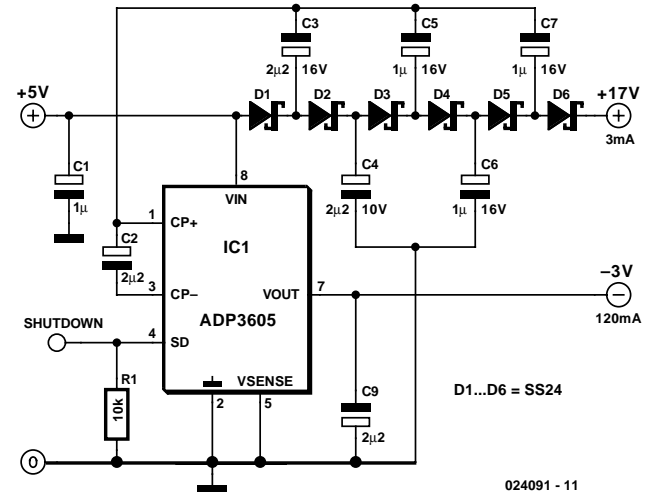
tage du relais. Chaque bobine de relais est dotée d'une diode de protection anti-FEM (**F**orce **E**lectro-**M**otrice, que l'on retrouve également sous la dénomination de *fly-back*, sachant que c'est toujours une excellente idée de la prévoir). Il va sans dire qu'il faut que le transistor qui pilote le relais soit capable de supporter le courant de bobine requis.

Inverseur de tension à cascade

Gregor Kleine

Ce circuit représente un inverseur de tension de +5 V à -3 V à commutation de condensateur (*switched capacitor*) qui contient en outre un circuit en cascade engendrant une tension auxiliaire de +17 V. Le condensateur connecté entre CP- et CP+ sert à inverser la tension d'entrée. Il se charge à la tension d'entrée lors de la première phase du cycle, puis sa sortie positive est commutée à la masse et l'autre armature à la sortie. On obtient donc à la sortie une tension négative égale à la tension d'entrée en valeur absolue. Le circuit intégré décrit ici, qui ajuste la valeur de la tension de sortie à -3 V en fonction du rapport cyclique, peut fournir 120 mA.

Le fonctionnement cadencé permet de connecter une cascade de diodes servant de multiplicateur de tension. Il s'agit d'une série de diodes (par exemple des diodes de Schottky CMS SS24) et d'un condensateur de pompage suivi d'un condensateur de charge. Le condensateur de pompage branché à CP+ se charge lorsque CP+ se trouve au potentiel de la masse. Lorsque le potentiel de CP+ augmente, le potentiel de la plaquette supérieure du condensateur en fait autant. Par le biais de la diode prise en aval, le condensateur de pompage se décharge dans le condensateur de charge suivant raccordé à la masse. La tension augmente à chaque cycle de pompage et atteint environ +17 V après le troisième ; le courant dispo-



nible est limité à 3 mA.

Ce circuit ADP 3605 est fourni par Analog Devices (www.analog.com/productSelection/pdf/ADP3605_a.pdf) en boîtier SMD SO8. Une entrée de mise hors-circuit SD (*Shutdown*) permet d'arrêter le convertisseur avec un signal haut (> +2,4 V).

Éclairage pour modèle réduit ferroviaire

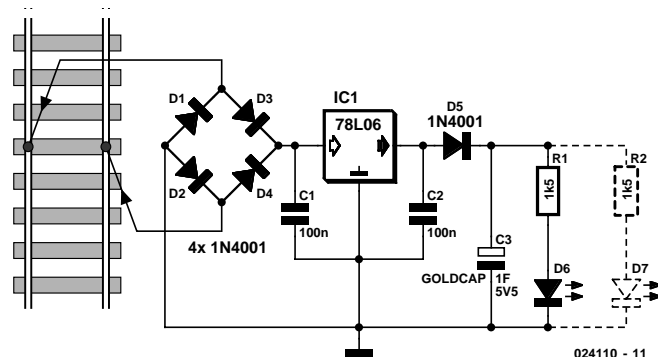
015

L'un des sujets de frustration des amateurs de modélisme ferroviaire est de voir l'éclairage de leurs locomotives ou de leurs convois clignoter lors du passage sur un aiguillage ou sur un mauvais morceau de voie. La minuscule électronique objet de cet article pourra remédier à ce problème. Mieux encore, elle fera en sorte que l'éclairage garde (dans certaines limites) une

luminosité constante quelle que soit la vitesse du convoi (c'est-à-dire la tension sur les rails) sachant en outre que l'éclairage reste allumé même si la locomotive s'arrête quelque temps. Dans le cas de systèmes travaillant en alternatif, le pont B1 se charge de convertir la tension alternative en une tension continue. Ce pont reste également nécessaire même avec des sys-

tèmes travaillant en continu vu que dans ce cas-là la polarité de la tension change en fonction du sens de circulation ! La tension à polarité fixe ainsi définie est régulée à 6 V par le biais du régulateur de tension IC1. Une paire de condensateurs de 100 nF à monter le plus près possible du régulateur servent à améliorer la stabilité de la régulation. On trouve ensuite une diode, D5, chargée d'éviter des pertes d'énergie au niveau du régulateur en l'absence de tension sur les rails. Nous en arrivons au composant le plus imposant, un condensateur géant, C3, qui fait office de réservoir de stockage d'énergie. Ce type de condensateur connue sous la dénomination de « goldcap » existe en différentes capacités allant de 0,1 à 22 F (attention notez qu'il s'agit de farads (F) et non pas, comme nous en avons l'habitude, de microfarads (μF) !). Comme le 78L06 ne peut pas fournir plus de 100 mA à C3, il faudra de l'ordre de 1 mn pour charger un modèle de 1 F. L'éclairage est dès à présent alimenté depuis la goldcap; on préférera, pour les luminaires, des LED à haut rendement (*high efficiency*) peu gourmandes en courant, dotées chacune de leur résistance de limitation de courant. Chacune de ces LED se contente d'un courant de 2 mA, de sorte que l'on pourra donner à la résistance-série une valeur de l'ordre de 1,5 k Ω . Il est facile de comprendre que la durée de fonctionnement de l'éclairage dépend et de la consommation de courant totale et de la capacité de la goldcap. Il est préférable, si vous disposez de suffisamment de place, d'opter pour une capacité légèrement trop importante que l'inverse.

Vous avez toute liberté de manoeuvre pour procéder à des expériences avec ce montage, mais il faudra vous rappeler



qu'une goldcap ne supporte pas une tension supérieure à 5,5 V. Un régulateur de 6 V suivi par une chute de tension de 0,6 V aux bornes d'une diode fournit une valeur limite : $6\text{ V} - 0,6\text{ V} = 5,4\text{ V}$. La durée de fonctionnement des LED pourra se calculer à l'aide de la formule suivante :

durée = capacité x différence de tension/courant.

Un exemple : nous disposons de 5 LED qui consomment chacune en moyenne 2 mA. On dispose, aux bornes d'une goldcap chargée à plein, de 5,4 V. Lorsque la tension aux bornes de la goldcap est tombée à 2,4 V, les LED ne brillent que très faiblement. La différence de tension est ainsi de 3 V. La durée de fonctionnement hors-alimentation est ainsi de :

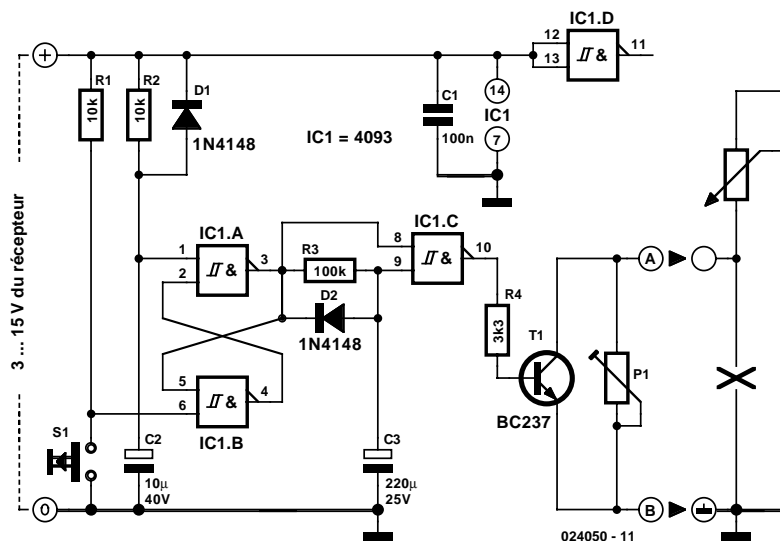
$1\text{ F} \times 3\text{ V} / 0,01$ soit 300 s ou encore 5 mn. Avec une goldcap de 0,1 F cette durée de post-fonctionnement tombe à une demi-minute, mais une goldcap de 22 F donne 110 mn soit près de 2 heures !

Réveil en musique

016

Uwe Reiser

Les radio-réveils les meilleur marché sont incapables de faire une différence de volume entre le coucher et le lever. Il suffit pourtant d'une électronique de 3 sous pour garantir une mise en sommeil douce et un réveil assuré ! Cette technique ne requiert pas la mise en place délicate et mécaniquement compliquée d'un second potentiomètre; ce que fait le montage est de rehausser quelque peu le volume par rapport à la valeur prédéfinie. Pour ce faire, on déconnecte la ligne reliant le potentiomètre à la masse et on intercale un potentiomètre ajustable dans la dite ligne. La « position » à donner à cet ajustable est une affaire de goût et dépend aussi de l'ouverture du « vrai » potentiomètre de volume. On pourra partir sur la base d'un ajustable ayant une résistance égale au quart du



potentiomètre d'origine. On a pris un transistor en parallèle sur l'ajustable P1 de manière à court-circuiter ce potentiomètre et garantir la possibilité de bien mettre le volume à zéro. Il est recommandé, pour obtenir une meilleure réjection du ronflement induit, de souder ces 2 composants additionnels directement sur le potentiomètre d'origine.

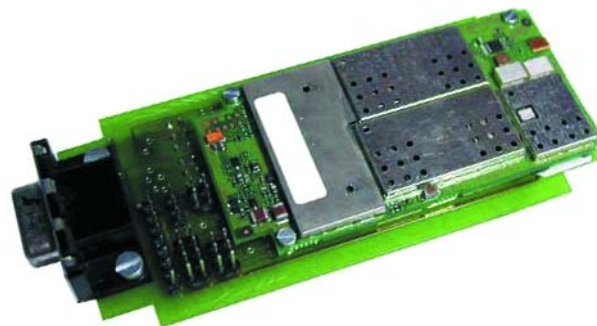
La commande du transistor se fait le biais d'une bascule bistable, un flip-flop RS, à temporisation de signal réalisée à l'aide de portes ET (AND). La bascule bistable RS, constituée par les portes IC1.A et IC1.B est forcée, par l'impulsion de niveau bas produite par la combinaison RC R2/C2, au niveau haut à la hauteur de la sortie de la porte IC1.A. Ce signal arrive direc-

tement, encore que légèrement retardé par la résistance R3 et le condensateur C3, aux deux entrées de IC1.C. Si ces 2 entrées présentent un niveau haut, IC1.C bloque le transistor. En raison de l'introduction de cette temporisation, le réveil se fait d'abord à volume restreint, puis, une fois la temporisation écoulée, au volume prédéfini. Le bouton de remise à zéro S1 permet de limiter manuellement le volume prédéfini : l'entrée de la porte IC1.B est forcée au niveau bas, de sorte que la bascule RS bistable change d'état et bascule dans l'état inverse. Cet état est mémorisé par le biais de l'étage de commutation bistable jusqu'à ce que l'on coupe la tension d'alimentation.

Le couplage de GSM à des réalisations personnelles est bien souvent délicat en raison de l'absence de connecteur standardisé, du manque de documentation technique, pour ne citer que 2 des raisons les plus criantes. C'est bien dommage vu qu'il existe pour les GSM différentes extensions de la structure de commandes AT (connue des modems). En effet, ces commandes AT sont utilisées depuis le siècle dernier par les modems et leur structure est on ne peut plus transparente. Avec l'arrivée des téléphones GSM, un certain nombre d'instructions se sont ajoutées au set de base, de manière, par exemple, à permettre d'envoyer des messages SMS (texto). Partant, il faudra commencer, si l'on veut mettre soi-même la main à la pâte en vue de doter l'une ou l'autre de ses réalisations personnelles d'une interface GSM, par acheter un portable GSM pour essayer de découvrir sur le connecteur d'extension où se trouvent les différents signaux. Si l'on se contente d'utiliser des commandes AT, il suffira de se mettre à la recherche, sur le dit connecteur, des lignes RxD et TxD et d'un signal de masse.

Ceci ne met malheureusement pas fin à nos recherches sachant que l'on a besoin, dans la majorité des cas, d'une fiche très spécifique venant s'implanter dans le connecteur du GSM. Ces 2 obstacles freinent nombre d'amateurs voulant expérimenter sur leur GSM. D'autant plus dommage lorsque l'on sait qu'il existe légion d'applications où une connexion GSM avec l'une de ses réalisations propres pourrait être très intéressante voire pratique.

La société UbiCom sise en RFA propose depuis quelque temps un certain nombre de produits GSM au nombre desquels le modem GSM tri-bande (*GSM Triband Modem*) et le modem GSM bi-bande (*GSM Dualband Modem*), 2 produits qui ne peuvent manquer d'intéresser ceux qui aimeraient faire quelques expériences avec un GSM. Ces GSM sont spécialement conçus pour être implantés dans un appareil existant et ne comportent pas partant d'affichage, de clavier ou tout autre



attribut inutile. Il va sans dire que cette absence d'accessoires se répercute au niveau du prix ce dont on ne pourra que se réjouir. Ces modems permettent d'utiliser un câble RS-232 classique, de sorte qu'il suffit d'y connecter une alimentation et de brancher l'antenne pour être à pied d'oeuvre. À nous les petites expérimentations ! Il va sans dire qu'il vous faudra disposer d'une carte SIM à implanter dans le GSM.

Vous êtes bien évidemment livré à vous-même lorsqu'il s'agit de commander le GSM, mais il n'est pas très difficile, grâce aux commandes AT, de piloter le GSM à l'aide d'un microprocesseur de manière à l'utiliser pour envoyer, par exemple, la température actuelle d'une pièce, voire recevoir des messages SMS par le biais desquels le microprocesseur réglera la thermostat d'une pièce à 20 °C par exemple.

Vous pourrez trouver de plus amples informations concernant les modems GSM sur le site Internet de cette société à l'adresse : www.ubicom.de.

Nous ne savons pas très exactement quelle est la disponibilité au jour le jour de ces modems, mais on peut, pour autant que nous le sachions, les commander directement chez UbiCom.

(024105)

Télé-interrupteur secteur

018

Ce projet compact est un interrupteur télécommandable dont le signal de commande est véhiculé par le réseau du secteur. La commande de l'interrupteur se fait par le biais du « télé-émetteur secteur », un autre montage décrit dans ce numéro. Il faudra, sur cet émetteur, prendre un interrupteur entre les broches 1 et 2 de l'embase K1. En fonction de l'application, cet interrupteur prendra la forme d'un bouton-poussoir à actionner c'est-à-dire à contact travail.

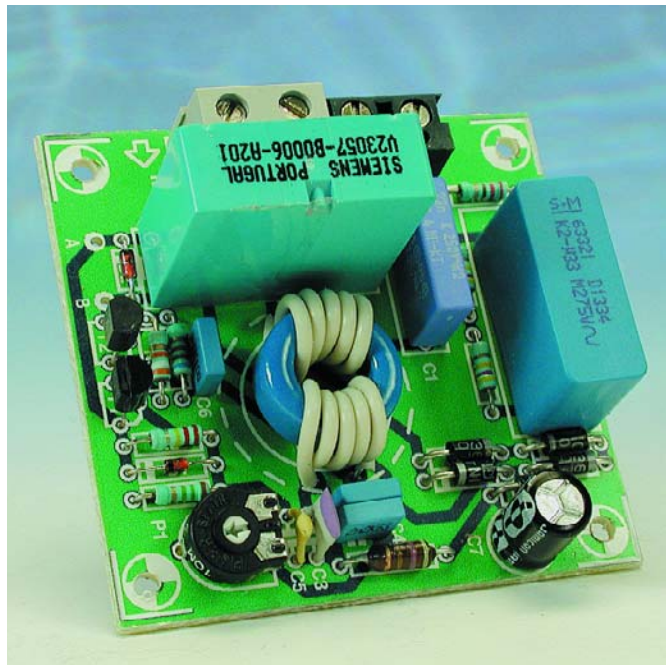
Le but de notre « télé-interrupteur secteur » est l'activation d'un relais chargé d'interconnecter la tension secteur présente sur K1 vers K2. Le « récepteur » (un bien grand mot vu l'extrême simplicité du concept) se compose du transformateur Tr1 et du réseau accordé L1/C4. La triplète C1/Tr1C2 constitue un réseau couplé accordé sur la fréquence de 143 kHz produite par l'émetteur. La sélectivité est déterminée par la paire L1/C4 sachant que son facteur principal est L1, une self de choc classique.

L'amplification permettant la commutation du relais est l'affaire du transistor T1. C6 lisse le signal amplifié, signal qui constitue, pour T2, la tension requise pour lui permettre de passer en conduction et partant d'activer le relais. Le diviseur de tension P1/R1/R2 fournit déjà au transistor T1 une tension de polarisation de sorte que la sensibilité s'en voit accrue. Cette approche offre également une possibilité d'activer le relais même en l'absence de signal.

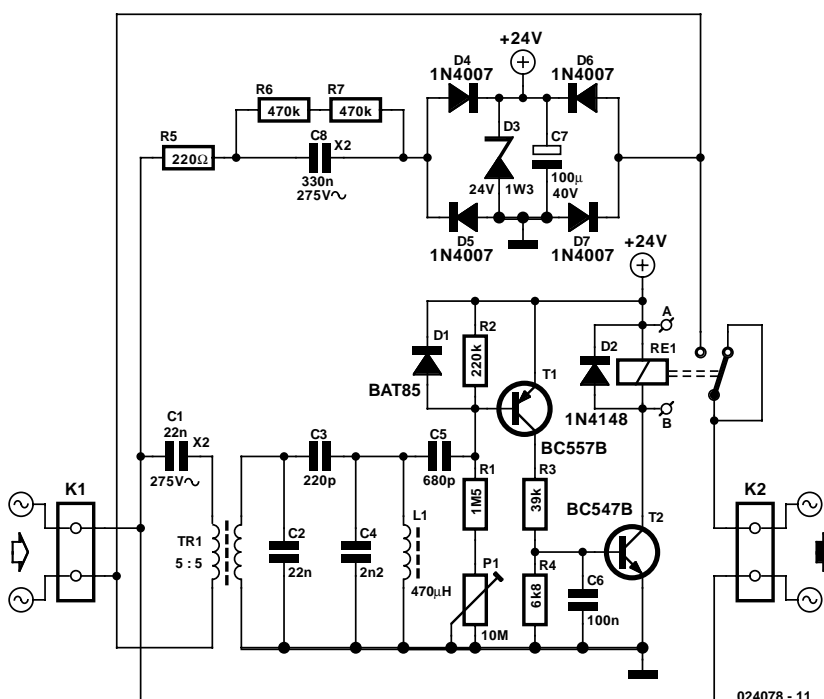
La diode D1 bloque la charge de C5 de sorte que T1 ne peut pas voir sa conduction augmenter. Le principe de fonctionnement du circuit repose sur le fait que le signal entrant est suffisamment important pour dépasser l'hystérésis du relais. Il faut bien entendu que le relais décolle une fois que le signal a disparu.

Il nous faut, en toute honnêteté, admettre que le montage proposé ici, en raison de l'extrême rusticité de l'électronique mise en oeuvre ici, présente l'inconvénient, en fonction des circonstances domestiques dans lesquelles il se trouve, de pouvoir présenter une sensibilité un peu trop faible. L'une des solutions possibles pourrait être alors d'abaisser la fréquence de l'émetteur pour l'amener à une valeur comprise entre 95 et 125 kHz. Ceci impliquerait une modification des valeurs de C1, C2 et C4. De quoi occuper ceux d'entre nos lecteurs passionnés par les expérimentations.

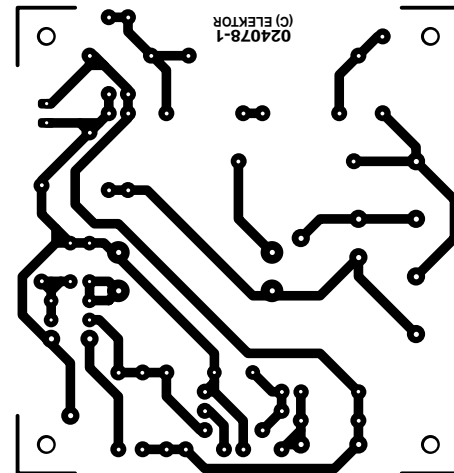
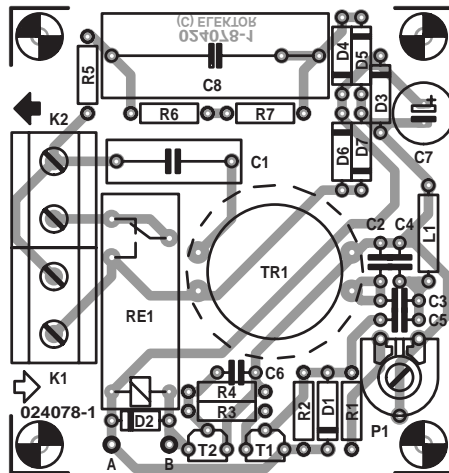
Il faudra bien être conscient du fait que, tout comme l'émetteur, l'ensemble du circuit se trouve (après mise sous tension bien évidemment) relié à la tension du secteur. L'alimentation de l'étage à transistor et du relais est dérivée directement de la



tension du secteur par le biais d'un diviseur de tension capacitif, la résistance R5 servant uniquement à limiter, lors de la mise sous tension, à une valeur inoffensive l'intensité du courant traversant les diodes. Les diodes D4 à D7 assurent le redressement, le lissage étant la tâche du condensateur C7. L'impédance de C8 est suffisamment faible pour que l'on dispose d'un courant suffisant. La diode zener D3 limite la tension lorsque le circuit se trouve hors-charge (lorsque T2 ne se



024078 - 11



Liste des composants

Résistances :

R1 = 1 M Ω
R2 = 220 k Ω
R3 = 39 k Ω
R4 = 6 k Ω
R5 = 220 Ω
R6, R7 = 470 k Ω
P1 = ajustable 10 M Ω

Condensateurs :

C1 = 22 nF/275 VAC classe X2 au pas de 15 mm
C2 = 22 nF au pas de 5 mm

C3 = 220 pF
C4 = 2 nF2 au pas de 5 mm
C5 = 680 pF
C6 = 100 nF au pas de 5 mm
C7 = 100 μ F/40 V radial
C8 = 330 nF/275 VAC, classe X2 au pas de 22,5/27,5 mm

Bobines :

L1 = 470 μ H

Semi-conducteurs :

D1 = BAT85
D2 = 1N4148
D3 = diode zener 24V/1,3 W

D4 à D7 = 1N4007

T1 = BC557B

T2 = BC547B

Divers :

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

Tr1 = 5:5 spires de fil de cuivre isolé de 1 mm de diamètre sur noyau N30 16 x 6,3 mm, B64290L45X830 EPCOS (Farnell code 311-0266)

Rel = relais encartable vertical unipolaire 8 A/24 V/I 200 Ω , tel que, par exemple, V23057-B0006-A201 (Schrack)

trouve pas en conduction et que le relais est décollé). Les résistances R6 et R7 servent à décharger le condensateur C8 dès la coupure de l'alimentation de manière à éviter la présence d'une tension dangereuse sur les bornes d'entrée. Les bornes A et B sont prévues à des fins de test; elles peuvent cependant être mises à contribution pour l'activation d'un autre dispositif (sachant cependant qu'il faut bien être

conscient du fait que le circuit se trouve en liaison directe avec le secteur !). Le brochage du relais est standard, de sorte que rien n'empêche d'utiliser un autre type de relais que celui proposé ici. Il faudra se souvenir cependant que la tension d'activation est ici de 24 V et que le courant maximal ne doit pas dépasser 20 mA.

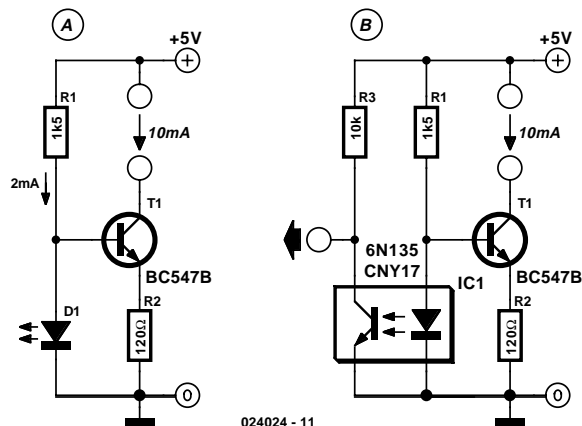
Source de courant balisée



Une source de courant composée d'un transistor, d'une résistance et d'une LED comme référence de tension, rien de nouveau ! Mais rares sont celles dont la LED offre en plus une précieuse indication sur le bon fonctionnement de l'ensemble. Revoyons un instant comment ça marche. Aux bornes de la LED, une tension constante voisine de 2 V affectée approximativement du même coefficient de température que le transistor. Grâce à quoi la chute de tension sur la résistance d'émetteur reste constante, elle aussi, puisque la tension entre base

et émetteur est constante (du moins pour le même courant de base, ce qui est normalement le cas aussi longtemps que le courant de collecteur est uniforme, objectif poursuivi). Une tension constante aux bornes d'une résistance, c'est la garantie d'un courant constant. Tout est limpide, jusqu'à présent. Le courant dans la LED, nous le choisissons de manière à ce qu'elle s'éclaire déjà visiblement, du moins s'il s'agit d'un modèle à haut rendement (HR, *high efficiency*), soit 1 à 2 mA. Il faut aussi du courant au transistor. Si par exemple la source de

courant fournit 10 mA et que le gain du transistor vaut 200 (un type B), il prendra 50 μ A par la base. S'il n'y a vraiment pas de courant de collecteur, ou trop peu, la chute de tension sur la résistance R2 diminue. La tension d'émetteur diminue également et le transistor, par la jonction base-émetteur, essaie de rehausser la tension d'émetteur. En conséquence, le courant ne passera plus par la LED, mais s'écoulera par la base. Moins de courant dans la LED, elle va s'éteindre et fournir une excellente indication optique du (dys)fonctionnement réel de la source de courant. Et pourquoi y aurait-il trop peu de courant débité par la source ? Absence de tension d'alimentation, coupure du câble ou résistance trop grande dans le circuit, par exemple. Une indication **optique**, c'est bien, mais parfois, on préférerait une indication **logique** pour l'utiliser dans un microprocesseur ou un circuit d'alerte. Dans ce cas, nous pouvons remplacer la LED discrète (et pourtant bien visible) par celle d'un photo-coupleur. Tant que la LED reçoit un courant suffisant, le phototransistor intégré sera conducteur (la sortie sera basse). Dès que la source de courant ne fonctionne plus, la LED est



024024 - 11

privée de courant et le transistor bloque, la sortie logique devient haute. Le type de photo-coupleur n'est pas critique, pratiquement toutes les versions usuelles conviennent.

Comparateur à fenêtre

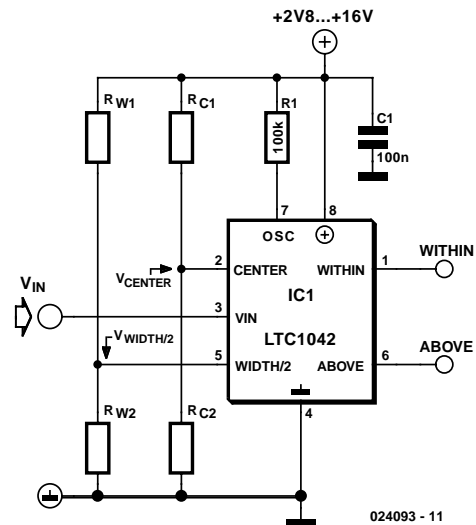
020

Gregor Kleine

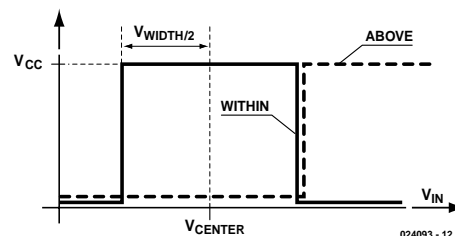
Il arrive, lorsque l'on procède à des expérimentations, que l'on ait besoin de savoir si une tension à surveiller se situe bien à l'intérieur d'un domaine ou si elle se trouve en-deçà ou au-dessus. On pourra, pour remplir cette tâche, faire appel à un nouveau comparateur à fenêtre de Linear Technology (www.linear-tech.com/pdf/lt1042.pdf).

Le LTC1042 dispose d'une entrée CENTER à laquelle on applique, au travers du diviseur de tension R_{C1}/R_{C2} , une tension correspondant au milieu de la la fenêtre souhaitée. On pourra également, si on le désire, appliquer à l'entrée WIDTH/2, au travers du diviseur de tension R_{W1}/R_{W2} cette fois, une tension correspondant à la moitié de la largeur de la fenêtre. Comme cette tension est référencée à la masse, il est possible de jouer sur la largeur de fenêtre simplement et indépendamment de V_{CENTER} .

En ce qui concerne les sorties, le LTC1042 met à disposition les sorties WITHIN signalant une tension située « à l'intérieur de la fenêtre », et ABOVE pour indiquer une tension se situant « au-delà de la fenêtre ». Ces sorties passent au niveau de la ligne de tension positive, $+V_{CC}$, lorsque la condition est remplie. $+V_{CC}$ pourra prendre toute valeur comprise entre +2,8 et +16 V. Il faudra, si l'on veut disposer d'un signal BELOW qui indiquera que la tension se trouve « en-deçà de la fenêtre », intervertir les lignes V_{IN} et CENTER. On disposera alors, en broche 6, de la tension d'alimentation V_{CC} lorsque la tension appliquée à CENTER se situe en-deçà de la fenêtre définie. Comme le circuit intégré requiert un signal d'horloge il faudra



024093 - 11



024093 - 12

prendre en broche 7, OSC, une résistance de 100 k Ω vers la ligne $+V_{CC}$. Ce composant est proposé en boîtier Mini-DIP à 8 broches.

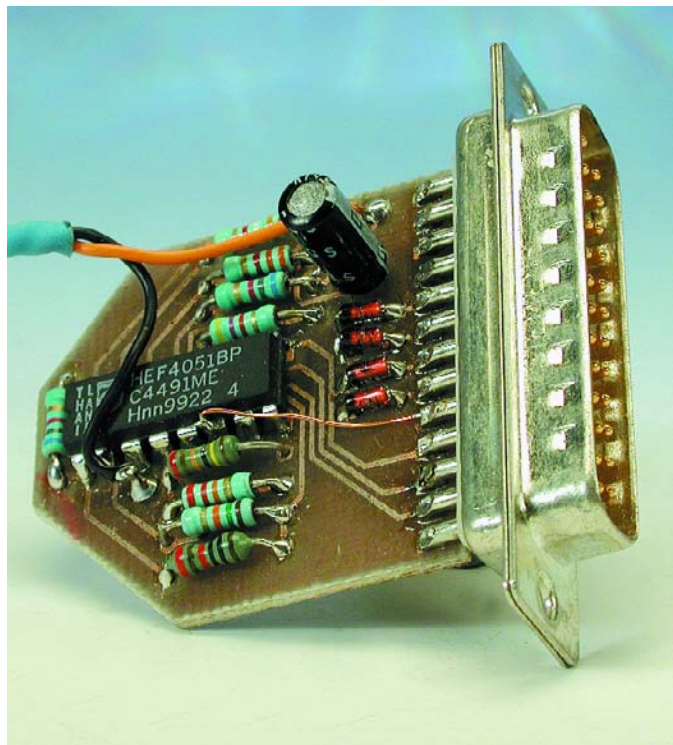
(024093)

Titreur pour lecteur/enregistreur MD

Les lecteurs/enregistreurs pour MiniDisc (MD) portables voient, leur prix chutant régulièrement, leur popularité croître rapidement. Ils offrent, entre autres, la possibilité de saisir les titres de manière à pouvoir identifier rapidement un disque et les morceaux qu'il comporte. Cette saisie est cependant une opération pénible vu l'absence de clavier alphanumérique et que la saisie se fait par action sur les touches « + » et « - » pour trouver, dans un set de caractères, le caractère voulu que l'on choisit ensuite par une action sur la touche « ENTER ». Cette fonction peut exister sur l'appareil lui-même, mais également être implémentée par le biais des touches se trouvant sur la télécommande. La dite télécommande est reliée au lecteur/enregistreur, les fabricants asiatiques utilisent depuis bien longtemps un système binaire tout ce qu'il y a de plus simple. Chaque touche de la télécommande a pour effet de connecter à ce « bus » une valeur de résistance donnée, facteur qui permet au lecteur/enregistreur d'identifier la touche activée. Le schéma que Thomas H. Meier (www.iq-tm.de/MD/MD70X.HTML) a développé pour les appareils de la série MD-MS7XX de Sharp prouve que l'électronique mise en oeuvre est d'une étonnante simplicité et qu'il ne faut pas grand chose pour émuler cette télécommande sur le port parallèle d'un PC. Un multiplexeur analogique est piloté par 4 lignes de données du port imprimante. Au repos (aucune touche n'est actionnée) la résistance totale de la télécommande est égale à la prise en série des résistances R1 à R9. En cas d'action sur la touche « STOP » la broche 13 de IC1 est reliée, en interne, à la broche 3, de sorte que la télécommande se trouve confrontée à une résistance de 6kΩ. En cas d'action sur la touche « Fast Forward » c'est au tour de la broche 14, ce qui se traduit par une résistance totale de 10 kΩ (R8+R9), etc. D'autres marques utilisent des valeurs de résistances différentes et d'autres types de connecteurs, mais le principe reste le même. Ailleurs, dans ce même numéro, nous expliquons comment il est possible, par quelques mesures simples, d'adapter ce montage aux télécommandes d'autres types/marques de lecteurs/enregistreurs MD.

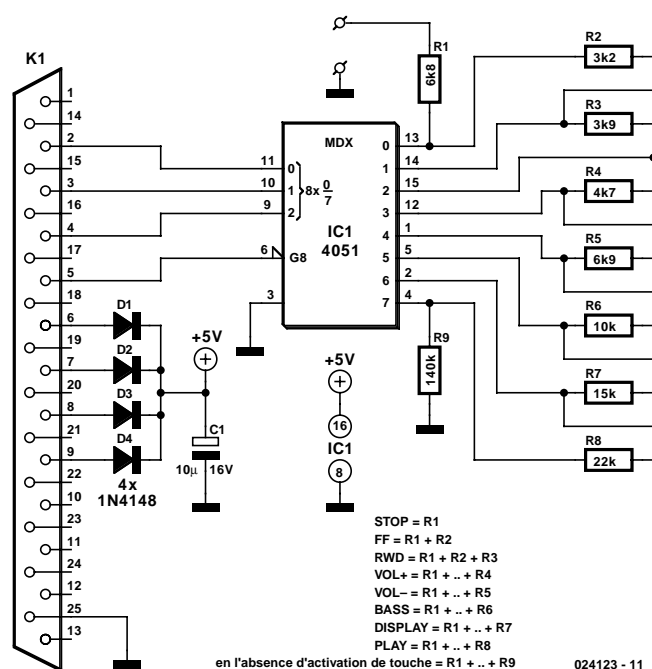
Il est évident que ce montage ne sert pas à grand chose si vous ne disposez pas d'un programme qui vous permette de saisir les informations de titres sur votre ordinateur et fasse en sorte que cette information arrive au bon endroit sur le MiniDisc. Malheureusement le principe de saisie des titres (c'est-à-dire les combinaisons de touches que requiert ce processus) varie d'une marque à l'autre. Pire encore, il arrive qu'il varie, chez le même fabricant, d'un modèle à l'autre. Une recherche sur Internet où l'on commencera à l'adresse :

www.minidisc.org offre, sous le point de menu « Hacking », « Filing and Titling » les liens vers des programmes capables d'effectuer cette tâche pour différentes marques et types de lecteurs/enregistreurs MD. Si votre propre type de lecteur/enregistreur n'y est pas il vous faudra écrire votre



propre programme. Heureusement certains programmeurs proposent sur Internet leur code-source qui pourra vous servir de base pour écrire votre propre programme.

(024123)



024123 - 11

Boîtier de sélection audio

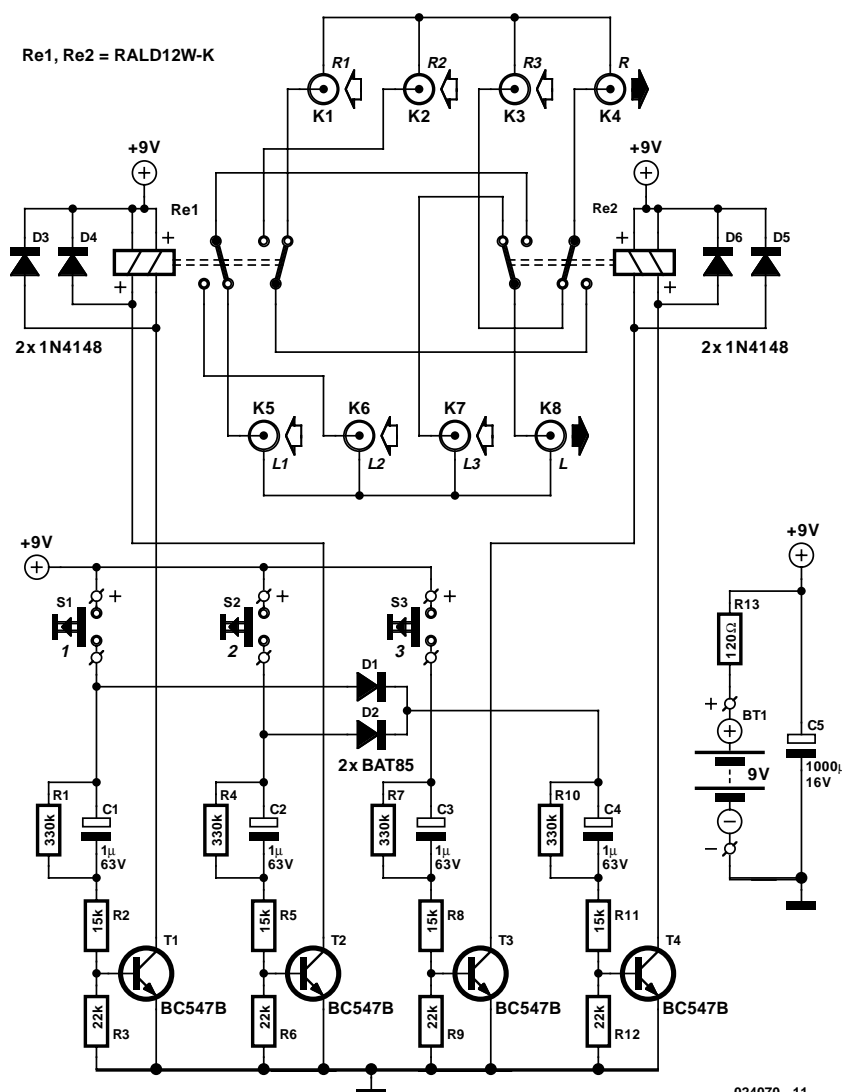
022

Ce montage-ci vise à augmenter le nombre d'entrées d'un (pré)amplificateur. Depuis l'avènement de l'enregistreur MD, du lecteur de DVD et autres, les possesseurs d'un amplificateur de quelques années d'âge tombent vite à court d'entrées. Avec cette boîte de sélection, vous pourrez désormais brancher les sorties audio d'un lecteur de DVD et d'un magnétoscope sur votre installation audio sans devoir allumer la télévision. Bien pratique quand la chaîne stéréo se situe à quelque distance de l'installation vidéo et qu'on souhaite n'entendre que le son d'un lecteur de DVD MP3, par exemple.

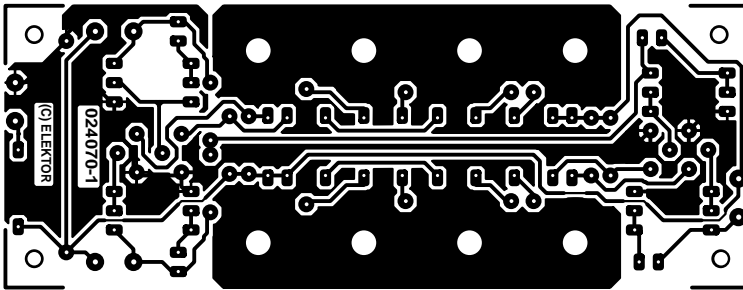
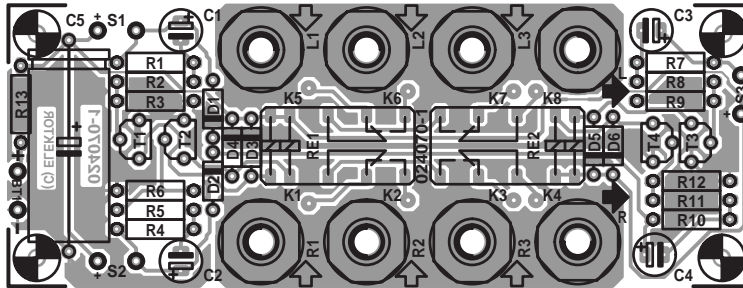
Le montage fait appel à deux relais bistables équipés chacun de deux inverseurs. Grâce à eux, le montage reste très compact et aucune force ni gesticulation ne seront nécessaires pour changer de sélection, comme ce serait le cas avec un combinatoire rotatif. On commande les relais par trois petits poussoirs (S1, S2 et S3). Les relais sont prévus pour 12 V, mais une petite pile de 9 V les actionne sans difficulté. Pour maintenir quasiment à zéro la consommation, ce sont quelques réseaux différentiateurs (C1/R1, C2/R2, C3/R8 et C4/R11) qui dosent les impulsions de pilotage pour les bobines des relais. Chaque relais compte deux bobinages. La troisième entrée stéréo est reliée à la sortie à travers une paire de contacts du relais Re2. Les deux autres entrées atteignent la sortie en passant par Re1 et l'autre paire de contacts de Re2. Pour sélectionner la troisième entrée, il suffit que Re2 soit dans la position appropriée. C'est le travail du circuit de T3. Quelques millisecondes d'appui sur S3 et voilà T3 mis en conduction via C3/R8/R9 pour actionner le relais. On a besoin de R7 pour décharger rapidement C3 après l'action sur le bouton. Les cellules de différentiation offrent l'avantage que le courant est très minime ($< 25 \mu\text{A}$) aussi longtemps qu'un bouton est enfoncé, seul le transitoire initial prend quelque 0,5 mA. La pile aura donc une espérance de vie de plusieurs années. Pensez donc à la vérifier de temps en temps pour la remplacer avant qu'elle ne coule ! Si maintenant l'une des deux premières entrées est sélectionnée, Re1 doit se placer dans la position voulue, soit par l'intermédiaire de S2/T2, soit de S1/T1 et Re2 doit basculer. Nous avons besoin, pour ce faire, d'un quatrième différentiateur. En poussant sur S1 ou S2, on force, via D1/D2, le circuit de T4 à donner une impul-



sion de retour à Re2, si bien que c'est Re2 qui est en ligne. Comme mesure de sécurité au cas où la pile serait en fin de vie, on a prévu un condensateur électrolytique de $1\,000 \mu\text{F}$ en paral-



024070 - 11



Liste des composants

Résistances :

R1, R4, R7, R10 = 330 k Ω
 R2, R5, R8, R11 = 15 k Ω
 R3, R6, R9, R12 = 22 k Ω
 R13 = 120 Ω

Condensateurs :

C1 à C4 = 1 μ F/63 V radial
 C5 = 1 000 μ F/16 V axial

Semi-conducteurs :

D1, D2 = BAT85
 D3 à D6 = 1N4148
 T1 à T4 = BC547B

Divers :

K1 à K8 = embase Cinch encartable
 S1 à S3 = bouton-poussoir
 Re1, Re2 = relais 12 V/960 Ω tel que, par exemple, RALDI2W-K (Takamisawa, Conrad nr 50 33 98-60)
 BT1 = pile 9 V avec connecteur à pression

lèle sur elle. Chaque impulsion, sous 9 V, atteint à peine 10 mA. Les relais sont des standards industriels bien connus, compatibles broche à broche avec le type V23042-B2203-B101 de Schrack (anciennement Siemens). R13 limite le courant transitoire de charge de C5 au moment de brancher la pile. Sur la platine, la position des pastilles de connexion pour les trois poussoirs a été déterminée dans le seul but de garder les dimensions aussi petites possible. Si vous êtes davantage

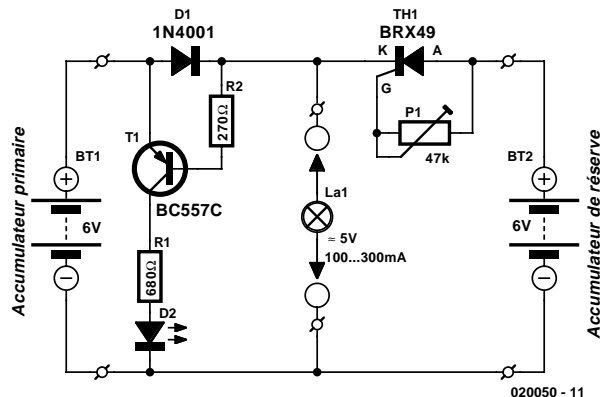
attiré par le design d'un commutateur à glissière, songez que sur ces appareils, le contact sélectionné est maintenu et que le courant continue à circuler. Dans le but de faciliter les vérifications, il y a, à proximité de chacune de ces connexions, un point d'alimentation, repéré « + ». Évidemment, si vous montez les trois poussoirs sur la face avant du boîtier, un fil commun suffira à renvoyer le positif vers eux.

Commutation inter-accumulateurs automatique

023

Ce montage est prévu pour les accumulateurs de 6 V et effectue une commutation automatique vers un accumulateur de réserve lorsque la tension de l'accu principal, l'accumulateur primaire, approche de la tension correspondant à une décharge. La génialité de cette électronique repose sur le fait que la commutation proprement dite se fait hors-tension et qu'elle est ajustable et qu'elle ne requiert en tout et pour tout que 2 composants. L'élément actif prend ici la forme d'un petit thyristor du type BRX 49 intercalé entre la charge et l'accumulateur de réserve. On fait appel, pour le réglage, à une ampoule à incandescence. Dans la pratique, cette charge pourra être n'importe quel consommateur de courant à condition que sa consommation ne dépasse pas 300 mA sous de l'ordre de 5 V.

La cathode du thyristor est reliée à la charge, son anode au pôle positif de l'accumulateur de réserve. La grille du thyristor se trouve elle aussi reliée au pôle positif de l'accumulateur



de réserve, mais ceci par le biais d'un ajustable de 47 kΩ. Une fois que l'on sait cela, le principe de fonctionnement de cette

commutation automatique est presque évident :

La tension aux bornes du thyristor est la différence entre les 2 tensions disponibles aux bornes des accumulateurs. Au début, les 2 accumulateurs sont chargés à plein, les tensions aux bornes de chacun des 2 accumulateurs sont pratiquement égales. Le thyristor est bloqué vu qu'il ne lui est pas appliqué de niveau de tension suffisant et qu'en outre il ne circule pas de courant de grille par le biais de P1. Suite à la décharge progressive de l'accumulateur primaire, la tension fournie à la charge et partant celle présente sur la cathode du thyristor, diminue peu à peu, l'anode du thyristor devenant lentement positive par rapport à la cathode et à la grille. On constate, par le biais de P2, un début de circulation de courant de grille, courant dont l'intensité dépend de la tension et de la valeur de P1. Dès que le courant de grille atteint le seuil de déclenchement du thyristor, on a amorçage du thyristor (ceci signifie qu'il devient, brutalement, conducteur), ce qui se traduit par la connexion de l'accumulateur de réserve à la charge. Le niveau de tension plus élevé de l'accumulateur de réserve par rapport à celui de l'accumulateur primaire a pour conséquence un blocage de la diode D1. On évite ainsi qu'il n'y ait transfert de courant de l'accumulateur de réserve vers l'accumulateur primaire. On constate que l'on se trouve bien en présence d'une électronique qui commute effectivement de l'accumulateur primaire vers l'accumulateur de réserve.

La diode D1 n'a pas pour seule fonction d'empêcher un courant de retour vers l'accumulateur primaire, mais constitue également, avec le transistor T1 et la LED D2, une partie de l'élec-

tronique de visualisation.

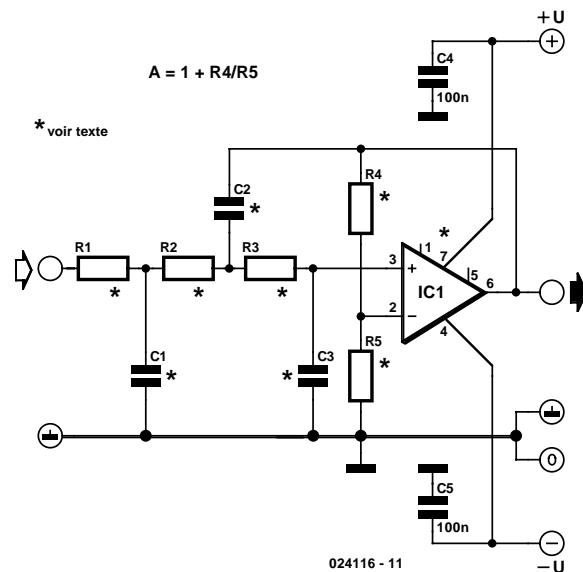
Tant que D1 est traversée par un courant en provenance de la batterie primaire, on a également circulation d'un courant de base par la diode base-émetteur du transistor, cette jonction qui se trouve, de même que la résistance de base, prise en parallèle sur D1. Dans ces conditions, le transistor est conducteur et la LED D2 s'allume indiquant ainsi que l'accumulateur primaire est en fonction. Après commutation vers l'accumulateur de réserve on aura blocage non seulement de la diode D1 mais également de T1, ce qui se traduit par l'extinction de la LED.

Pour l'étalonnage il suffira de connecter l'accumulateur de réserve au montage (qui pourra également prendre la forme d'une batterie de réserve) et on substitue à l'accumulateur primaire une alimentation de laboratoire capable de fournir une tension réglable comprise, au minimum, entre 5 et 8 V. On commence par mettre P1 en butée Maximum et on ajuste la tension fournie par l'alimentation de manière à ce qu'elle corresponde à celle de l'accumulateur de réserve. Après connexion de l'alimentation au montage on devrait voir la LED s'allumer. On diminue ensuite progressivement sur la tension fournie par l'alimentation jusqu'à quelque 5,3 V environ et on joue doucement sur l'ajustable jusqu'à obtenir la commutation, basculement visualisé par l'extinction de la LED. On augmente la tension avant de la réduire pour s'assurer que la commutation s'effectue bien. Il faudra le cas échéant ajuster la position de l'ajustable jusqu'à ce que l'on ait une commutation fiable lorsque l'accumulateur primaire a atteint la tension limite souhaitée.

Filtre/amplificateur Tchébycheff 3 dB

Nous vous proposons, ailleurs dans ce numéro, une version 1 dB d'un filtre de type Tchébycheff du 3^{ème} ordre. Cette version 3 dB possède, après le point de coupure, une pente encore un peu plus raide. L'inconvénient inhérent à cette version est une ondulation encore plus importante dans la bande passante et une oscillation plus ample de la réponse à un signal carré. La fréquence mentionnée est celle du point de coupure à -3 dB. Ici à nouveau nous vous proposons 2 tableaux. Le **tableau 1** donne le dimensionnement à base de 3 résistances identiques pour la section de filtre associées aux valeurs de condensateurs théoriques, de sorte qu'il sera possible, dans le cas d'un passage en version passe-haut, d'utiliser 3 condensateurs identiques. Les valeurs « biscornues » des résistances pourront être obtenues par la combinaison de résistances de la série E96.

Le **tableau 2** donne lui des valeurs plus proches de la pratique pour la section de filtre à base de valeurs E12 pour les condensateurs et les valeurs théoriques des résistances (que l'on pourra réaliser par l'utilisation de résistances à tolérance de



1%). Il est préférable, pour l'amplificateur opérationnel, d'utiliser un exemplaire très rapide pour éviter qu'il n'exerce d'in-

fluence sur le transfert, en particulier aux gains importants et aux fréquences plus élevées.

(024116)

Tableau 1 : $3 \times 10 \text{ k}\Omega$, 1 kHz ($f_c = -3 \text{ dB}$)

A [dB]	C1	C2	C3
0	57,571 nF	619,02 nF	403,12 pF
5	65,696 nF	23,996 nF	10,205 nF
6	66,756 nF	21,061 nF	11,442 nF
10	70,926 nF	14,003 nF	16,197 nF
14	75,498 nF	10,032 nF	21,240 nF
20	83,776 nF	6,3885 nF	30,059 nF

Tableau 2 : 1 kHz ($f_c = -3 \text{ dB}$), condos : E-12

A [dB]	C1	R1 [k Ω]	C2	R2 [dB]	C3	R3 [k Ω]
0	56 nF	10,299	560 nF	10,493	390 pF	12,171
5	68 nF	9,3222	22 nF	11,270	10 nF	10,235
6	68 nF	9,8636	22 nF	9,6024	12 nF	9,4615
10	68 nF	10,665	15 nF	9,5068	15 nF	8,6424
14	82 nF	8,7960	10 nF	10,416	22 nF	9,7338
20	82 nF	10,508	6,8 nF	9,4462	33 nF	8,8083

A. Baur

Nous sommes nombreux, à la maison et au travail, à aimer avoir une radio allumée non pas pour l'écouter, mais pour disposer d'une musique ou de nouvelles en arrière-plan. Cependant, il se pourrait bien que le niveau sonore que vous préférez puisse s'avérer ennuyeux lorsqu'il s'agit de téléphoner ou de répondre à un coup de téléphone. L'électronique à 3 sous de ce montage réconciliera les amateurs de musique et les accros du téléphone, sachant qu'elle réduit automatiquement le niveau sonore de la radio (musique ou nouvelles) lorsque quelqu'un décroche le téléphone. Terminés les déplacements incessants pour ajuster le volume du poste radio !

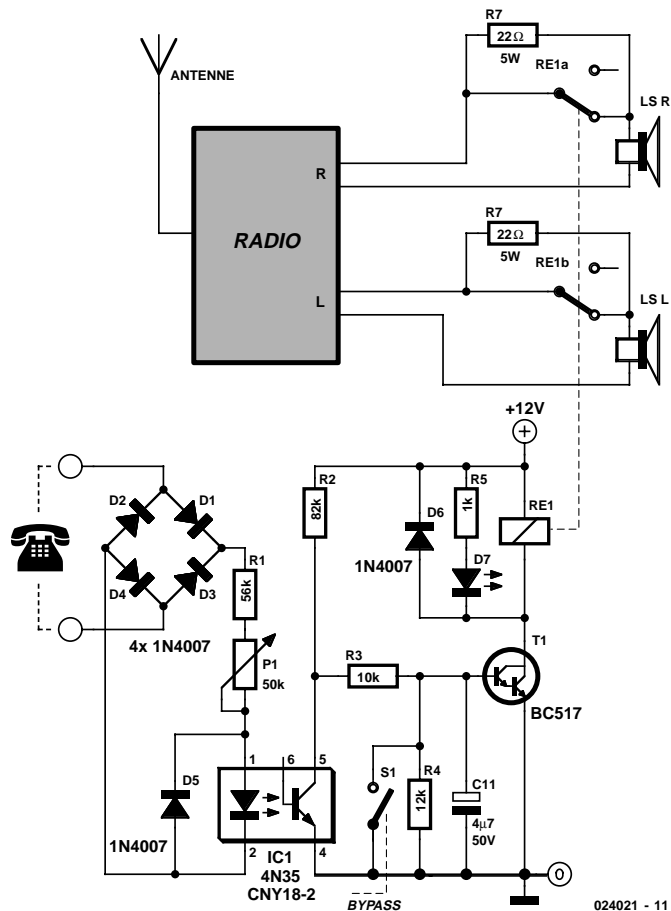
Ce circuit est extrêmement simple et réalisé à partir de composants courants. Tant que le combiné du téléphone se trouve sur la fourche, la tension de la ligne téléphonique est haute, de sorte que l'opto-coupleur est en conduction et le relais décollé; la radio est reliée normalement aux hauts-parleurs par le biais des contacts du relais.

Une fois que le combiné est décroché, la situation change, la résistance R2 fournissant un courant de base suffisant à T1 pour faire entrer ce transistor en conduction. L'activation du relais, la fermeture de ses contacts, entraîne la prise en série de résistances de 22 Ω dans les lignes allant vers les hauts-parleurs, ce qui se traduit bien évidemment par une diminution du volume et vous permettra de passer votre coup de fil ou de répondre à votre interlocuteur en toute quiétude, sans avoir à hurler : un peu moins fort, S.V.P., d'où le titre de cet article.

S'il est fermé, l'inverseur S1 élimine l'effet de l'opto-coupleur et sert d'instrument de pontage (BYPASS).

Le relais pourra être un relais 12 V de type bipolaire inverseur ou du type bipolaire à contacts travail. On jouera sur l'ajustable P1 jusqu'à ce que le relais colle de façon fiable lorsque l'on décroche le téléphone.

Le schéma propose une alternative au niveau de l'opto-coupleur. Seul le CNY17-2 offre une spécification de tension d'iso-



024021 - 11

lement respectant la norme d'équipement de classe 2, le 4N35 respectant quant à lui les normes de la classe 1. L'alimentation de l'électronique pourra se faire par le biais d'un éliminateur de piles, plus connu sous la dénomination d'adaptateur secteur fournissant, en charge, une tension de sortie de quelque 12 V en continu.

(024021)

Interrupteur pour alimentations n'en comportant pas

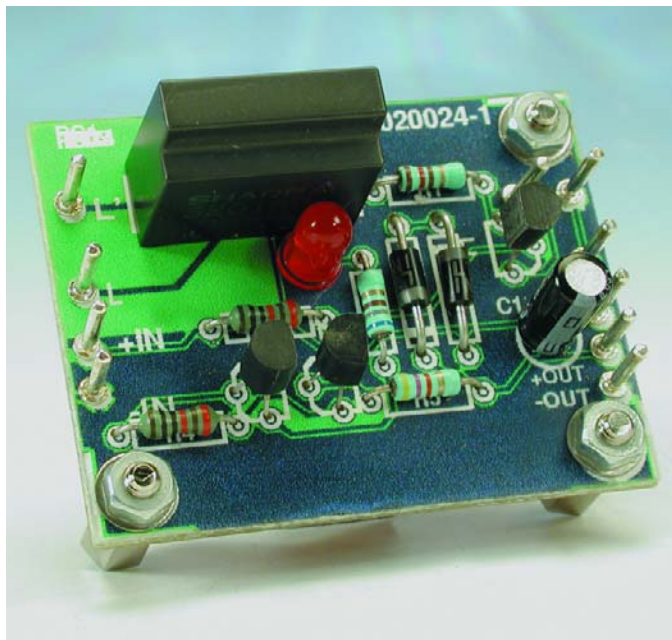
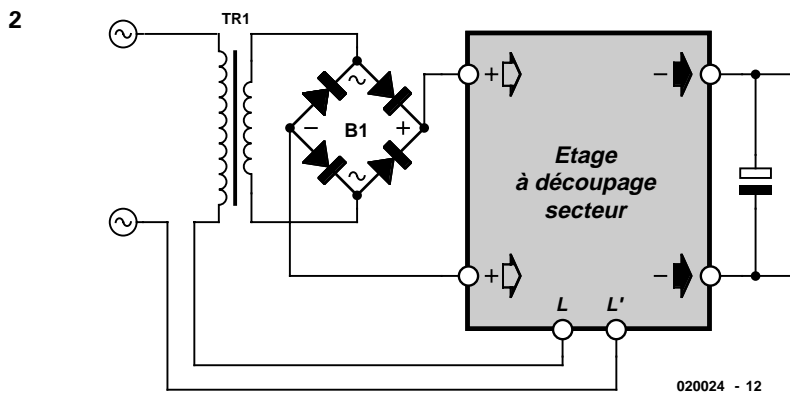
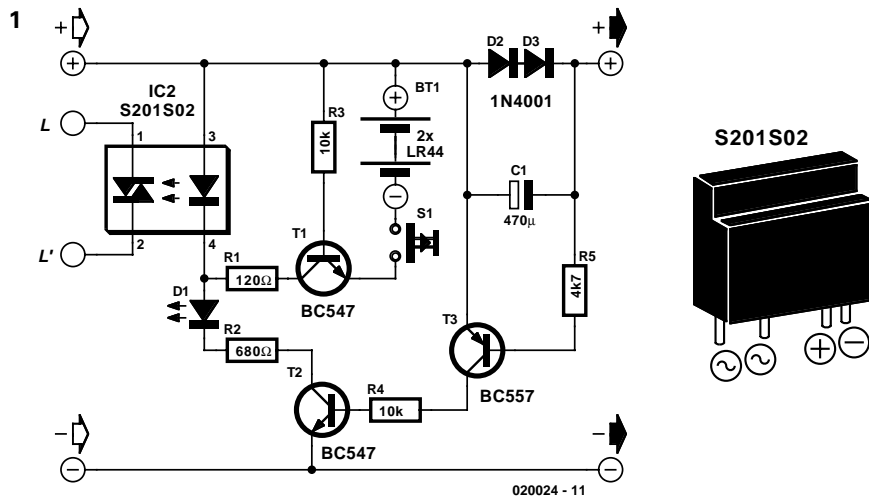
Uwe Reiser

Les récepteurs radio portatifs, les lecteurs de CD, les magnétocassettes voire nombre d'ordinateurs portables qui peuvent être alimentés par le secteur ne possèdent bien souvent pas d'interrupteur secteur, la coupure de l'alimentation se faisant en aval du transformateur, du côté de l'alimentation continue. Dans ces conditions, l'alimentation reste connectée en permanence au secteur, si tant est que l'on n'ait pas tiré la fiche du câble d'alimentation de la prise du secteur. Il en va d'ailleurs de même pour les appareils requérant un adaptateur secteur pour leur alimentation. Leur comportement est néfaste tant pour l'environnement que pour votre porte-monnaie.

L'électronique de ce montage permet une mise sous tension manuelle directement sur l'appareil, la coupure de l'alimentation se faisant automatiquement. De par la présence d'une séparation opto-électronique entre la tension du secteur et l'étage de commutation, les normes de sécurité restent respectées.

La mise sous tension

Le montage se compose d'un étage de commutation constitué par T1 et d'un étage de mise hors-tension, prenant lui la forme



des transistors T2/T3. Ces 2 étages attaquent l'interrupteur de puissance qui prend la forme d'un relais à semi-conducteurs (*solid state relay*), IC1. Le bouton-poussoir S1 sert à transmettre, par le biais du transistor T1, la tension des 2 piles-bouton (2 à 3 V) à la LED du relais à semi-conducteurs. R1 autorise la circulation d'un courant de diode de l'ordre de 10 mA. T1 empêche l'application d'une « tension de charge » aux piles lorsque le transistor T2 attaque le relais à semi-conducteur avec la tension du secteur. Bien que cette situation ne soit possible qu'au cours d'une action sur le bouton-poussoir il en a été tenu compte pour des raisons de sécurité.

Lorsque la LED du relais à semi-conducteurs alimentée par le courant fourni par les piles s'allume, le triac permet le passage de la tension du secteur vers le transformateur de l'alimentation. Le consommateur relié à cette dernière reçoit sa tension d'alimentation qui voit sa valeur réduite de $2 \times 0,65 \text{ V}$ (chute produite par les diodes D2 et D3). Cette tension de seuil lissée à l'aide de C1, permet un courant de base pour le transistor T3. À son tour, ce transistor fait entrer T2 en conduction qui, par le biais de la résistance R1, fournit un

courant à la LED D1 et également à celle intégrée dans IC1. La valeur à donner à R2 dépend de la tension continue fournie par l'appareil et devra être choisie de manière à avoir circulation d'un courant de LED de 10 mA. Pendant le court instant d'action sur le bouton-poussoir on a circulation d'un double courant de LED, l'ensemble de ces 2 courants ne devant pas dépasser 20 mA pour éviter la destruction de la LED intégrée dans IC1.

La mise hors-tension

On n'aura de chute de tension aux bornes des diodes D2 et D3 qu'à condition d'avoir, en sortie du montage, circulation d'un courant drainé par l'appareil connecté au système. Si, à la suite de la mise à l'arrêt de cet appareil, le dit courant cesse de circuler, T3 bloque, entraînant ainsi le blocage de T2.

Le relais à semi-conducteur décolle interrompant de ce fait le passage de la tension du secteur.

Le condensateur C1 ralentit ce processus de coupure, de sorte qu'il soit possible, par exemple, de changer une cassette audio sans que l'appareil ne se trouve mis à l'arrêt.

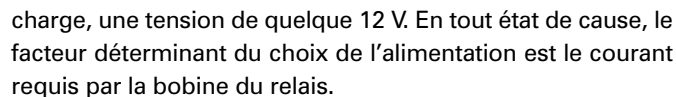
Nous avons choisi, en ce qui concerne le relais à semi-

conducteur, une version à commutation à tension nullement. Cela signifie que le triac ne commute que lors du passage par zéro de la tension du secteur et cela quel que soit l'instant de commande de la LED. De ce fait, il ne circule (pratiquement) pas de courant à l'instant de commutation, ce qui élimine les crêtes de commutation inductives et partant les parasites que ces dernières pourraient produire. L'exemplaire de relais utilisé, un S201S01 de Sharp peut commuter des courants allant jusqu'à 8 A (en continu) voire jusqu'à 80 A (courant de crête pendant la durée d'une période).

La **figure 2** montre comment intercaler le montage entre l'alimentation et le condensateur de charge. Il faudra, lors de la conception du circuit imprimé, bien se rappeler que les pistes véhiculant la tension du secteur doivent être espacées d'au moins 3 mm et de 6 mm au moins des pistes se trouvant à faible tension. Ces précautions valent également lors de l'implantation du montage dans l'appareil à piloter. Si l'on n'y dispose pas de la place nécessaire on pourra bien évidemment réaliser une version « autonome » de ce montage que l'on intercalera entre l'appareil et l'alimentation externe de ce dernier.

027

Vu que l'ensemble du circuit ne consomme que quelques milliampères, son alimentation pourra se faire à l'aide de pratiquement n'importe quel adaptateur secteur fournissant, en



43

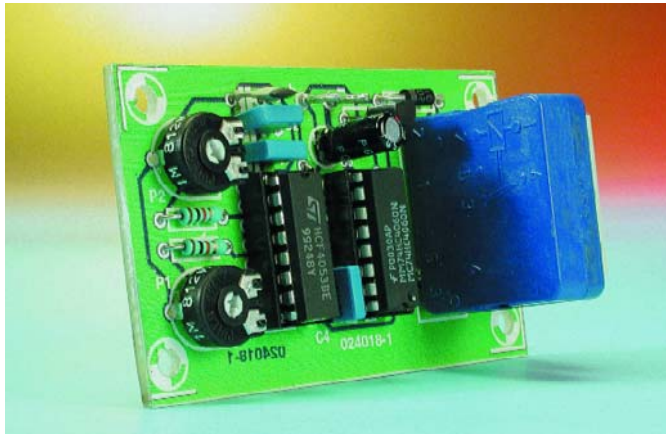
Interrupteur 2 x temporisé

028

S'il vous faut, pour l'une ou l'autre raison, régler indépendamment les temps de fonctionnement et d'arrêt d'un appareil, voici le circuit que vous cherchez. La difficulté dans le réglage des temporisateurs vient souvent de ce que les périodes s'influencent mutuellement. Dans ce montage-ci, l'écueil est évité radicalement, puisque les composants qui définissent le temps – aussi bien R que C – sont commutés, une cellule RC (P1+R3 et C1) pour le temps de repos et une autre (P2+R4 et C2) pour le travail.

Lorsque le relais n'est pas excité parce que la base de T1 est au niveau logique zéro, il en va de même pour les entrées 10 et 11 de IC1, les broches 13 et 14 du même IC1 sont reliées ensemble, tous comme ses broches 1 et 15.

Les valeurs de composants indiquées permettent à l'oscillateur de fournir des impulsions (à mesurer sur la broche 9 de IC2) entre 4 et 200 ms. Puisque IC2 divise la fréquence par 8192, la période peut varier entre 32,8 s et 27,3 minutes. Pour des périodes plus courtes, il faut diminuer C1 (ou C2) ou l'aug-



menter si l'on en veut de plus longues. C1 et C2 doivent être des condensateurs à feuille plastique ou des condensateurs électrolytiques bipolaires, et à défaut, il faut en composer soi-même en branchant en série deux électrolytiques, les pôles

Liste des composants

Résistances :

$R_1 = 4\text{M}\Omega$
 $R_2 = 100\text{ k}\Omega$
 $R_3, R_4 = 10\text{ k}\Omega$
 $P_1, P_2 = \text{ajustable } 1\text{ M}\Omega$

Condensateurs :

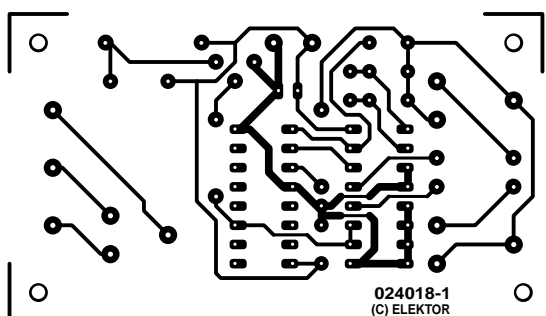
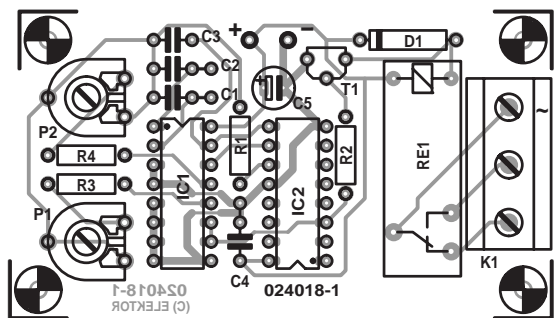
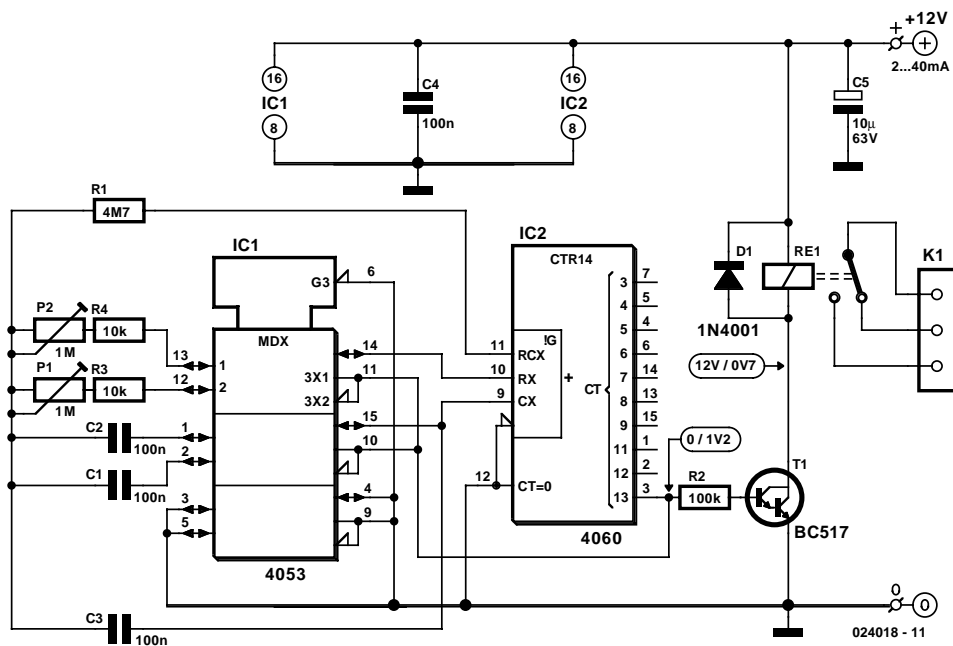
C1, C2, C4 = 100 nF
C3 = 100 pF
C5 = 10 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

DI = 1N4001
TI = BC517 (darlington)
IC1 = 4053
IC2 = 4060

Divers :

Rel = relais 12 V encartable de
type E V23057 B0002 A201



positifs reliés ensemble.

La tension d'alimentation peut se situer entre 5 et 15 V, de préférence celle dont le relais a besoin. Le modèle de relais cité

dans la liste des composants se commande en 12 V et est capable de commuter deux ampères sous 230 V alternatifs.

(024018)

Amérique



Disposer d'un transformateur à tension de sortie ajustable doté d'une isolation galvanique est une nécessité quasi-incontournable dans tout laboratoire d'électronique digne de ce nom. Le prix de ce type d'« instrument » le met malheureusement souvent hors de portée du budget de l'amateur. Pour un laboratoire d'amateur, les transformateurs réglables du commerce sont souvent surdimensionnés de sorte que l'on pourra, à un coût relativement modéré, réaliser son propre transformateur ajustable, opération manuelle sans grande complexité permettant d'économiser une somme non négligeable.

Tout ce l'on a besoin à cet effet est un kit de transformateur prévu pour l'intensité de courant recherchée et une électronique relativement simple dont on retrouve le schéma ci-contre. L'ensemble de ces pièces permet de réaliser un transformateur à pilotage binaire capable de fournir toute tension alternative comprise entre 1 et 255 V et ce par pas de 1 V. Le principe repose sur une série de 8 tensions de sorties différentes étagées de façon binaire, ce qui signifie qu'elles doublent d'une valeur à la suivante (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128).

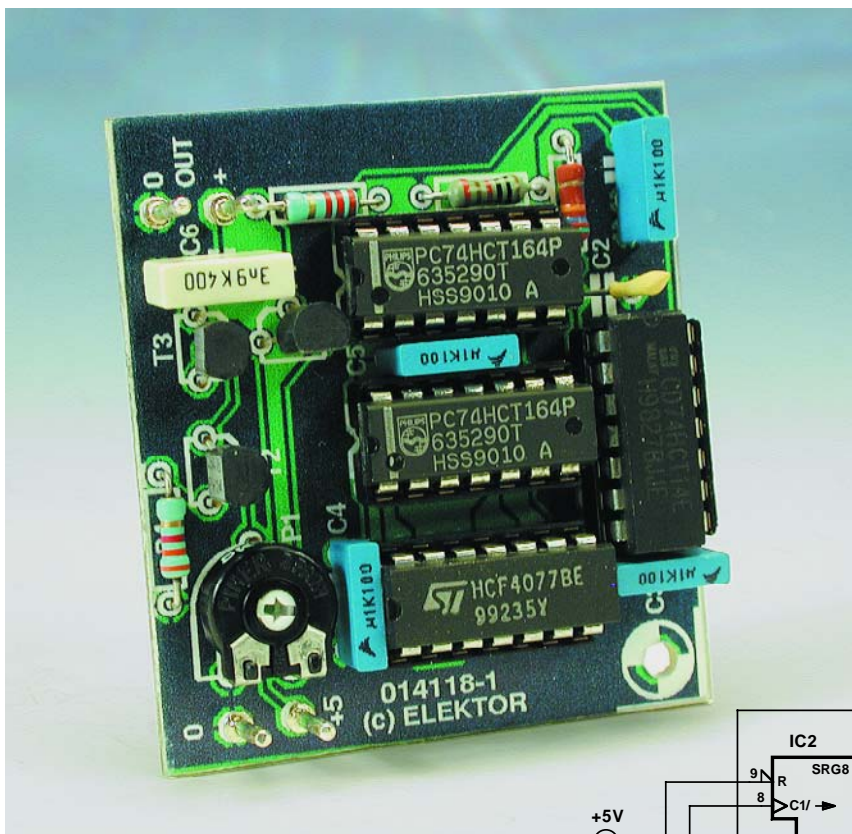
Les sorties commandent les relais par le biais de étages de puissance du type ULN2803, les relais établissant les contacts avec les enroulements requis et partant les tensions qu'ils fournissent. Il faudra contrôler la tension de sortie par la connexion d'un voltmètre placé en calibre alternatif.

Il faudra, lors de la réalisation de ce transformateur réglable numériquement, veiller à respecter les règles habituelles ayant trait à l'utilisation de la tension du secteur dans un montage.

45

Générateur de bruit

030



Le générateur de bruit que nous proposons ici fonctionne selon un mode numérique, par opposition aux générateurs classiques dont la source de signal est souvent constituée par une jonction base-émetteur. La différence

majeure entre la méthode utilisée ici et l'approche analogique classique, c'est que nous ne produisons par un bruit naturel, mais un amalgame de fréquences discrètes.

L'horloge construite à l'aide de IC1.A scande à une fréquence d'environ 40 kHz les registres à décalage IC2 et IC3. La donnée à l'entrée du double registre provient des portes EXNOR (NON-OU EXclusif) IC4.A à IC4.C, dont la fonction dépend à son tour de l'état des sorties du registre à décalage.

Comme le réseau de rétroaction se fonde sur un polynôme peu compliqué (ici $1 + V^? + V^? + V^5 + V^{16}$), toutes les combinaisons possibles de uns et de zéros apparaîtront à la sortie avant qu'un nouveau cycle ne commence. On obtient ainsi le cycle le plus long possible et en conséquence la période de récurrence sera longue.

Liste des composants

Résistances :

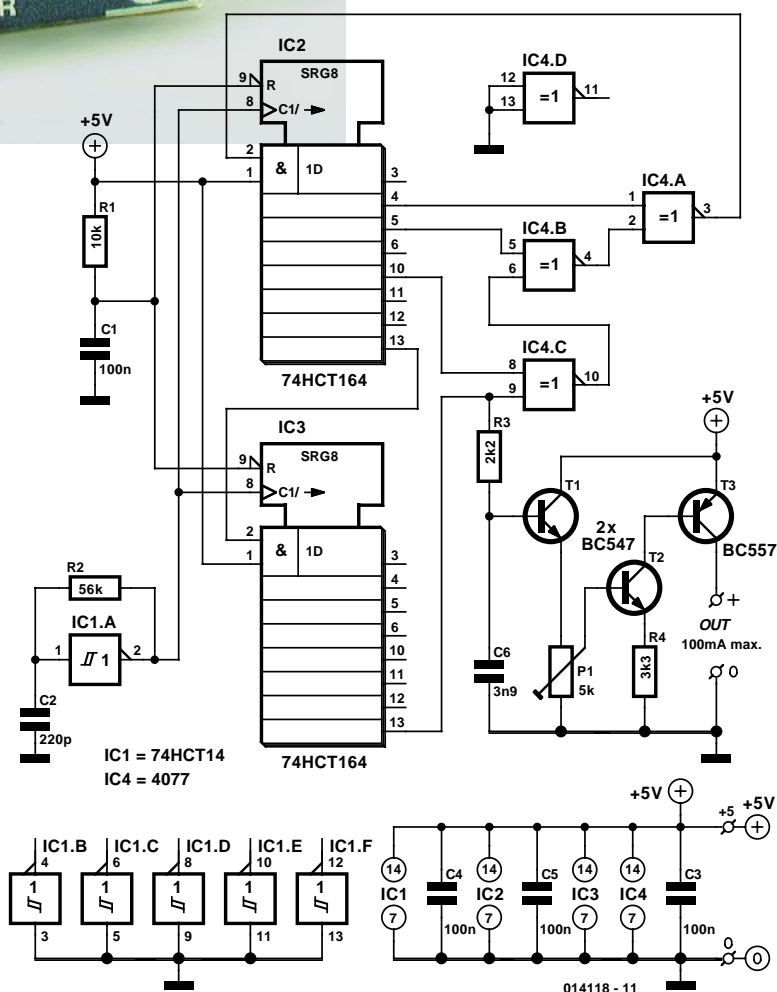
R2 = 56 kΩ
R3 = 2kΩ2
R4 = 3kΩ3
P1 = ajustable 5 kΩ

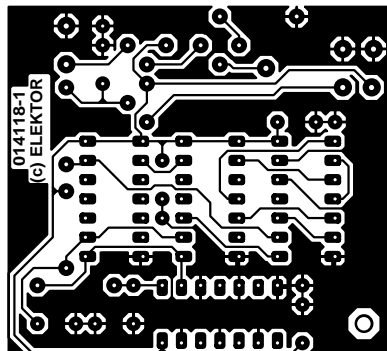
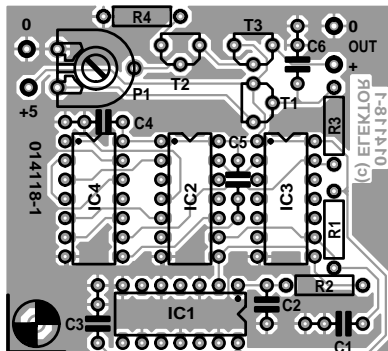
Condensateurs :

C1, C3 à C5 = 100 nF
C2 = 820 pF
C6 = 3nF9

Semi-conducteurs :

T1, T2 = BC547
T3 = BC557
IC1 = 74HCT14
IC2, IC3 = 74HCT164
IC4 = 4077





La distance entre les fréquences discrètes est $(f_{\text{horloge}}) / (2^n - 1)$
 $= 40\,000 / 65\,535 = \text{environ } 0,61 \text{ Hz}$, une bonne approximation
 du bruit naturel.

La sortie prend la forme d'une source de courant. Mais si c'est
 une source de tension que vous voulez, vous pouvez la

prendre sur l'émetteur de T2. Tenez compte du fait qu'une composante continue se superpose alors au signal de sortie et que l'appareil que vous y raccorderiez doit pouvoir s'en accommoder. Si ce n'est pas le cas, il faudra se résoudre à insérer un condensateur électrolytique sur le trajet du signal.

Le montage fonctionne sur une alimentation stabilisée de 5 V. Mais un 7805, la recette traditionnelle, vous la fournira sans douleur, à condition de

l'approvisionner en énergie par un petit adaptateur secteur capable de délivrer au moins 8 V continus. Avec le dessin des pistes reproduit ici, la fabrication du montage ne vous prendra que peu de temps.

Secrets de la télécommande des MiniDisc

03 I

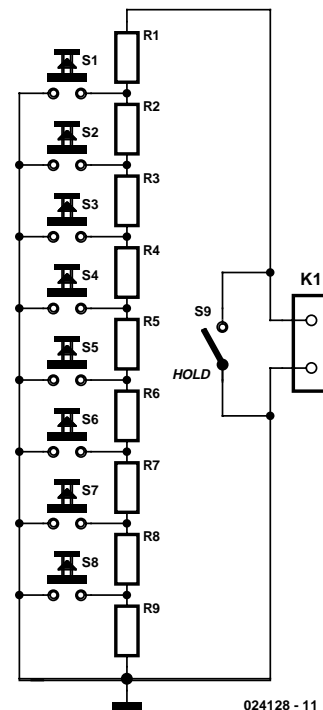
Les lecteurs/enregistreurs MiniDisc portables sont accompagnés d'une télécommande permettant d'exécuter les fonctions les plus courantes. Dès que l'on évoque la notion de télécommande on pense presque automatiquement au boîtier de zapping d'un téléviseur, mais il s'agit ici d'un boîtier minuscule dotés de boutons et qui fait en même temps office de cordon prolongateur pour le casque d'écoute. Côté MD on découvre un connecteur spécial avec une embase jack pour le son et une série de contacts pour fonctions additionnelles, contacts dont 2 sont utilisés par la télécommande pour ses touches. Chaque touche applique une valeur de résistance donnée à ces 2 contacts, ce qui permet à l'appareil de reconnaître la fonction activée.

Ailleurs dans ce numéro Hors Gabarit nous décrivons un montage simplifiant la saisie des titres des pistes d'un MiniDisc grâce à un programme tournant sur PC. Cet article évoque les différences existant entre les télécommandes de marques différentes. Il existe même, pour une même marque, des différences d'un modèle de lecteur/enregistreur à un autre, le principe à base de valeurs de résistances reste lui le même. Le schéma illustre la structure interne d'une télécommande.

Il faut commencer par identifier les 2 contacts qui servent à la commande du MiniDisc. Il suffira pour cela, en s'aidant d'un ohmmètre, de relever la valeur de résistance de toutes les combinaisons de contacts possibles. Il faudra, lors de chaque mesure, appuyer sur une touche pour voir si cette action se traduit par un changement de la valeur mesurée. Si cela est le cas, nous avons identifié les contacts dont nous avons besoin. Une petite astuce : si la télécommandée concernée dispose

d'une fonction HOLD, cet interrupteur permet de simplifier les mesures. HOLD court-circuite en effet la télécommande pour éviter toute action malencontreuse sur l'une des touches; il suffit dans ce cas-là d'effectuer la mesure en mode « testeur de continuité ».

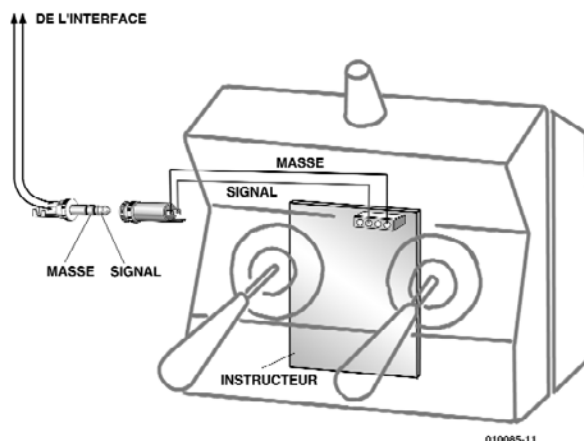
Une fois que l'on a identifié les contacts, il suffira d'actionner successivement toutes les touches et de relever la correspondance entre la touche actionnée et la valeur de résistance relevée. Il faut ensuite classer les valeurs mesurées dans l'ordre croissant. La valeur la plus faible correspond à R1, la suivante à R1 + R2 et ainsi de suite. En l'absence d'action sur une touche la valeur mesurée est la somme de R1 à R9. La numérotation des résistances correspond à celle utilisée sur le schéma du titre pour MD.



Interface Reflex économique 032

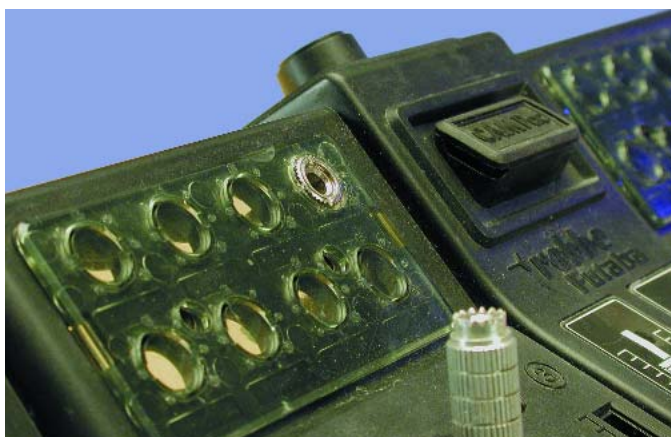
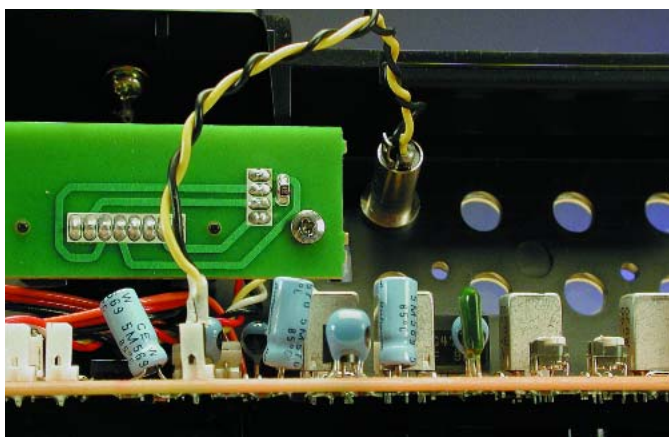
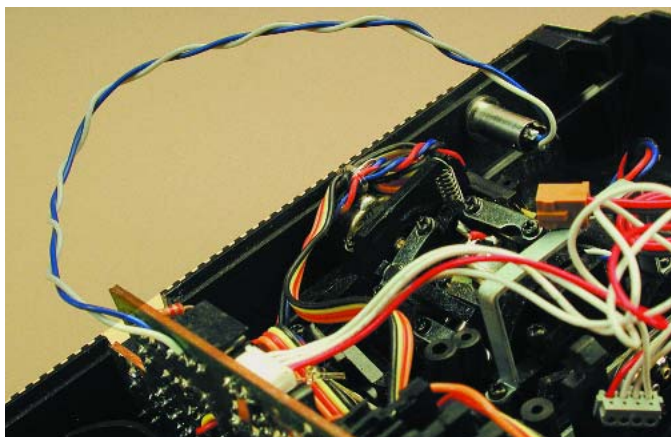
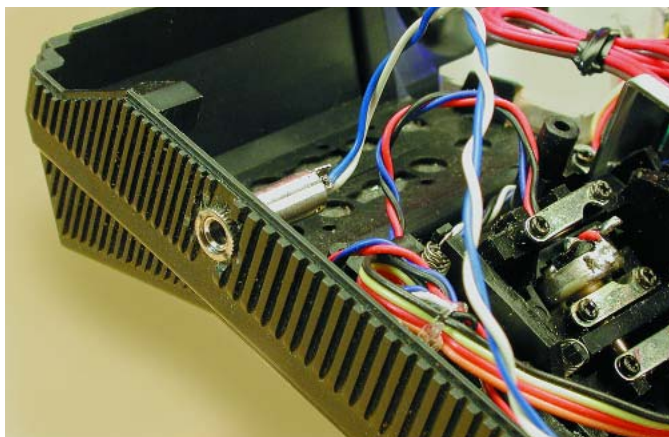
Ce raccord a pour objet d'assurer la liaison entre un émetteur de télécommande FC-16 de Futaba et l'interface parallèle du simulateur de modèle réduit Reflex, un simulateur du commerce spécialement développé pour les avions télécommandés. Le logiciel est vendu accompagné de quelques adaptateurs pour vous permettre de vous entraîner au pilotage virtuel à l'aide de votre émetteur habituel. L'avantage, c'est que vous ne devez pas repasser au manche de jeu de votre PC ou au clavier, mais que vous manipulez les commandes réelles, comme en vol normal.

Les émetteurs de télécommande pour modèles réduits disposent parfois d'une sortie appelée moniteur/élève, qui permet de combiner deux émetteurs et de passer la commande de l'un à l'autre. La prise moniteur/élève excelle dans le raccordement au simulateur Reflex, mais malheureusement la plupart des émetteurs n'en sont pas équipés d'origine. Il faut alors l'acheter à part, généralement à un prix (inutilement) élevé. Pourtant, ajouter pareille jonction relève de la simplicité même, comme l'illustre le dessin. La raison pour laquelle nous avons utilisé une prise pour jack stéréo de 3,5 mm au lieu de la traditionnelle DIN, c'est que l'interface Reflex met



aussi en œuvre une prise pour jack de 3,5 mm. On n'a même plus besoin des adaptateurs pour les différentes marques d'émetteurs.

Avantage supplémentaire, la prise jack se glisse exactement dans les ouvertures prévues pour les interrupteurs et minipotentiomètres. Nul besoin de forer de trou dans le boîtier pour



loger le connecteur.

Pour l'installation, nous vous renvoyons aux photos ci-jointes, l'une montre le placement du connecteur dans un émetteur Futaba, l'autre, dans un Graupner. Attention : sur le Futaba, on utilise des connecteurs au pas de 2 mm (au lieu de 2,54 mm). Les connecteurs SIL normaux (en pouces) ne conviennent donc pas pour ces émetteurs. On peut trouver les connecteurs au pas de 2 mm chez Conrad, numéro de commande 672-348.

L'interface décrite ici peut en principe s'utiliser sur d'autres

émetteurs, à vous d'y trouver le signal approprié, généralement renvoyé sur un connecteur. Le signal en question doit ressembler à celui que décrit la copie d'écran d'oscilloscope reproduite ici. Parfois, la platine peut vous renseigner, si par exemple une mention du genre « *trainer* » ou « *external command* » y figure, à proximité d'un connecteur. Un de ses contacts recèle alors sûrement le signal désiré.

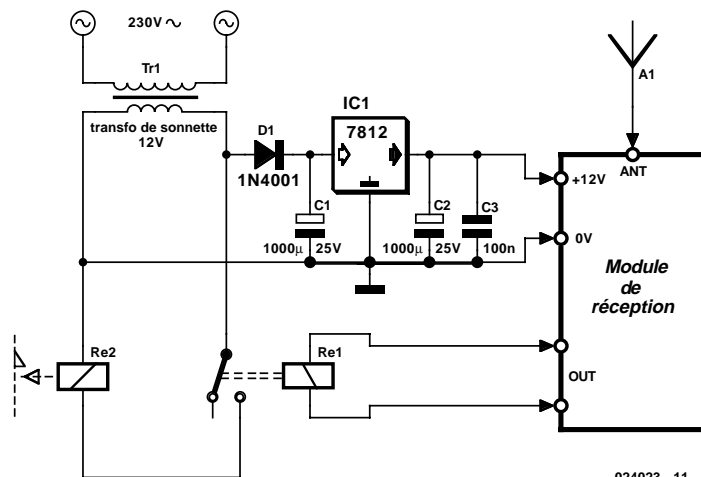
Soyons clair, précisons bien pour terminer que cette interface ne sert absolument pas de fonction moniteur/élève !

Majordome de luxe

033

Georg Liebetrau

Un ouvre-porte électrique (majordome) peut être commandé par une serrure à combinaison ou par un répondeur. Mais il faut alors poser un câble, installer un clavier (à l'épreuve des vandales) ou dissimuler un enroulement. Une simple télécommande radio de voiture permettra d'éviter tous ces tracas. Le récepteur peut être monté directement sur l'ouvre-porte électrique. Vous trouverez dans un magasin d'accessoires divers jeux appropriés d'équipement complémentaire pour commande centrale de verrouillage. Les prix avoisinent les 50 €, ci-inclus un émetteur portable. Raccorder le module radio est un jeu d'enfant. Au lieu des moteurs de positionnement, on connectera un relais 12 V à contact de travail ou contact inverseur fermant le circuit de l'ouvre-porte. La tension de fonctionnement du module radio peut être prélevée sur l'ouvre-porte. Il existe des versions 230 V~ et 24 V=.



024023 - 11

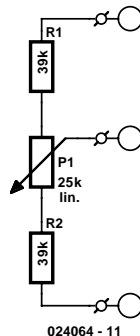
Variante de manette de jeu

034

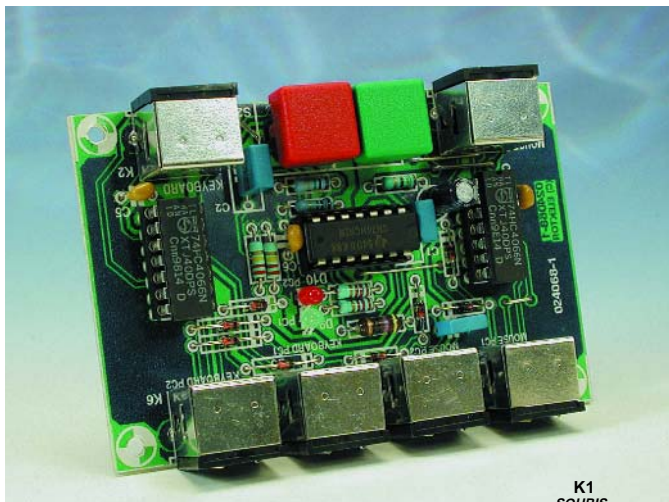
Sur les jeux vidéo comme pour les modèles réduits, les manches de commande utilisés recèlent deux potentiomètres d'environ 100 k Ω , capables d'une déflexion de 60 à 90 degrés. En fait, sur ces potentiomètres, on n'utilise qu'un tiers ou un quart de leur résistance totale. Si l'on envisage de copier un tel manche de jeu à l'aide de potentiomètres ordinaires qui tournent sur 270 degrés, il faut adopter un schéma modifié dans le sens de celui qui est reproduit ici. Les valeurs de R1 et R2 sont données à titre indicatif, elles peuvent varier en fonction des sensations ressenties à l'emploi. Il ne serait

d'ailleurs pas saugrenu de prendre pour R1 et R2 une combinaison d'une résistance fixe et d'un potentiomètre ajustable, qui permettra de trouver plus rapidement la valeur idéale, du fait que les deux résistances s'influencent mutuellement.

(024064)



Commutateur pour clavier et souris

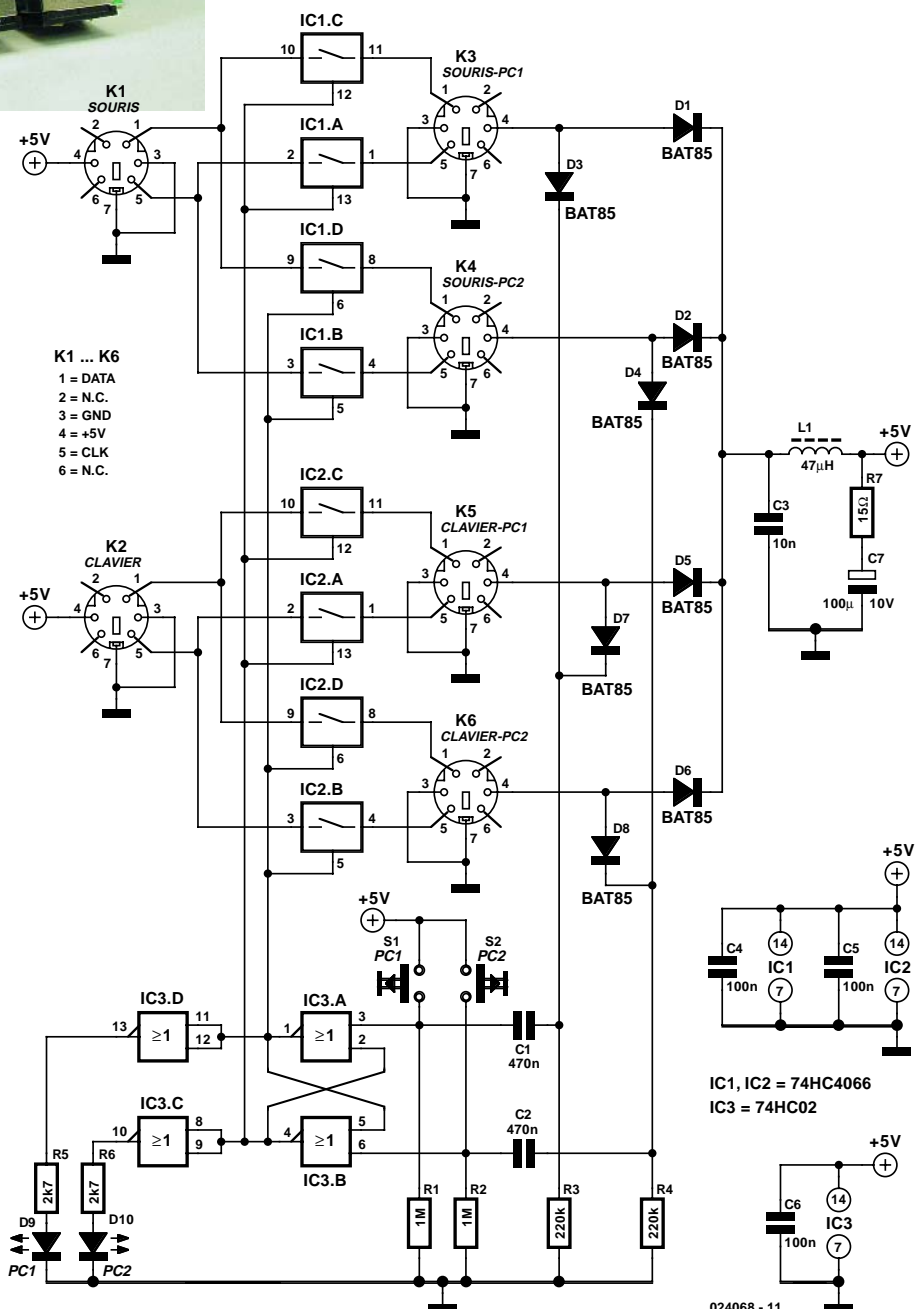


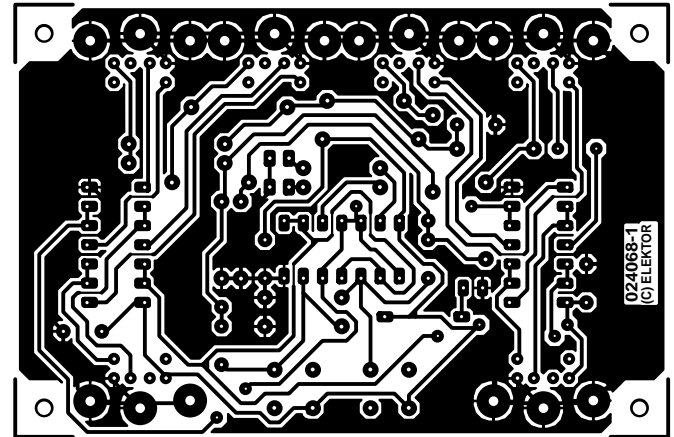
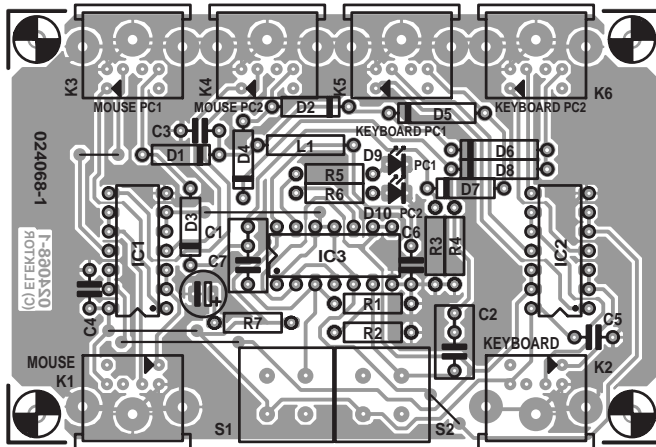
On ne jette pas nécessairement aux oubliettes un ancien PC, souvent on le destine à des fonctions particulières. Mais être obligé de manipuler deux claviers et deux souris représente un inconvénient que l'on peut éliminer grâce à un commutateur qui transfère à volonté, d'un PC à l'autre, la liaison d'un seul clavier et d'une même souris. C'est l'objet de ce montage. Le raccordement nécessite quatre câbles PS/2 (mâle/mâle). Si l'ancien PC est encore pourvu de la fiche DIN, mieux vaut prévoir un adaptateur. Il en va de même pour la souris, si seule la prise Sub-D à 9 pôles est disponible, il existe aussi un adaptateur PS/2 vers Sub-D à 9 contacts.

Le fonctionnement est très simple. La tension d'alimentation est prélevée des quatre prises par l'intermédiaire de D1, D2, D5 et D6. Il suffit que la tension soit présente sur l'une des quatre connexions K3 à K6 pour que le montage fonctionne. La self L1 empêche les éventuels parasites des alimentations de PC de perturber le montage. La tension d'alimentation ainsi recueillie est appliquée directement au clavier et à la souris.

La commutation des lignes de données et d'horloge, ce sont des interrupteurs analogiques ordinaires qui la prennent en charge. Ils appartiennent à la famille logique HC (74HC4066). Les puces IC1

et IC2 sont ici organisées en inverseur bipolaire. Pour éviter que les signaux des PC ne puissent intervenir dans la commutation, IC1 et IC2 sont commandés par une bascule formée par les portes NOR (NON OU), IC3.A et IC3.B. On passe d'une position à l'autre par les poussoirs S1 et S2. Si les deux entrées de la bascule sont actives, ses deux sorties sont basses, aucun des PC n'est relié et les deux LED sont allumées (par exemple si l'on appuie sur S1 et S2 en même temps). La liste des composants mentionne des poussoirs ITT-Cannon de couleur rouge et verte, question de s'y retrouver, en gardant la concor-





dance avec la couleur de la LED correspondante. Il importe, lors du démarrage ou d'une mise à zéro de l'ordinateur, que l'inverseur soit dans la bonne position, sinon ni le clavier, ni la souris ne seront détectés (c'est moins grave avec les nouveaux systèmes). Pour arriver à placer le commutateur dans le bon sens, par le truchement de D3 et D7 pour PC1 ou de D4 et D8 pour PC2, il faut évidemment disposer au départ de l'alimentation d'un PC. Les impulsions de mise à un et à zéro sont produites par R1/C1 et R2/C2 ; la constante de temps d'une demi-seconde choisie ici est amplement suffisante. R3 et R4 servent à décharger C1 et C2. Le condensateur électrolytique C7 assure un bon découplage de l'alimentation. Quant à R7, elle a pour fonction de limiter le courant de charge à travers les diodes BAT85 au moment de l'insertion d'une fiche PS/2. La consommation de courant est voisine de 1 mA , on la doit principalement à la LED en service. Encore quelques détails à savoir, pour conclure. Lors de la mise hors tension d'un PC sous Windows, il apparaît que les souris de certains fabricants sont désactivées. En pareille circonstance, il faut veiller à commuter sur l'autre PC lorsqu'on veut débrancher le premier,

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 1 M Ω
R3, R4 = 220 k Ω
R5, R6 = 2k Ω
R7 = 15 Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 470 nF
C3 = 10 nF au pas de 5 mm
C4, C5, C6 = 100 nF
céramique au pas de 5 mm
C7 = 100 μ F/10 V radial

Semi-conducteurs :

D1 à D8 = BAT85
D9, D10 = LED 3 mm à haut

rendement rouge et vert
IC1, IC2 = 74HC4066
IC3 = 74HC02

Bobines :

L1 = 47 μ H

Divers :

K1 à K6 = embase
miniDIN6/PS2 femelle
encartable
S1, S2 = bouton-poussoir tel
que, par exemple, D6-C-40
(ITT-Cannon) carré rouge
et/ou D6-C-50 (carré vert);
en option bouton BTN-D6-
40 (rouge) BTN-D6-50
(vert)

sinon il ne verra pas la souris. Vous vous éviterez également des difficultés en installant sur les deux PC le même pilote.

Scan de diapositives avec ELS 036

Il existe toutes sortes de modèles et de types de scanners pour diapositives, mais dans ce domaine également, la qualité se paie. Vous en conviendrez sans doute, le bureau sur lequel se trouvent nos ordinateurs et déjà suffisamment encombré et y ajouter un scanner de diapositives ne ferait qu'augmenter le chaos. Ailleurs, dans ce même numéro, nous avons décrit, sous le titre de « Torche lumineuse » un convertisseur pour ELS (de *Electro Luminiscent Sheet*), dispositif plus connu sous la forme des panneaux de rétro-éclairage des affichages LCD (= *Liquid Cristal Display*). La belle lumière blanche joliment égale que fournit ce type de panneau nous a amené à imaginer l'expérience suivante.

On prend un scanner à plat comme il en existe des centaines, une diapositive et un ELS qui servira à éclairer la diapositive. Le résultat de cette opération nous a surpris par sa qualité. Le confort d'utilisation n'est bien évidemment pas celui d'un vrai scanner de diapositives, mais si vous n'avez à scanner de diapositive qu'exceptionnellement et que vous ne recherchez pas l'ultime qualité, l'expérience mérite d'être tentée, surtout si l'on sait que l'on peut trouver ce genre de panneaux de rétro-éclairage pour quelques euros sur les salons et foires vendant du matériel microinformatique de surplus ou de seconde main !

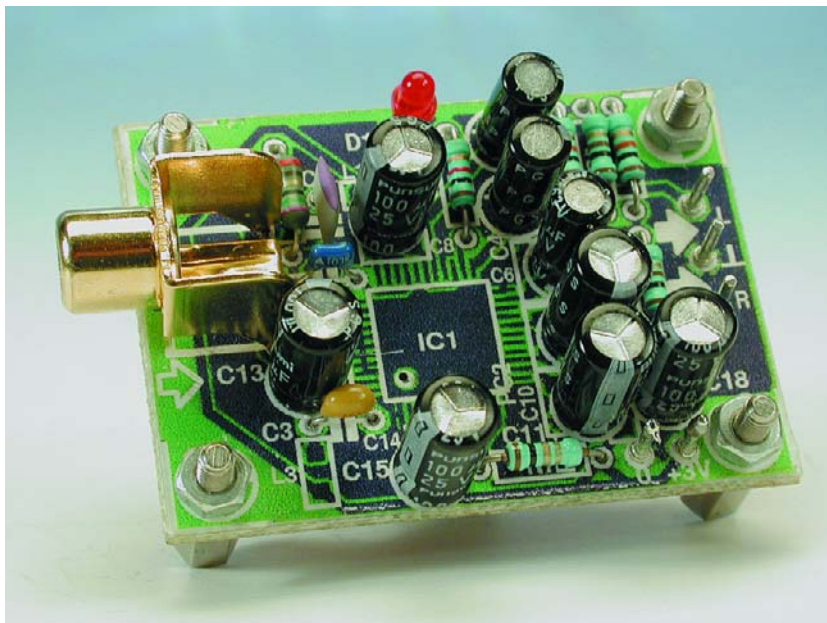
(024112)

Mini CNA audio

037

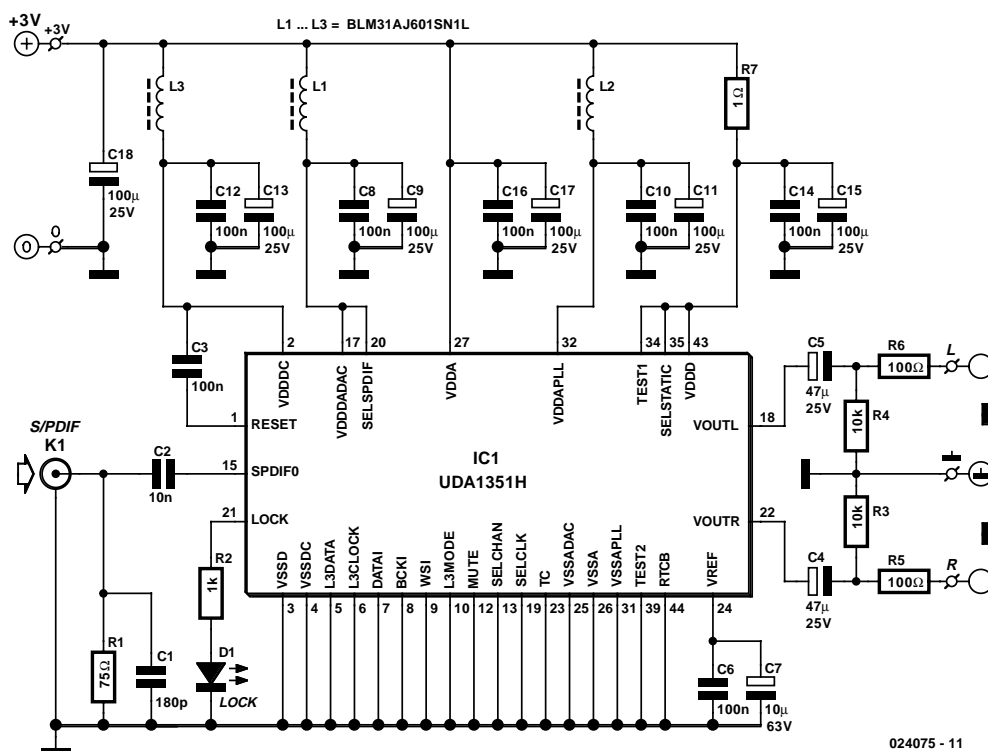
Dans le numéro de janvier de cette année, nous avons décrit un testeur S/PDIF équipé d'un CI décodeur spécial avec convertisseur N/A intégré. De plus, on pouvait utiliser deux versions du CNA audio IEC 60958 de Philips, les UDA1350ATS et UDA1351TS. Le domaine de fréquence de ce dernier s'étend jusqu'à 96 kHz. Mais certains de nos lecteurs ont regretté que le montage ne soit pas accompagné d'un dessin de platine. C'est pourquoi nous proposons ici un mini CNA audio comparable, mais complété de la platine, cette fois. Le CI employé ici, un UDA1351H, appartient à la même famille que les modèles mentionnés ci-dessus, mais est enrobé dans un boîtier différent. L'avantage du SOT307-2 (QFP44) réside dans un écartement plus large des broches, 0,8 mm au lieu de 0,65 mm, ce qui permet encore l'usage d'un fer à souder normal. La platine ne présente qu'une face imprimée, mais pour en réduire les dimensions, les composants seront disposés des deux côtés. La plupart se placent sur la face généralement réservée aux composants, mais six condensateurs à la céramique en version CMS seront soudés du côté des pistes de cuivre, à proximité directe du CI, pour assurer un découplage optimal. Et trois bobines de découplage également, pour les mêmes raisons, prendront position sur la face à souder. Au complet, avec une prise Cinch pour platine, le circuit imprimé ne mesure pas plus de 51 x 37 mm.

Pour un usage de courte durée, on peut utiliser deux piles bâton pour l'alimenter, mais le montage consomme, à 44 kHz, 22 mA et à 96 kHz, 33 mA, ce qui déjà assez considérable pour les piles. D1 indique qu'un signal d'entrée utilisable a été détecté. Les résistances R3 et R4 permettent aux condensateurs électrolytiques de sortie C4 et C5 de se charger, même si rien n'y est branché, tandis que R5 et R6 protègent des charges capacitatives en sortie. Ce sont trois broches pour platine qui servent de sortie, de manière à laisser le choix,

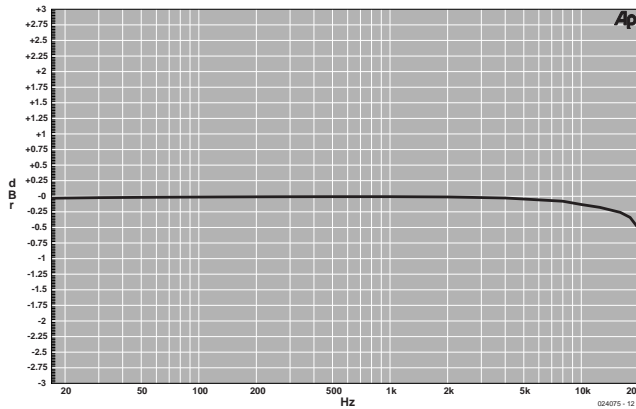


selon l'application envisagée, entre des douilles Cinch et une prise pour écouteurs.

Une description détaillée du circuit intégré, vous la trouverez dans l'article dont nous avons parlé et dans les feuillets de caractéristiques du UDA1351H. Pour terminer, voici quelques résultats de mesures, effectuées sous une tension d'alimentation de 3 V.



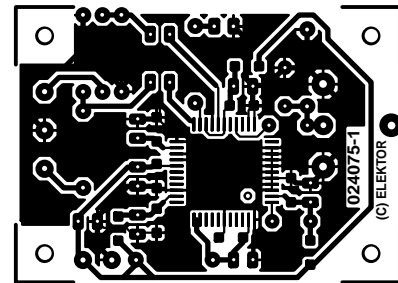
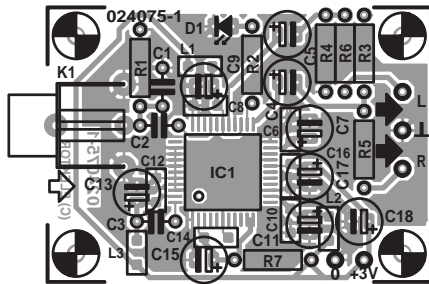
024075 - 11



- I_{alim} : 8 mA (sans signal, LED éteinte)
22 mA ($f_s = 44,1$ kHz)
33 mA ($f_s = 96$ kHz)
- Tension nominale de sortie : 900 mV
- DHT + B (1 kHz, $f_s = 44,1$ kHz) : 0,0033 % (B = 22 kHz)
0,04 % (B = 80 kHz)
- DHT + B (1 kHz, $f_s = 96$ kHz) : 0,003 % (B = 22 kHz)
0,011 % (B = 80 kHz)

La courbe publiée montre la caractéristique d'amplitude mesurée avec un CD de test. On s'en aperçoit, l'affaiblissement n'est que de 0,5 dB à 20 kHz !

(024075)



Liste des composants

Résistances :

R1 = 75 Ω
R2 = 1 k Ω
R3, R4 = 10 k Ω
R5, R6 = 100 Ω
R7 = 1 Ω

Condensateurs :

C1 = 180 pF
C2 = 10 nF céramique au pas de 5 mm
C3 = 100 nF céramique au pas de 5 mm
C6, C8, C10, C12, C14, C16 = 100 nF CMS boîtier 1206
C4, C5 = 47 μ F/25 V radial

C7 = 10 μ F/63 V radial

C9, C11, C13, C15, C17, C18 = 100 μ F/25 V radial

Bobines :

L1 à L3 = Murata
BLM31AJ60ISN1L (Farnell code 581-094)

Semi-conducteurs :

D1 = LED 3 mm à haut rendement (high-efficiency)
IC1 = Philips UDA1351H

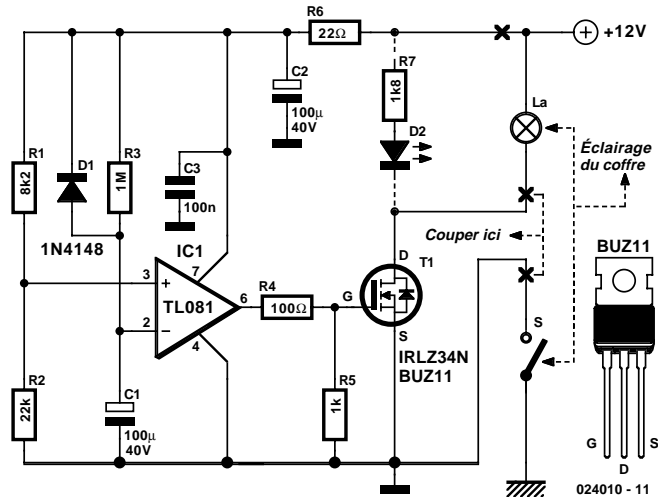
Divers :

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

Mise hors-fonction automatique 038

Manfred Mattiza

Le montage décrit ici est un interrupteur de mise hors-fonction automatique aux applications universelles. L'auteur s'en sert dans sa voiture pour éviter qu'une ampoule (éclairage de coffre ou intérieur) non éteinte oubliée malencontreusement n'épuise la batterie si on laisse la voiture quelques jours au garage sans s'en servir. Il va sans dire que l'on pourra utiliser la présente électronique pour nombre d'autres applications. Le principe de fonctionnement est aussi simple qu'efficace. L'amplificateur opérationnel est monté ici en comparateur. L'une de ses entrées est connectée à une tension constante dont le niveau est environ des 3/4 de la tension d'alimentation. Du côté de l'entrée inverseuse, la tension est, à la mise sous tension, nulle pour croître ensuite progressivement, lorsque le condensateur C1 se charge par le biais de la résistance R3. La



sortie de l'amplificateur opérationnel présente un niveau haut. Lorsque la tension atteint le niveau préfixé par le diviseur de tension R1/R2, la sortie du comparateur bascule vers un niveau bas. Avec le dimensionnement adopté ici, ce basculement se fera au bout d'une temporisation de quelque 100 s environ. Le comparateur attaque un FETMOS à canal-N (BUZ11 ou IRLZ34N). Le transistor est passant lorsque sa grille se trouve au niveau haut, sachant que le passage du comparateur au niveau bas se traduit par une interruption du circuit d'alimen-

tation des ampoules. La LED optionnelle signale l'allumage ou non de l'ampoule. Si l'on ferme l'interrupteur (pris ici dans la ligne de masse), la diode D1 permet une charge brutale du condensateur électrochimique. L'ampoule s'éteint alors exactement à la même vitesse.

Le courant de repos est de quelque 3 mA, ce qui n'a pas de conséquence néfaste sur la durée de vie de la batterie du véhicule.

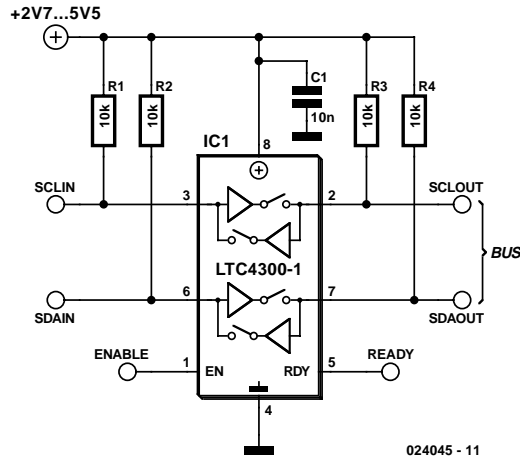
Sur un I²C à chaud

039

Nous commençons à nous habituer à l'USB. Comme il est agréable, avec ce bus, de pouvoir brancher et débrancher un périphérique sans devoir éteindre tout le système ! C'était déjà plus ou moins le cas avec les RS-232 (et **pas** avec le port parallèle), mais on ne se sentait pas aussi bien à l'aise. Avec un bus I²C ou un SM, il n'est pas question d'intervenir « à chaud », sous tension, le *hotswap* n'est pas permis.

Une moitié de solution, la possibilité de changer de « partenaire », c'est le tampon LTC4300 qui nous l'offre. Il s'agit d'une interface à deux fils proposée par Linear Technology. En jouant la Belle au bois dormant, elle isole le périphérique du bus, si bien que l'on peut s'y raccorder à tout moment sans faire d'étincelles. L'épineuse question vous reste cependant sur les bras, à vous de trouver quand et comment s'assurer qu'il n'y a plus d'activité sur le bus pour pouvoir réveiller la puce d'interface par le signal d'autorisation (*enable*), de manière à effectuer les présentations d'usage entre le nouveau périphérique et le bus.

Le tampon est doté de transistors d'excursion haute (*active*



pull-up), qui permettent d'utiliser des résistances de forçage haut à haute impédance (10 kΩ). Vous saurez tout sur le LTC4300 à l'adresse www.linear.com.

Filtre/amplificateur Tchébycheff 1 dB

Les filtres de type Butterworth et dans une mesure moindre, les filtres de Bessel, sont sans doute les filtres analogiques les plus utilisés. Dans des circuits requérant des pentes raides, l'utilisation de ces types de filtres se traduit par le choix de version d'ordre élevé, ce qui implique un nombre de composants plus important et partant un coût plus élevé. L'une des alternatives envisageables est l'utilisation d'un type de filtre différent, ce qui amène inévitablement à penser aux filtres de type Tchébycheff, sachant que ces derniers présentent, pour le même ordre, une pente sensiblement plus raide. Le seul

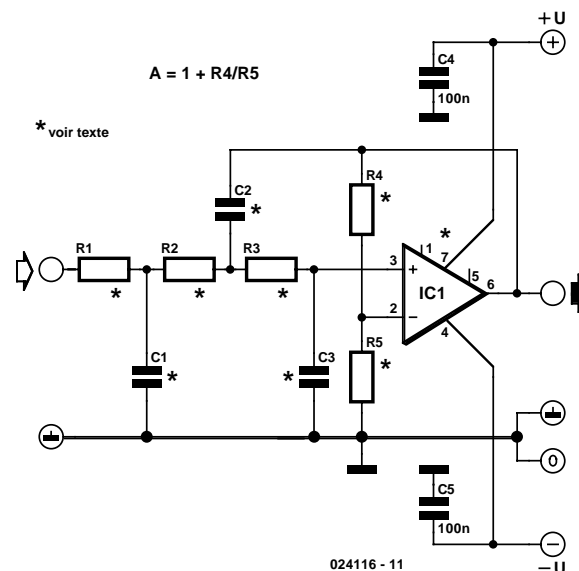
inconvénient de cette famille de filtres est l'ondulation de la caractéristique de transfert et la mise en oscillation qui l'accompagne lors d'une réponse à un signal carré (bien plus importante qu'avec les filtres de type Butterworth), mais il est parfaitement possible de choisir la taille de cette ondulation. Nous vous proposons ici un exemple de filtre de type Tchébycheff du 3^{ème} ordre avec une ondulation de 1 dB. Bien que l'on ait presque toujours, dans le cas d'un filtre actif, combinaison avec un tampon de gain unitaire, cette association n'a rien d'une loi immuable. La plupart des filtres se laissent par-

faitement combiner à un amplificateur de tension. Vu que cette approche élimine la nécessité d'un étage amplificateur additionnel, nous avons agrippé à 2 mains cette possibilité.

Le filtre passe-bas décrit ici se caractérise donc par une ondulation de 1 dB, la fréquence indiquée passant par le point -1 dB. Le « vrai » point de coupure (-3 dB) ne se situe que 9,4% plus haut. Nous vous proposons 2 tableaux. Dans le tableau 1 nous mettons en ligne 3 résistances de valeur identique en les associant aux valeurs théoriques de condensateurs correspondantes et ce pour 6 gains différents, à savoir : 1 x (0 dB), 5 dB (= 1,778 x), 2 x (6 dB), 10 dB (3,162 x), 5 x (14 dB) en 10 x (20 dB).

Ce premier tableau est également nécessaire lorsque l'on veut faire passer un filtre du type passe-bas au type passe-haut. Le tableau 2 donne les mêmes gains à partir de valeurs plus proches de la pratique. Nous avons, au niveau des condensateurs, utilisé les valeurs E12 exactes, et avons calculé les valeurs théoriques exactes de résistances que l'on pourra obtenir avec précision par la prise en parallèle de 2 valeurs de la série E96.

Il faudra, dès lors que l'on veut travailler à des gains importants et surtout si l'on a affaire à des fréquences plus élevées, opter, au niveau de l'amplificateur opérationnel, pour des versions très rapides si l'on veut lui enlever toute influence sur le



transfert. Il est recommandé d'utiliser des composants ayant une tolérance de 1% en particulier aux gains plus élevés, si l'on veut réduire au maximum les dérives (tant en fréquence qu'en amplitude).

(024115)

Tableau 1: 3 x 10 kΩ, 1 kHz (f_c = -1 dB!)

A [dB]	C1	C2	C3
0	37,314 nF	235,31 nF	934,56 pF
5	43,422 nF	20,175 nF	9,3665 nF
6	44,283 nF	17,746 nF	10,442 nF
10	47,708 nF	11,836 nF	14,532 nF
14	51,504 nF	8,4738 nF	18,801 nF
20	58,426 nF	5,3733 nF	26,137 nF

Tableau 2: 1 kHz (f_c = -1 dB!), condos : E-12

A [dB]	C1	R1 [kΩ]	C2	R2 [kΩ]	C3	R3 [kΩ]
0	39 nF	9,5283	220 nF	9,8193	1 nF	10,222
5	47 nF	9,3191	22 nF	9,0553	10 nF	9,4040
6	47 nF	9,4716	18 nF	9,5007	10 nF	10,778
10	47 nF	10,182	12 nF	9,9738	15 nF	9,5505
14	47 nF	11,391	8,2 nF	10,136	18 nF	10,244
20	56 nF	11,229	5,6 nF	9,2570	27 nF	9,3231

H. Bartelink

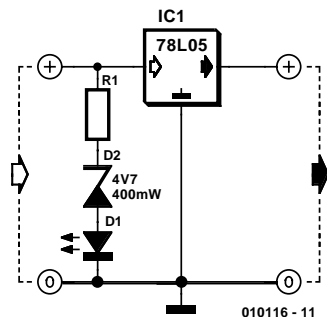
De nombreux appareils alimentés par piles sont couramment équipés d'une LED (*Light Emitting Diode* = diode électro-luminescente) pour indiquer à la fois la mise sous tension et l'état de la pile. Le circuit le plus fréquemment rencontré est présenté en **figure 1**. Bien qu'on puisse présumer qu'un 78L05 est utilisé dans tous les circuits que nous allons évoquer, les concepts peuvent aussi être étendus à d'autres régulateurs linéaires de tension.

Le 78L05 nécessite une tension d'entrée minimum de 6,5 V pour fonctionner correctement. Dans la figure 1, la tension de la LED est d'environ 1,8 V, la diode zener éliminant 4,7 V et la résistance toute tension au-delà de 6,5 V. Notez qu'une LED à faible courant est recommandée du fait de son modeste

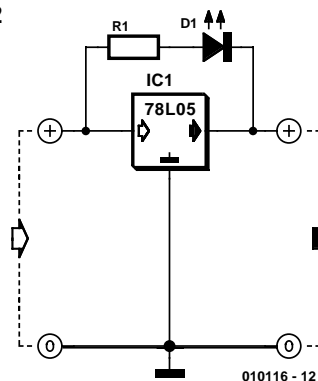
besoin de courant de seulement 2 mA. Lorsque la tension de la pile descend en-dessous de la somme de la tension de claquage et de la tension de la LED, la LED s'éteint.

Dans le cas du circuit de la **figure 2**, en admettant que le courant de charge dépasse quelques milliampères, le courant circule dans la combinaison LED-résistance. La valeur de la résistance est calculée pour laisser passer un courant légèrement inférieur au courant minimum de charge. Dans ce cas, la LED sert à court-circuiter un courant autour du régulateur, tout en ne gaspillant pas la puissance de la pile comme dans la figure 1. Pour des charges au-delà de 20 mA, calculez la valeur de la résistance de façon à laisser agir le régulateur. Au fur et à mesure que la pile se vide, la LED s'assombrit jusqu'à s'éteindre lorsque la tension de la pile approche de la tension

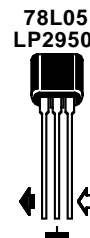
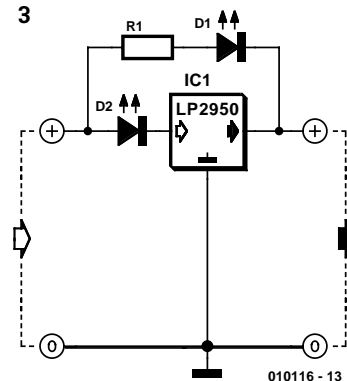
1



2



3

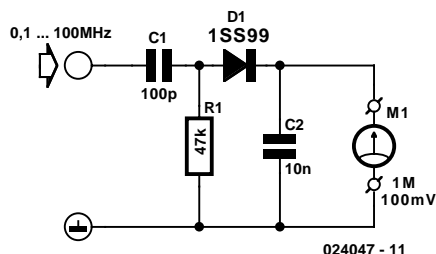


minimum de fonctionnement du régulateur.

En **figure 3**, on utilise deux LED présentant des tensions directes différentes (c'est-à-dire de couleurs différentes). Si le régulateur utilisé est d'un type linéaire avec une tension minimum de chute inférieure à environ 0,1 V, la LED D1 est l'indicateur de faible tension de la pile, et la LED D2 l'indicateur de mise sous tension. Pour que ceci marche, D1 doit avoir

une tension de déclenchement supérieure d'environ 0,2 V à celle de D2.

Les LED présentées en figures 2 et 3 peuvent être du type à 2 mA ou à 20 mA, standard et plus facile à trouver. Notez que le courant maximum traversant une LED normale ne doit pas dépasser de l'ordre de 50 mA.

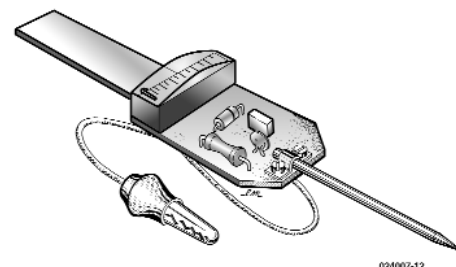


G. Baars

Une sonde HF est un accessoire bien pratique qui permet de prélever un signal à haute fréquence et de convertir son amplitude en une tension continue. Une manière simple de mesurer des tensions à radiofréquence aux fins de vérification ou de réglage.

La sonde HF décrite ici convient aux signaux dont la fréquence est comprise entre 100 kHz et 1 000 MHz. La diode qu'elle utilise peut monter jusqu'à 3 GHz, mais à ces fréquences, les mesures sont influencées par le raccord à la masse.

La sonde fournit une tension continue égale à l'amplitude de crête du signal HF moins le seuil de la diode qui vaut à peu près 100 mV. Les tensions à mesurer doivent donc être supérieures à ces 100 mV. Comme appareil de mesure, un multimètre convient très bien, pour autant que son impédance d'entrée soit suffisamment haute, 1 MΩ ou plus. Lorsqu'on veut effectuer un réglage, un voltmètre analogique à aiguille est plus pratique qu'un appareil numérique, surtout pour trou-



ver le maximum de signal.

Comme boîtier pour notre prototype, nous avons utilisé un marqueur à feutre en aluminium épais. Après en avoir retiré le feutre, nous avons planté une pointe dans la partie antérieure en plastique et les quatre composants ont trouvé aisément place à l'intérieur du stylo. Il faut au préalable tailler ou limer la pointe de mesure pour améliorer le contact. Comme connexion de masse, nous avons pris un bout de fil souple terminé par une petite pince crocodile. Le boîtier métallique, on peut le relier à la masse par un fil serré par l'écrou utilisé pour fermer le stylo. Prévoir aussi un trou à l'extrémité opposé à la pointe pour passer le câble de mesure.

La précision de la sonde HF est de 10 %. Ses caractéristiques d'entrée : 47 kΩ en parallèle sur quelques pF.

La diode préconisée est une 1SS99, une Schottky à barrière basse de 3 GHz, est disponible, entre autres, chez Barend Hendriksen à Brummen (NL) ou via l'adresse barend@xs4all.nl.

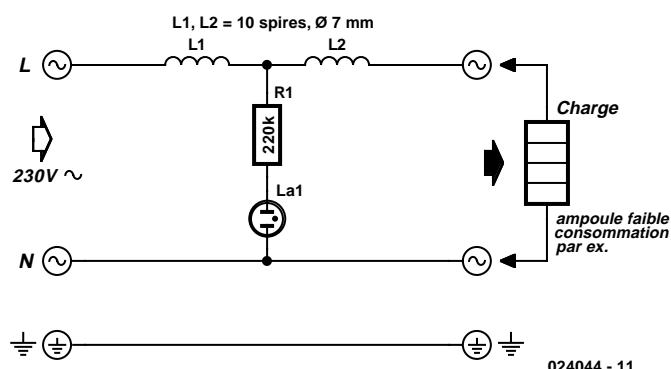
(024047)

Filtre pour courant d'origine nucléaire

043

Le « courant vert » devient, de plus en plus, un concept quotidien auquel se trouvent confrontés de plus en plus d'Européens. Il se peut que cette notion soit moins connue dans l'Hexagone. Le « courant vert » est un courant produit par des sources d'énergie renouvelables telles que centrales solaires, biomasse, centrales hydraulique, par opposition aux centrales thermiques et plus particulièrement aux centrales nucléaires. Cette idée de pouvoir acheter du courant vert qui garde pour les générations futures les sources d'énergie épuisables est un sujet de discussion car on se demande bien évidemment comment faire pour différencier ce courant du courant « sale » et savoir que le fournisseur d'énergie respecte bien son contrat, à savoir vous fournir le courant vert que vous payez (dans certains cas un peu plus cher que son homologue produit par les centrales polluantes). Comment savoir, puisque le courant « vert » se présente sous la même forme et qu'il arrive par la même « conduite », que le producteur fournit bien ce pour quoi on a payé. L'acteur principal de la série télévisée « *Keeping up appearances* », qui était en fait une actrice, avait sa propre définition du courant propre qui était, à ses yeux, du courant que personne d'autre n'avait encore, avant elle, utilisé. Il va sans dire que les instances concernées n'étaient guère émues par son point de vue.

Blagues à part, existe-t-il vraiment une technique permettant de reconnaître du courant « vert » du courant « sale » (au yeux des écologistes et personnes ayant du cœur pour l'environnement) ? Oui et non comme dirait notre paysan normand. Il n'est, hélas, pas aisé de différencier le courant « vert » du courant produit à partir de matières fossiles (charbon, pétrole, etc.). Ce qui est faisable cependant, est de détecter le courant produit par des centrales nucléaires, le courant le plus « sale » de l'avis des activistes défenseurs de l'environnement. Il est même possible de filtrer ce courant « nucléaire » de façon qu'il soit bloqué voire renvoyé et partant ne soit pas consommé. Le principe de fonctionnement d'un tel filtre pour courant « nucléaire » n'est pas même très difficile à saisir. Comme vous n'êtes pas sans le savoir, les atomes résonnent à des fréquences « naturelles » spécifiques. Dans le cas de l'horloge atomique servant dans le monde à la définition de l'heure standard on utilise, par exemple, la fréquence naturelle des atomes de césium (Ce) qui se situe elle aux alentours de 9,2 GHz. L'uranium enrichi qui alimente les centrales nucléaires travaille lui à une fréquence naturelle du même ordre. Comme les générateurs chargés de fournir le courant, les alternateurs, se trouvent toujours à proximité immédiate de la centrale, voire à l'intérieur de celle-ci, le courant (c'est-à-dire les électrons) est inévitablement modulé, d'une certaine façon par cette fréquence de l'uranium. De par cet effet, il devient possible de bloquer le courant « atomique » à l'aide d'un filtre passe-bas de conception relativement simple.



024044 - 11

Le schéma propose l'électronique requise par un tel filtre. Elle se résume à une paire de bobines, une ampoule au néon et à une résistance. On pourra même, si l'on utilise une ampoule au néon à résistance incorporée, supprimer R1. L'ampoule au néon est un composant essentiel de ce circuit dans lequel elle remplit d'ailleurs une double fonction.

Nous étions en effet à la recherche d'une petite capacité qui soit en mesure de supporter la tension du secteur et sommes tombés par hasard sur un article qui signalait le fait que le gaz ionisé d'une ampoule au néon possédait des harmoniques correspondant à la fréquence à laquelle résonnent les noyaux d'uranium. Cette ampoule convient partant à merveille pour, dans un filtre tel que celui-ci, dériver à la masse le courant atomique dont on ne veut pas. Effet additionnel très apprécié, le courant ainsi dérivé remplit quand même une fonction utile; il sert en effet pour allumer l'ampoule au cas où le secteur véhicule de l'électricité d'origine nucléaire, une indication on ne peut intéressante.

On n'aura pas de problème à fabriquer ses bobines-maison. Il s'agit, dans les 2 cas, de selfs à air constituées de 10 spires de fil de cuivre émaillé de 1 mm de diamètre. Le diamètre intérieur des selfs est de 7 mm environ, de sorte que; l'on pourra utiliser un crayon ordinaire comme gabarit de bobinage. Tel qu'il est dimensionné ici, le filtre peut supporter des courants de charge jusqu'à de l'ordre de 1 A environ.

Il est bien évidemment essentiel, lors de la réalisation de ce filtre, de bien veiller à garantir la sécurité électrique requise. Il va sans dire que le boîtier sera un coffret de plastique résistant isolant parfaitement.

Un dernière remarque pour terminer. Il devrait même être possible, avec une électronique un peu plus sophistiquée et un filtre aux caractéristiques un peu plus pointues, d'arriver à reconnaître le type de réacteur nucléaire concerné et partant de quelle centrale nucléaire spécifique provient l'électricité (encore qu'il existe plusieurs centrales nucléaires du même type dans l'Hexagone).

(024044)

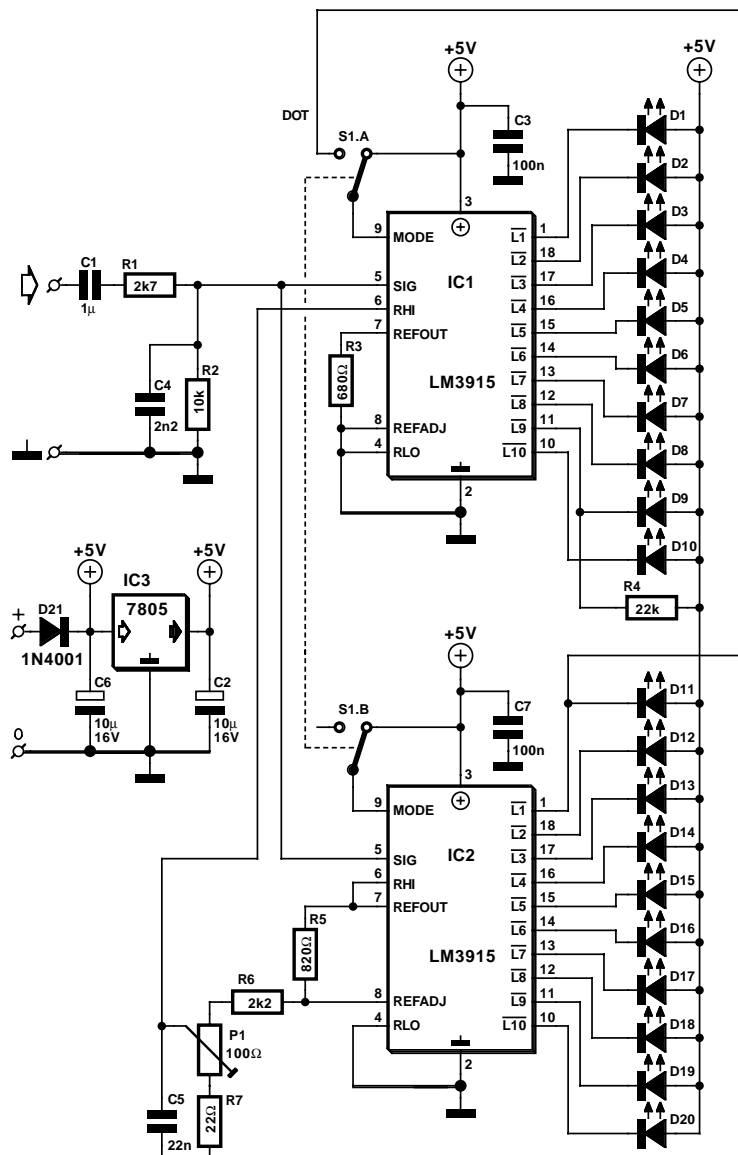
VU-mètre 60 dB à LED

044

Rikard Lali?

La plupart des médias audio analogiques, y compris la radio, restent dans des frontières dynamiques de 60 dB. Ce VU-mètre a été conçu comme un appareil de table pour des applications audio familiales, aussi a-t-il sa propre alimentation. Commandé par un signal musical alternatif intercepté directement sur les connecteurs de hauts-parleurs de basse impédance – c'est-à-dire en parallèle avec ces hauts-parleurs – et disposant d'une réponse linéaire de fréquence, il couvre une gamme dynamique de 60 dB par incréments de 3 dB en utilisant 20 diodes LED (*Light Emitting Diode* = diode électro-luminescente) montées en barregraphe. Le faible nombre de ses composants et sa simplicité permettent au circuit d'être hébergé dans une petite boîte, ou derrière un écran transparent tel qu'un support de photos en acrylique à poser sur une table.

Le circuit intégré LM3915 de National Semiconductor détecte les niveaux de tension et pilote 10 LED, offrant un affichage analogique logarithmique à pas de 3 dB. La commande du courant des LED est programmable et régulée. Le circuit intégré comporte une source de référence de tension ajustable et une matrice de division de tension 22 kΩ à dix pas précise. Un amplificateur tampon d'entrée de ± 35 V garantis, référencé par rapport à la masse, capable de détecter les tensions jusqu'à la valeur de la masse, pilote dix comparateurs référencés auprès du diviseur de tension. En appliquant une résistance supplémentaire en série avec l'entrée, on augmente la protection de l'entrée jusqu'à ± 100 V. Deux circuits LM3915N (IC1 et IC2) sont montés ici en cascade pour couvrir la plage de 60 dB. R5 programme le courant des LED au niveau du circuit IC2 tandis que le réseau R5-R6-P1-R7 règle la tension de référence qui détermine le niveau du signal d'entrée d'IC2 pour une déviation maximale. Dans notre cas, il est fixé à 5,0 V. Le niveau de déviation pleine échelle du circuit IC1 est dérivé de cette référence et installé 30 dB plus bas que celui d'IC2. Il est ajusté précisément par le potentiomètre P1, avec la résistance R3 programmant le courant de la diode LED fourni par IC1. La valeur de R3 est inférieure à celle de R5 pour compenser le diviseur de tension interne d'IC2 qui est

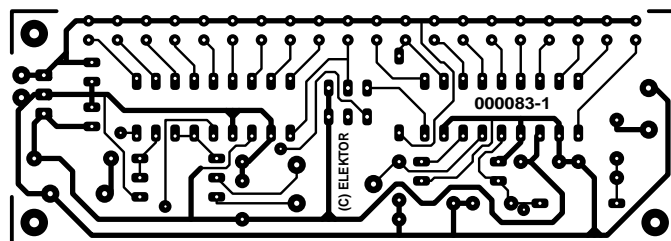
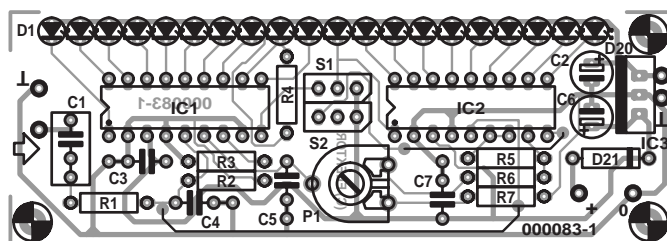


connecté en parallèle avec la source de tension de référence dans IC2. La valeur adaptée de R3 garantit qu'il n'y a aucune différence de luminosité des LED entre IC1 et IC2.

Le signal audio à mesurer arrive à la broche 5 d'IC1 et d'IC2 par le biais de C1-R1-R2-C4. R1 et R2 forment un diviseur de tension et C4 est ajouté pour supprimer les hautes fréquences (HF). Avec R1 à 2,7 kΩ comme présenté dans le schéma, l'in-

Tableau I.

Haut-parleur	4 Ω	4 Ω	4 Ω	8 Ω	8 Ω	8 Ω	16 Ω	16 Ω	16 Ω
Puissance	10 W	50 W	100 W	10 W	50 W	100 W	10 W	50 W	100 W
R1	2kΩ7	18 kΩ	30 kΩ	6kΩ8+1kΩ1	30 kΩ	47 kΩ	15 kΩ	47 kΩ	68 Ωk+2kΩ2
C4	2nF2	470 pF	330 pF	1 nF	330 pF	330 pF	470 pF	330 pF	270 pF



Liste des composants

Résistances :

R1 = 2kΩ7 (cf. texte)
R2 = 10 kΩ
R3 = 680 Ω
R4 = 22 kΩ
R5 = 820 Ω

R6 = 2kΩ2

R7 = 22 Ω

P1 = 100 Ω

Condensateurs :

C1 = 1 μF/63 V (MKS, MKC)

C2, C6 = 10 μF/16 V radial

C4 = 2nF2 (cf. texte)

C3, C7, C9 = 100 nF

C5 = 22 nF

Semi-conducteurs :

IC1, IC2 = LM3915N (National Semiconductor)

IC3 = LM7805 (National Semiconductor)

D1 à D20 = LED

dication de déviation maximale est atteinte à 6,4 V_{eff} (soit 10 W à travers 4 Ω). Selon la puissance de sortie de votre amplificateur, les valeurs appropriées de R1 et de C4 peuvent être sélectionnées dans le tableau 1. Comme l'entrée du VU-mètre est connectée en parallèle aux hauts-parleurs, la puissance P et la tension U présentent la relation suivante :

$$P = U^2 / Z$$

où Z est l'impédance du haut-parleur exprimée en ohms. Chaque diode d'un rang inférieur dans la chaîne indique une diminution de puissance de 50 % ou de tension de 70,71 % par rapport à la LED immédiatement supérieure.

Le seuil de la première diode LED est tout juste de 7,0 mV, permettant ainsi malheureusement et au bruit et aux tensions d'offset (de décalage) du tampon interne et du comparateur d'influencer l'affichage en bas d'affichage du barographe à LED (les toutes premières LED). Les condensateurs C4 et C5, un câblage adéquat et une conception correcte du circuit imprimé de la platine peuvent assurer un bon niveau d'immunité au bruit.

Pour une version stéréo du VU-mètre, les circuits de mesure présentés ici doivent être dupliqués. L'alimentation a déjà été

prévue pour une version stéréo. Un adaptateur secteur avec une tension de sortie d'environ 8 V_{cc} est un moyen bon marché et sécurisé d'alimenter le circuit. La tension des LED est réduite à +5,0 V par le régulateur IC3 afin de contenir la puissance de dissipation des circuits IC1 et IC2 dans des limites sécurisées.

Un interrupteur bipolaire, S1, permet de commuter l'affichage du mode « barographe » vers le mode « point par point ».

Bien que son dessin soit présenté ici, le circuit imprimé de la platine conçu pour le VU-mètre à LED n'est pas disponible tout prêt. IC3 se passe de radiateur.

Le VU-mètre n'a besoin que d'un seul et simple réglage. Connectez un voltmètre numérique à la broche 6 du circuit IC1 et réglez l'ajustable P1 pour lire 158 mV (5,0 V / 31,62), c'est-à-dire -30 dB par rapport à la tension présente sur les broches 7 et 8 d'IC2.

Enfin, ce VU-mètre ne doit pas être utilisé avec des amplificateurs audio de type BTL que l'on peut rencontrer dans quelques récepteurs radio de voiture, mais uniquement avec des amplificateurs disposant d'une masse commune.

Serrure de coffre-fort à relais 045

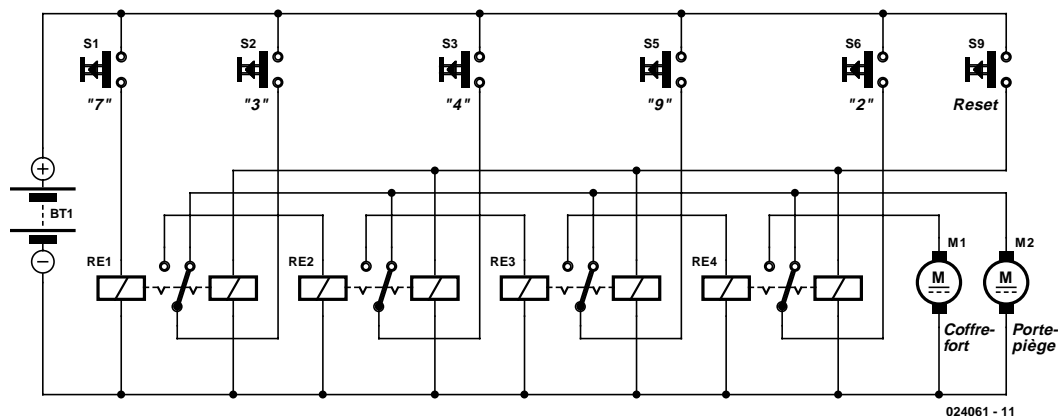
Burkhard Kainka

Certains relais permettent d'accomplir des choses vraiment inattendues. Outre les types « normaux », on trouve dans les catalogues ce que l'on nomme des relais bistables possédant 2 états de commutation. Il existe 2 sortes de relais bistables : à 1 ou 2 enroulements. Un relais bistable à un seul enroulement a besoin d'une tension de polarité inverse pour revenir à sa position initiale. Un relais bistable à 2 enroulements a

besoin d'une tension de même polarité sur le deuxième enroulement pour revenir à sa position initiale. La version à 2 enroulements a son utilité dans le circuit que nous présentons ici. Une pointe de courant de courte durée suffit à inverser l'état du relais. Il y reste jusqu'à ce qu'un courant traverse le second enroulement. Le catalogue de la maison Conrad, par exemple, contient des relais bistables. Il existe des types pour tension de bobine de 6 V (110 mA), 12 V (50 mA) et 24 V

(27 mA) avec 1 ou 2 contacts inverseurs. L'auteur ayant reçu récemment toute une caisse de relais bistables en cadeau, il a senti se réveiller le Zuse en lui (Konrad Zuse a réalisé le premier ordinateur digne de ce nom en n'utilisant que des relais).

Une serrure de coffre-fort peut être, elle aussi, tout aussi bien réalisée avec des relais plutôt qu'avec les microprocesseurs actuels. Le possesseur (et lui seulement !) introduit une suite de chiffres. Les relais commutent alors de gauche à droite. Finalement, un moteur se met en marche dans le coffre-fort et déverrouille le mécanisme. Une fois que le possesseur des bijoux a retiré ceux-ci, il presse la touche « Reset », ce qui verrouille à nouveau le circuit.



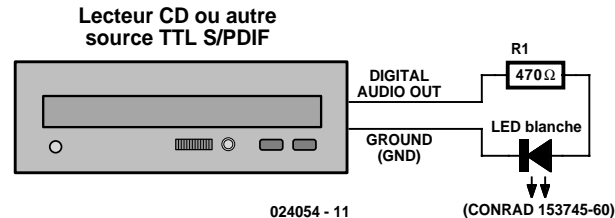
Que se passe-t-il si un intrus tente de faire de même ? Dès qu'il presse par exemple sur 4 sans avoir introduit au préalable la suite de chiffres correcte 7 et 3, il met involontairement en marche un second moteur qui déverrouille une trappe. Ce circuit semble aussi être fait sur mesure pour protéger la sphère intime des jeunes (des intrusions de leurs parents) et ne pardonne pas (et hop, dans la fosse aux serpents !).

Sortie optique pour CD-ROM 046

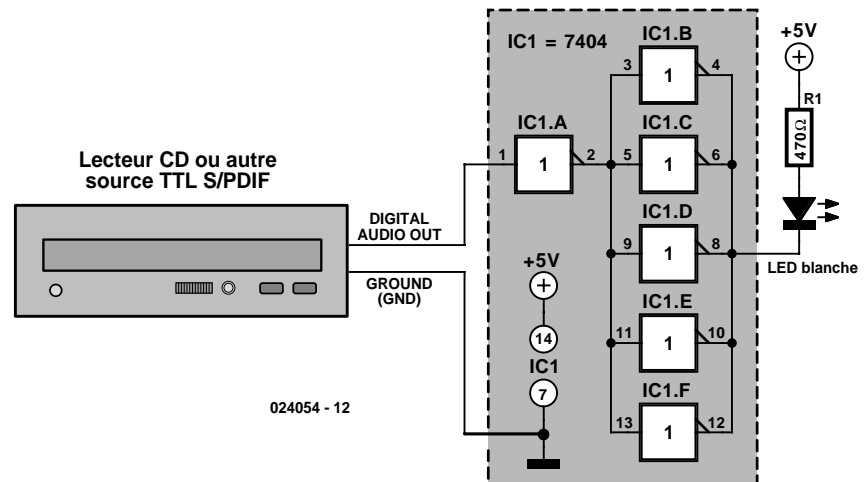
De nombreux lecteurs de CD-ROM disposent, outre la sortie analogique, d'une sortie numérique S/PDIF (Sony/Philips Digital Interface Format), sous la forme de deux broches, généralement inemployées, situées à côté de la prise analogique. Rien de plus simple que de lui ajouter une sortie optique en y raccordant un module Toslink. L'alimentation de 5 V dont il a besoin, on doit pouvoir la soutirer de la fiche d'alimentation du lecteur. Mais on peut encore plus simplement et à meilleur compte y raccorder une résistance série et une LED, comme sur la **figure 1**.

Il y faut évidemment une LED dont le rayonnement présente assez sensiblement la même longueur d'onde que le Toslink, à savoir 660 nm. Fort à propos, la LED rouge ordinaire s'en approche et certains ont manifestement réussi à créer une liaison optique à l'aide de ces composants (voyez par exemple <http://members.tripod.com/~Psych/super-cheap-toslink.html>). Le courant nécessaire est relativement élevé et comme on ne

1



2



spécifie généralement pas combien la sortie numérique peut en fournir, l'auteur du montage préconise d'intercaler un CI

tampon entre le lecteur et la LED (**figure 2**).

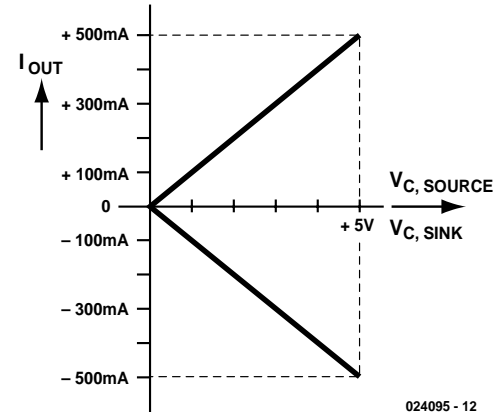
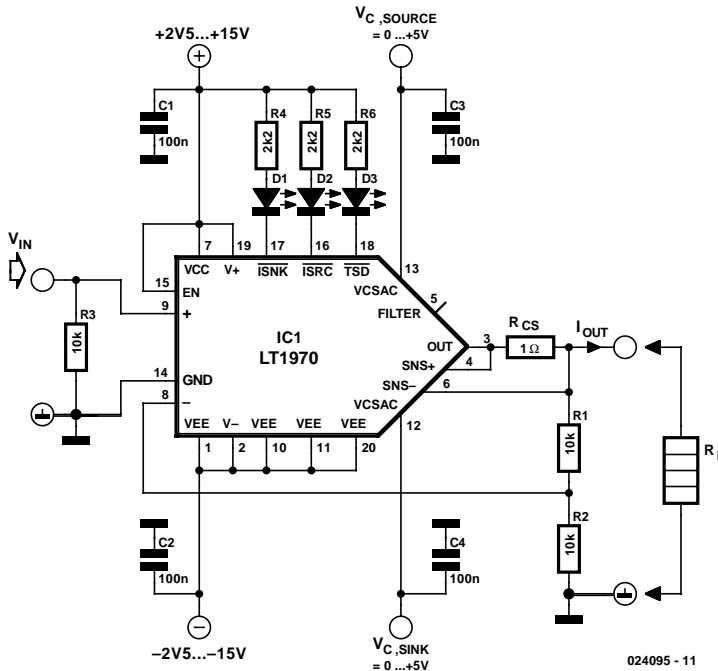
Nous avons mené au laboratoire des expériences avec différentes LED que nous avons sous la main, mais aucune d'elles n'a donné de résultats probants. Cela a fonctionné du premier coup, en revanche, avec une LED blanche à haute luminosité de 5 mm et nous avons même pu réduire le courant jusqu'à 3 mA ; une telle charge, aucune sortie numérique ne devrait en devenir muette ou subir de détérioration.

Thomas de Bruijn donne sur http://www.minidisc.org/cdrom_opticalout.htm une bonne idée de boîtier pour la LED : le manchon en plastique d'une prise de jack de 3,5 mm. Nous dévissons le connecteur proprement dit et il y a suffisamment

de place à l'intérieur pour la LED de 5 mm et la résistance. L'aubaine ne se limite pas à cela : le connecteur Toslink se fixe parfaitement dans le filet du manchon.

NB : Si vous utilisez la version 7 du Lecteur Windows Media pour lire le CD, on y propose une « copie numérique ». Cela signifie que le PC copie les données du CD (la musique dans ce cas-ci) par l'interface IDE et non par l'intermédiaire de la sortie S/PDIF. Choisissez alors dans les « Options » du menu « Outils » la proposition « CD Audio ». Effacez alors la coche « copie numérique ».

Ampli-op de puissance à courant de sortie programmable



courant maximum admis passant du positif de l'alimentation à la charge par la sortie OUT et le détecteur R_{CS} est déterminé par V_{CSRC} . Le courant maximum admis passant de la sortie au négatif de l'alimentation par la charge et R_{CS} est déterminé par V_{CSNK} . Le composant LT1970, qui peut fournir jusqu'à ± 500 mA, est alimenté entre $\pm 2,5$ V et ± 15 V. Il peut aussi fonctionner avec une tension unique

(de +5 à +30 V). Il est possible d'augmenter encore davantage le courant de sortie maximum en faisant appel à un transistor d'attaque externe.

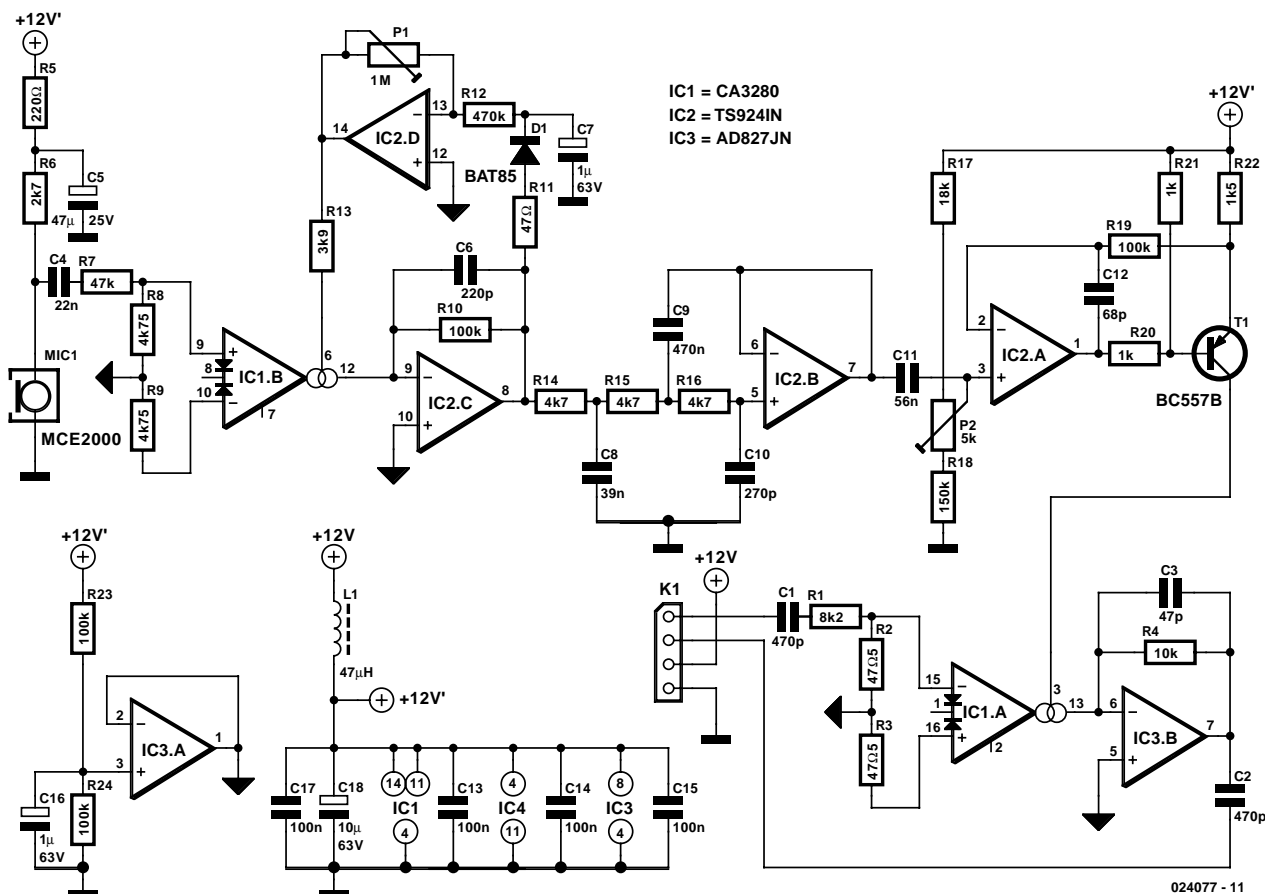
Une limitation supplémentaire du courant à ± 800 mA ainsi qu'un circuit de protection thermique protègent le composant. Des LED connectées aux sorties collecteur ouvert servent à indiquer que la coupure thermique a eu lieu et que les limites positionnées par V_{CSRC} ou V_{CSNK} sont atteintes.

Une connexion d'activation « Enable » (EN) permet de mettre l'amplificateur opérationnel hors circuit. La sortie passe alors à un état à haute impédance.

Gregor Kleine

Le composant LT1970 de Linear Technology (www.linear-tech.com/pdf/1970f.pdf) est un amplificateur opérationnel de puissance à limitation ajustable de courant. Ce composant, disponible en boîtier TSSOP 20 broches possède, outre les connexions usuelles d'un amplificateur opérationnel, toute une série de broches supplémentaires destinées à limiter le courant de sortie. Commençons par la résistance détectrice de courant R_{CS} (current sense) de 1Ω . Les tensions continues V_{CSRC} (current source = apport de courant) e et V_{CSNK} (current sink = drain de courant) déterminent la valeur limite du courant de sortie. Les 2 polarités sont traitées séparément : le

Modulateur MA pour intercom 048



À l'origine, ce montage est prévu être un simple intercom domestique utilisant le secteur en tant que véhicule de l'information. On pourra, pour le rendre plus complet, l'utiliser en combinaison avec le « télé-transmetteur secteur » décrit ailleurs dans ce numéro. Il nous faut cependant signaler en toute honnêteté que dans la pratique les résultats obtenus avec l'intercom secteur nous ont quelque peu déçu en raison de problèmes de ronflement qui se sont avérés plus coriaces que nous ne le pensions.

Ceci ne diminue en rien, en principe, l'utilité propre du modulateur MA (**M**odulation d'**A**mplitude) pour ceux d'entre nos lecteurs qui désireraient procéder à quelques expériences avec ce type de modulation. Signalons que nous vous proposons, ailleurs dans ce numéro, son complément, un « démodulateur AM secteur ».

Le montage se compose d'un amplificateur pour micro à réglage automatique de niveau (IC.1B/IC.2C/IC.2D), d'un filtre de parole (IC.2B) et du modulateur proprement dit (IC.1A/IC.3B/IC.2A/T1). Comme l'alimentation de l'ensemble est asymétrique, l'électronique centrée sur IC.3A sert à créer une masse virtuelle dont le niveau est fixé à la moitié de la tension d'alimentation.

Le coeur du montage est constitué par IC1, un double OTA

(Operational Transconductance Amplifier), un double amplificateur opérationnel à transconductance dont la moitié est utilisée pour réaliser l'amplificateur de micro et la seconde pour le modulateur AM. Nous ne pouvons malheureusement pas, dans le cadre restreint de cet article, entrer dans les arcanes du fonctionnement d'un OTA; nous nous contenterons d'une description succincte des différents sous-ensembles.

Le diviseur de tension R7/R8 pris à l'entrée de IC.1B sert à limiter le niveau maximum de la tension d'entrée. Le courant de sortie est converti, par le biais de l'étage tampon IC.2C, en une tension. Le taux de transconductance de IC.1B est déterminé par l'entrée de commande, la broche 6. La résistance R13 limite à 1,5 mA au maximum le courant de commande appliqué à cette entrée, I_{ABC} (Amplifier Bias Current = courant de polarisation de l'amplificateur). Le niveau maximum de la sortie de IC.2C subit un redressement par la diode D1 et le condensateur C7 avant d'être réinjecté, par le biais du tampon inverseur IC.2C et de R13, vers l'OTA pour y servir de courant de commande.

En cas d'augmentation de la tension de sortie de IC.2C, la tension aux bornes de C7 croît elle aussi, le courant de polarisation diminuant alors, ce qui se traduit par une diminution du

gain appliqué au signal du microphone. Ceci est particulièrement vrai lorsque le potentiomètre P1 se trouve ouvert à fond. Si l'on « ferme » progressivement P1, le facteur d'amplification introduit par l'amplificateur du micro, son gain, devient de plus en plus constant. Si P1 est totalement « fermé », le gain sera pratiquement constant à 38 dB environ. À l'inverse, si l'on a mis P1 à sa valeur maximale, la plage d'excursion du réglage automatique de gain (CAG) aura une plage de l'ordre de 30 dB. On en déduit partant que P1 permet de jouer sur la gain introduit par l'amplificateur de micro.

R6 permet de paramétrer le microphone à électret, un MCE2000 (Monacor) dans le cas présent. R5 et C5 servent au découplage de la tension d'alimentation du micro. Vu que la bande passante de l'amplificateur de micro est ici bien plus large que celle offerte par le « télé-transmetteur secteur », il nous a fallu prévoir, directement en aval de l'amplificateur de micro, un filtre de parole qui prend la forme d'un filtre Tchébyscheff du 3^{ème} ordre, IC2.B caractérisé par un ronflement résiduel de 3 dB et par une bande passante de 3,15 kHz seulement.

Le signal est ensuite appliqué à la source de courant que constituent le transistor T1 et IC.2A. L'électronique centrée sur T1 fonctionne en source de courant modulable : un courant continu « constant » qui fait ensuite varier linéairement le signal du micro après traitement. Ce courant est utilisé en tant que courant de polarisation pour l'OTA IC.1A, ce qui se traduit par une variation en amplitude, au niveau de la sortie de IC.3B, du signal appliqué à la broche 1 de K1.

Par une comparaison, par le biais de IC.2A, de la tension présente sur la résistance d'émetteur R22, avec une valeur prédéfinie, le courant qui traversant T1 dépend, linéairement, de la tension présentée par la broche 3. La paire R19/C12 sert à garantir une bonne stabilité, le diviseur de tension R20/R21 nous garantissant que la sortie de IC.2A n'entre pas, à l'intérieur de cet amplificateur, en butée. Le courant de polarisation maximum est de l'ordre de 3,5 mA.

La gain moyen du modulateur IC.1A/IC.3B est fixé à dessein à une valeur légèrement inférieure à l'unité (ajustable entre 0,5 et 0,6 par le biais de P2), vu que dans ces conditions, à une modulation de 100 %, l'amplitude maximale est pratiquement égale à la tension d'entrée et qu'ainsi on évite une surmodulation de l'émetteur. L'embase K1 reprend le même brochage que celui de l'embase de l'émetteur et des autres montages prévus pour une éventuelle connexion; la tension d'alimentation est dérivée des broches 3 et 4. La consommation de courant totale est de l'ordre de 25 mA. La tension disponible en sortie de IC.3B est mise à disposition sur la broche 2 de K1. Comme nous avons supposé que ce connecteur sera placé à proximité immédiate de son homologue sur l'émetteur, la sortie n'a pas été dotée d'une résistance de terminaison. Il faudra, en cas d'utilisation d'un câble (blindé) d'une certaine longueur, prendre impérativement en série dans cette ligne, une résistance de 47 Ω au minimum. Nous avons choisi, pour IC3, un convertisseur rapide du type AD827 (Analog Devices) de sorte que le modulateur n'a pas de problème à travailler à 143 kHz.

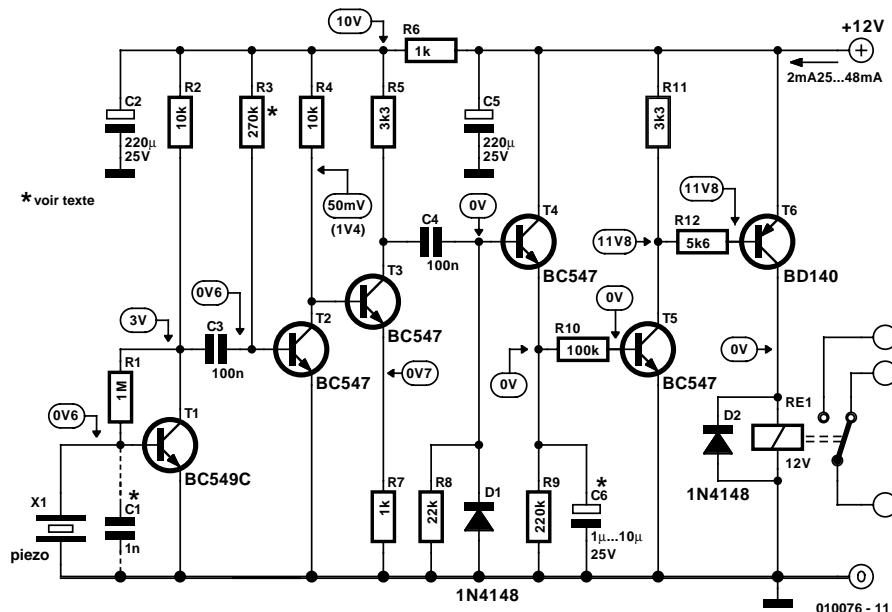
Détecteur de vibrations

049

Pradeep G.

Ce petit circuit peut servir d'alarme anti-vol à détection de vibrations. Le capteur, qui peut être installé discrètement sur une porte ou une fenêtre, est un vibreur piézo-électrique bon marché. Le matériau en céramique piézo-électrique se déforme sous l'action d'une tension, mais se conduit aussi de façon inverse, c'est-à-dire qu'il produit une tension s'il est déformé de quelle que façon que ce soit, par des ondes acoustiques (un son) ou une vibration mécanique.

Le premier amplificateur, T1, multiplie environ cent fois le signal piézo-électrique. Le transistor T2 agit en détecteur avec une tension de collecteur d'exactly 50 mV. Parce que R3 relie



directement la base de T2 à la ligne d'alimentation positive, ce transistor sera toujours conducteur et n'augmentera pas l'amplification. Si besoin est, on peut obtenir un meilleur gain en connectant l'extrémité supérieure de R3 au collecteur de T2. L'étage suivant, T3, fournit un gain de tension d'environ trois fois et pilote le redresseur d'impulsions, D1. Lorsqu'une impulsion d'un niveau suffisamment élevé est détectée, T4 charge rapidement C6 qui, à son tour, se décharge lentement à travers R9 et la haute résistance représentée par R10/T5. La valeur de C6 est sujette à expérimentation vu qu'elle seule détermine la durée d'activation (*on-time*) du relais.

Le câble entre le capteur et l'entrée du circuit doit être blindé et aussi court que possible. Si des champs élevés de haute fréquence posent problème, connectez un condensateur céramique de 1 nF entre la base de T1 et la terre.

Enfin, des sources « connues » de vibrations (y compris le son mais aussi un grand relais) doivent être éloignées le plus possible du capteur parce qu'elles sont susceptibles de déclencher à tort l'alarme et/ou un comportement oscillatoire.

La consommation de courant du circuit est de l'ordre de quelques milliampères en plus, bien sûr, du courant alimentant le relais.

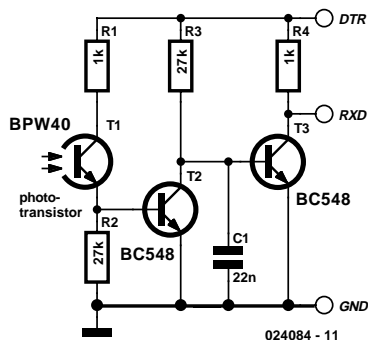
Récepteur IrDA rustique

050

Burkard Kainka

L'un des domaines d'application de la transmission de données par signaux infra-rouges selon le standard IrDA est celui du transfert de données entre un PC et un agenda électronique de type

Palm Pilot. Comment peut-on, à l'aide de moyens simples, capter sur un PC les signaux émis par un Palm ? La seule chose que l'on demande à un récepteur IrDA est d'allonger les impulsions de lumière (invisible) qu'il aura reçues. Le schéma représente un circuit pouvant remplir cette tâche et constitué d'un phototransistor et de 2 transistors NPN. Un unique condensateur a pour fonction ici d'amortir les impulsions reçues.



Le montage a été dimensionné pour une vitesse de transmission de 9 600 bauds et pourra être connecté directement à l'interface série du PC, interface qui en assure également l'alimentation. Ceci implique l'activation de la ligne DTR (*Data Terminal Ready*).

Le petit programme dont le listage suit, est écrit en HotPaw Basic pour le Palm. Il convient au test de la transmission. L'exécution de ce programme se traduit par la transmission d'un petit texte, Hello, suivi par une série croissante de nombres allant de 1 à 100.

```
#irdatx. bas
open "com1:",9600, ir as #5
print#5, "Hello"
for n= 1 to 100
  print#5,n
  a= fn wait(1)
next n
close #5
end
```

Émetteur de test IrDA rudimentaire

Burkard Kainka

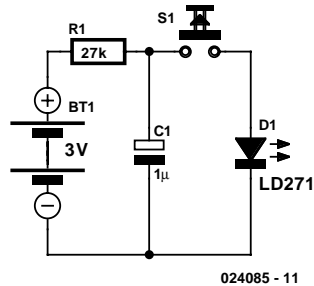
L'objectif de l'électronique décrite ici est de transférer des informations, par le biais de l'interface IrDA, vers un agenda de poche électronique du type Palm (le standard actuel, encore que sa domination soit de plus en plus battue en brèche par la concurrence nommée Sony, Toshiba, NEC, Compaq, Casio et autres HP). Bien que la génération de signaux

IrDA respectant la norme soit relativement complexe, il est beaucoup plus facile d'émettre un signal IrDA. Il suffit pour cela d'un flash lumineux de courte durée, sachant que la caractéristique de durée exacte de cette impulsion n'a alors qu'une importance toute relative. Le schéma représenté ici est celui d'un petit émetteur IrDA de poing. Chaque action sur le bouton-poussoir se traduit par la circulation dans la LED IR

(infra-rouge) d'une courte impulsion de courant qui produit à son tour un bref éclair de lumière (non-visible à l'oeil nu). Les signaux produits par l'émetteur sont lus, à une vitesse de transmission de 9 600 bauds, comme état un octet de valeur 255. Cette donnée permet la télécommande de certaines des fonctions d'un agenda de poche (PDA = *Personnal Digital Assistant*) de la famille Palm.

Le listage donné ci-contre est celui d'un programme de réception simple utilisable avec des signaux IrDA. L'ouverture de l'interface se fait par le biais du paramètre `ir`.

`Get$(#5,0)` sert à la lecture d'un unique octet présent sur l'interface. L'absence de réception de caractère se traduit par



un retour -1. Chaque caractère reçu est compté, l'affichage visualisant le contenu du compteur. On a en outre émission d'un signal sonore. Ce programme permet de vérifier le fonctionnement de l'émetteur de test IrDA.

```
#irdacount.bas
open "com1:",9600,ir as #5
z=0
draw -1
while 1
n =get$(#5,0)
if n>-1
    z=z+1
    t$=str$(z)
    draw t$,75,60,2
    sound 800,100,63
endif
wend
```

052



Si l'on envisage d'utiliser des LED blanches pour l'éclairage d'affichages ou pour réaliser une lampe de poche on se trouve confronté au problème d'arriver à alimenter les LED à un courant constant même lorsque la tension fournie par la pile servant à l'alimentation varie au fur et à mesure de son épuisement. Il faut en outre tenir compte du fait qu'en cas de mise en série des LED on a addition des tensions directes des LED qui dépassent rapidement la tension nominale de la pile et qu'en cas de montage en parallèle des LED c'est au courant de devenir rapidement trop important.

Il est possible d'alimenter jusqu'à 8 LED en série. On pourra, si l'on a besoin d'un nombre de LED plus important, réaliser 2 chaînes montées en parallèle. Il faudra, si l'on veut que le double courant (programmable) se répartisse de façon égale sur les 2 chaînes, doter chacune des chaînes d'une résistance de quelque 100 Ω .



Il existe 2 approches pour jouer sur l'intensité lumineuse des LED : on pourra attaquer l'entrée de coupure (*shut-down*) à l'aide d'un signal d'horloge modulé en largeur d'impulsion (PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais). L'autre solution consiste à appliquer à la broche RSET le courant auxiliaire induit par la résistance de 56 k Ω servant d'élément de consigne.

(024099)

Nombre de LED	Tension d'alimentation	Rendement	R _{SET}	I _{LED}
2	1,8 à 3,0 V	75 %	4k Ω 53	5 mA
3	1,8 à 3,0 V	75 %	2k Ω 26	10 mA
4	1,8 à 3,0 V	75 %	1k Ω 5	15 mA
5	2,0 à 3,0 V	70 %	1k Ω 13	20 mA
6	2,7 à 4,2 V	75 %	750 Ω	30 mA
8	3,0 à 4,2 V	70 %	562 Ω	40 mA
10 *	2,7 à 4,2 V	75 %		

* 2 chaînes de 5 LED (+ 100 Ω) en parallèle

Oscillateur 1 kHz à 30 MHz à 3 composants

053

Gregor Kleine

La réalisation d'un oscillateur à signaux rectangulaires ne comportant que 3 composants intéressera certainement tous ceux dont les circuits manquent de place. Si l'on ajoute que la plage de fréquence de ce composant s'étend de 1 kHz à 30 MHz, il n'en devient que plus prometteur.

Le circuit intégré LTC1799 de Linear Technology

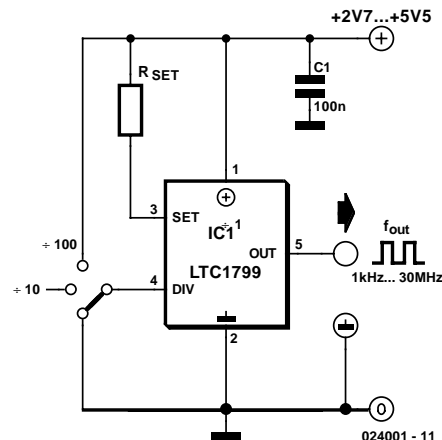
(www.linear-tech.com/pdf/1799f.pdf)

est le premier du genre. Une résistance externe R_{SET} suffit à fixer la fréquence de sortie. La valeur de R_{SET} est donnée par

$$R_{SET} = 10 \, \Omega \cdot [10 \, \text{MHz} / (N \cdot f_{OSC})]$$

La plage de fréquence N est déterminée par le potentiel de la connexion DIV (tableau). La tension de sortie du circuit intégré alterne entre la tension de fonctionnement et celle de la masse (rail à rail). Le rapport cyclique (*duty cycle*) est de 1:1, donc de 50 %. Le LTC1799 se trouve dans un boîtier CMS SOT-23, ce qui minimise l'encombrement sur la carte.

(024001)



DIV (Broche 4)

V_{CC}
ouvert
masse

N

1
10
100

Plage de fréquences

500 kHz à 30 MHz
50 kHz à 1 MHz
1 kHz à 100 kHz

Alarme clignotante à LED

054

Denny Kluts

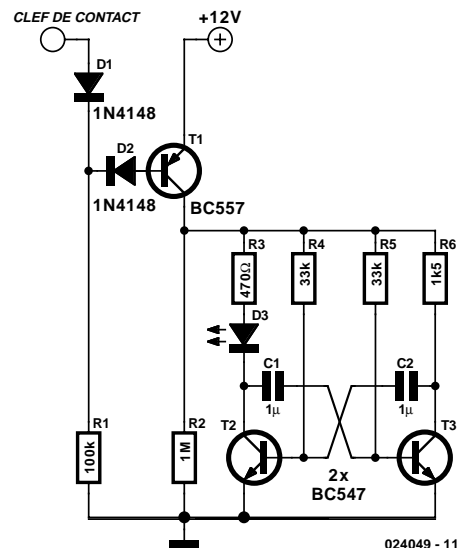
Protéger de nos jours son véhicule contre l'effraction et le vol n'est malheureusement plus aujourd'hui un luxe. Nombre d'assureurs requièrent même qu'à partir d'un niveau de prix donné, les véhicules soient dotés d'une installation d'alarme. Si vous faites partie des millions de possesseurs de véhicule

d'un certain âge, l'achat d'une installation d'alarme efficace (et son montage) ne se justifie plus économiquement, le rapport alarme/valeur résiduelle du véhicule devenant inintéressant. Si, en cas de vol, la perte est, financièrement, moins lourde, le fait que l'on se trouve sans véhicule n'en reste pas moins gênant.

Cette électronique a été développée spécialement pour les véhicules à faible valeur économique non dotés d'une alarme en vue de leur donner un minimum de protection. Ce petit circuit produit en effet le clignotement automatique d'une LED dès que l'on coupe le contact. Nous sommes bien conscients du fait qu'une « fausse-alarme » de ce genre n'a rien pour effrayer un casseur invétéré, mais le clignotement d'une LED donner à réfléchir à un voleur à la roulotte.

L'électronique n'a vraiment pas de quoi impressionner. L'entrée du montage est reliée à un point de la clef de contact qui ne se trouve sous tension que lorsque le contact est mis. On aura dans ce cas-là une tension de $12 - 0,6 = 11,4 \text{ V}$ aux bornes de la résistance R1, alors que l'on n'a, sur l'ensemble constitué par la jonction base-émetteur de T1 et de la diode D2, qu'une tension de 0,6 V. Le transistor T1 est partant bloqué et le reste de l'électronique se trouve sans tension d'alimentation.

Les choses changent du tout au tout lorsque l'on coupe le contact. On aura, par le biais de R1 et de D2, circulation d'un courant de base pour T1, de sorte que ce transistor entre en conduction et permet l'alimentation du reste du montage. Le « reste du montage » prend la forme d'un multivibrateur réalisé à l'aide des transistors T2 et T3, ce multivibrateur provo-



quant un clignotement rythmique de la LED D3.

D3 pourra être une LED de n'importe quelle couleur, sachant cependant qu'une LED de couleur bleue paraît plus moderne et semble plus efficace qu'une LED rouge standard.

Source de courant commutable

Gregor Kleine

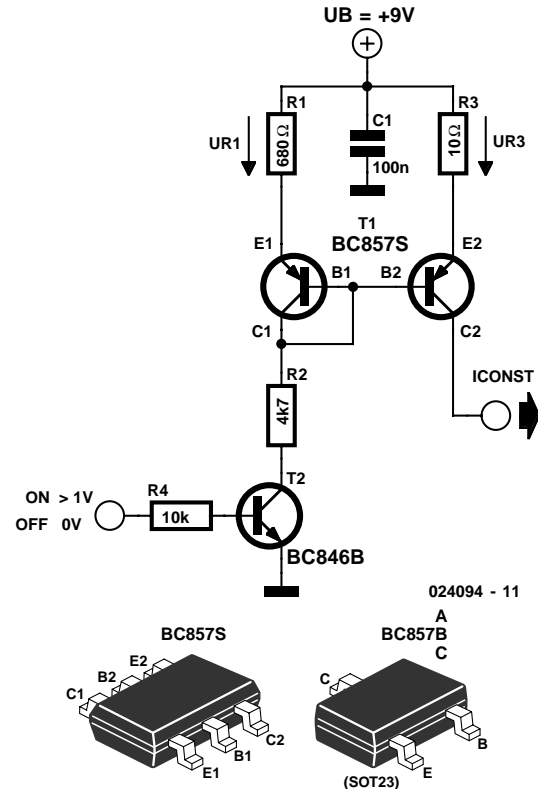
Ce circuit représente une source de courant simple, à montage discret, pouvant alimenter à courant constant des charges à la masse. Cette alimentation est commutable par T2.

On obtient une compensation de température optimale en utilisant le transistor double PNP BC857S dont la moitié gauche est connectée comme une diode. Approche utilisée pour le calcul de la source de courant : la tension aux bornes du diviseur de tension R1/R2 lorsque T2 est commuté est égale à la tension de fonctionnement moins la tension à la jonction de la diode pn de la moitié gauche de T1. On peut estimer ce dernier facteur à environ 0,7 V. Le courant passant par le diviseur de tension est donc: $I = (U_b - 0,7 \text{ V}) / (R1 + R2)$

D'où l'on calcule la tension sur R1. Celle-ci est, à cause du couplage des bases du transistor double, égale à la tension sur R3. Cette tension devrait être d'au moins 1 V pour que l'ensemble soit stable.

La résistance R3 permet d'ajuster la valeur du courant constant. Il ne faut pas compter tirer beaucoup plus que 100 mA du BC857S. Le transistor double abrite 2 BC857, la version CMS du BC557 bien connu. Cette source de courant peut naturellement être réalisée avec des types « normaux », mais la compensation de température en souffrira.

(024094)



Générateur de signal de synchro vidéo

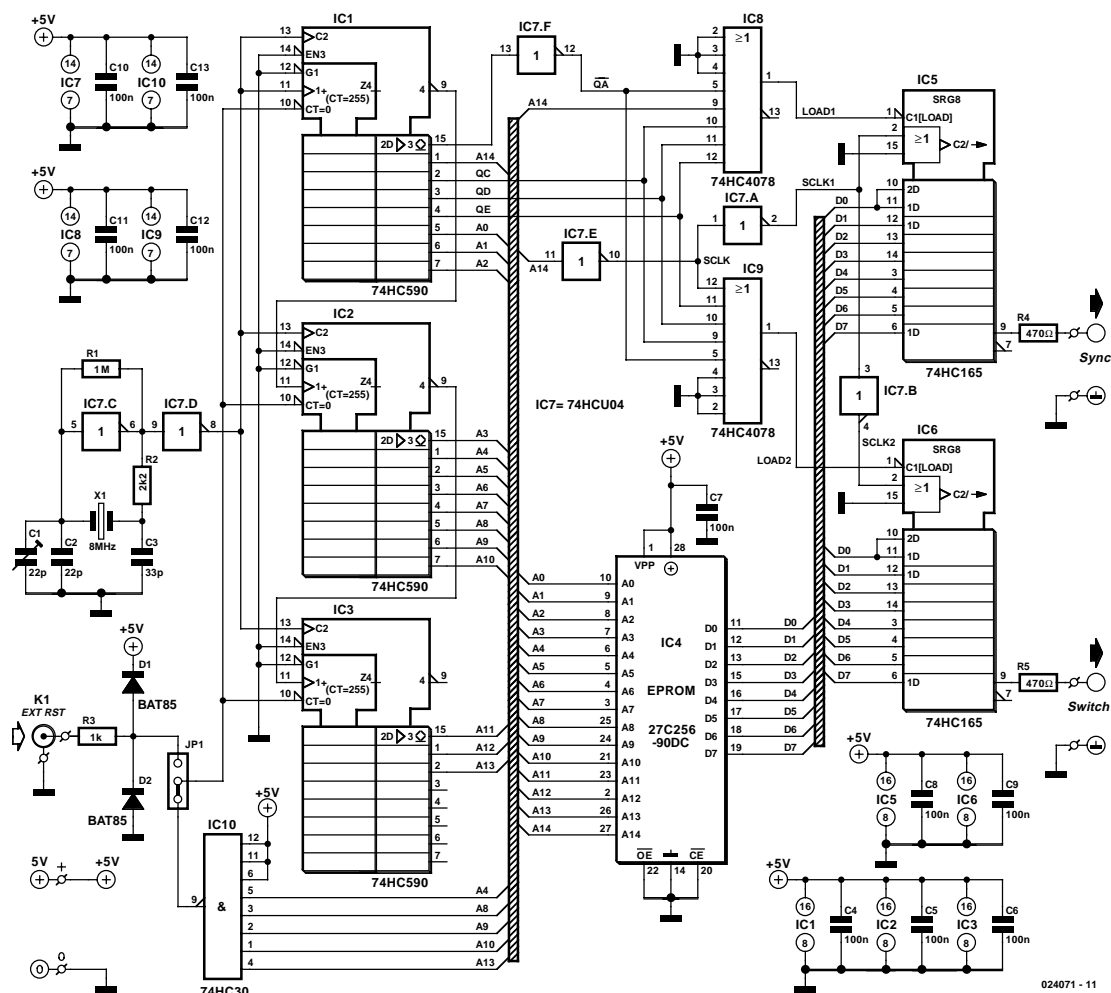
056

Certains fabricants ont développé des circuits intégrés spéciaux pour la génération de signaux de synchronisation, le 74ACT715 de Fairchild (ex LM1882 de National) et le SAA1101 de Philips. L'inconvénient majeur de ces composants et l'extrême difficulté de les obtenir. Il faut ajouter à cela que le premier requiert en outre d'être initialisé par processeur et que l'autre ne se laisse synchroniser que difficilement s'il ne synchronise pas de façon erronée, pour n'évoquer que ces problèmes. On peut cependant imaginer une électronique discrète pour la génération d'un signal de synchronisation à l'intention, par exemple, d'un générateur de mire.

Le présent projet repose sur une fréquence de trame de 50 Hz et une fréquence de ligne de 15 625 Hz. Notre solution fait appel à une EEPROM dans lequel nous avons, pour ainsi dire, échantillonné le signal. Si vous êtes en mesure de programmer vous-même vos EPROM vous pouvez utiliser le second tableau pour en faire un signal de fixation (*clamping*) du niveau de noir voire une mire N&B rustique. Le concept utilisé fait que le contenu de l'EPROM se laisse visualiser aisément à l'aide d'un éditeur hexadécimal.

Une ligne vidéo prend la forme d'une série de données comportant 16 octets successifs. Si l'on place, dans un éditeur hexadécimal, 16 octets par ligne, on « voit » en fait les lignes, sous la forme d'un code hexadécimal il est vrai.

Outre l'EPROM, IC4, le reste de l'électronique n'est que de la logique standard. L'adresse à 15 bits de l'EPROM est définie par la prise en série de 3 compteurs synchrones, IC1 à IC3. De manière à bien pouvoir distinguer les 2 tableaux de l'EPROM, la ligne d'adresse de poids fort, A14, est attaquée à une vitesse 16 fois supérieure à la ligne d'adresse A0. De ce fait,



dans l'éditeur hexadécimal les 2 tableaux se trouvent l'un à la suite de l'autre et non pas interlacés. Ceci simplifie énormément toute modification que l'on voudrait entreprendre au niveau du second tableau. Les compteurs sont cadencés à l'aide d'un oscillateur à quartz standard (à base de tampon

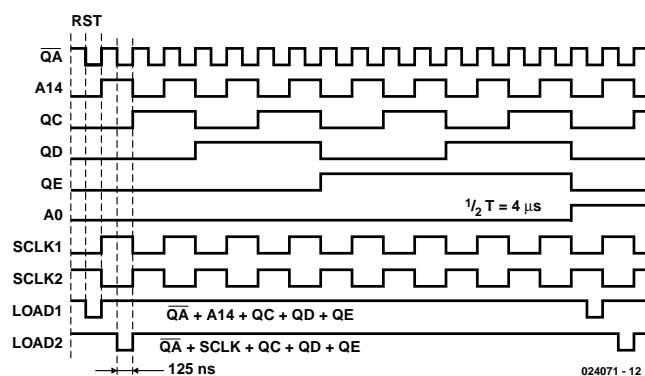


Tableau 1

```

0000h: 00 00 00 00 00 00 01 FF 00 00 00 00 00 00 01 FF
0010h: 00 00 00 00 00 00 01 FF 00 00 00 00 00 00 01 FF
0020h: 00 00 00 00 00 00 01 FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
0030h: 07 FF FF FF FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
0040h: 07 FF FF FF FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
0050h: 00 7F FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
0060h: 00 7F FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
1340h: 00 7F FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
1350h: 00 7F FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
1360h: 07 FF FF FF FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
1370h: 07 FF FF FF FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
1300h: 07 FF FF FF FF FF FF FF 00 00 00 00 00 00 01 FF
1390h: 00 00 00 00 00 00 01 FF 00 00 00 00 00 00 01 FF
13A0h: 00 00 00 00 00 00 01 FF 00 00 00 00 00 00 01 FF
13B0h: 07 FF FF FF FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
13C0h: 07 FF FF FF FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
13D0h: 07 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
13E0h: 00 7F FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
13F0h: 00 7F FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
26C0h: 00 7F FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
26D0h: 00 7F FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
26E0h: 00 7F FF FF FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
26F0h: 07 FF FF FF FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
2700h: 07 FF FF FF FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF
2710h: F0 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
2720h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
2730h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00

```

74HCU04) tournant à 8 MHz, IC7.C. Le premier compteur, IC1, et son registre de sortie sont cadencés par l'oscillateur. Il en va de même quant au 3^{ème} compteur, IC3, de sorte que les données présentes aux sorties des circuits intégrés compteurs changent d'état simultanément. Ceci est nécessaire en vue de stabiliser le plus vite possible les données en sortie de l'EPROM.

Les données de l'EPROM sont ensuite transformées, par le biais de 2 registres à décalage, IC5 et IC6 (du type PISO), pour constituer la forme d'onde requise. Le chronodiagramme illustre le déroulement du processus pour un octet. Les signaux de commande adéquats requis par les registres à décalage sont produits à l'aide des premières sorties de comptage de IC1 en association avec un rien de logique additionnelle. Load1 (IC8) charge les données dans IC5 pour le premier signal de synchronisation. La ligne A14 se trouve alors au niveau bas et les données du premier tableau se trouvent en sortie de l'EPROM. Load2 (IC9) remplit ensuite la même fonction pour les données du second tableau (A14 est au niveau haut) et IC6 donne le signal pour un commutateur vidéo (ou une autre électronique montée en aval).

Les inverseurs IC7.A et IC7.B assurent un transfert au bon moment des données vers les registres à décalage. Notez que IC8 et IC9 doivent disposer d'une sortie non-inverseuse (broche 1); le 4078 originel de la série CMOS standard ne possède lui qu'une sortie inverseuse. Nous avons utilisé ici des circuits de Texas Instruments. Si l'on ne dispose pas de circuits à sortie non-inverseuse cela implique bien évidemment l'adjonction de 2 inverseurs additionnels.

IC10 sert à la remise à zéro des compteurs à la fin de la ligne 625. Ceci se fait au bout de $16 \times 625 = 10\,000$ octets soit 80 000 bits. La résolution est partant de 0,5 μ s et chaque ligne comporte 128 échantillons.

Signalons, pour être complets, que le signal présent en sortie

Tableau 2

```

4000h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4010h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4020h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4030h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4040h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4050h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4060h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4070h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4080h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4090h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
40A0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
40B0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
40C0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
40D0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
40E0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
40F0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4100h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4110h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4120h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4130h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4140h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4150h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4160h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
4170h: 00 3F 87 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF F8
4180h: 00 3F 87 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF F8
5340h: 00 3F 87 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF F8
5350h: 00 3F 87 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF F8
5360h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5370h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5380h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5390h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
53A0h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
53B0h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
53C0h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
53D0h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
53E0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
53F0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5400h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5410h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5420h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5430h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5440h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5450h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5460h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5470h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5480h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
5490h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
54A0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
54B0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
54C0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
54D0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
54E0h: 00 3F 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
54F0h: 00 3F 87 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF F8
5500h: 00 3F 87 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF F8
66C0h: 00 3F 87 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF F8
66D0h: 00 3F 87 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF F8
66E0h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
66F0h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
6700h: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00

```

de IC6, traîne 0,25 μ s derrière la sortie de IC5, mais ce retard n'a, en pratique, pas la moindre conséquence. Pour l'EPROM nous avons utilisé une version rapide de 90 ns d'AMD, vu que les registres à décalage doivent avoir saisi les données en moins de 125 ns sachant en outre que les différents retards de propagation raccourcissent cette durée maximum.

La mise du cavalier JP1 en position supérieure permet une génération externe du signal de remise à zéro des compteurs (impulsion en aiguille d'une fréquence de 25 Hz), en vue de synchroniser l'ensemble du cycle. L'astuce est que l'oscillateur travaille à une fréquence légèrement plus lente de sorte, qu'à la prochaine remise à zéro, on trouve aux sorties soit le

dernier bit de la ligne 625 soit le premier bit de la ligne 1. Ceci explique la présence au niveau de l'oscillateur d'un ajustable, P1, permettant un réglage fin le cas échéant.

La consommation de courant de l'ensemble du circuit est de quelque 25 mA.

Le **tableau 1** donne les adresses les plus importantes des données pour le signal de synchronisation. À partir de l'adresse 0 jusqu'à l'adresse 49 (toutes ces adresses sont au format hexadécimal) on trouve les données pour la première trame et les impulsions d'égalisation. À compter de l'adresse 50 jusqu'à 135F les données subdivisées en groupes de 16 octets sont identiques. On trouve, à partir de l'adresse 1360 jusqu'à 13DF, les données pour les impulsions d'égalisation et une seconde impulsion de trame. À partir de 13E0 jusqu'à l'adresse 26DF les données sont à nouveau identiques (ceci par groupe de 16 octets). On trouve, à compter de l'adresse 26E0 jusqu'à l'adresse 270F, les données pour les premières impulsions d'égalisation et la 1^{ère} trame. À partir de l'adresse 2710 jusqu'à la première adresse du second tableau il n'est pas utilisé de donnée, de sorte que tous ces octets sont à 0. Seul le premier quartet (*nibble*) est forcé à « 1 » pour le cas où l'on voudrait que les compteurs continuent brièvement de compter; le niveau reste de ce fait haut jusqu'au nouveau début de la ligne 1 suite à la remise à zéro des compteurs.

Le **tableau 2** est principalement destiné à servir d'exemple pour montrer où doivent se trouver l'information vidéo importante et le burst couleur. La description du contenu du tableau 2 ressemble à celle du tableau 1 à ceci près que le

Tableau 3

	CCIR (PAL)	024071
Line period	64 μ s	64 μ s
Front porch	1,5 \pm 0,3 μ s	1,5 μ s
Line sync. width	4,7 \pm 0,2 μ s	4,5 μ s
Back porch	5,8 \pm 0,2 μ s	6,0 μ s
Start line to burst	5,6 \pm 0,1 μ s	5,0 μ s
Burst duration	2,25 \pm 0,23 μ s	3,5 μ s
Line blanking	12 \pm 0,3 μ s	12 μ s
Field period	20 ms	20 ms
Field blanking	1,6 ms	1,676 ms
Eq. puls width	2,35 \pm 0,1 μ s	2,5 μ s
Duration pre/post-eq.	160 μ s	160 μ s
Field sync. width	160 μ s	160 μ s
Interval in field sync.	27,3 \pm 0,1 μ s	27,5 μ s

type de signal concerné est quelque peu différent et que nous en donnons plus de détails. Ceci est spécialement destiné à donner les adresses où il faudra mettre des données de burst couleur mais pas de vidéo. Il faudra faire bien attention, si l'on veut utiliser ce tableau, au respect des numéros donnés aux adresses.

Le **tableau 3** montre les signaux de synchronisation les plus importants disposés à côté de ceux fournis par le présent montage. Il faudra se rappeler qu'1 bit correspond à 0,5 μ s. Une dernière remarque : le contenu de l'EPROM est disponible au téléchargement (**EPS024071-21**) sur notre site Internet sis à l'adresse : www.elektor.fr.

Extension bouton-poussoir pour HT12E

057

Nous avons utilisé l'encodeur HT12E de Holtek à plusieurs reprises dans nos réalisations, dans des télécommandes en particulier (pour preuve un montage proposé ailleurs dans ce numéro). Cet encodeur est déclenché par l'application d'un niveau bas sur l'entrée TE (*Transmission Enable*). L'adresse émise (et les données le cas échéant) pourront être paramétrées par le biais des entrées A0 à A7 et A8 à A11 à l'aide, par exemple, d'interrupteurs DIP (le circuit comporte déjà des résistances de forçage au niveau haut (*pull up*) internes). L'astuce consiste maintenant à changer d'adresse à chaque fois que l'on appuie sur un second bouton-poussoir. Ce mode opératoire pourra être obtenu par la simple adjonction d'une diode.

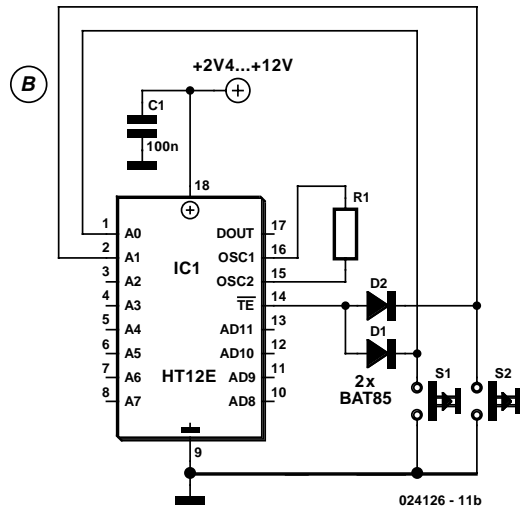
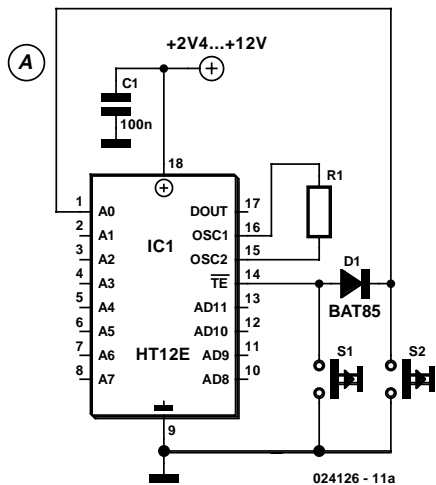
Le schéma A est la version la plus simple. S1 est connecté de la façon recommandée par l'application standard du circuit intégré, sachant que S2 peut également mettre l'entrée TE à la masse par le biais d'une diode. Dans le cas d'une action sur S2, on a également mise de l'entrée d'adresse A0 directement à la masse (on pourra utiliser n'importe laquelle d'entre elles).

Lors d'une action sur S1, la diode D1 bloque de sorte que l'adresse reste à 0.

L'inconvénient de cette approche est qu'en pratique il s'avère qu'un relâchement au « bon » moment de S2 l'entrée d'adresse A0 se trouve au niveau bas, et que nonobstant on a clôture d'un cycle d'émission ce qui se traduit, côté récepteur, par la réception une fois et une seule de l'adresse 0 qui est prise en compte. L'approche selon le schéma B constitue une solution à ce problème. Sur ce schéma, chaque bouton-poussoir possède sa propre diode et l'adresse 0 reste inutilisée côté récepteur. Il devient possible ainsi de connecter un maximum de 12 touches. Si on en utilise moins, on pourra mettre les adresses restantes à contribution pour effectuer une distinction avec d'autres applications ou appareils.

On pourra, pour avoir plus d'informations concernant l'encodeur, faire un tour sur le site Internet de son fabricant dont l'adresses est : www.holtek.com.

(024126)



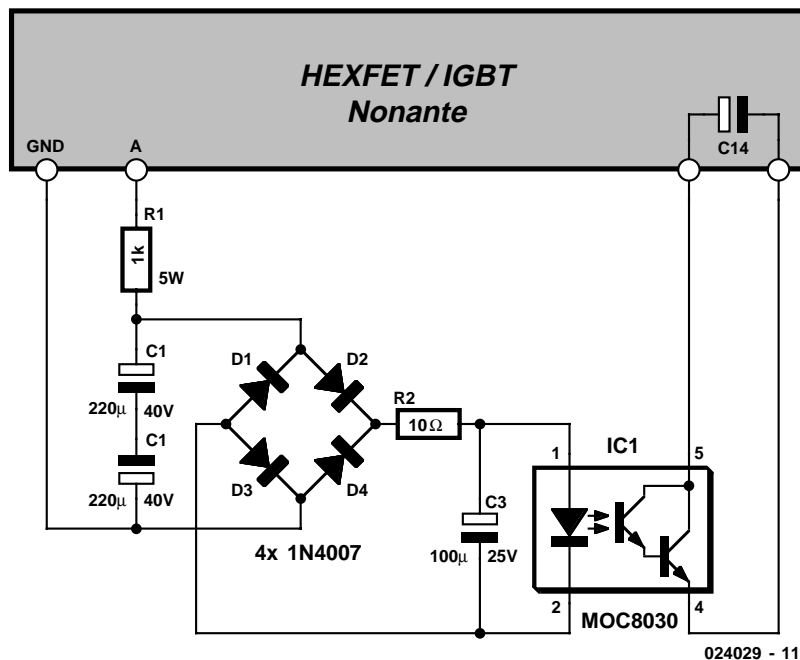
Protection CC pour « Nonante » 058

Eddy Potters

Il y a quelques mois, l'auteur de cet article a réalisé le « Nonante », ampli 90 W à IGBTs, un amplificateur de puissance décrit en septembre 1995 dans ce magazine et devenu depuis lors un classique. Cet amplificateur d'excellente facture se caractérise par une très bonne qualité, mais lorsque l'on veut le tester à pleine puissance (140 W) on se rend compte que les transistors de puissance chauffent énormément. Rien d'anormal, mais cela n'a pas manqué d'allumer un signal d'alarme de sorte qu'il a trouvé plus raisonnable, pour protéger cet amplificateur (coûteux) et les enceintes qu'il attaque, de le doter en tout état de cause d'une protection CC (en courant continu).

Le schéma ci-contre montre combien l'extension requise à cet effet est simple, protection que l'on pourra d'ailleurs également utiliser avec le HEXFET60 décrit lui en décembre 1993, amplificateur dont le concept est identique. Il ne s'agit en fait de rien de plus que d'un opto-isolateur qui surveille, par le biais d'une résistance de shunt et d'un pont de redressement, la sortie A de l'amplificateur, la sortie du montage étant connectée en parallèle sur le condensateur C14 de l'étage de commande de relais.

Le circuit est utilisable universellement pour une tension continue ne dépassant pas 70 V, sachant qu'il faudra modifier la valeur de R1 pour des niveaux de tension continue plus élevés. À l'ordre de 2 VDC appliqués à l'entrée (point A), le phototransistor intégré dans IC1 devient conducteur, ce qui se traduit par la charge du condensateur C14 de l'amplifica-



teur et la déconnexion, par décollement du relais, du haut-parleur par rapport à la sortie de l'amplificateur

Si l'on veut remplacer le MOC8030 par un opto-isolateur d'un autre type il faudra en tout état de cause opter pour un exemplaire de type Darlington vu la plage de dynamique; on peut également envisager de monter un transistor additionnel. Attention au courant de diode maximum; il est, dans le cas du MOC8030, de 80 mA.

Une remarque en passant. Il peut arriver que l'on ait, occasionnellement, une tendance à l'entrée en oscillation de l'amplificateur à IGBT, phénomène qui peut être dû à l'utilisation,

pour RF1 et RF2, de résistances qui ne soient pas du type « non-inductive » ou des résistances non-inductives d'un type différent de celui recommandé. Nous avons une solution définitive à ce problème, modification testée dans nos laboratoires :

- Monter un condensateur de 27 nF (côté « pistes ») en parallèle sur R31.
- Prendre une résistance de 20 k Ω entre le collecteur de T8 et la masse.

- Prendre une résistance de 20 k Ω entre le collecteur de T9 et la masse.
- Faire passer la valeur de R20 à 1k Ω 8.
- Faire passer à 390 Ω la valeur des résistances R17 et R18.
- Faire passer à 33 Ω la valeur des résistances R3 et R4.

Ces modifications n'ont pas d'effet néfaste sur les spécifications d'origine du Nonante, mieux encore, elles les améliorent même quelque peu.

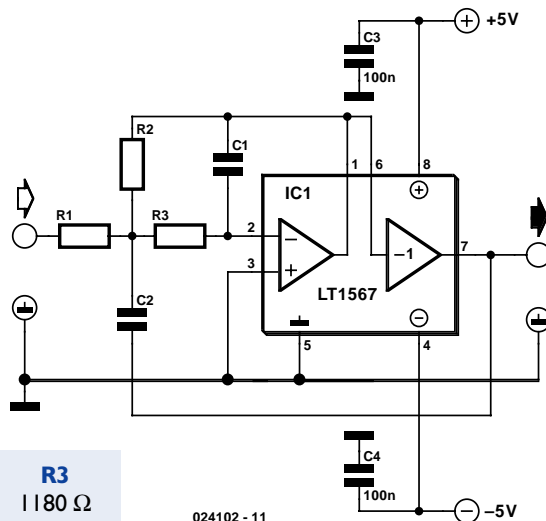
Filtre passe-bas jusqu'à 5 MHz

Gregor Kleine

Avec son LT1567, dont on trouve la fiche de caractéristiques à l'adresse : (<http://www.linear-tech.com/pdf/1567i.pdf>) Linear Technology met à disposition un composant conçu spécialement pour la réalisation de filtres analogiques pouvant travailler jusqu'à 5 MHz.

Il intègre une paire d'amplificateurs opérationnels à large bande (passante), sachant que le second amplificateur opérationnel est paramétré en amplificateur inverseur à gain unitaire fixe. Tout ce dont on a encore besoin pour l'utiliser en filtre passe-bas sont 2 condensateurs et 3 résistances externes. Le tableau ci-dessous donne les exemples de dimensionnement de ces composants pour des fréquences de coupure de 1, 2 et 5 MHz.

(024102)



Filtre

Tchébycheff à ondulation de 0,1 dB, 1 MHz
Tchébycheff à ondulation de 0,1 dB, 2 MHz
Tchébycheff à ondulation de 0,1 dB, 5 MHz
Butterworth, 2 MHz

C1

120 pF
120 pF
120 pF
180 pF

C2

180 pF
180 pF
180 pF
180 pF

R1, R2

1050 Ω
523 Ω
205 Ω
604 Ω

R3

1180 Ω
590 Ω
232 Ω
309 Ω

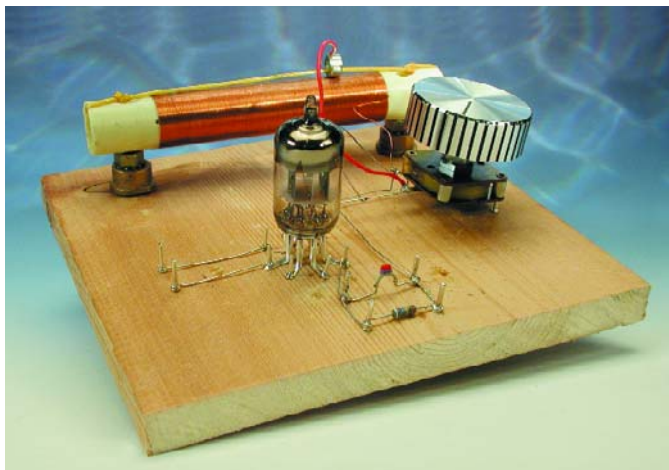
Récepteur direct à tube

060

Burkhard Kainka

Le récepteur direct à tube est un développement logique du détecteur à cristal. Une telle approche se traduit par une sensibilité étonnamment bonne vu que le circuit de redressement se caractérise par une impédance très élevée. Le récepteur direct pourra attaquer soit des enceintes actives soit un casque d'écoute à cristal; il peut se targuer de fournir un son typiquement « tube ».

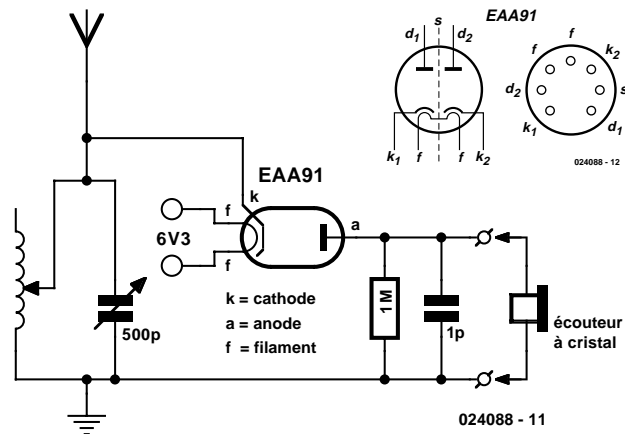
Le tube EAA91 est une double diode à chauffage de 6 V/300 mA. Contrairement à ce qui est le cas avec une diode semi-conducteur au germanium ou au silicium (voir encore à un détecteur à cristal de l'époque de la galène), une diode du type tube ne requiert pas de tension minimale (tension de seuil) pour arriver au coude de sa courbe caractéristique. Bien au contraire, même en l'absence totale de tension d'anode, quelques électrons arrivent quand même à l'anode. Il est possible de mesurer un courant de court-circuit de quelque 30 μ A.



On dispose aux bornes d'une résistance de $1\text{ M}\Omega$ d'une tension de quelque $0,5\text{ V}$. Le tube produit lui-même la tension de polarisation nécessaire.

La photo illustre la réalisation de la bobine. Elle a été bobinée sur un morceau de tube de plastique de 15 mm de diamètre servant de gabarit et comporte 260 spires de fil de cuivre émaillé de $0,3\text{ mm}$ de diamètre. Si l'on utilise le nombre total de spires, le condensateur ajustable bat la majeure partie du domaine des Petites Ondes. Si l'on veut travailler à des fréquences plus élevées (au-delà de $1,5\text{ GHz}$ à peu près, Ondes Courtes, bandes radio-amateur décamétriques) il faudra réaliser une bobine accordable à prise intermédiaire ajustable (curseur), comme l'illustre le schéma. On retrouve d'ailleurs cette approche sur la photo d'illustration :

le condensateur ajustable n'est pas relié aux 2 extrémités de la bobine, mais uniquement à celle qui est connectée à la masse. Côté antenne, la borne du condensateur ajustable est reliée à un contact glissant (contact du curseur) sur la bobine. Pour ce faire, il faudra polir avec précaution le dessus de la bobine de



manière à enlever le vernis de protection au niveau du plan de déplacement du curseur. Le contact du curseur prend la forme d'un petit tube en cuivre ou d'acier d'une section de 8 mm environ. On pourra utiliser un morceau de 3 mm de ce tube (sachant que l'on trouve ce genre de matériel, cuivre nickelé, dans la rubrique « petit matériel de montage » de nombre de catalogues de vente de composants par correspondance). Le système servant au guidage de ce curseur pourra prendre la forme d'une bande de plastique ou de caoutchouc tendue sur la longueur de la bobine (ce qui implique de percer 2 trous dans le corps de plastique supportant la bobine). La liaison entre le contact antenne du condensateur ajustable et le curseur de fera à l'aide d'un morceau de conducteur souple isolé. Le condensateur ajustable a, en règle générale, une capacité de 500 pF . Il est possible, avec une antenne filaire d'une cinquantaine de mètres de long, de capter nombre de stations européennes, en Ondes Courtes dans la journée, sur les Petites Ondes le soir.

Testeur de quartz

06 |

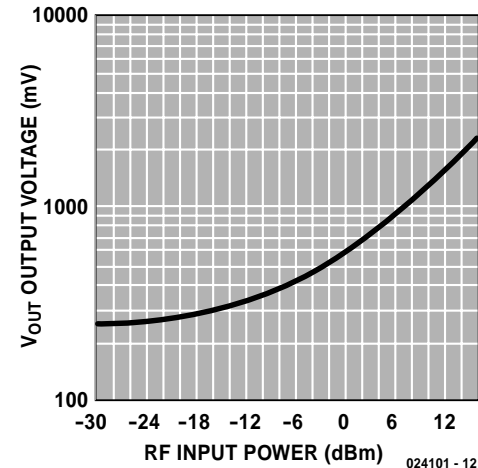
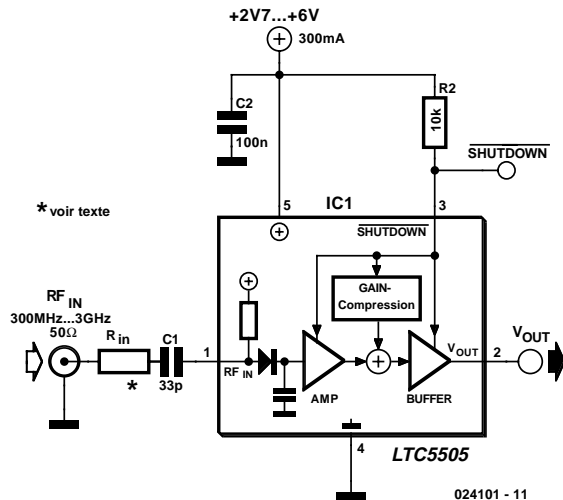
Karlheinz Lorenz

Ce testeur de quartz utilisable en toutes circonstances permet de tester et mesurer des quartz oscillant à n'importe quelle fréquence comprise entre 30 kHz et 100 MHz. On pourra également utiliser ce montage en amont d'un fréquencemètre. Il permettra ainsi de mesurer directement les quartz oscillant à leur fondamentale, jusqu'à de l'ordre de 24 MHz. Dans le cas d'un quartz oscillant à l'une de ses harmoniques, seul sera affiché la fondamentale. On aura ainsi, par exemple, dans le cas d'un quartz oscillant à 100 MHz sur la 5ème harmonique, affichage d'une fréquence de 20 MHz.

Ce comportement, le testeur de quartz le doit, entre autres choses, au fait que la fréquence d'horloge maximale de la

famille logique des HC est fonction de la tension d'alimentation. À la température ambiante, on peut espérer une fréquence d'horloge maximale de 30 MHz environ (à une tension d'alimentation de 3 V). On pourra se contenter, pour les quartz travaillant à 1 MHz ou moins, d'une source de tension de 1,5 V (l'inverseur S1 sera mis en position L), de sorte que les mesures faites dans ce domaine de fréquences peuvent être faites à très faible consommation d'énergie. Pour les quartz oscillant à des fréquences plus élevées, l'inverseur S1 sera mis en position H, la fréquence maximale étant alors sensiblement plus élevée. En raison de cette commutation de tension d'alimentation par S1, il faudra utiliser, pour S2, l'interrupteur marche/arrêt, un inverseur bipolaire.

Détecteur HF de 300 à 3 000 MHz



par Gregor Kleine

Linear Technology (www.linear-tech.com/pdf/5505i.pdf) fournit à présent un détecteur H.F. avec une dynamique de 40 dB. Le LTC5505 en boîtier CMS SOT23 traite les fréquences de 300 MHz à 3000 MHz dont le niveau d'entrée varie entre -32 dBm et +18 dBm (0 dBm = 1 mW à 50 Ω). Il existe 2 versions qui se distinguent par leur plage différente de niveau

d'entrée :

Le LTC5505-1 est conçu pour la plage supérieure de niveau. Une résistance (R_{IN}) placée en amont de l'entrée s'ajoutera à la résistance interne d'entrée pour affaiblir le signal. L'impédance d'entrée des 2 exécutions est d'environ 50 Ω . Le détecteur contenu dans le LTC5505 est une diode de Schottky compensée en température par d'autres parties du cir-

cuit interne. Le circuit ne consomme que 0,5 mA pour une tension située entre +2,7 V et +6 V. Une entrée de mise hors-circuit (*Shutdown*) à signal bas permet d'arrêter le circuit intégré de détection. La consommation descend alors à moins de 2 μ A. La tension de sortie du détecteur se situe entre +280 mV et +2 V selon le niveau d'entrée et peut fournir environ 1 mA. Un bloc de compression de gain réduit la tension de sortie lorsque le niveau H.F. est élevé pour rester dans la plage de la tension de sortie limitée vers le haut par la tension de fonctionnement maximale de +2,7 V.

Version	Plage des niveaux d'entrée	R_{in}
LTC5505-1	-28 dBm à +18 dBm	20 Ω
LTC5505-2	-32 dBm à +12 dBm	0 Ω

Ce circuit détecteur intégré remplacera donc avantageusement les simples détecteurs à diode utilisés jusqu'à présent pour un même encombrement mais avec des caractéristiques nettement supérieures.

Séquenceur de tension

063

Gregor Kleine

Il arrive de plus en plus souvent qu'il faille, sur un système requérant plusieurs tensions d'alimentation, appliquer ces dernières dans un ordre bien particulier. Un circuit intégré de chez Maxim, le MAX6820, dont on pourra trouver la fiche de caractéristiques à l'adresse : (<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX6819-MAX6820.pdf>) simplifie très sensiblement ce processus.

Par le biais du diviseur de tension R1/R2 et de son entrée SETV (broche 3), le circuit intégré surveille, une tension, V_{CC1} . Dès que la tension présente sur l'entrée SETV dépasse 0,62 V, on a démarrage d'un décompte à la fin duquel on a application par le biais du FETMOS à canal n, d'une seconde tension d'alimentation, V_{CC2} (V'_{CC2}). Il faut en tout état de cause que les 2 tensions en question, V_{CC1} et V_{CC2} , soient supérieures à 2,125 V, sachant que ce n'est pas le cas, un dispositif de Pour le dimensionnement, il faudra commencer par calculer le diviseur de tension R1/R2 qui doit répondre à la formule suivante :

$$R1 = R2 \cdot [(V_{TH} / V_{TRIP}) - 1]$$

formule dans laquelle

V_{TH} = tension de seuil recherchée

V_{TRIP} = 0,62 V.

Le condensateur C_{DELAY} détermine la durée t_{DELAY} devant s'écouler avant l'application de V'_{CC2} , sa valeur se calculant à l'aide de la formule suivante :

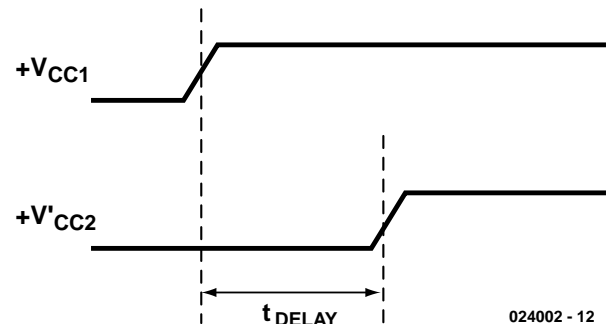
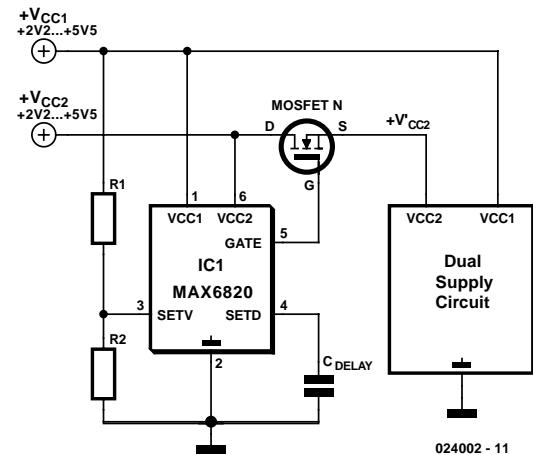
$$t_{DELAY} = 2,484 \cdot 10^6 \cdot C_{DELAY}$$

avec

C_{DELAY} = capacité en μF

t_{DELAY} = temporisation en secondes

Le MAX6820 dispose d'une pompe de charge interne pour la commande du FETMOS; cette pompe de charge fournit une tension de commande comprise entre 7 et 10 V pour le pilotage de la grille du FETMOS. Ceci implique partant que le FETMOS



utilisé passe en conduction à une tension V_{GS} comprise entre 5 et 6 V. L'un des FETMOS répondant à ce cahier des charges est, par exemple, le BSP17 proposé en boîtier SOT-223. Sachez qu'il existe, outre le MAX691820 à temporisation ajustable par choix de composant externe, un second circuit, le MAX6819 doté, en remplacement du condensateur C_{DELAY} , d'une entrée de validation (*Enable*). Sa durée de temporisation est fixée une fois pour toutes à 200 ms.

(024002)

Chargeur pour accu Li-Ion

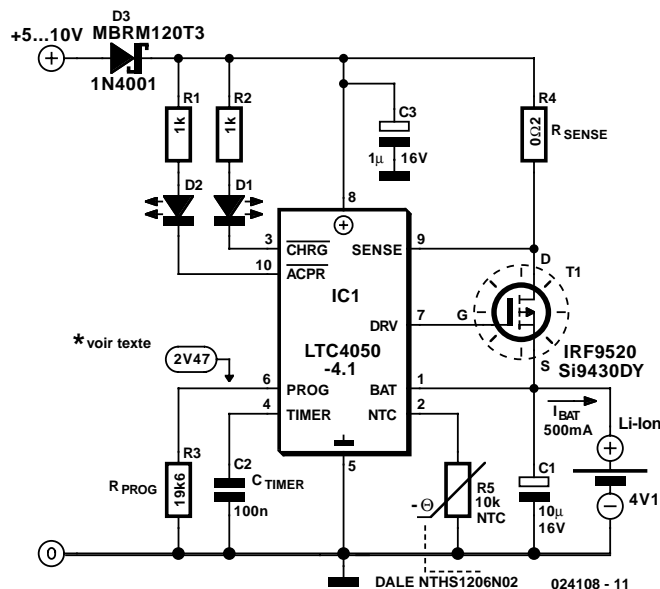
064

Les accu du type Li-Ion (Lithium-Ion) requièrent un protocole de charge qui diffère très sensiblement de celui requis par la (re) charge des cellules CdNi (cadmium-nickel) ou NiMH (nickel-métal hybride), protocole à respecter impérativement au pied de la lettre. Nous avons décrit, dans le Hors-Gabarit de l'an dernier, 2 méthodes de charge de ce type d'accu. Nous vous proposons cette fois un concept reposant sur un nouveau circuit intégré (sur lequel il est partant difficile de mettre la main pour l'instant) proposé par Linear Technology (www.linear.com), que ses dimensions très compactes permettent, le cas échéant, d'implanter directement dans le set d'accu, mais que l'on peut également utiliser pour une réalisation autonome.

Ce circuit intégré permet de recharger une cellule à un courant de 500 mA. Voici comment se déroule le processus : dès la mise en place d'un accumulateur et l'application de la tension d'alimentation (quel que soit d'ailleurs l'ordre de ces 2 opérations), le processus de charge démarre. Le système commence par s'assurer, par le biais d'une NTC (*Negative Temperature Coefficient* = (résistance à) coefficient de température négatif), de la température de l'accu. Il n'y aura de charge qu'à condition que cette température se situe dans une plage comprise entre 0 et 50 °C. Comme il faut en outre recharger avec d'infimes précautions un accu lithium-ion profondément déchargé, le courant de charge sera limité à 50 mA seulement lorsque la tension de cellule se situe en-deçà de 2,49 V. Ce n'est qu'après dépassement de ce niveau de tension que la charge se fait au courant nominal de 500 mA, jusqu'à ce que soit atteinte la valeur de tension de charge maximale de 4,1 V (voire 4,2 V pour certains types d'accus). Lorsque cette valeur de tension est atteinte elle est maintenue à cette valeur, ce qui se traduira par une diminution progressive du courant de charge jusqu'à ce que l'accu soit plein. Une fois que le courant de charge est tombé à 50 mA, le chargeur se coupe, coupure qui constitue du même coup la fin du cycle. Le circuit intégré comporte en outre un temporisateur qui interrompt le cycle même si le courant de charge n'est pas encore tombé en-deçà de 50 mA.

La LED D1 visualise les différentes étapes évoquées plus haut. En cours de charge, elle est allumée à luminosité forte. Une fois le chargeur coupé lorsque le courant de charge a chuté en-deçà de 50 mA elle brillera faiblement. Une fois que le dispositif de temporisation a interrompu la charge, la LED sera éteinte.

Une fois le processus de charge terminé, on n'a bien évidemment plus besoin de la tension d'alimentation; il n'y a cependant pas d'inconvénient à laisser le circuit de charge relié à l'accu, sachant que sa consommation de courant propre n'est que de 5 à 7 µA, de sorte qu'il n'y a aucune crainte à avoir de voir l'accu se décharger rapidement par le biais du chargeur. On aura lancement d'un nouveau cycle de charge par la



connexion d'un accu déchargé et nouvelle application de la tension d'alimentation. On aura également lancement automatique d'un nouveau cycle (si tant est que la tension d'alimentation soit présente) lorsque la tension de l'accu tombe en-deçà de 3,88 V (ou 3,98 V selon le type d'accu).

Il est parfaitement possible de jouer sur le courant de charge par modification de la valeur des résistances R3 et R4 sachant que le courant de charge, I, répond à la formule suivante :

$$I = (2,47/R3) \cdot (800/R4).$$

La durée de charge est définie par C2; la formule de calcul de cette durée, D, est la suivante :

$$D = (C2 \cdot 3 \text{ h}) / 0,1 \mu\text{F}.$$

On notera que le dispositif de temporisation ne démarre que lorsque la tension de l'accu a atteint 4 V. La LED D2 indique que la tension d'entrée du chargeur atteint un niveau suffisant. T1 est un FETMOS PNP; on pourra utiliser pratiquement n'importe quel FETMOS PNP de puissance. On pourrait même envisager de le remplacer par un Darlington PNP, dont l'émetteur devra être relié à la résistance R4. Il va sans dire qu'il faudra placer la NTC R5 le plus près possible de l'accu, à même l'accu de manière à ce qu'elle mesure effectivement la température réelle de celui-ci. Il sera sans doute difficile de trouver le type de NTC du schéma, mais cela n'est pas très grave surtout s'il n'est pas indispensable de respecter les limites de 0 et 50 °C. Si l'on sait que la valeur de 10 kΩ représente la résistance à 25 °C, on pourrait même éventuellement envisager de remplacer la NTC par une résistance fixe de 10 kΩ, ce qui se traduira par un non-fonctionnement de la limite en température.

D1 et D2 devront être des LED à faible courant (également connues sous la dénomination de LED à haut rendement). D3 pourra être n'importe quel type de diode Schottky de 1 A au minimum, voire une diode ordinaire telle que la 1N4001 si tant est que l'on n'ait pas de problème avec quelques pertes de tension additionnelles.

Terminons par cette remarque importante : il ne saurait être question de charger des accus Li-Ion à des tensions supé-

rieures à 4,1 V (voire 4,2 V pour certains types d'accus), sachant que l'on court sinon le risque de les voir exploser. En principe, il est indiqué sur l'accu si l'on a affaire à un modèle 4,1 ou 4,2 V, à moins que le fabricant ne donne ces informations séparément. Le LTC4050 existe en 2 versions dotées des suffixes « -4.1 » ou « -4.2 ». Ces composants n'existent qu'en boîtier CMS (MS10).

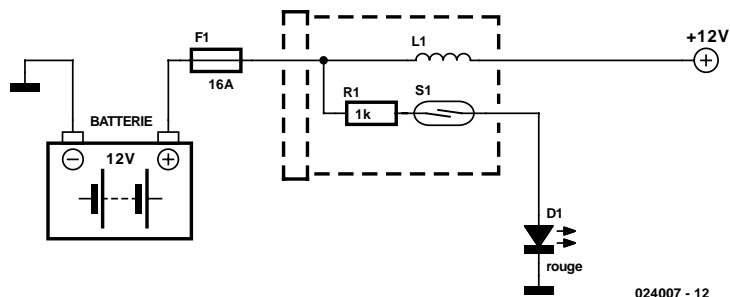
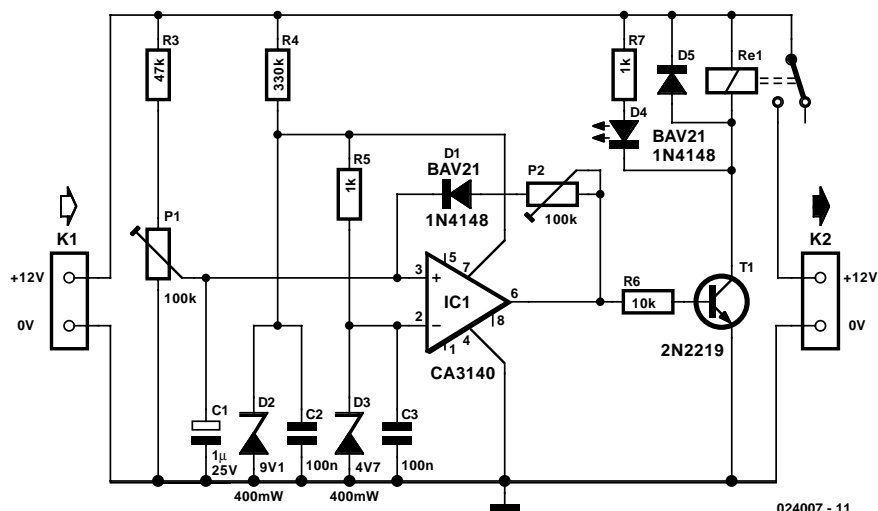
Interrupteur de frigo pour caravane

Jaap Swart

Revoici enfin un article destiné à nos lecteurs caravaniers. Ils connaissent certainement tous l'embarras de l'accumulateur à plat, en chemin, quand on a oublié de débrancher le réfrigérateur après avoir coupé le moteur. Avec le montage décrit ici, interposé entre réfrigérateur et batterie de la caravane, plus de risque d'ennuis. Simple et efficace, notre « interrupteur de frigo pour caravane » réagit à la hausse de tension due à la rotation du moteur. Alors que la tension de batterie vaut nominale 12 V, la génératrice en activité la pousse à 13,8 V au moins. Un comparateur bien calibré n'éprouve aucune peine à détecter cette élévation et comme on peut le remarquer, il suffira d'un comparateur centré sur un 3140 et un étage à relais pour commander le fonctionnement du réfrigérateur.

La tension sur l'entrée repérée du signe plus du comparateur, on peut la régler avec P1 de manière à ce que le relais s'enclenche pour une tension d'accumulateur voisine de 13,8 V, donc quand le moteur tourne. Une certaine hystérésis apportée par D1/P1 empêche la désactivation immédiate du relais si la tension redescend un petit peu, moteur brièvement à l'arrêt, par exemple. Le point précis de chute du relais se règle par P2, qui sert donc réellement à débrancher le frigo alors que la limite de sécurité n'est pas encore dépassée, 11,5 V peut être considéré comme un seuil raisonnable.

Le but est donc que le montage soit installé dans la caravane, entre le réfrigérateur et le câble de 12 V venant de la voiture. Nous nous basons sur la prise de rallonge standard à 7 bornes, sur laquelle un seul fil reste en permanence au 12 V



(point 2). Avec une prise à 13 bornes, le montage pourrait se placer à bord de la voiture et commuter le fil du positif de l'accumulateur de la caravane (point 10). Évidemment, c'est à ce conducteur qu'il faut avoir branché le frigo.

L'utilisation de ce montage ne se limite naturellement pas à l'alimentation du frigo. On peut tout aussi bien s'en servir pour allumer automatiquement les feux de l'automobile lorsque le moteur tourne. Il s'agit bien d'un montage d'usage général.

À l'intention toute spéciale de ceux qui n'accordent qu'une confiance limitée à ce genre de dispositif, l'auteur a prévu une LED qui s'allume lorsqu'un courant d'au moins 3 A circule sur le cordon d'alimentation. La particularité du système, c'est de

n'occasionner aucune chute de tension. Il se résume à un relais (ou interrupteur) à lames souples (*reed contact* connu également sous la dénomination de ILS) sur lequel le fil (4 mm de diamètre) porteur du courant est enroulé un certain nombre de fois (8 spires ont suffi sur notre prototype) autour de l'ampoule du relais. Les lames souples sont actionnées par le champ

magnétique engendré par la bobine ainsi formée et elles commandent une LED que l'on peut installer au tableau de bord. Quant à l'ensemble relais et bobine, on peut le protéger dans une cartouche de pellicule photographique de petit format.

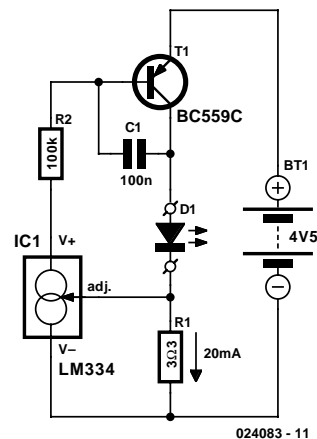
(024007)

Source de courant à faible chute

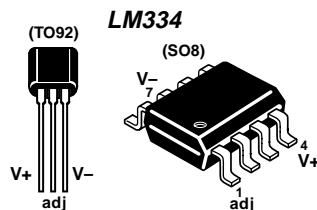
Les sources de courant constant de concept simple fonctionnent pour la plupart de la même manière : on fait circuler un courant par une résistance et on essaie ensuite, par l'intermédiaire d'une boucle de régulation de faire en sorte que la tension aux bornes de la résistance reste constante. Si l'on utilise un transistor à cet effet, on aura une chute de tension de l'ordre de 0,6 V aux bornes de la résistance, chute de tension nécessaire pour obtenir l'ouverture de la base du transistor. Dans certaines applications, cette chute peut s'avérer la source de pertes trop importantes, ce qui est une raison suffisante pour faire appel à un amplificateur opérationnel disposant d'une source de référence. Le LM334 est une source de courant ajustable présentée sous la forme d'un composant à 3 broches disposant en standard de tout le nécessaire et qui ne nécessite pour la régulation qu'une marge de 64 mV. Le schéma présenté ici est celui d'une source de courant basée sur ce composant quasiment indestructible dont la réalité du fonctionnement a été mise à l'épreuve dans la pratique. Dans le schéma, R1 est la résistance de détection de courant (*sense*) servant à déterminer la valeur du courant. Celle-ci répond à la formule suivante : $R1 = 0,064 / \text{courant}$.

Il faudra partant, pour un courant de 20 mA donner à R1 une valeur de 3,2 Ω .

La présente électronique ne peut servir que dans le cas de différences de tension faibles et de courants peu importants vu que T1 ne peut pas dissiper plus de 100 mW. Nous vous laissons bien entendu la bride sur le cou pour procéder à des expérimentations à partir d'autres dimensionnements. Telle quelle sur ce schéma, cette source de courant convient merveilleusement à l'alimentation d'une LED blanche ayant une tension de service de 3,6 V à partir d'un accu au plomb fournissant une tension de 4 V ou une pile de 4,5 V.



024083 - 11



(024083)

Bouton-poussoir-interrupteur 067

Karlheinz Lorenz

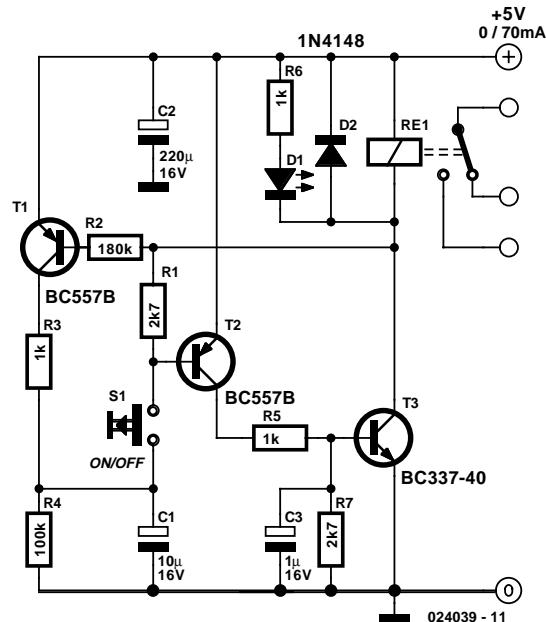
L'électronique présentée ici remplit la fonction d'un interrupteur mais prend la forme d'un bouton-poussoir à actionner. Après mise sous tension le circuit se trouve dans l'état de départ suivant : les bases des transistors T1 et T2 se trouvent au potentiel de la ligne d'alimentation positive, T3 se trouvant lui à la masse. Tous les transistors bloquent. Le bouton-poussoir se trouve, du côté opposé, à la masse. Il ne circule pas de courant dans la bobine du relais et la LED est éteinte.

En cas d'action sur le bouton-poussoir le transistor T2 devient passant, changement d'état que suit aussi, après un court délai introduit par le réseau RC, le transistor T3. Le collecteur de T3 se trouve alors (pratiquement) au potentiel de la masse, de sorte que le relais colle et que la LED de signalisation de fonctionnement s'allume. T1 peut à son tour devenir passant. La situation ainsi créée est stable vu que le potentiel de masse arrive, par le biais de la résistance R1, sur la base de T2 et que le fait de relâcher le bouton-poussoir n'a plus de conséquence.

Le condensateur C1 se charge au travers de R3 de sorte que le bouton-poussoir présente alors un potentiel positif. Si l'on actionne le bouton-poussoir une seconde fois il transfère non pas le potentiel de la masse mais un potentiel positif vers la base de T2. L'ensemble de l'électronique rebascule dans l'état de départ.

On pourrait obtenir un fonctionnement similaire à l'aide d'un circuit à thyristor, ce qui s'explique vu que la paire T2/T3 constitue, telle qu'elle est câblée ici, une sorte de thyristor. Le présent montage présente cependant l'avantage d'être relativement indépendante des niveaux de tension et de courant requis par la charge connectée. La bobine du relais devrait être prévue pour une tension allant de 5 à 12 V et ne devrait pas autoriser le passage d'un courant supérieur à 250 mA (sachant que sinon T3 se mettra à fumer, ce qui n'est pas bon pour sa santé). Sur le prototype testé dans nos laboratoires nous avons pu mesurer une consommation de courant de 70 mA à l'état passant de l'électronique et de moins de 0,1 μ A lorsqu'il se trouve au repos.

(024039)

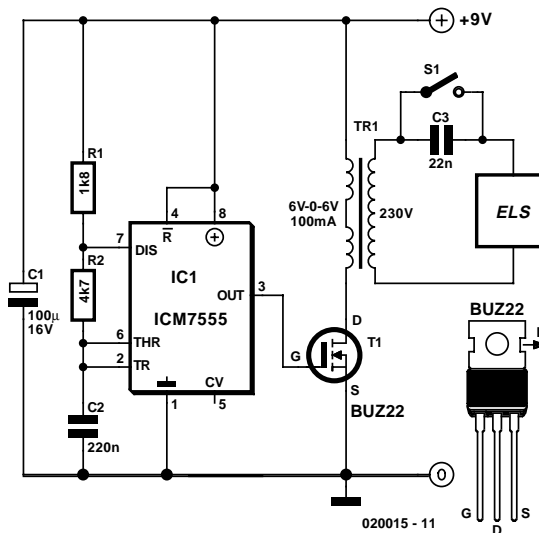


Torche lumineuse

068

Rev. T. Scarborough

Un film électro-luminescent (ELS = *Electro-Luminescent Sheet*) est capable d'émettre une appréciable quantité de lumière blanche très froide. Ces unités fournissent une grande variété de teintes, y compris le blanc, et peuvent être découpées à la taille voulue ou recourbées à la forme requise. Une feuille standard de 5 cm par 6 cm fabriquée par Seikosha émet 1,5 candelas (un film bleu-vert 2,2 candelas). Ceci est suffisant pour lire la nuit, pour éclairer un passage (pas très fort, cependant), ou pour voir une pièce d'un seul coup d'œil. De plus, ces feuilles, épaisses seulement de 0,7 mm, ne sont pas encombrantes. RS Electronics dispose d'un certain nombre d'unités électro-luminescentes. D'une façon assez étonnante, on peut également voir (occasionnellement) les films électro-luminescents de Toshiba lors des foires à la brocante de produits radio où ils sont offerts à des prix défiant toute concurrence, complets avec un inverseur hautes tensions (HT) fixé au dos. Habituellement, les films électro-luminescents ont besoin d'une tension de fonctionnement de 115 V en alternatif, aussi un inverseur adéquat est-il nécessaire à leur alimentation. Le schéma du circuit présente un tel inverseur, basé sur un circuit intégré horloge CMOS 7555, conçu spécifiquement pour alimenter les films les plus petits de 5 par 6 cm. Ceux-ci tirent environ 120 mA, et peuvent fonctionner pendant 5 heures à partir d'une pile alcaline PP3 – ou 24 heures d'affilée à partir de six piles alcaline AA (LR6 de 1,6 V). Un condensateur de 22 nF limite le courant pour un éclairage moins lumineux lorsque S1



est ouvert, afin que la torche lumineuse puisse durer 36 heures continues en utilisant les six piles alcalines AA – avec, cependant, une réduction de 30 % de la lumière environ. Le circuit intégré 7555 est configuré comme un oscillateur astable standard, et fonctionne à environ 600 Hz. Un transistor de puissance MOSFET envoie des impulsions de 9 V à travers les enroulements de 6-0-6 V du primaire du transformateur connectés en série, fournissant ainsi un courant alternatif de 115 V en charge. Le demi-cycle négatif est fourni par le biais d'une force contre-électro-motrice (*back-EMF*). Virtuellement,

tout transistor « à logique MOSFET » peut être utilisé à la place du BUZ22. Aucun circuit de protection n'a été jugé nécessaire. Les valeurs nominales du transformateur doivent être de 100 mA par bobinage secondaire, et de 250 VCA pour le condensateur limiteur de courant et le commutateur S1.

Attention aux chocs électriques – ce circuit fournit une tension qu'il est dangereux de toucher. Le circuit ne doit jamais être touché lorsqu'il est mis sous tension.

Comparateur éclair

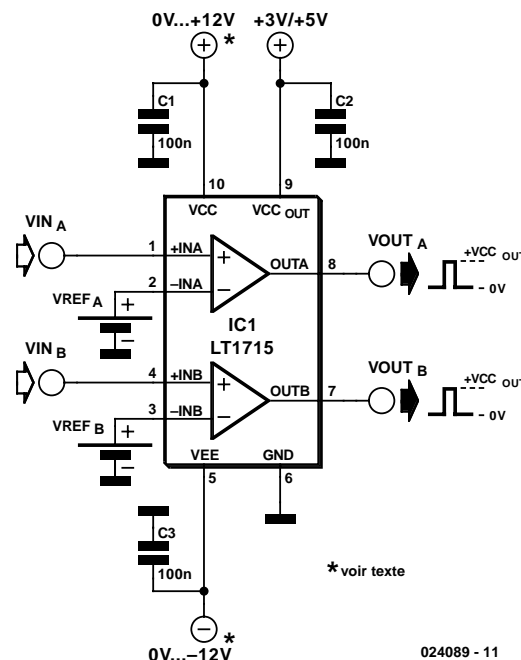
069

Gregor Kleine

Il n'est pas si facile de convertir des signaux rapides, c'est-à-dire jusqu'à 150 MHz (la sinusoïde d'un oscillateur à quartz par exemple), en signaux rectangulaires numériques de niveau logique de 3,3 ou 5 V. Les circuits discrets conçus dans ce but sont relativement complexes et requièrent des transistors HF rapides.

Ce problème a été considérablement simplifié par l'apparition du comparateur double LT1715 de Linear Technology (www.linear-tech.com/pdf/1715f.pdf) : les connexions d'alimentation de la plage d'entrée (Vcc et Vee) et de la plage numérique de sortie (Vcc,out) de ce circuit intégré sont séparées. On peut donc adapter facilement l'un des côtés à la tension du signal qui s'y trouve. D'autre part, la tension de fonctionnement Vcc,out détermine directement le niveau logique du signal de sortie. Il faut toutefois tenir compte de ce que la tension entre Vcc et Vee ne doit pas dépasser 13 V. Si la tension d'entrée est négative, on peut donc faire fonctionner l'entrée du comparateur à Vcc = 0 V et Vee = -12 V.

La plage de la tension d'entrée s'étend de Vee à (Vcc - 1,2 V). La sortie numérique rail à rail a été symétrisée dans la puce pour égaliser les temps de montée et de descente. Les sources de tension de référence de la figure représentent en fait les diviseurs de tension dont chacun fixe le seuil du compa-



rateur correspondant. Le LT1715 est placé dans un boîtier MSOP 10 broches.

Sélecteur audio

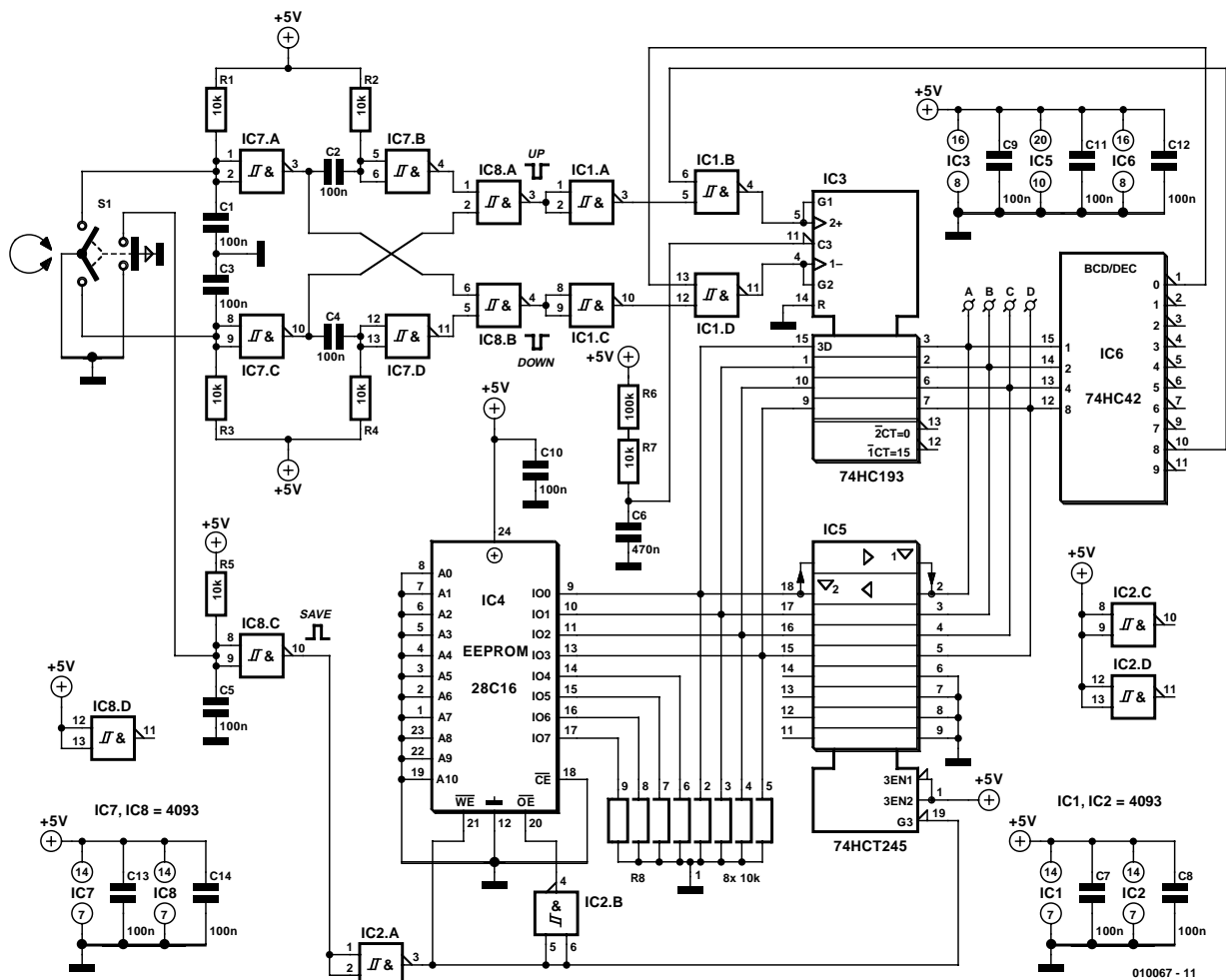
070

Frank Lux

Ce circuit pour applications audio permet de présélectionner l'entrée de signal qui sera active lorsque l'appareil sera mis en marche. La sélection utilisée n'est pas fixe : la sélection la plus récente est mémorisée dans une EEPROM et relue lors de la mise en marche suivante. La baisse de prix des EEPROM parallèles permet de s'offrir cette satisfaction à peu de frais. Le sélecteur choisi est un générateur d'impulsions rotatif droite/gauche muni d'une fonction bouton-poussoir (Conrad

70 55 94). La reconnaissance du sens de rotation (un ancien circuit Elektor) est reproduite dans la **figure 1**. L'anti-rebond de la fonction bouton-poussoir constitue la seule nouveauté. Au cœur de ce circuit (**figure 2**) se trouve un compteur décroissant décimal/binaire (IC3, un 74HC193 ou un 74HC192) avec entrées d'impulsions de commande séparées et présélection.

Les impulsions de commande du générateur d'impulsions rotatif sont tout d'abord inversées par IC1.A et IC1.B. Elles par-



010067 - 11

viennent ensuite à une logique NAND faisant office de commutateur (IC1.B et IC1.D). Les autres entrées du circuit logique sont définies comme entrées de commande. Le signal de commande est envoyé au compteur IC3 aussi longtemps que l'entrée de commande de la logique NAND se trouve au niveau haut. Chaque flanc négatif incrémente ou décrément le compteur. Les sorties du compteur sont reliées au décodeur BCD/décimal IC6. Les sorties 0 et 8 sont à leur tour reliées à la commutation NAND pour comptage vers le bas (*DOWN*) ou vers le haut (*UP*). Dès qu'un flanc négatif y est appliqué, la direction de rotation du générateur d'impulsions rotatif est bloquée. Il n'est alors possible de sélectionner que dans la direction de rotation opposée.

En pressant sur le générateur d'impulsions rotatif, on provoque la mémorisation permanente de l'état actuel du compteur dans l'EEPROM. Le signal engendré en pressant sur le générateur d'impulsions rotatif parvient à l'entrée d'activation du circuit de commande du bus IC5 en passant par la logique NAND IC2.A faisant office d'inverseur. Si l'entrée d'activation est au niveau haut lorsque le bouton n'est pas pressé, toutes les sorties sont à haute impédance, c'est-à-dire que IC5 pourrait aussi bien ne pas être là. Mais le flanc négatif sur la broche 19 provoque le transfert de la valeur de 4 bits des sorties du décodeur IC6 aux entrées de la valeur par défaut du

compteur IC3 et aux lignes E/S de l'EEPROM IC4.

L'EEPROM est simultanément placée en mode d'écriture (WE = L, OE = H) au moyen de la ligne WE et les données sont mémorisées en permanence à l'adresse 0 (les lignes d'adressage A0 à A10 sont à la masse). Dès que le bouton du générateur d'impulsions rotatif est relâché, les sorties des données de la commande du bus sont repositionnées dans l'état à résistance élevée. L'EEPROM passe de nouveau en mode lecture (WE = H, OE = L) et envoie la valeur du compteur enregistrée aux entrées de la valeur par défaut de celui-ci. Les sorties des données du compteur décimal/binaire ne changent pas tant que l'entrée de chargement du compteur (IC3) se trouve au niveau haut. Mais lorsque le niveau devient bas, les niveaux présents aux entrées de la valeur par défaut sont transmis aux sorties des données A à D. C'est exactement ce qui se passe lorsque le circuit est remis sous tension. Le condensateur C6 se charge alors et engendre une impulsion H-B-H (haute basse haute) à l'entrée de chargement de IC3. Comme l'EEPROM se trouve en mode lecture lors de la mise sous tension, les données à l'adresse 0 sont transférées aux entrées des valeurs par défaut du compteur et, grâce à l'impulsion de niveau bas à l'entrée de chargement, à ses sorties.

(010067)

Décodeur Manchester

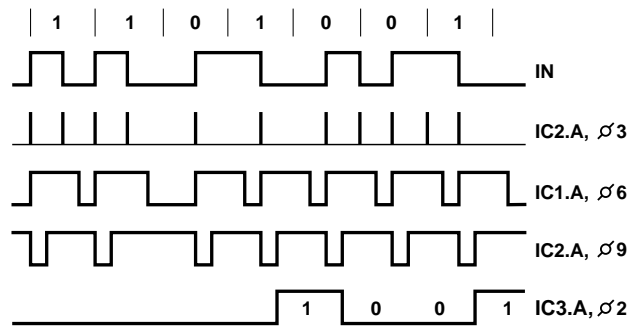
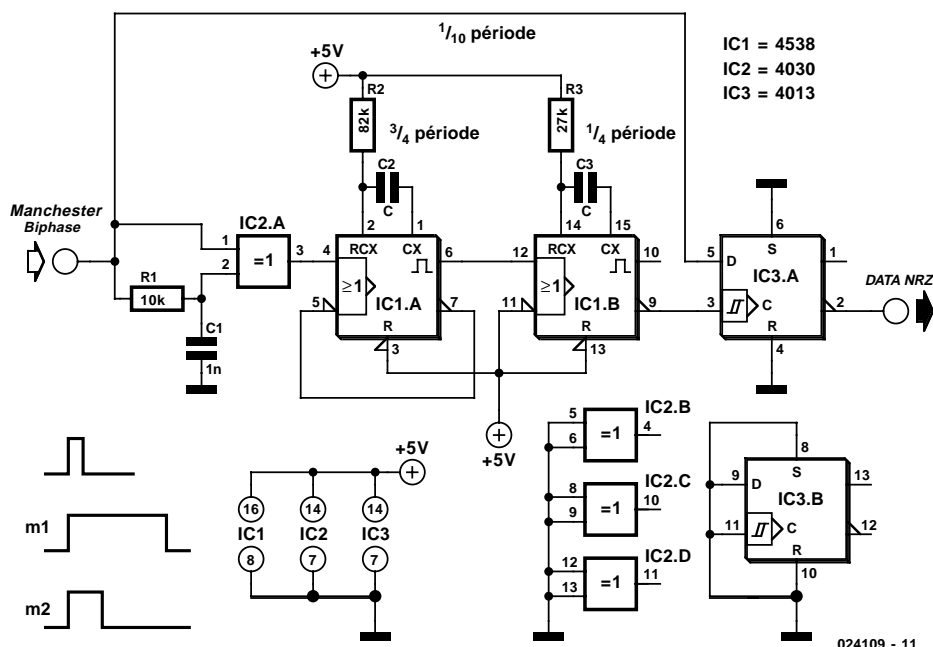
071

Le code Manchester ou code biphasé est un code très utilisé, dans le monde des disques durs et des réseaux en particulier vu que ce code intègre tant l'information que l'horloge, ce qui le rend très compact. Il ne comporte en outre que 2 fréquences et il ne s'agit jamais de fréquences faibles. Un zéro logique (« 0 ») y est défini comme un flanc montant (allant de « 0 » vers « 1 »), un un logique (« 1 ») prenant lui la forme d'un flanc descendant (négatif). Il n'y a pas le moindre problème tant que les données changent, mais il devient nécessaire, lorsque l'on a succession de plusieurs zéros ou uns, d'ajouter quelques flancs additionnels entre les flancs montants ou les flancs descendants. Ces flancs de séparation sont intercalés à mi-chemin des flancs représentant les données, à un point appelé « frontière de bit » (*bit-boundary*).

Lorsque l'on veut décoder du code Manchester il faut commencer par distinguer les flancs représentant des données et ceux qui identifient les frontières. Ceci requiert une synchronisation de sorte que tout message doit être précédé d'un certain nombre de patrons 0101 (ou 1010) permettant au récepteur de se synchroniser. Si l'on envoie des patrons 0101 le signal Manchester ne comporte que des flancs de données sans aucun flanc d'identification de frontière de bit.

Intéressons-nous au fonctionnement du circuit de décodage proposé ici : IC2 convertit chaque flanc (qu'il soit positif ou négatif) en une impulsion de courte durée.

Cette impulsion déclenche le multivibrateur monostable (non-redéclenchable) IC1.A dont la pseudo-période est égale aux 3/4 de l'intervalle séparant les flancs de données. Dès l'arrivée du patron 01 (ou 10), ce monostable se synchronise automatiquement sur les flancs de données. Tous les flancs additionnels de frontière de bit que pourrait éventuellement comporter le signal tombent à l'intérieur de la pseudo-période et sont partant ignorés de sorte que le monostable reste synchronisé. Il est possible, avec ce signal, de piloter un second monostable, IC1.B, chargé, par le biais d'une bascule bistable (*flip-flop*), IC3.A, d'« échantillonner » le flux de données juste en aval du flanc de données. Le décodage est terminé; les données sont disponibles sur la sortie \bar{Q} de la bascule. Sur certains systèmes, on a inversion de phase du code Manchester, mais cela n'a aucune importance pour le décodeur, vu qu'il est possible, sans autre forme de procès, puisqu'il est possible de récupérer les données inversées sur la sortie Q. Ce circuit tient plus du modèle de démonstration que de vrai



circuit de décodage. De par la famille de circuits intégrés utilisée, le décodeur voit sa plage de fréquences limitée à quelques centaines de kilohertz. Les programmeurs eux aussi pourront tirer profit de ce modèle vu qu'il est possible d'implémenter un décodeur logiciel selon le même concept. Le rapport des résistances adopté est tel que l'on pourra utiliser, pour C1 à C3, des condensateurs de valeur identique. Au niveau des multivibrateurs monostables le calcul de la durée de pseudo-période répond à la formule suivante :

$$t = RC$$

Il faudra partant, pour un signal de 1 kHz, donner à C une valeur de l'ordre de 9 nF.

On voit clairement sur le chronodiagramme que le décodeur ne fonctionne pas correctement tant qu'il n'est pas synchronisé. Après le premier passage 10 ou 01, il est parfaitement en synchronisation et fournit partant les bonnes données.

(024109)

Gradateur à courant continu 072

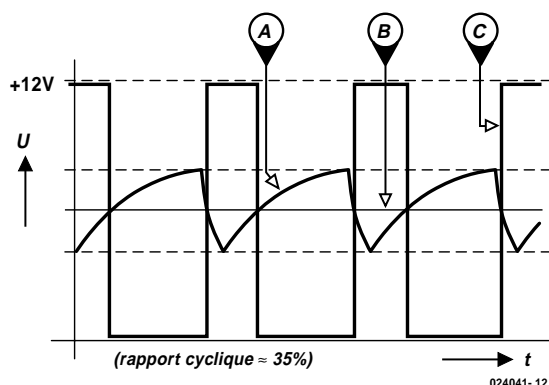
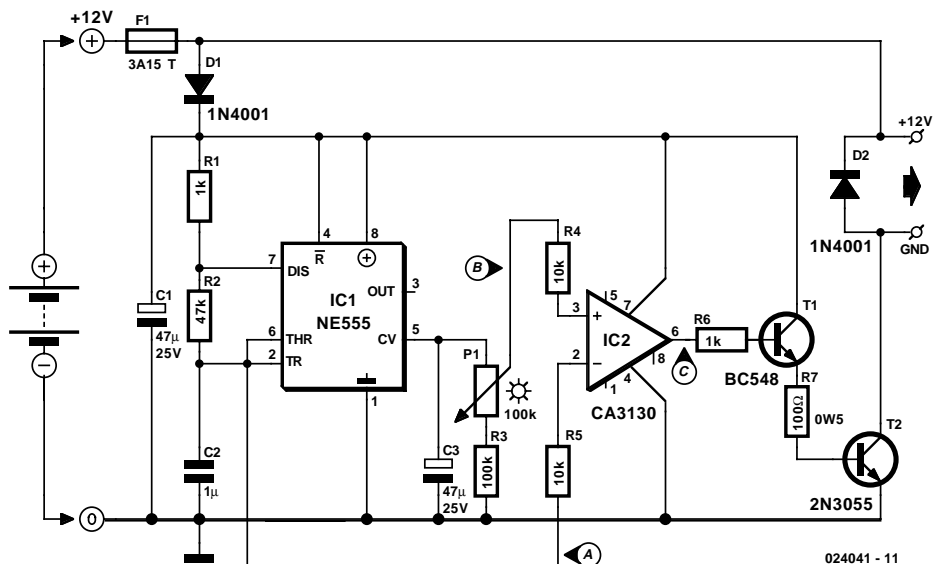
A. Schilp

Ce régulateur de 12 V est à la fois économe en énergie et pratiquement universel. Il réglera l'intensité de l'éclairage dans votre voiture, votre bateau ou votre caravane, mais aussi la vitesse de votre train électrique (miniature !). Son truc, c'est de saucissonner la tension continue de 12 V en une tension rectangulaire dont le rapport cyclique (l'épaisseur des tranches comparé à l'intervalle) peut varier entre 0 et 100 %.

Nous pouvons, par la pensée, diviser le montage en quatre parties : un générateur de dents de scie (ou signal triangulaire) construit autour de IC1, un réseau de référence P1/R3/C3, le comparateur IC2 et l'étage de puissance T1/T2. Une dent de scie, rien de tel pour découper en tranches le continu, n'est-ce pas ? Le comparateur évalue la tension en dent de scie produite (1) par rapport à la tension de référence (2) que l'on peut régler à l'aide de P1 entre les limites inférieure et supérieure de la dent de scie. Si la dent de scie est plus haute que la référence, la sortie du comparateur est haute. Comme la tension triangulaire varie en permanence, à sa fréquence propre, elle se trouve alternativement en dessous et au-dessus de la tension de référence, il en découle qu'à la sortie du comparateur, on trouvera une tension rectangulaire (3) dont P1 peut régler librement le rapport cyclique.

L'étage de puissance, par son grand gain en courant, fait en sorte que la tension sur la charge conserve une forme rectangulaire jusqu'à des courants de 3,15 A. En modifiant la référence, P1 permet de créer des impulsions plus larges ou plus étroites, donc de varier la tension moyenne sur la charge, donc la puissance qu'elle consomme. Le courant qui traverse T2 est toujours maximal lorsque la tension à ses bornes est minimale, c'est la **saturation** ; il est nul lorsque la tension atteint le maximum, le transistor est **bloqué**. Dans ces conditions, T2 ne dissipe que très peu de puissance, il n'aura besoin de refroidissement que lorsque la charge est fortement inductive. La diode D2 protège d'une inversion de polarité ainsi que des surtensions en cas de charge inductive.

Revenons un instant au générateur de tension en dent de scie. IC1 est un temporisateur 555 monté en multivibrateur **astable** réglé sur une fréquence de 65 Hz par la cellule R2/C2. La plupart du temps, on prélève sur la broche 3 la tension rectangulaire, mais dans ce montage-ci, c'est la tension de charge et de décharge de C2 qui nous intéresse. Il ne s'agit pas d'un pur signal triangulaire, mais l'approximation de la dent de scie

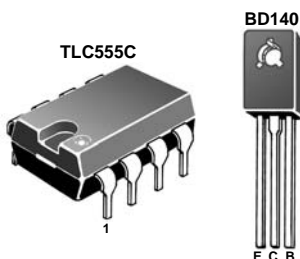
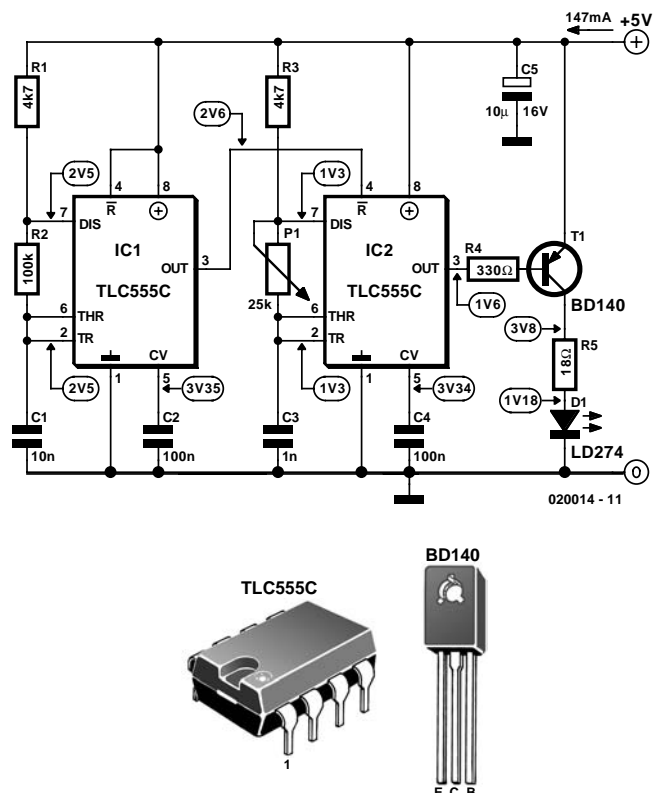


suffit amplement au régulateur. S'il devait se produire qu'une lampe se mette à clignoter de manière visible pour certains réglages, on peut éventuellement diminuer C1 pour monter en fréquence. Selon la charge et la dissipation de T2, il est préférable de ne pas dépasser 200 Hz, bien que le montage fonctionne sans problème jusqu'à plus de 10 kHz.

Le 555 fait osciller la tension sur C2 entre 1/3 et 2/3 de la tension d'alimentation. Les limites sont fixées par trois résistances intégrées sur la puce. Elles valent toutes les trois 5 kΩ, c'est d'elles que le circuit intégré tient son immatriculation. Pour influencer la fréquence, on ajuste la limite supérieure par l'intermédiaire de la broche 5, l'entrée de commande. La tension est stabilisée par C3 et envoyée directement à P1. La limite inférieure est obtenue en rendant P1 égal à R3, donc dans le même rapport potentiométrique que les deux résistances intégrées, avec lesquelles ils sont d'ailleurs montés en parallèle.

(024041)

Barrière à lumière infrarouge simple



Pradeep G.

Cette alarme infrarouge peut servir à détecter des personnes franchissant des portes, longeant des couloirs ou passant sous des petits portails. L'émetteur émet un rayon de lumière infrarouge (IR) invisible pour l'œil humain. Le vibreur à la sortie du récepteur est activé lorsque le rayon lumineux est coupé par un passant. Les circuits émetteur et récepteur présentés ici ont été conçus pour une distance de plusieurs mètres, pratiquement indépendante des conditions d'éclairage ambiant. C'est seulement dans les rares cas où le capteur de réception est exposé à la lumière directe du soleil que quelques mesures de protection doivent être envisagées.

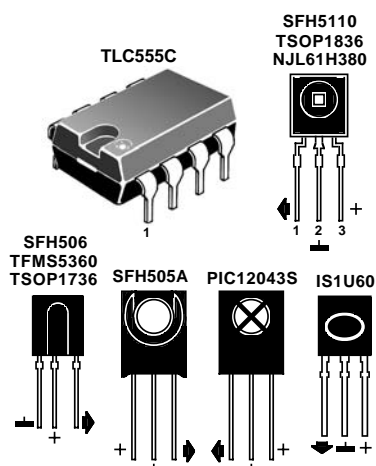
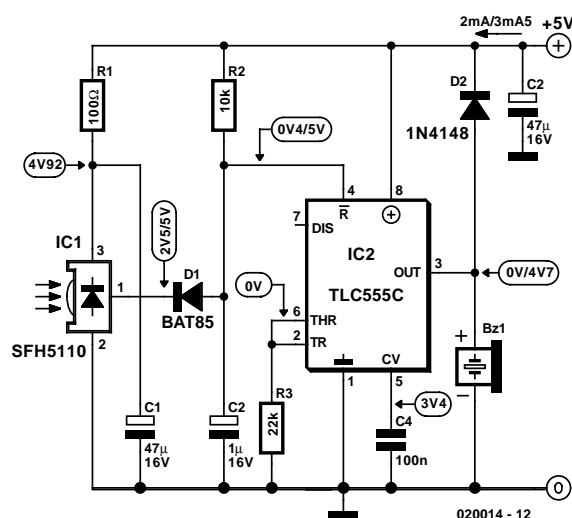
L'émetteur n'émet pas un signal infrarouge continu. Il est plutôt modulé, c'est-à-dire qu'en l'occurrence la porteuse de 36 kHz utilisée pour moduler la diode IRED (*InfraRed Emitting Diode* = diode à émission infrarouge) est elle-même modulée à une fréquence d'environ 300 Hz. La raison en est que la plupart des capteurs infrarouge, y compris ceux suggérés dans le schéma, ne répondent pas très bien à une incidence continue de lumière infrarouge. En éteignant la source IR, même pendant une courte période, on permet aux détecteurs IR de « récupérer », et ainsi d'optimiser leur capacité à minimiser la réponse à la lumière ambiante.

L'émetteur comporte deux oscillateurs construits autour du circuit intégré 555 très répandu. Nous avons utilisé ici la version CMOS économique en courant TLC555 (ou 7555). On peut

aussi remplacer les deux 555 par un unique TLC556 (ou 7556). Le circuit IC1 est le générateur des 300 Hz, IC2 la source des 36 kHz. La diode IRED de type LD274 est modulée avec un relativement fort courant de pointe à travers un transistor de commande T1. Si, dans votre utilisation, la distance parcourue par le rayon IR est relativement courte, la valeur de la résistance R5 peut être augmentée pour économiser la consommation de courant. L'ajustable P1 est réglé pour une fréquence portée d'exactement 36 kHz (sans équipement de tests, réglez-la pour obtenir la meilleure gamme).

Le récepteur est aussi simple, et basé de même sur un circuit CMOS 555. Tant que le capteur reçoit le signal infrarouge de l'émetteur, le déclencheur à l'entrée du circuit 555 est en position basse et le vibreur silencieux. Les composants D1 et C2 agissent comme circuit redresseur pour annuler les effets de la modulation de 300 Hz du signal émis. Lorsque le rayon infrarouge est coupé, l'oscillateur construit autour du 555 est mis en fonction et commence à émettre un son d'alarme.

Enfin, les valeurs de tests indiquées sur le schéma du cir-



cuit sont des niveaux moyens de courant continu mesuré avec un voltmètre numérique, dans des conditions de présence ou d'absence de lumière. En réalité, la plupart des

points de tests portent des formes d'ondes rectangulaires ou en dents de scie.

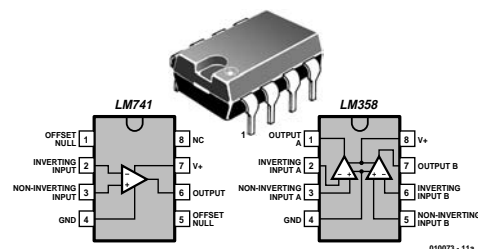
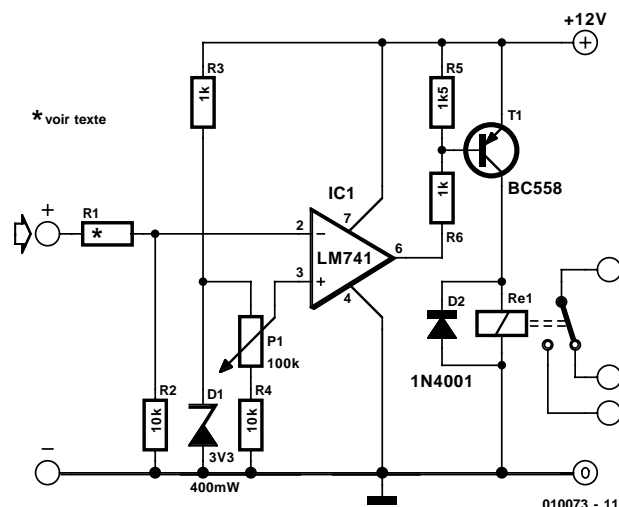
W. v. d. Voet

Basée sur une recette éprouvée, voici une protection contre les surtensions que l'on pourra proportionner à sa guise. Et même si c'est une sous-tension qu'il vous plaît de détecter, il ne vous restera qu'à permuter les entrées de IC1.

Le fonctionnement en est simple. Si la tension s'élève trop, celle sur la broche 2 de IC1, l'entrée inverseuse, dépasse la référence présente sur la broche 3, l'entrée non inverseuse (ou homophasé). La sortie de l'amplificateur opérationnel passe alors au niveau bas. C'est comme en mathématiques, « plus haut » par « inverse », donne « bas », à l'instar de plus par moins donne moins. Quoiqu'il en soit, T1 se retrouve sans courant de base, lui qui fournissait normalement la tension au relais. Les contacts de ce relais peuvent dès lors servir à couper l'alimentation de l'appareil à protéger.

Le montage n'est pas doté de l'hystérésis qui empêche d'habitude le relais de frétiller. En pratique, ce n'est pas vraiment nécessaire, parce que la mise hors tension de l'appareil protégé provoque déjà une montée supplémentaire de la tension. Nous avons choisi d'alimenter le circuit en 12 V, mais, en fait, toute tension comprise entre 12 et 24 V convient, à condition de s'accorder à la tension nominale de travail de la bobine de relais. Donc, procurez-vous un relais pour la tension d'alimentation disponible ou, si vous possédez déjà le relais, prenez une alimentation en concordance avec ses caractéristiques. Mais il n'y a pas lieu de se montrer pointilleux, une tolérance de plus ou moins 10 % est acceptable. Pensez au fait que T1 est un BC558 et qu'il ne peut commuter que 50 mA. Si votre relais en demande davantage, remplacez le transistor par un BC516, qui supporte un courant maximal de 0,5 A et peut alors raisonnablement commuter 0,25 A.

Sélectionnons à présent les caractéristiques des autres composants. On se fabrique aisément une tension de référence à l'aide de la zener D1. En soi, sa tension d'avalanche n'est pas critique et une valeur de 5,1 V serait sans doute préférable aux 3,3 V de la nôtre, parce que la dérive en température serait moindre. Vous pouvez proportionner R3 de manière à ce que le courant dans la zener atteigne au moins 3 mA, c'est suffisant. Il faut encore tenir compte d'une chose : selon le feuillet de caractéristiques, la tension d'entrée à laquelle le 741 commute doit toujours se situer 1,5 V plus haut que celle présente sur la broche 4, c'est ce qu'on appelle la tension de mode commun. En tenir compte, donc, au moment de régler P1, pour éviter d'amener la tension sur la broche 3 à moins de



1,5 V, quoique dans les faits, on puisse descendre jusqu'à 1 V. Raison pour laquelle il vaut mieux prendre pour R4 une valeur de 47 kΩ à 100 kΩ. La plage de réglage s'en trouve quelque peu réduite, mais au moins l'erreur est impossible. Si vous souhaitez étendre le domaine de réglage jusqu'à 0 V, il vous faut choisir un autre amplificateur opérationnel, la moitié d'un LM358, par exemple.

Pour terminer, intéressons-nous à R1. Cette résistance forme avec R2 un diviseur de tension. Nous devons nous arranger pour obtenir sur la broche 2 une tension comparable à celle présente sur le curseur de P1 lorsqu'il se trouve en position médiane, soit à peu près 2,4 V. Pour calculer R1, on part de la tension de commutation souhaitée diminuée de 2,4 V, le tout divisé par 240 μA. Donc, si la tension critique est de 100 V, le calcul donne 407 kΩ pour R1, la valeur existante la plus proche est de 390 kΩ.

La consommation de montage s'élève à quelques milliampères, auxquels il faut ajouter le courant dans la bobine du relais.

(010073)

Tea-Timer

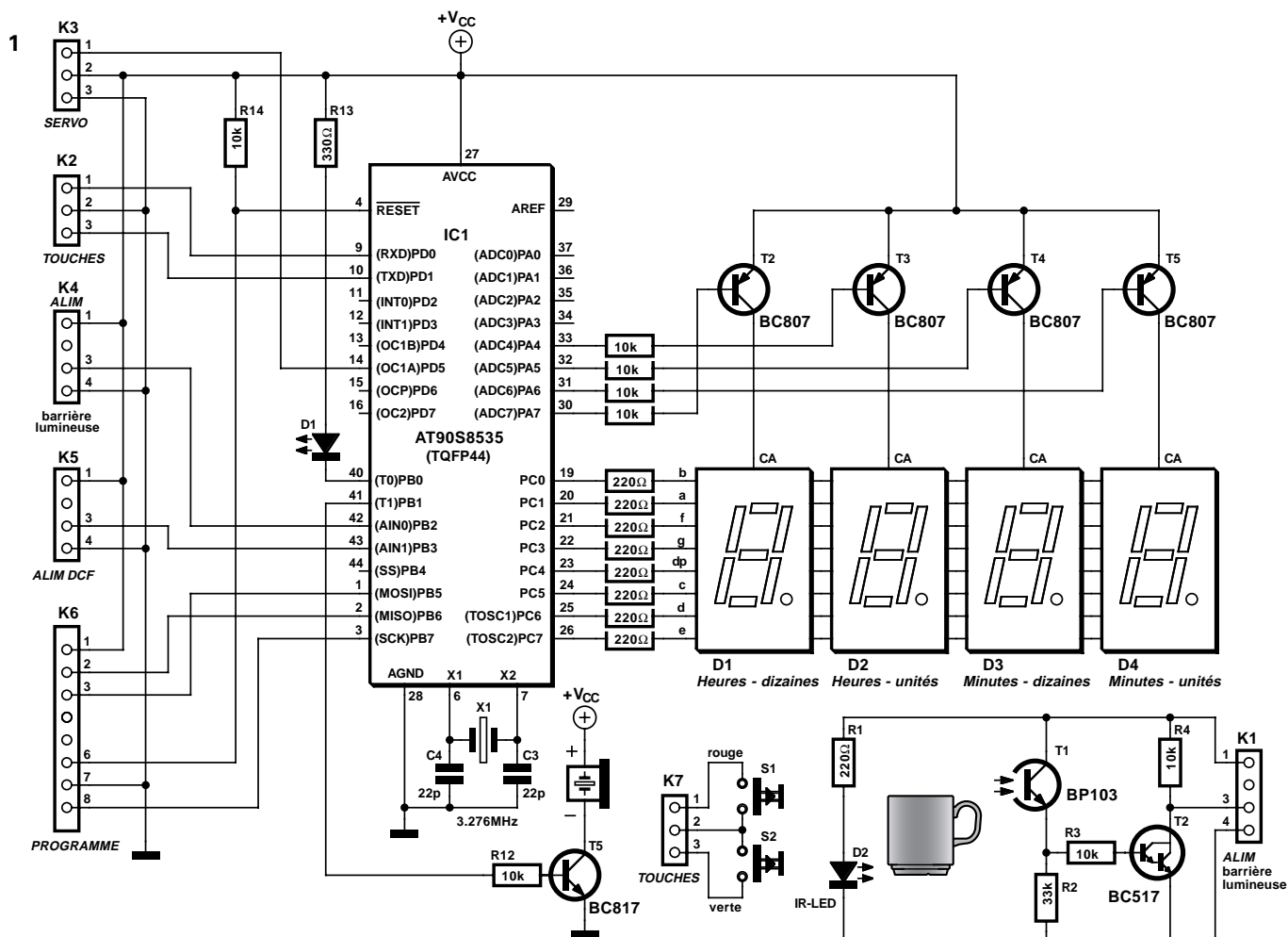
075

Thomas Finke

Prêtez l'oreille, buveurs de thé : voici venu le temps du dispositif de levage de passoire à mettre fin à tous les autres, commandé DCFet équipé d'un microcontrôleur. Chaque buveur de thé connaît bien le problème. On se verse une tasse de thé puis on laisse infuser tout en pensant à autre chose. On oublie bien entendu le thé et lorsqu'on s'en rappelle, il s'est bien entendu métamorphosé en café.

Tea-Timer résout le problème en retirant automatiquement la passoire à thé de la théière ou de la tasse après un intervalle judicieusement déterminé. Le temporisateur est un module DCF qui affiche simplement l'heure exacte lorsque le thé n'est pas en train d'infuser. Mais dès que l'on présente la

tasse au Tea-Timer, son affichage indique le temps que la passoire doit passer dans la théière. Cet intervalle peut être modi-



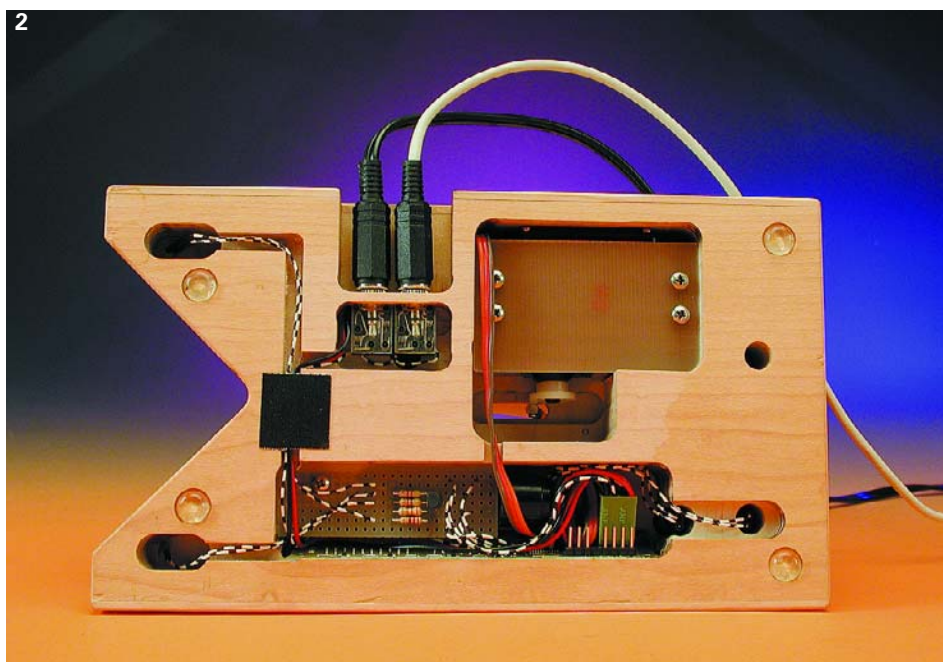
012017 - 11

fié à tout instant par une touche. Verser l'eau et presser le bouton de mise en marche. L'afficheur indique l'intervalle restant et lorsque le compteur atteint zéro, une servo retire le sachet de thé du liquide. Une légère pose – il faut bien laisser au sachet le temps de s'égoutter – et un vibreur se fait entendre pour signaler que : nunc est bibendum (il est temps, maintenant, de boire, pour ceux qui n'auraient pas les rudiments de la langue des Césars et autres Augustes) !

Comme le montre le circuit de la **figure 1**, le microcontrôleur qui tire les ficelles du Tea-Timer n'est autre que le AT90S8535 bien connu des lecteurs d'Elektor. Comment sont attribués ses ports ?

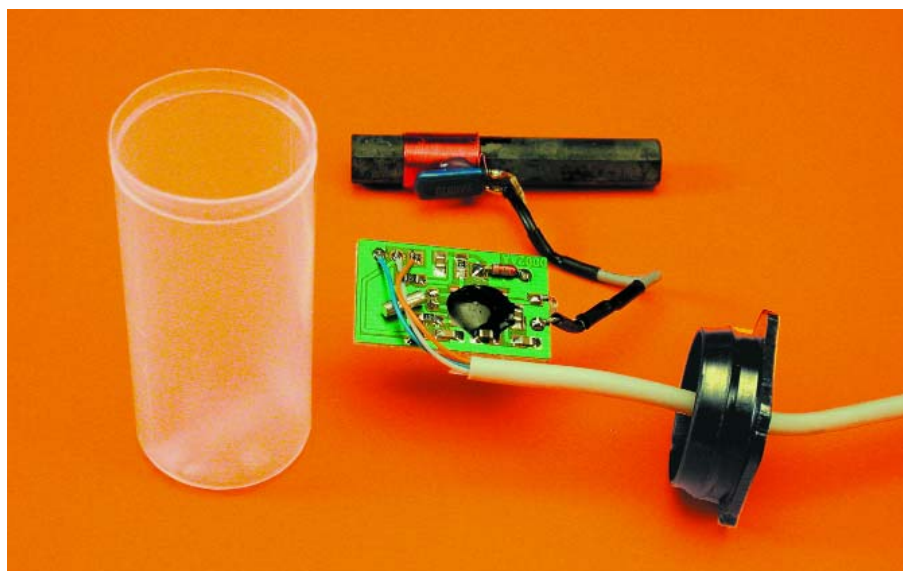
- 4 affichages LED multiplexés à transistors d'attaque indiquant le délai restant (en minutes/secondes) et l'heure (en heures/minutes, minutes/secondes ou jour/mois par pression sur un bouton)
- Une servo pour modélisme en X3
- Un bip piézoélectrique à transistor d'attaque en X1
- Une LED qui clignote en synchronisme avec le signal DCF lors de la mise en marche, ce qui permet d'orienter l'antenne. Elle brille ensuite continuellement.
- Une barrière lumineuse composée d'une LED IR et d'un phototransistor (presque tous les types IR sont utilisables) en X4
- Un module DCF en X5
- 2 touches en X2
- Une connexion de programmation (X6).

Un coup d'œil à la face inférieure soigneusement fraisée du Tea-Timer (**figure 2**) montre comment l'électronique est disposée. La barrière lumineuse est située du côté gauche et son



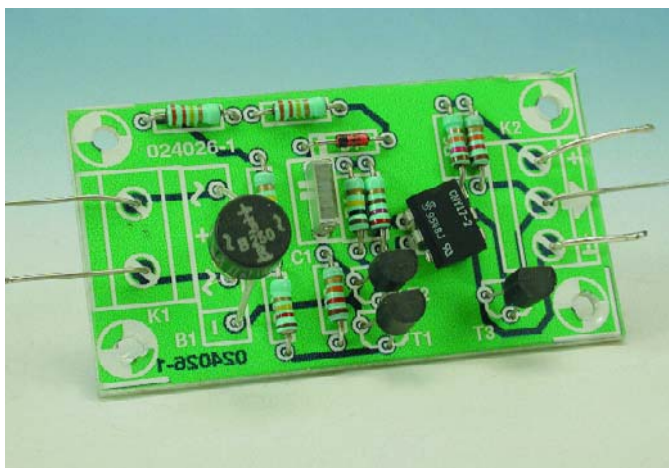
tampon est monté sur la petite platine perforée pour montage expérimental. La carte principale (le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants est disponible sous la forme d'un fichier pdf sur le site Elektor) avec le microcontrôleur et les 4 affichages à 7 segments est montée à angle droit et n'est pas bien visible ici. Seule la barrette à picots de la connexion de programmation X6 ressort distinctement. Les 2 boutons se trouvent à sa droite. Le servo pour modélisme qui soulève et abaisse le sachet de thé à l'aide d'une tringle est fixé dans la grande encoche du segment de platine. N'oublions pas les 2 liaisons externes (fiches mini stéréo) à droite du module DCF à antenne ferrite empaqueté dans un petit support de circuit intégré (visible en avant-plan de la figure du titre) et l'amenée de courant à sa gauche. Un bloc d'alimentation secteur +5 V bien stabilisé qui peut fournir un courant de 300 mA fera parfaitement l'affaire. Une stabilisation supplémentaire au moyen d'un régulateur de tension pouvant fournir 1 A ne peut toutefois pas faire de mal et toute la place nécessaire est disponible dans le boîtier.

Le microcontrôleur est programmé en C. La zone de téléchargement du site Elektor contient le fichier de programmation directe en HEX ainsi que le code source en C. Les définitions `SERVO_O` et `SERVO_U` au début du code commenté (en langue allemande) définissent la position angulaire du servo pour *Arm oben* et *Arm unten* (montée/descente du bras). Il faut ajuster ces valeurs. Mais cela ne pose aucun problème, même si l'on ne dispose pas de compilateur, les valeurs peuvent être modifiées sans difficulté directement dans le code Hex.



Détecteur de passage par zéro à isolation galvanique

076



Christian Voit Dipl.-Ing.

Toutes les automates de puissance travaillant en découpage de phase requièrent une branche de temporisation réglable, synchronisée avec la tension du secteur. La temporisation ajustable détermine l'angle de phase auquel le thyristor, le triac ou le transistor transmet la tension du secteur au système consommateur.

Les circuits de gradateurs passifs les plus simples font appel à un déphaseur à réseau RC relié une fois pour toutes à la fréquence du secteur. Il est cependant souvent fait appel à un microcontrôleur dès lors que l'on tient à avoir un réglage précis ou qu'il s'agit de processus de régulation complexes. On a besoin, dans ce cas-là, d'un détecteur de passage par zéro pour la synchronisation avec la fréquence du secteur. S'il n'est pas nécessaire que le microcontrôleur soit isolé galvaniquement par rapport au secteur, l'électronique requise pourra rester très simple : un diviseur de tension et une paire de diodes de protection prises à l'entrée d'interruption du microcontrôleur, il n'en faut pas plus.

Si, au contraire, il faut que le microcontrôleur soit isolé galvaniquement du secteur, l'électronique requise devient sensiblement plus complexe. En effet, en raison de la caractéristique non ohmique de la charge et de son irrégularité, la détection du passage par zéro au niveau de l'enroulement secondaire du transformateur ne se fait que de façon relativement imprécise.

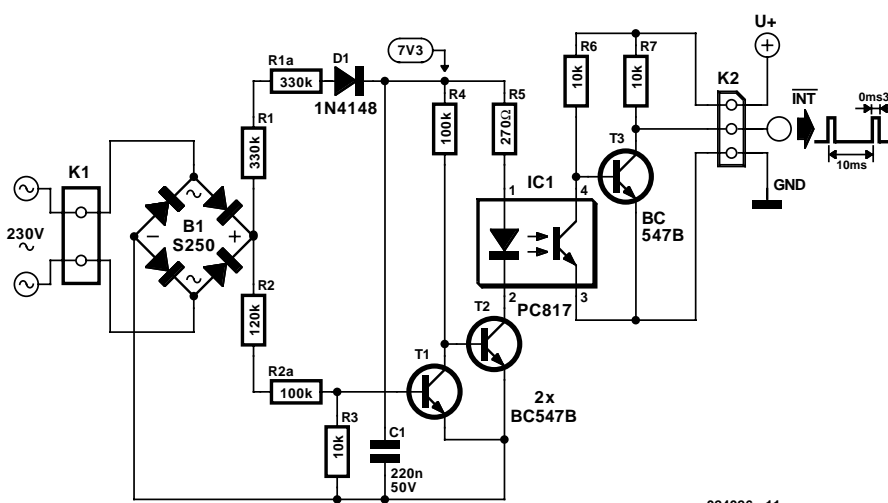
De par la non-linéarité de la caractéristique de transfert on se trouve souvent confronté à une déformation et à un déphasage de la tension du secondaire de sorte qu'il ne saurait plus être

question d'un signal sinusoïdal propre et parfaitement en phase. Se résoudre à sacrifier, à la détection de la tension nulle, un enroulement de transformateur propre voire un transformateur distinct (de la classe de protection requise !) n'est ni élégant d'un point de vue technique ni très économique au niveau des pertes vu les inévitables pertes d'entrefer du transformateur.

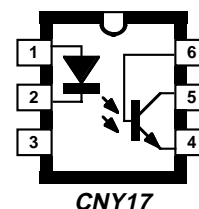
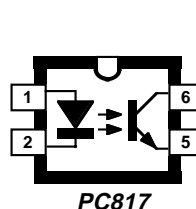
Le montage proposé ici dérive le passage par zéro directement de la tension du secteur et utilise un opto-coupleur pour l'isolation galvanique. Il n'utilise que des composants courants bon marché. Cette électronique se distingue en outre par ses faibles consommations et dissipation de chaleur. Elle génère à chaque passage par zéro (ce qui revient à 100 impulsions par seconde) une impulsion en aiguille, de forme constante et à la chronologie parfaitement exacte.

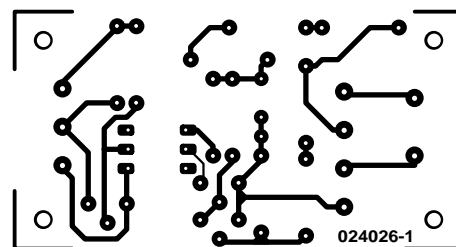
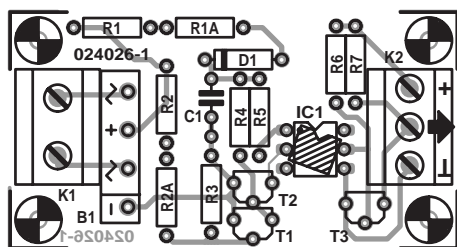
Réalisation du montage

Un redresseur double alternance, B1, génère une tension continue impulsionnelle, dont sont dérivées tant les impulsions de passage par zéro (au travers du diviseur de tension R2/R3) que la tension d'alimentation de l'opto-coupleur (lissée par R1/C1 à quelque 7,3 V). La charge a été dimensionnée tout juste pour permettre au sous-ensemble situé en aval destiné à l'impulsion de passage par zéro d'être alimenté en tension. La diode D1 empêche, lors du passage par zéro, le retour d'un courant en provenance de C1 vers la base de T1, situation qui mettrait T1 dans l'impossibilité de détecter le passage par zéro. Venons-en,



024026 - 11





pour finir, au commutateur de passage par zéro : T1 tire son courant de base directement de la tension du secteur redressée au travers d'une résistance de forte valeur, R4. La montée rapide de la tension du secteur a pour effet de maintenir T1 en conduction quasi-permanente et que ce transistor ne bloque que quelques 50 μ s avant et après le passage par zéro.

L'inverseur T2 fait en sorte que la LED de l'opto-coupleur soit parcourue, pendant les 100 μ s que dure l'impulsion de passage par zéro, un courant de quelque 15 mA, intensité limitée par la résistance R5. Vu que la LED de l'opto-coupleur n'est attaquée que par des impulsions très brèves, l'intensité du courant n'a rien de critique.

Le branchement du phototransistor est conventionnel à ceci près que l'on a affaire ici à un transistor inverseur parce que nous avons besoin d'une impulsion positive pour attaquer l'entrée d'interruption d'un microcontrôleur.

Mise en... platine

La tension du secteur chute en quasi-totalité sur les 2 résistances R1 et R2. Pour cette raison ces résistances sont, au niveau de la platine, constituée d'une paire de résistances prises en série, R1+R1A et R2+R2A respectivement. Tous les autres composants pourront avoir une tension de service de 30 V, sachant que le seul point auquel il faille faire attention est une distance d'isolation suffisante (>6 mm) par rapport aux sous-ensembles isolés galvaniquement fonctionnant à

Liste des composants

Résistances :

R1, R1A = 330 k Ω
R2 = 120 k Ω
R2A, R4 = 100 k Ω
R3, R6, R7 = 10 k Ω
R5 = 270 Ω

Condensateurs :

C1 = 220 nF/50 V

Semi-conducteurs :

B1 = B250C500 ou

4x1N4004

D1 = 1N4148

T1 à T3 = BC547B

IC1 = PC817 (Sharp)*

Divers :

K1 = bornier à vis encartable
à 2 contacts au pas de
7,5 mm (RM7,5)

K2 = bornier à vis encartable
à 3 contacts au pas de
5 mm (RM5)

faible tension, en particulier dans les parages de l'opto-coupleur. Il faudra au contraire, au niveau des composants se trouvant en contact avec la tension du secteur, respecter un écartement de 3 mm au moins.

En cours de fonctionnement, la résistance R2 chauffe légèrement atteignant une température légèrement supérieure à votre température corporelle (ne pas le vérifier à la main S.V.P.). L'opto-coupleur de Sharp à 4 contacts sera monté, comme l'illustre la sérigraphie de l'implantation des composants, décalé d'une vingtaine de degrés, sachant qu'un CNY17-2 que l'on peut lui substituer, sera monté droit.

Programmateur AVR sans prétentions

Hans-Jürgen Hanft

Le programmeur sans prétention de cet article est une version « lite » du programmeur basique pour AVR proposé dans le numéro de mars 2002 d'Elektor (page 16 et suivantes). Il constitue un marche-pied extrêmement bon marché pour le développement d'applications utilisant des microcontrôleurs de la famille AVR d'Atmel. Ceci explique que le cahier des charges ayant régi à sa mise au point ait porté l'accent sur le faible coût et la simplicité.

La connexion du programmeur à l'ordinateur se fait de façon tout ce qu'il y a de plus classique, par le biais de l'interface série (RS-232). La mise en oeuvre du programmeur ne

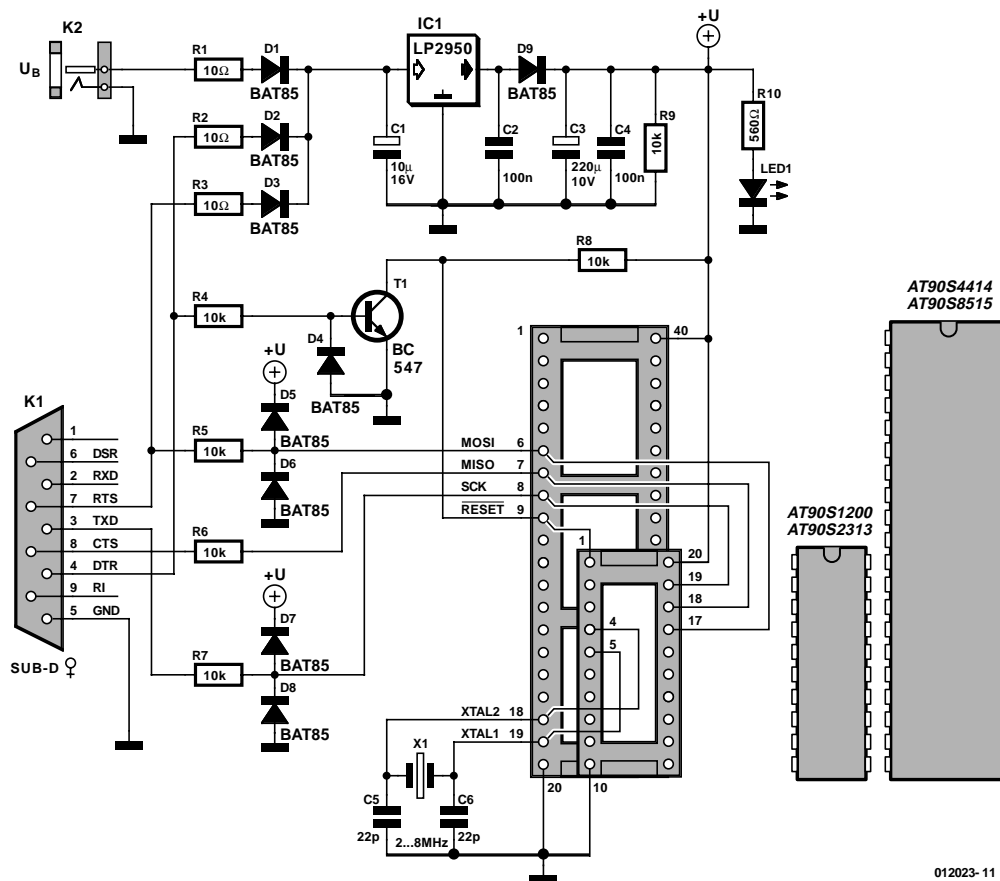
requiert pas d'alimentation externe, l'interface RS-232 étant en mesure de fournir sans le moindre problème le courant nécessaire à la programmation (quelques milliampères).

On pourra, si l'on veut encore réduire les coûts de réalisation, remplacer le régulateur de tension à faible pertes, IC1, un LP2950, relativement cher, par un régulateur de tension fixe de 5 V. Cela implique cependant de prévoir une alimentation externe à l'aide d'un adaptateur secteur fournissant entre 8 et 15 V, vu que la tension d'alimentation que l'interface série peut fournir ne permet pas, bien souvent, un fonctionnement impeccable d'un régulateur de tension de ce type.

L'activation du programmeur est visualisée par l'allumage

d'une LED rouge. Lorsque la LED rouge est allumée il ne saurait être question de mettre le microcontrôleur à programmer dans le support ou de l'en extraire. Le logiciel de programmation nécessaire pour la mise en oeuvre du programmeur tourne dans une fenêtre DOS sous les systèmes d'exploitation Windows les plus divers, 95, 98, NT, ME, 2000 et XP. Vous pouvez le télécharger gratuitement depuis notre site Internet sis à l'adresse www.elektor.fr sous la dénomination **EPS010055-11** sous le point de menu Téléchargements et le numéro du mois de mars 2002.

(012023)

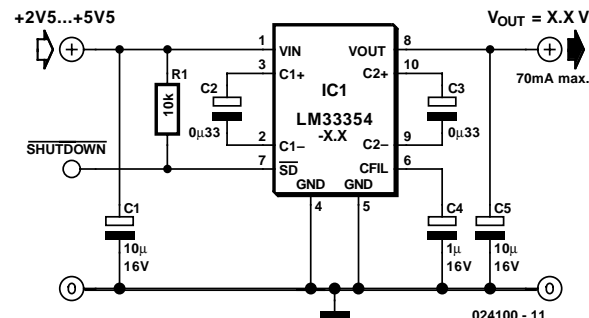


Tension constante

078

Gregor Kleine

Le problème des piles utilisées comme alimentation est que leur tension baisse avec l'âge ou plus exactement avec la durée de fonctionnement. Le LM3354 de National Semiconductor (www.national.com/ds/LM/LM3354.pdf) offre une solution. Il contient un convertisseur DC/DC fonctionnant en mode dévolteur comme convertisseur abaisseur de tension (*Buck Converter*) lorsque la tension d'entrée est trop élevée, mais en mode survolteur comme convertisseur élévateur de tension (*Boost Converter*) lorsque la tension d'entrée est trop basse. Le tout fonctionne sans inductance en technique condensateur commuté. Un certain nombre de condensateurs sont chargés à la tension d'entrée avant d'être commutés en une matrice interne série (survolteur) ou parallèle (dévolteur). La valeur de la tension de sortie est fonction de la durée de la phase de commutation. Le LM3354 est disponible en plusieurs versions de tension. Le circuit intégré est cadencé à 1 MHz et fonctionne avec une tension d'entrée comprise entre +2,5 V et +5,5 V. La tension d'entrée minimale à courant maximum est de 2,9 V (3,4 V dans la version 5 V). Une entrée de mise hors-circuit (*Shutdown*) permet d'arrêter le convertisseur avec un signal bas. Le ren-

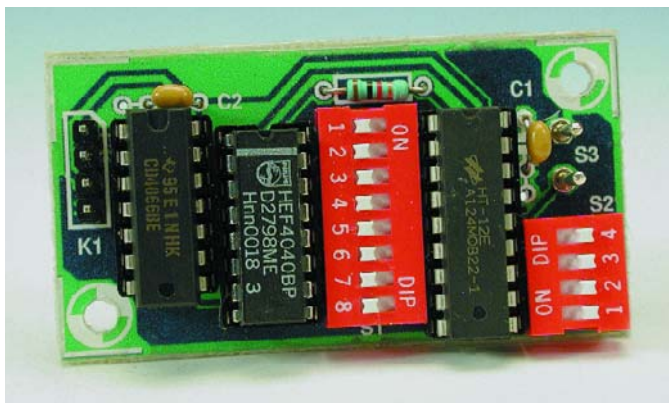


Type	Tension d'entrée min.	Tension de sortie	Courant max.
LM 3354-1.8	2,5 V @ <80 mA	+1,8 V	90 mA
LM 3354-3.3	2,5 V @ <70 mA	+3,3 V	70 mA
LM 3354-4.1	2,5 V @ <40 mA	+4,1 V	90 mA
LM 3354-5.0	2,9 V @ <30 mA	+5,0 V	90 mA

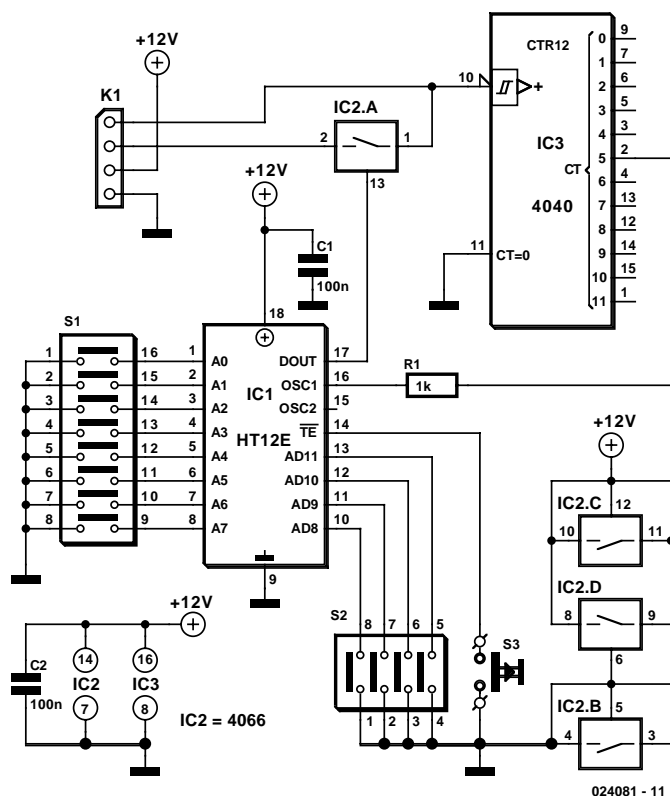
dement de ce composant est situé entre 75 % et 85 %. Une protection thermique contre les surcharges empêche celles-ci d'endommager le composant.

(024100)

Télécommande par le secteur : 079



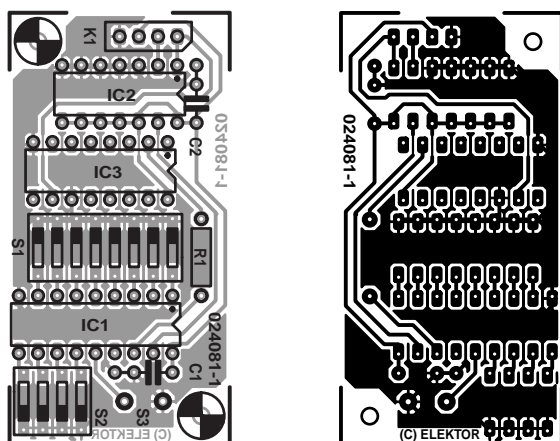
On peut, en fait, considérer la présente application comme étant une petite adaptation de l'application standard de l'encodeur HT12E de Holtek (www.holtek.com). Nous avons utilisé ce circuit intégré dans différents montages décrits dans Elektor, de sorte que nous n'entrerons pas dans le détail de son fonctionnement. Le présent montage est une sorte d'extension de l'« émetteur de la télécommande secteur » décrit ailleurs dans ce numéro, mais il prouve éloquemment qu'il est possible d'utiliser ce composant autrement que prévu. Normalement il est fait appel, dans le cas du HT12E, à l'oscillateur interne par la prise d'une résistance entre les broches OSC1 et OSC2. Dans le cas présent, nous utilisons au contraire la fréquence de la porteuse de l'émetteur. Pour ce faire nous interconnectons l'embase K1 de l'émetteur avec l'embase de même dénomination de l'encodeur. Le signal de 143 kHz produit par l'oscillateur de l'émetteur subit une division par 64 dans le compteur IC3, de sorte que la fréquence d'oscillateur de IC1 est de 2,2 kHz environ. Important : il faut dans ce cas-là ponter le condensateur de couplage C5 de l'émetteur. Cette opération a en effet pour effet d'appliquer à IC3, comme signal d'horloge, une sinusoïde qui change à proximité de la moitié de la tension d'alimentation. Le 4040



024081 - 11

de Philips que nous avons utilisé ici est doté, au niveau de son entrée d'horloge, d'un trigger de Schmitt de sorte qu'il est possible d'utiliser, sans la moindre arrière-pensée, une sinusoïde en tant qu'impulsion d'horloge parfaitement valide.

Le HT12E possède une sortie non modulée en interne (DOUT, broche 17). La modulation de la porteuse dans l'émetteur se fait maintenant par le biais d'un commutateur analogique du type 4066 qui, alternativement, laisse passer et bloque la porteuse. L'intérêt de cette opération est qu'elle se fait de façon synchrone vu que (le signal de commande de) la sortie de données de l'encodeur est dérivée de la porteuse. Au lieu d'utiliser une LED IR (infrarouge) modulée à 36 kHz, on module ici



Liste des composants

IC3 = 4040

Résistances :

R1 = 1 kΩ

Condensateurs :

C1, C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

IC1 = HT12E Holtek
(Farnell)
IC2 = 4066

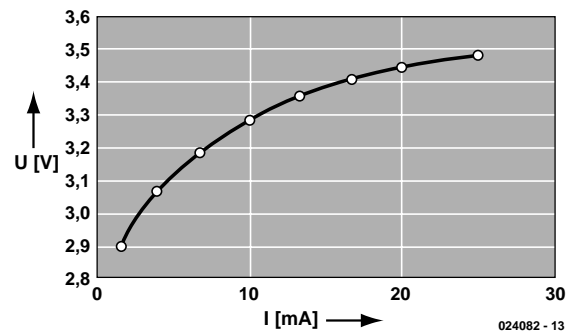
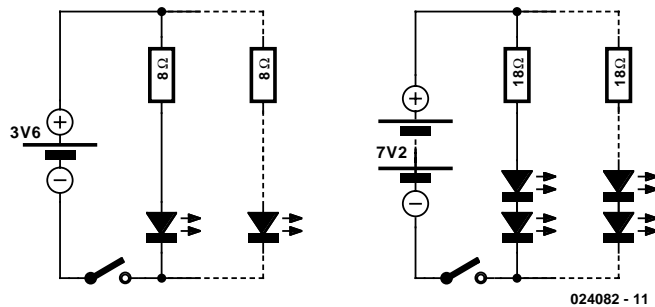
Divers :

K1 = embase autosécable à 4 contacts
S1 = octuple interrupteur DIP
S2 = quadruple interrupteur DIP
S3 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail

à 143 kHz et on transmet le signal de télécommande par le biais de la tension du secteur.

S3 permet d'activer l'encodeur. Les interrupteurs DIL S1 et S2 déterminent l'adresse du code émis, sachant qu'en fonction du type de décodeur utilisé (HT12D), les paramètres de S2 au niveau du récepteur servent de données émises. R1 assure un minimum de découplage du condensateur à l'entrée d'os-

cillateur du HT12E. Le reste des interrupteurs présents dans le 4066 restent inutilisés. La consommation de courant maximale, S3 enfoncé, est de 0,6 mA. Le dessin des pistes représenté ici a le format d'une boîte d'allumettes et garantit une réalisation sans problème de l'encodeur (à condition de ne pas faire d'erreur par ailleurs bien entendu) .



Nous adoptons, dans le cas des LED blanches, une tension de service de 3,6 V et un courant de 20 mA, valeurs passe-partout parfaitement acceptables. Il se veut par ailleurs que, hasard ou non, les accumulateurs Li-Ion fournissent eux très exactement 3,6 V par cellule, ce qui semble les prédestiner les unes (les LED) aux autres (les accus). Il ne saurait cependant être question de relier sans autre forme de procès une LED à une source de tension (l'accumulateur) vu qu'il se pourrait que l'intensité du courant prenne une valeur telle qu'elle entraînerait la destruction de la LED. Ceci explique que l'on fasse souvent appel à une source de courant, mais l'énergie dissipée dans la source de courant est bien entendu de l'énergie perdue. Il faut en outre savoir qu'une source de courant ne fonctionne correctement que s'il peut y chuter quelques volts, volts excédentaires dont nous ne disposons pas ici.

Mais avons-nous réellement besoin d'une « vraie » source de courant ? La quantité de lumière fournie par une LED dépend bien évidemment de l'intensité du courant qui y circule. L'oeil humain n'est cependant pas très exigeant. Nous sommes bien en mesure de juger de la luminosité relative de 2 LED juxtaposées mais si nous allumons une LED, l'éteignons pendant quelques instants pour la rallumer à un courant légèrement différent, il nous est (quasiment) impossible de voir la différence. Il apparaît partant que le courant circulant par une LED, qu'il s'agisse de 10, 20 ou 30 mA, ne fait guère de différence. Cette constatation nous permet de conclure que nous n'avons pas besoin d'une « bonne » source de courant mais qu'une « mauvaise » source de courant fait aussi l'affaire à condition qu'elle soit en mesure de nous mettre à l'abri de calamités.

Il nous est possible, avec cette philosophie en arrière-plan dans nos méninges, de réaliser un circuit à haut rendement avec des moyens extrêmement simples puisque la source de courant se résume à une résistance de quelques ohms combinés à la résistance interne de la LED qui est, à 20 mA, de l'ordre de 10 Ω. Nous pouvons prendre autant de branches en parallèle que nous voulons.

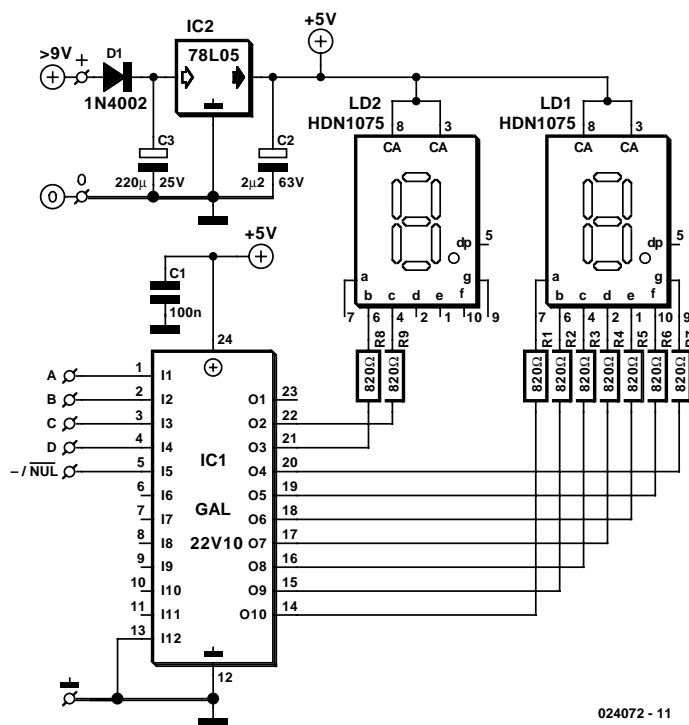
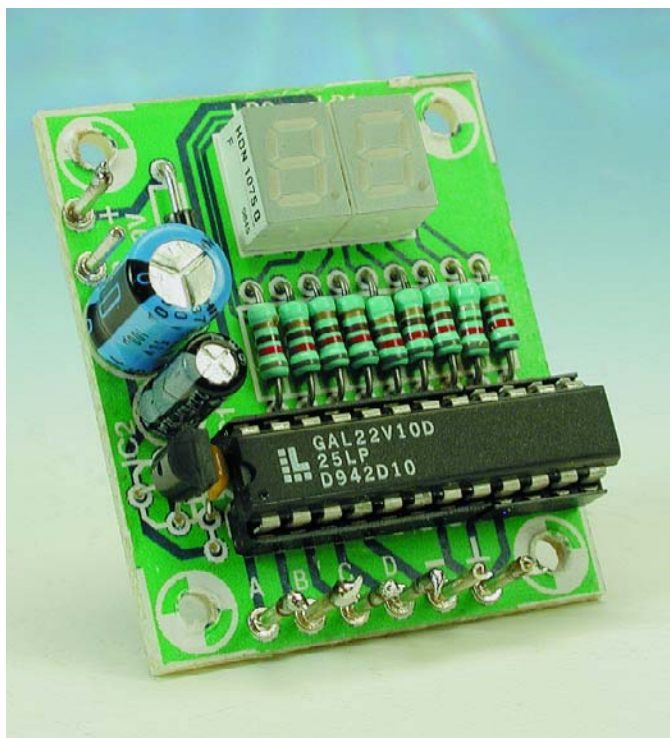
Il est plutôt difficile de trouver une unique cellule de 3,6 V, mais on trouve de nombreux packs d'accumulateurs pour caméscopes comportant 2 cellules (7,2 V). Même avec cette tension de 7,2 V, le circuit reste étonnamment simple : 2 LED en série et un doublement de la valeur de la « résistance de limitation de courant » ; à nouveau nous pouvons disposer d'autant de branches que nous le voulons.

Nous vous renvoyons au graphique pour déterminer la valeur de la résistance de limitation de courant, ce graphique donnant la relation entre le courant et la tension de fonctionnement d'une LED blanche. On y trouve également quelques valeurs de base pour la résistance-série nécessaire. Nos calculs concernent l'exemple d'une résistance de limitation dans le cas d'un courant de LED de 20 mA : $(3,6 - 3,44)/0,02 = 8 \Omega$. À 3,6 V nous avons ainsi circulation d'un courant de 20 mA, intensité qui passe à 27 mA à 3,7 V et chute à 16 mA environ à une tension de 3,5 V. Dans la pratique, il apparaît que les valeurs de résistance données dans le schéma, à savoir 8 Ω à 3,6 V et 18 Ω à 7,2 V se situent sur le bord bas et que l'on peut fort bien les augmenter quelque peu : des valeurs de 15 et 33 Ω respectivement conviennent fort bien.

(024082)

Affichage décimal à 4 bits

08



024072 - 11

On ne compte plus les diverses variantes de puces aptes à commander les afficheurs. Les concepteurs de ce circuit sont allés chercher une GAL* de type 22V10 pour attaquer, sans multiplexage, deux chiffres à sept segments. Il traduit un code binaire à quatre bits sur ses entrées A, B, C et D en un chiffre décimal sur l'afficheur. Exemple d'application possible, le limiteur audio pour DVD décrit dans cette revue, à condition toutefois de faire attention aux niveaux de tension. Des compteurs binaires à quatre bits y utilisent des multiplexeurs pour commander l'affichage. Pareil montage permet d'analyser plus en détail le comportement et les réglages du limiteur.

Les segments qui doivent s'éclairer selon les diverses combinaisons de bits, le tableau ci-joint vous les fait découvrir.

C'est le tableau qui va nous permettre de concevoir, par comparaisons, la manière dont il convient de programmer la GAL et surtout d'optimiser son espace mémoire. Les sorties sont actives à l'état bas, parce qu'elles sont capables de drainer plus de courant qu'elles n'en fournissent. Les résistances R1 à R9 sont proportionnées de manière à ce qu'un courant de 3 mA environ parcourt les segments. Les afficheurs, du coup, doivent posséder une anode commune. Ceux que nous utilisons ici sont particulièrement petits, les chiffres ne mesurent que 7 mm de haut, l'afficheur complet, 10 mm. La platine vous servira surtout d'exemple, pour vos propres réalisations, et vous préférerez peut-être installer LD1 et LD2 sur une platine séparée.

Dans le tableau, on découvre une petite originalité, le code 0000 se traduit sur l'affichage par un tiret, le segment « g » de

LD1. Si l'entrée NUL reste non connectée, le tiret apparaît ; si elle est reliée à la masse, c'est le chiffre « 0 » qui sera visible. Installé sur le limiteur que nous venons d'évoquer, ceci traduirait qu'aucune atténuation n'est introduite.

Liste des composants

Résistances :

R1 à R9 = 820 Ω

Condensateurs :

C1 = 100 nF céramique

C2 = 2 μ F/63 V radial

C3 = 220 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4002

IC1 = GAL22V10D-25LP

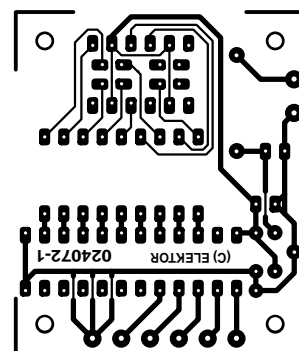
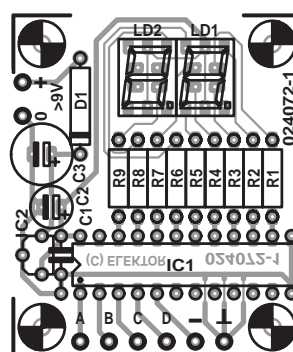
(programmée **EPS**
024072-31)

IC2 = 78L05

Divers :

LD1, LD2 = HDN1075

(Infineon, ex-Siemens)

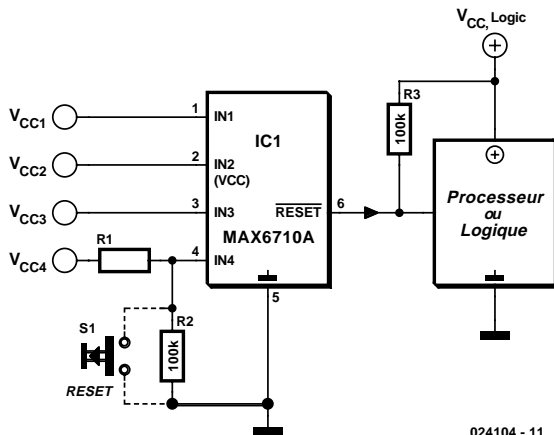


	b2	c2	a1	b1	c1	d1	e1	f1	g1	D	C	B	A
—	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0
3	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
4	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0
5	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1
6	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0
7	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
8	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
9	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1
10	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0
11	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1
12	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0
13	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1
14	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0
15	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1

Notre petit montage a été doté de son propre régulateur de 5 V (un 7805 dont il faudra surveiller la dissipation !) de manière à s'éviter tout souci d'alimentation. La consommation minimale, obtenue avec le tiret, s'établit à 60 mA ; le maximum est atteint pour un « 10 » et se monte à 85 mA. Le contenu de la GAL mis en œuvre dans ce montage est uniquement disponible au téléchargement sur notre site Internet, sous le numéro **EPS024072-31**, à l'adresse : www.elektor.fr.

* *Les GAL (Generic Array Logic) font partie de la famille des PAL (Programmable Array Logic) et sont des réseaux de logique programmable.*

Surveillance de tension quadruple



024104 - 11

La tension sur IN2 fournit l'alimentation du circuit intégré. Il ne consomme que 35 μ A. Un signal de réinitialisation dépourvu d'ambiguïté est déjà engendré lorsque la tension sur IN1 ou IN2 atteint 1 V. Ce circuit intégré est disponible en boîtier CMS SOT23. Le tableau contient une liste de types. Pour un signal de réinitialisation manuel, raccorder simplement un bouton en parallèle sur la résistance R2 dont l'alimentation mettra l'entrée IN4 à la masse. R1 sert à limiter le courant.

(024104)

Gregor Kleine

Le MAX6710 de Maxim (<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX6710.pdf>) permet de surveiller 4 tensions de fonctionnement. Le composant émet un signal de réinitialisation lorsque la tension devient plus basse que le seuil programmé par le fabricant. Ce signal reste encore actif pendant les 140 ms qui suivent le dépassement du seuil vers le haut afin que le système connecté soit réinitialisé à coup sûr.

La quatrième entrée IN4 peut être programmée à volonté au moyen d'un diviseur de tension externe. Sa tension de seuil est de 0,62 V. Pour calculer le diviseur de tension R1, R2, poser R2 approximativement égal à 100 k Ω et calculer R1 par la formule

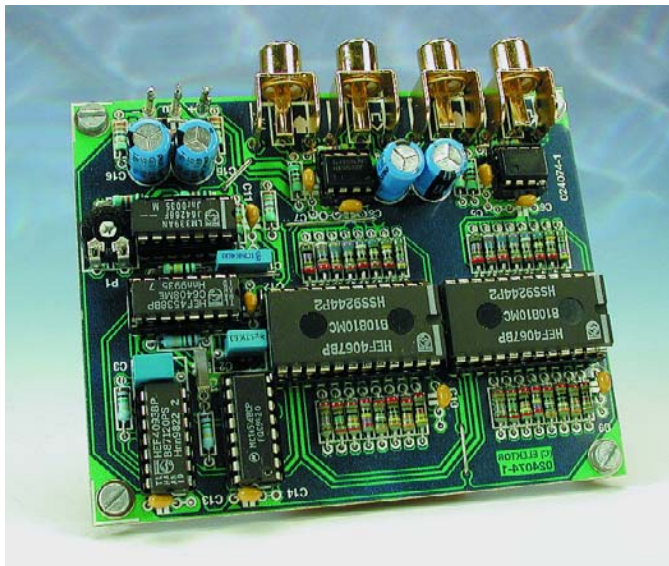
$$R1 = R2 \cdot \left(\frac{V_{CC4,th}}{0,62V} - 1 \right) = R2 \cdot \left(\frac{U_{ALARM}}{0,62V} - 1 \right)$$

Type	IN1	IN2	IN3	IN4
MAX6710 A	5 V	3,3 V	2,5 V	0,62 V *
MAX6710 B	5 V	3,3 V	2,5 V	0,62 V *
MAX6710 C	5 V	3,3 V	1,8 V	0,62 V *
MAX6710 D	5 V	3,3 V	1,8 V	0,62 V *
MAX6710 E	0,62 V *	3,3 V	2,5 V	1,8 V
MAX6710 F	0,62 V *	3,3 V	2,5 V	1,8 V
MAX6710 G	5 V	3,3 V	0,62 V *	0,62 V *
MAX6710 H	5 V	3,3 V	0,62 V *	0,62 V *
MAX6710 I	0,62 V *	3,3 V	2,5 V	0,62 V *
MAX6710 J	0,62 V *	3,3 V	2,5 V	0,62 V *
MAX6710 K	0,62 V *	3,3 V	1,8 V	0,62 V *
MAX6710 L	0,62 V *	3,3 V	1,8 V	0,62 V *
MAX6710 M	0,62 V *	3 V	2,5 V	0,62 V *
MAX6710 N	0,62 V *	3 V	2,5 V	0,62 V *
MAX6710 O	0,62 V *	3 V	1,8 V	0,62 V *
MAX6710 P	0,62 V *	3 V	1,8 V	0,62 V *
MAX6710 Q	0,62 V *	V _{CC}	0,62 V *	0,62 V *

* ajustable par le biais du diviseur de tension R1/R2

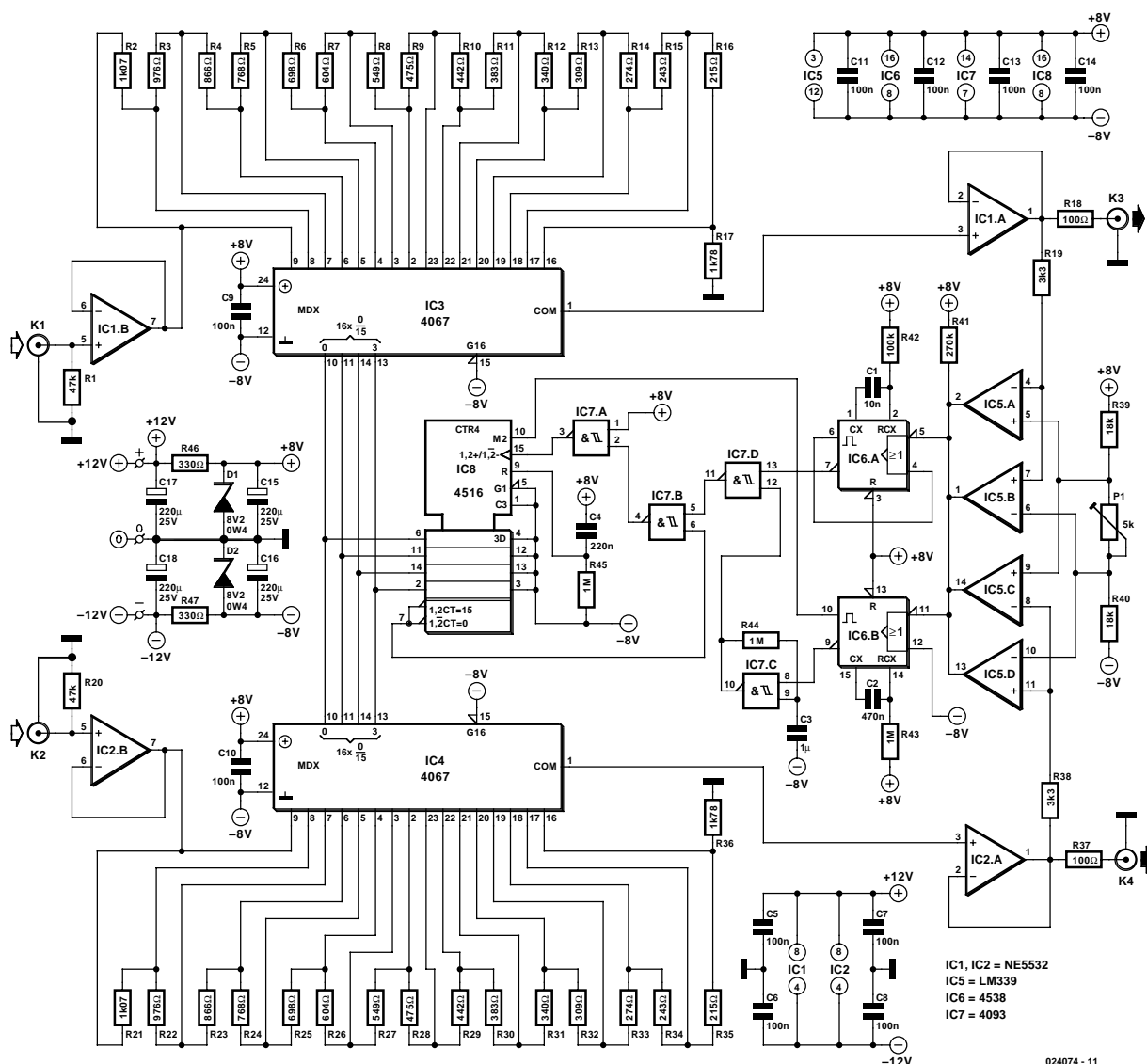
Limiteur audio pour DVD

083

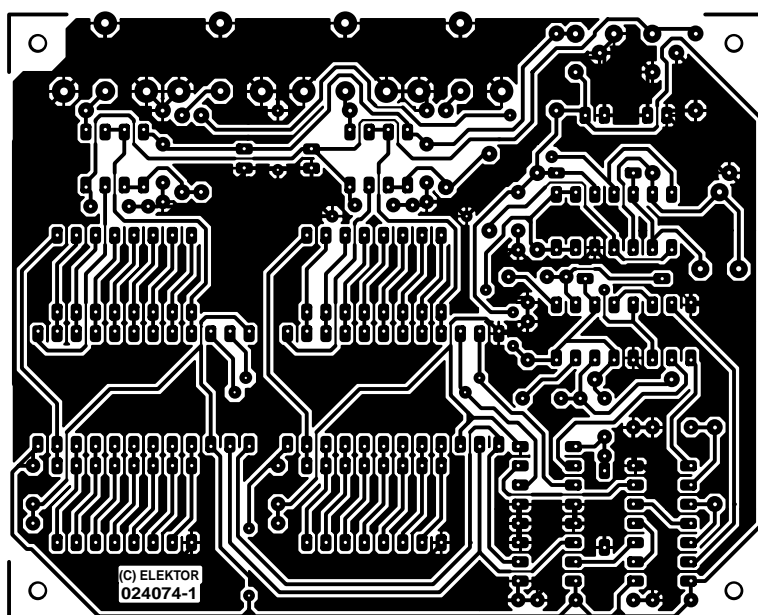
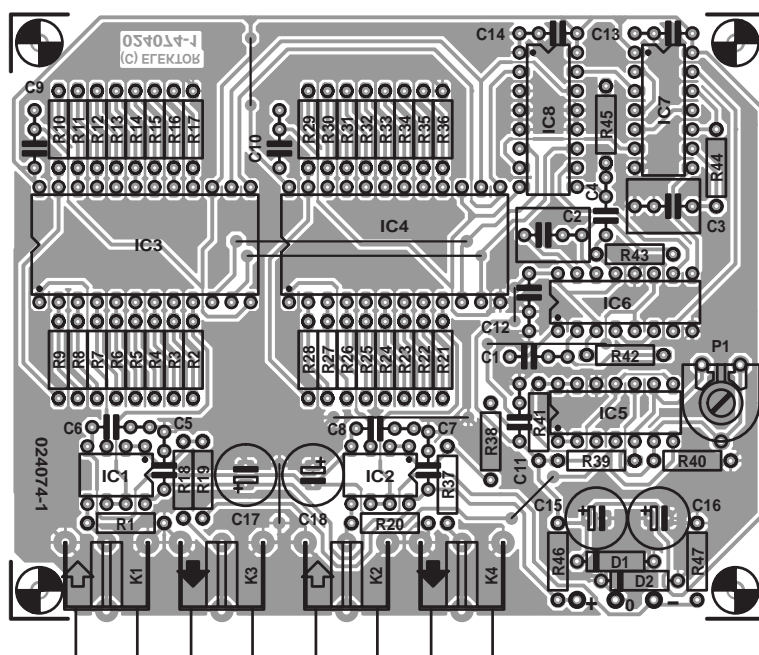


Si vous êtes l'heureux propriétaire d'un lecteur de DVD, vous avez certainement observé que, dans certains films truffés d'effets spéciaux, notamment, la dynamique du son pouvait atteindre des extrêmes tels que, dans des conditions normales, votre intervention était requise et qu'un réglage automatique du niveau serait le bienvenu. Si le lecteur de DVD est connecté à une installation sonore, il n'y a, en principe, aucune difficulté à intercaler un limiteur entre les deux. Et il serait vraiment dommage que le circuit ainsi introduit apporte une quelconque distorsion.

Le limiteur audio que nous vous présentons aujourd'hui limite le son pratiquement sans délai, le chemin inverse, ensuite, se fera avec plus de souplesse. La clé utilisée, c'est bêtement le réglage de volume. En effet, sur chaque canal, le travail de limitation est dévolu à un diviseur potentiométrique (R2 à R17 d'un côté, R21 à R36 de l'autre) et un multiplexeur/démulti-



024074 - 11



plexeur analogique à 16 canaux du type 4067 (à savoir IC3 et IC4). Les diviseurs de tension reçoivent, en entrée comme en sortie, l'appoint de tampons constitués d'amplificateurs opérationnels doubles. Le limiteur joue sur une plage de dynamique de 15 dB, au pas d'un décibel, ce qui, à l'audition, résulte en une retouche parfaitement fluide. Et bien sûr, quand le limiteur est au repos, son gain demeure unitaire.

L'acquisition de la mesure de niveau se fait, contrairement à ce que l'on pourrait imaginer, à la sortie et ce par le biais d'un comparateur à fenêtre sur chaque canal (IC5.A à D). On peut dire qu'il mesure simplement la valeur absolue de la tension de crête, par comparaison avec une référence ajustable (le diviseur de tension R39/P1/R40). On peut régler cette référence entre 0 et 1 V. Pour un signal audio de 2 V_{eff}, cela signifie qu'il y a déjà une réduction de 9 dB de la tension de sortie. Nous avons voulu que la plage de réglage de la limitation ne dépasse pas 15 dB pour ne pas faire disparaître toute la dynamique. L'idéal est de garder intact le son normal, comme celui de la conversation, mais d'exercer une com-

Liste des composants

Résistances :

R1, R20 = 47 kΩ
 R2, R21 = 1 kΩ 07
 R3, R22 = 976 Ω
 R4, R23 = 866 Ω
 R5, R24 = 768 Ω
 R6, R25 = 698 Ω
 R7, R26 = 604 Ω
 R8, R27 = 549 Ω
 R9, R28 = 475 Ω
 R10, R29 = 442 Ω

R11, R30 = 383 Ω
 R12, R31 = 340 Ω
 R13, R32 = 309 Ω
 R14, R33 = 274 Ω
 R15, R34 = 243 Ω
 R16, R35 = 215 Ω
 R17, R36 = 1 kΩ 78
 R18, R37 = 100 Ω
 R19, R38 = 3 kΩ 3
 R39, R40 = 18 kΩ
 R41 = 270 kΩ
 R42 = 100 kΩ
 R43 à R45 = 1 MΩ

R46, R47 = 330 Ω
 P1 = ajustable 5 kΩ

Condensateurs :

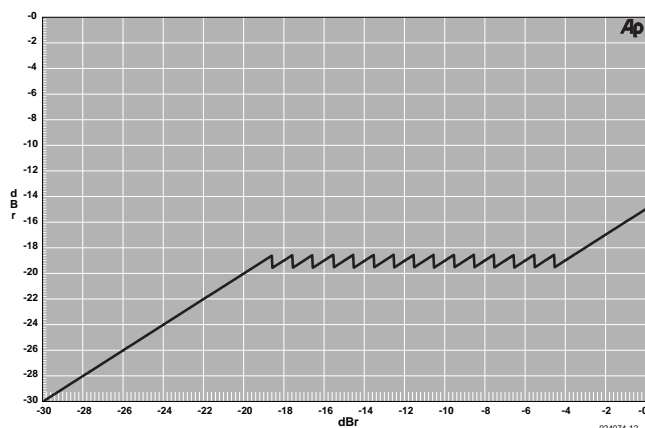
C1 = 10 nF
 C2 = 470 nF
 C3 = 1 μF MKT au pas de 5/7,5 mm
 C4 = 220 nF
 C5 à C14 = 100 nF céramique
 C15 à C18 = 220 μF/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1, D2 = 8V2/0W4
 IC1, IC2 = NE5532
 IC3, IC4 = 4067
 IC5 = LM339
 IC6 = 4538
 IC7 = 4093
 IC8 = 4516

Divers :

K1 à K4 = embase Cinch encartable telle, que par exemple, T-709G (Monacor)



pression sur tout ce qui le dépasse de quelques décibels.

Les sorties des comparateurs forment les impulsions de déclenchement de deux multivibrateurs monostables (IC6) qui commandent un compteur/décompteur binaire (IC8). Nous utilisons ici les flancs négatifs parce qu'ils sont plus rapides. IC6.A calibre à 1 ms chacune des impulsions pour les compteurs. Cela oblige, aux fréquences les plus élevées, le compteur à réagir relativement vite, mais avec un léger retard (c'est donc le temps d'attaque du système).

Le procédé a comme corollaire qu'aux fréquences inférieures à 1 kHz, il faudra au limiteur 15 périodes du signal incident avant d'atteindre le maximum de limitation. Pour une sinusoïde de 20 Hz, cela donnerait un délai de 0,75 s, mais en pratique le signal est beaucoup plus complexe et l'effet se produit nettement plus vite.

IC6.B reçoit en même temps que IC6.A des impulsions de déclenchement et joue, en combinaison avec quelques portes NON ET (NAND) de IC7, deux rôles. D'abord, si IC6.B est actif, il autorise, à travers IC7.C et IC7.D, le passage des impulsions de comptage de IC6.A. La sortie Q de IC6.B devient basse, la sortie de IC7.C haute et IC7.D est validé. D'autre part, la sortie Q de IC6.B détermine la direction du comptage. À chaque signal d'horloge, les multiplexeurs vont connecter au tampon de sortie une branche plus basse du diviseur de tension. IC7.B et IC7.A veillent à ce que le report de comptage (*carry out* ou *terminal count*) ne puisse pas faire boucler le compteur, aussi bien de haut en bas que de zéro au compte maximum. Si l'amplitude du signal diminue, après le retard imposé par IC6.B, l'oscillateur IC7.C est libéré et le compteur se met à

décompter. Le temps mis pour que le signal de sortie recommence à augmenter est fixé par IC6b et cela dure à peu près une demi-seconde ($t = R43 \times C2$). La vitesse du compte à rebours (le rétablissement ou *recovery*) dépend de la fréquence de l'oscillateur IC7.C.

Le réseau R45/C4 assure la mise à zéro du compteur au moment où l'alimentation est appliquée. La tension d'alimentation des amplificateurs opérationnels est plus élevée que celle de la logique parce que les amplificateurs présentent une tension de déchet de quelques volts en sortie et que les entrées ne peuvent pas, elles non plus, couvrir toute la plage d'alimentation. Nous profitons ainsi de la totalité de la gamme dynamique des multiplexeurs. Deux diodes zener, D1 et D2, fixent la tension d'alimentation de la partie numérique du montage, R46/C15 et R47/C16 en assurent le découplage. Elle est donc à cheval, symétriquement, sur le potentiel de la masse analogique. Pour respecter les niveaux logiques des impulsions de déclenchement, les comparateurs sont également branchés sur l'alimentation numérique. La totalité du montage consomme environ 26 mA.

Les courbes de mesure jointes permettent de mieux réaliser comment le signal audio fait réagir le limiteur, nous n'avons pas lésiné sur le nombre de points de mesure pour illustrer la relation entre signal d'entrée et signal de sortie. Lorsque le signal d'entrée croît lentement, la sortie le suit jusqu'au niveau prévu. S'il dépasse le seuil, la tension de sortie chute immédiatement d'un dB, puis la sortie recommence à suivre l'entrée jusqu'à ce le signal dépasse à nouveau la référence et ainsi de suite. Cela peut se répéter 15 fois, après quoi la sortie continue à copier l'entrée, mais à 15 dB d'écart.

Quelques résultats de mesure (0 dBr = 2 V_{eff}) pour rassurer chacun à propos de l'innocuité du montage sur la qualité du signal.

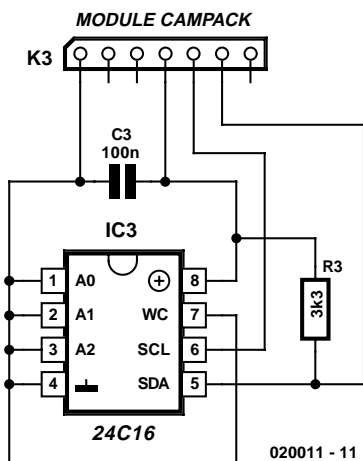
(024074)

Consommation:	±26 mA
DHT+ B à 1 kHz:	0,0012 % (0 dBr, gain = -15 dB)
DHT+ B à 20 kHz:	0,0058 % (0 dBr, gain = -15 dB)
DHT+ B de 20 Hz à 20 kHz:	0,0054 % (10 dBr, gain = 0 dB)

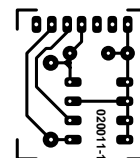
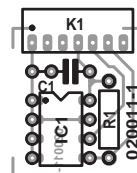
Extension de mémoire pour émetteurs Futaba

084

1



2



Liste des composants

Résistances :

R1 = 3kΩ

Condensateurs :

C1 = 100 nF

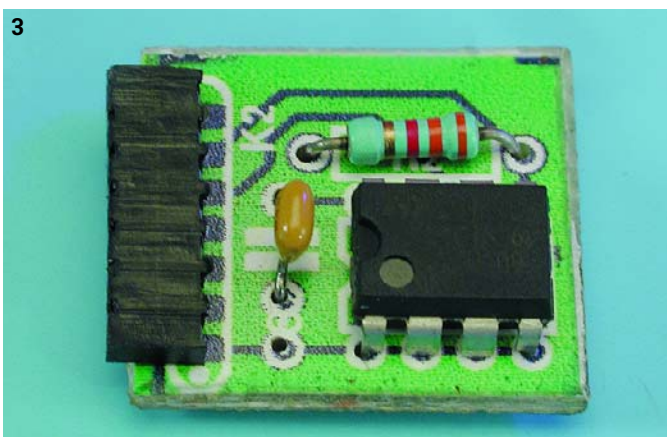
Semi-conducteurs :

ICI = 24C16

Divers :

K1 = embase à 7 contacts
(au pas de 2 mm) tel que,
par exemple,
Farnell 672-348

3



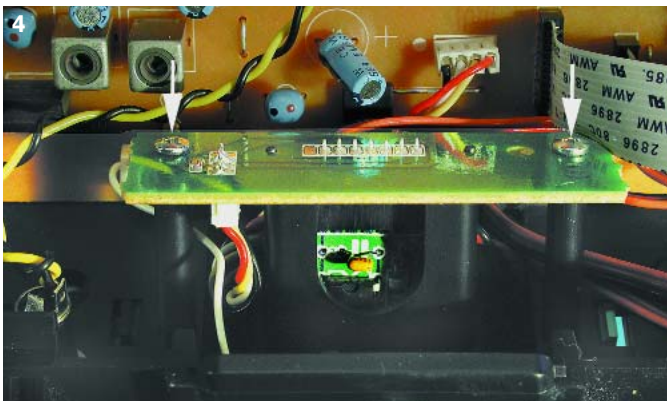
En modélisme, de nombreux émetteurs disposent d'un microprocesseur incorporé qui se charge entre autres de l'exécution des fonctions de mélange, de réglage du neutre des servomécanismes, de leur inversion, etc. Double avantage, il n'est plus nécessaire d'acheter de mélangeur analogique oné-

reux, le logiciel s'en occupe, et d'autre part, on peut changer les réglages pour les adapter à un autre modèle réduit, puisqu'ils sont déjà enregistrés dans la mémoire permanente. Mais à cet égard, plusieurs de ces émetteurs ne jouissent que d'une capacité de mémoire fort limitée. Si nécessaire, on peut se procurer un module supplémentaire à ajouter. L'intérêt de disposer d'un second module, c'est qu'on peut y copier les réglages actuels à partir de l'émetteur et expérimenter différentes variantes pour trouver la meilleure, sans perdre les données d'origine.

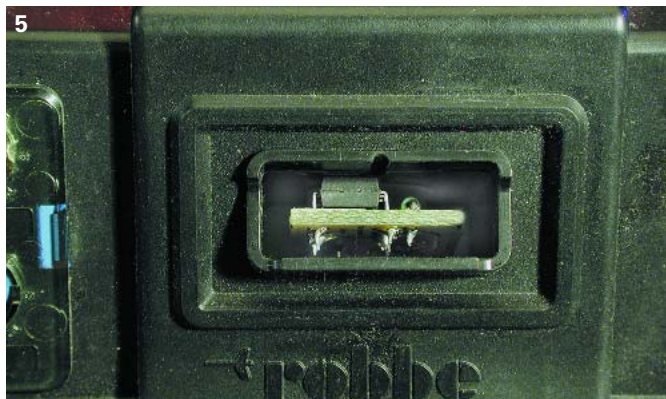
Ce montage-ci propose précisément un module mémoire de ce genre. Il est destiné à remplacer le CamPack des émetteurs Futaba. Le montage, comme son schéma le démontre, est plutôt dépouillé. Nous avons utilisé une EEPROM 24C16 qui offre une capacité de 2 Koctets et une interface I²C grâce à laquelle écriture et lecture du module ne demandent que peu de liaisons.

La construction de la platine s'effectue en un temps record. Mais il importe de vous prévenir que IC1 (**figure 3**) ne se place

4



5



pas dans un support pour CI, le montage n'entrerait plus dans l'émetteur ! Vous signaler aussi que le pas du connecteur est de 2 mm et non de 2,54 mm comme d'habitude ! Après construction et vérification qu'il ne présente pas de court-circuit, on l'insère dans l'émetteur, côté composants dirigé vers l'antenne de l'émetteur. Il entrerait aussi bien dans l'autre sens, mais les conséquences en seraient désagréables.

Comme il n'est pas spécialement facile d'installer la platine dans le logement prévu de l'émetteur (la platine est plus petite que le module CamPack) mieux vaut procéder autrement. Ouvrir tout d'abord l'émetteur, comme pour changer les accumulateurs. Dévisser, à proximité de l'antenne, les deux vis de la platine qui supporte le connecteur d'extension (**figure 4**).

Voilà qui facilite grandement l'insertion de notre petite platine de mémoire dans le connecteur, tout en veillant à bien respecter le sens (**figure 5**). Il n'y a plus qu'à refixer la platine et refermer l'appareil.

Dès la remise sous tension de l'émetteur, un message apparaît indiquant le formatage de la mémoire. Cela prend un certain temps, mais ne se produit que la première fois. À l'issue de ce formatage, le module de mémoire est en ordre de marche et nous disposons de la place pour enregistrer 27 modèles réduits au lieu des deux habituels. Et ce n'est pas tout, on peut encore se construire d'autres modules, bien pratiques aussi comme copie de sauvegarde des réglages courants !

Récepteur IR pour le bus I²C 086

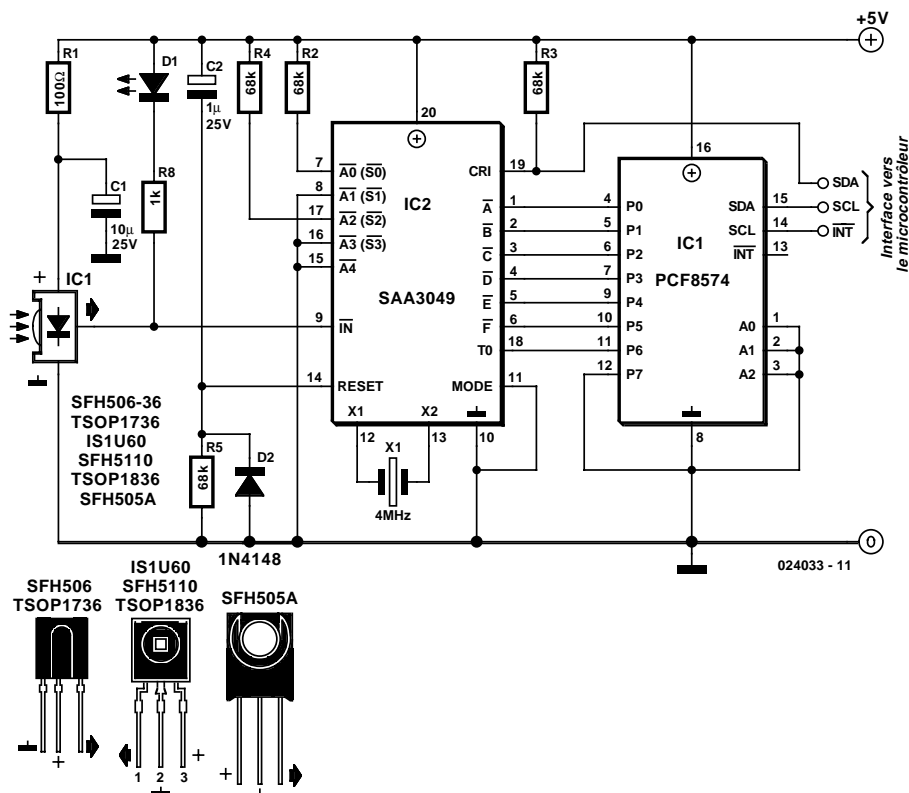
Il peut se faire que l'on soit confronté au problème d'une impossibilité de conversion directe, par un microcontrôleur, du code émis par un émetteur infrarouge pour la bonne et simple raison que le dit microcontrôleur était occupé à faire autre chose ou tout simplement qu'il n'est pas suffisamment rapide pour échantillonner le signal à une vitesse suffisante pour éviter des erreurs de conversion. On pourra dans ce cas-là envisager l'utilisation du décodeur pour télécommande du type SAA3049 de Philips, qui bien qu'il ne soit plus produit (cf. le site correspondant mentionné ci-dessous) reste encore disponible en quantité suffisantes par-ci par-là. Le SAA3049 repose sur un microcontrôleur et se charge de toutes les opérations requises pour décoder un signal infrarouge (IR) au format RC5 ou RECS80. L'instruction émise est disponible, sous forme binaire, aux broches de sortie 1 à 6 pour un traitement ultérieur par un second microcontrôleur.

Pour peu que ce dernier composant dispose d'un nombre suffisant de broches d'entrées pour une lecture en parallèle de 6 bits plus un bit de changement d'état (*toggle-bit*), toute électronique additionnelle devient superflue. Il faudra, si l'on ne dispose pas du nombre d'entrées suffisant, ce qui est souvent plus la règle que l'exception, procéder à une conversion du signal. L'une des approches envisageables est de faire appel à un circuit intégré capable de convertir les instructions en un format de données compatible bus I²C et qui, suite à une demande émise par le biais des 2 lignes de bus SDA (*Serial Data*) et SCL (*Serial Clock*), soit en mesure de fournir les dites données. Avec le PCF8574, Philips propose un expandeur de port doté de 8 entrées/sorties. La totalité de la communication et de la programmation se fait par le biais du bus I²C.

Grâce à l'électronique décrite dans le présent article il devient possible de faire prendre en compte à un microcontrôleur, sériellement, par le biais de 3 lignes de port, l'information d'instruction et l'état du bit de changement d'état d'un code RC5 sis à l'adresse 5.

L'adresse à laquelle doit réagir le circuit intégré lors d'une communication par le biais du bus est définie par le biais des lignes d'adresse A0 à A2. Sur le schéma, ces 3 lignes d'adresse du PCF8574 se trouvent forcées à la masse, ce qui se traduit par l'adresse 40_{HEX} + 0 = 40_{HEX}.

On a cependant génération, lors de chaque changement de



Adresse système

Appareil

0	TV1
1	TV2
2	Vidéotexte
3	Extension pour TV1 et TV2
4	Lecteur Laser Vision
6	Magnétoscope 1 (VCR1)
7	Magnétoscope 2 (VCR2)
8	Réservé
9	SAT 1
10	Extension pour VCR1 et VCR2
11	SAT 2
12	Réservé
13	CD-Vidéo
14	Réservé
15	CD-Photo
16	Réservé
17	Préamplificateur Audio 1
18	Tuner
19	Magnétocassette analogique
20	Préamplificateur Audio 2
21	CD
22	Chaîne audio ou appareil d'enregistrement
23	Récepteur d'audio par satellite
24	Enregistreur DCC
25	Réservé
26	Réservé
27 à 31	CD Réinscriptible
	Réservé

niveau des lignes de port P0 à P7, d'une interruption et partant un changement d'état de haut (H) vers bas (L) au niveau de la ligne INT, cette ligne signalant au microcontrôleur la présence de nouvelles données; il faudra malheureusement commencer par effacer le signal par un transfert de données sur le bus avant de pouvoir le réactiver. On court dans ce cas-là le risque de rater une impulsion d'interruption au cas où elle apparaît au

cours de l'impulsion d'acquiescement (*acknowledge*). On pourra télécharger du site de Philips sis à l'adresse :

www-us8.semiconductors.com/pip/PCF8574AP

www-us8.semiconductors.com/pip/saa3049a_2

les documents donnant la chronologie exacte du bus I²C et expliquant la programmation correcte du PCF8754.

Télé-interrupteur IR

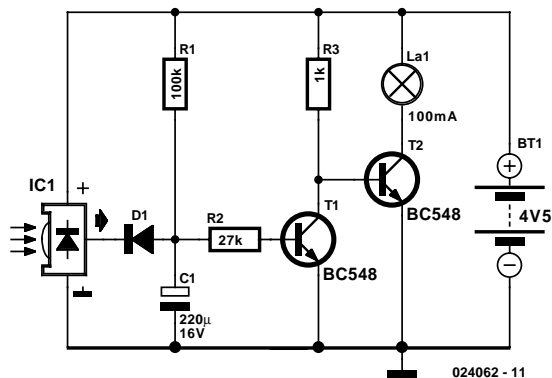
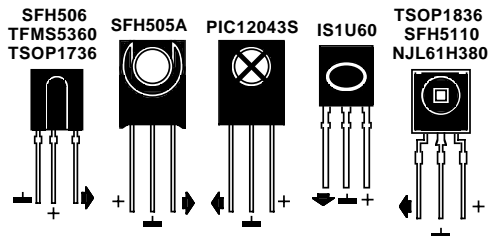
087

Burkhard Kainka

Il existe, à l'intention des télécommandes à infrarouge (IR) pour téléviseurs ou magnétoscopes classiques, un récepteur simple et bon marché se présentant sous la forme d'un circuit intégré. C'est un ordinateur ou un microcontrôleur qui se charge normalement du décodage des signaux lumineux. Mais il est également possible de s'en passer : le présent montage réagit à un signal IR, à savoir n'importe quel signal émis sur une fréquence de porteuse de 36 kHz (sachez qu'il

existe d'autres circuits intégrés pour d'autres fréquences). Le récepteur IR décharge alors le condensateur ce qui se traduit par le blocage du premier transistor et l'entrée en conduction du second. La petite ampoule s'allume jusqu'à ce que le condensateur se soit, après l'émission du signal IR, rechargé, par le biais de la résistance de 100 k Ω , à la tension base-émetteur du transistor auquel il est connecté.

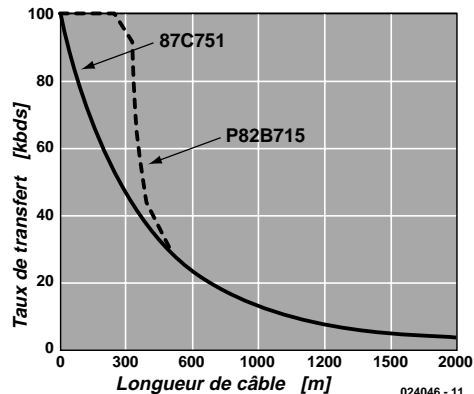
(024062)



I²C à longue portée

088

En ce temps-là, le concepteur d'un bus I²C était contraint de respecter une capacité maximum de 400 pF. On ne voyait pas bien la nécessité, sur une liaison destinée théoriquement à papoter entre puces voisines, de dépasser quelques mètres de distance et tout le monde était content. Puis est venue l'idée de s'en servir pour aller plus loin, toujours plus loin. Aussi a-t-on créé un « transformateur électronique », un circuit intégré tout particulier, le P82B715. Il confère à la liaison une impédance 10 fois plus basse, élargissant la portée d'un facteur dix également. Et c'est ainsi qu'en juin 1994, Elektor publiait un « prolongateur de bus I²C », basé sur cette puce. Fort opportunément, on s'est aperçu que le câble audio ordi-



naire convenait très bien comme moyen de transport, qu'il permettait même d'atteindre des distances de 300 m. Avec du câble en nappe, on va même jusqu'à 400 m, à condition de juxtaposer aux signaux SDA (*Serial Data*) et SCL (*Serial Clock*) des conducteurs reliés à la masse. C'est déjà beaucoup mieux que la paire téléphonique torsadée qui s'es-souffle après 100 m.

On pourrait encore couvrir de plus longues distances, mais au détriment de la vitesse de transfert. Le graphique ci-joint

vous montre que le débit possible à des distances de l'ordre de 300 m diminue sévèrement. À un certain moment, la chute est telle que le P82B715 n'a plus d'effet et l'on pourrait tout aussi bien le remiser.

Les lecteurs intéressés qui désirent aller plus loin dans l'étude de la question peuvent télécharger les notes d'application AN444 et AN452 sur le site Web:

www.semiconductors.philips.com.

Surveillance de tension triple par signal « Power Good »

089

Gregor Kleine

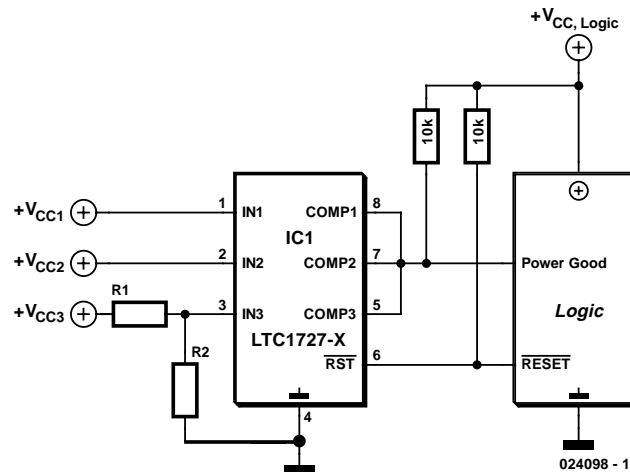
Pour surveiller plusieurs tensions de fonctionnement, on peut recourir à 1 comparateur pour chaque tension et à une logique supplémentaire qui combine les signaux de sortie et engendre un signal de réinitialisation destiné par exemple à un processeur.

Le composant LTC1727 de Linear Technology (www.linear-tech.com/pdf/17278fa.pdf) simplifie les choses : il en existe plusieurs versions qui se distinguent par les combinaisons de

Type	V _{cc1}	V _{cc2}	V _{ccA}
LTC 1727-2.5	3,08 V	2,34 V	1,0 V
LTC 1727-5	3,08 V	4,67 V	1,0 V

tension. Les tensions de seuil sont les suivantes :

La sortie à drain ouvert $\overline{\text{RST}}$ reste au potentiel de la masse aussi longtemps qu'une des 3 tensions se trouve au-dessous de la valeur de seuil, ce qui provoque une réinitialisation de la logique raccordée. Si les 3 tensions dépassent le seuil, $\overline{\text{RST}}$ reste encore à l'état bas pendant 200 ms pour assurer la réinitialisation du système. Un signal de réinitialisation (Reset) indéniable est engendré lorsque l'une des 2 tensions d'alimenta-



tion prédéfinies atteint au moins 1 V.

Dans le cas du composant LTC1727, le résultat de chaque comparateur est disponible sur des broches séparées drain ouvert COMP1, COMP2 et COMP3. Ces broches peuvent être interconnectées et fournissent alors aux bornes d'une résistance de charge un signal « Power Good » passant à l'état haut lorsque toutes les tensions ont dépassé la valeur de seuil.

Alarme de boîte aux lettres



Pradeep G.

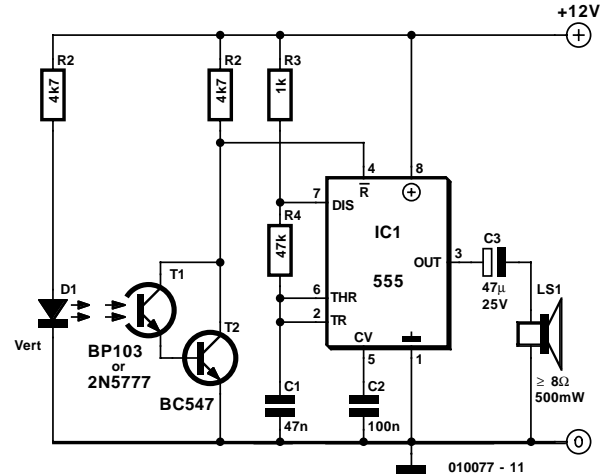
Ce projet est basé sur un 555 qui peut être utilisé comme une alarme de boîte aux lettres. En montant d'une manière adéquate la LED et le phototransistor, le circuit est capable de détecter l'introduction d'une lettre dans votre boîte aux lettres. Nos

jeunes lecteurs devraient savoir qu'une « lettre » n'est pas le résultat de la frappe d'une des touches A à Z du clavier d'un PC, mais un précurseur du message électronique. Pour certaines raisons mystérieuses, des personnes continuent de s'envoyer des messages en utilisant des lettres. Au cas où vous n'en

auriez encore jamais vu, une « lettre » est généralement contenue dans une « enveloppe », prend un temps fou pour être transmise et peut être parfois aperçue entre les mains d'une forme humaine appelée « facteur », version antédiluvienne du messenger anonyme de votre fournisseur d'accès internet.

Lorsque la boîte aux lettres est vide, la lumière verte émise par la LED est détectée par le phototransistor. À ce moment, le circuit intégré 555 est bloqué par sa broche 4. Lorsqu'une lettre est introduite dans la boîte, la condition de blocage est annulée et une alarme sonore – sans aucune ressemblance avec la musique *Vous avez du courrier* de Windows – est émise par le haut-parleur (impédance minimum 8 ohms). Le haut-parleur peut aussi être monté à l'intérieur de la boîte aux lettres, en perçant quelques trous sur le côté servant de grille. La LED et le phototransistor devraient être éloignés l'un de l'autre de quelques centimètres.

(010077)

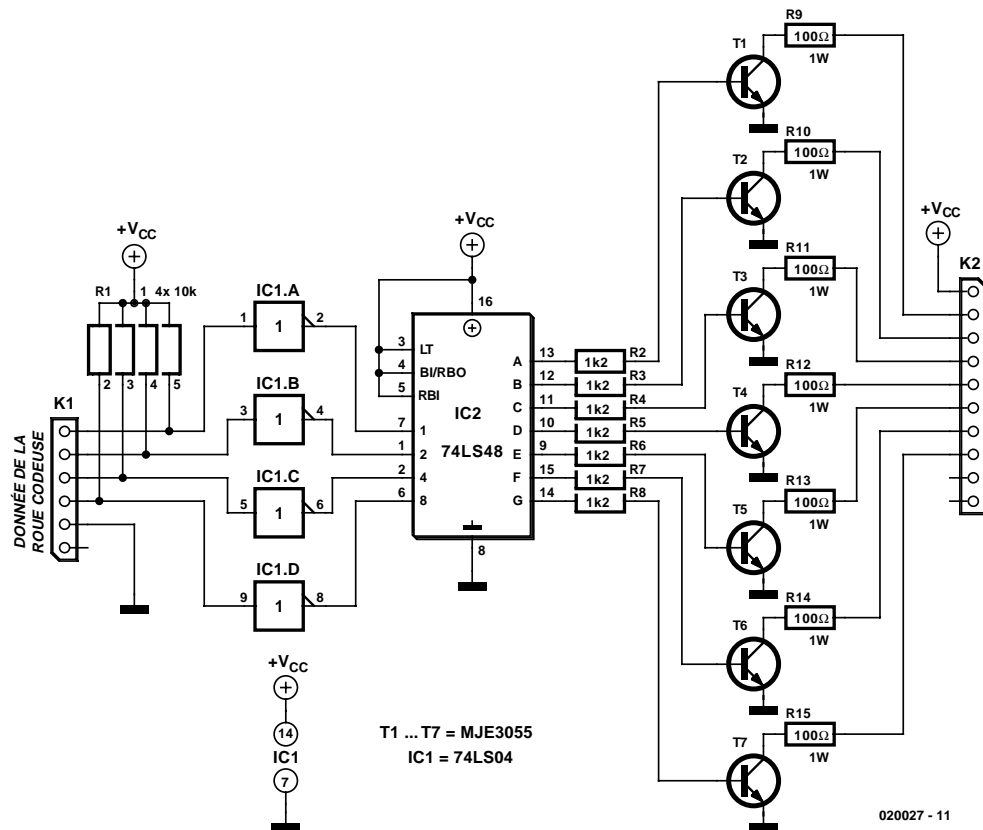


Affichage de numéro d'ordre 091

Ketan Mehta

Les affichages numériques de numéro d'ordre sont (malheureusement) monnaie courante dans nombre de banques, magasins et autres bureaux où ils ont pour fonction de gérer les queues ou le système d'attente. Les systèmes commerciaux coûtent extrêmement cher en raison de l'approche à base de microcontrôleur qu'ils ont, pour la plupart, adopté. Le montage proposé ici est à la fois bon marché et relativement facile à réaliser.

L'électronique fait appel à des roues codeuses BCD (*Binary Coded Decimal* = décimal codé binaire) pour définir le chiffre devant être visualisé par l'afficheur. Ces roues codeuses constituent, au niveau du prix, une alternative intéressante aux microcontrôleurs et autres claviers. Les lignes flottantes des roues codeuses sont forcées au niveau haut par le biais de résistances de 10 k Ω . 4 des 6 portes intégrées dans un 7404, un sextuple inverseur, inversent les lignes des roues codeuses de manière à créer un équivalent BCD du nombre paramétré par le biais des roues codeuses. La sortie BCD est appliquée



aux entrées d'un décodeur BCD vers 7 segments du type 74LS48 capable d'attaquer des afficheurs à cathode commune (CC). Dans le cas présent, comme on a besoin d'un courant plus important pour alimenter les afficheurs (de grande taille), les sorties du 7448 attaquent des transistors du type MJE3055

servant d'étage de commande (drivers) pour les segments. Il faudra dans ce cas-là utiliser des afficheurs 7 segments à anode commune (CA) en raison de la fonction d'inversion de ces étages de commande.

La consommation de courant de cette circuiterie est négligeable comparée à la consommation propre de l'affichage à anode commune. Le suivant S.V.P. !

Adaptateur de niveau

092

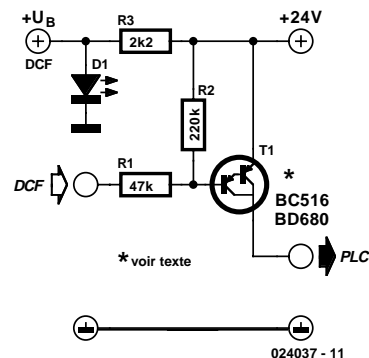
Richard Koegler

Il faudra, si l'on veut connecter la sortie à collecteur ouvert NPN d'un module DCF du commerce courant de chez Conrad, module alimenté sous une tension d'alimentation faible comprise entre 1,5 et 15 V, à un automate PLC (*Programmable Logic Control*) qui requiert un signal de commutation 24 V de quelque 150 mA, prévoir une adaptation de niveau. On pourrait, comme l'illustre le schéma de la **figure 1**, résoudre simplement ce problème par l'utilisation d'un relais de faible puissance, relais que l'on prendrait entre la ligne positive de la tension d'alimentation et la sortie DCF. La charge maximale que puisse supporter la sortie DCF est 1 mA, les relais ayant une résistance de bobine de 15 k Ω n'est pas non plus chose courante, si tant est qu'il en existe.

Il existe heureusement une solution purement électronique : comme l'illustre la **figure 2**, une paire de résistances et un transistor, il n'en faut pas plus, si tant est que l'on soit disposé à se passer d'isolation galvanique entre les 2 appareils.

On pourra utiliser, pour le transistor, n'importe quel transistor Darlington ne comportant pas de résistance intégrée, voire un FETMOS de type P. Partant, OK pour un BC516 ou un DB680, mais pas de TIP142 ! Les lignes de masse des 2 appareils seront interconnectées.

La LED rouge fait ici office de régulateur de tension. Elle abaisse la tension de 24 V de l'automate à une valeur de tension de 2,4 V servant à l'alimentation du module DCF. Il va sans dire que cette adaptation de niveau n'est pas réservée à cette application spécifique; elle montre comment relier une sortie à collecteur ouvert à un système travaillant à une tension d'alimentation différente.



Internet est une source inépuisable d'informations concernant les FPGA, les CPLD et autre logique programmable. La complexité des réalisations décrites sur certains de ces sites n'a rien de bien renversant, puisqu'il s'agit souvent de projets simples tels qu'additionneurs, décodeurs BDC vers 7 segments et autres circuits standard. Ce ne sont heureusement pas les seuls projets que l'on puisse télécharger depuis Internet. On trouve, actuellement, des groupes de personnes importants qui travaillent à l'implémentation dans une FPGA de processeurs connus.

Qu'est-ce qui peut bien pousser ces personnes à consacrer leur temps libre au développement d'un processeur que l'on trouve, à un prix défiant toute concurrence, dans tout magasin de composants micro-informatiques ? On peut en effet se dire, à première vue, que cette idée est pour le moins farfelue, mais

si l'on va au coeur des choses on se rend compte que cela est moins bizarre qu'il n'y paraît au premier abord. La raison majeure de cette sorte de développement est le désir d'apprendre comment fonctionne un processeur, et partant purement éducative. Cette raison est naturellement parfaitement valide pour se lancer dans le développement d'un processeur simple. La seconde raison qui pousse à s'essayer à ce genre de défi est la très grande flexibilité d'une FPGA. Si le processeur ne requiert pas la totalité des ressources mises à disposition par la FPGA, on pourra utiliser celles qui restent pour intégrer dans la FPGA une partie de l'électronique externe, ce qui se traduit par un encombrement et une complexité moindres du montage une fois terminé.

Il n'en reste pas moins que le développement d'un processeur n'est pas simple et requiert un minimum de connaissances

dans les domaines de la technologie numérique et de la structure d'un processeur. Même si, pour se simplifier la vie, on télécharge un projet d'Internet, il faut être en mesure de programmer soi-même une FPGA. Si cet aspect du projet constitue la pierre d'achoppement il peut être intéressant de jeter un coup d'oeil aux adresses Internet données en

exercice. Il y aura peut-être quelques surprises de taille...

(024125)

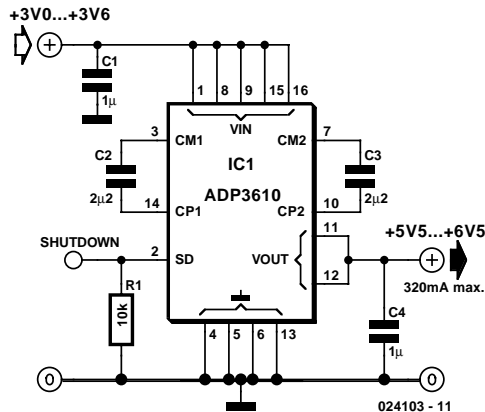
www.cmosexod.com

www.openip.org

www.fpgacpu.org

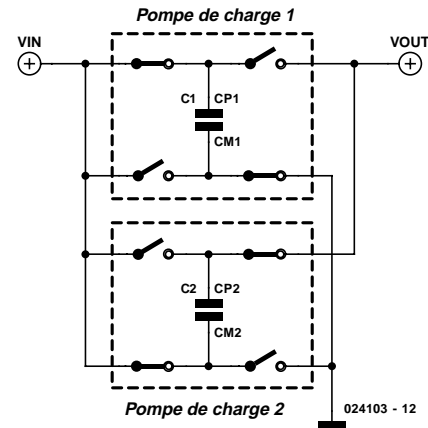
www.free-ip.com

Doubleur de tension 320 mA 094



Gregor Kleine

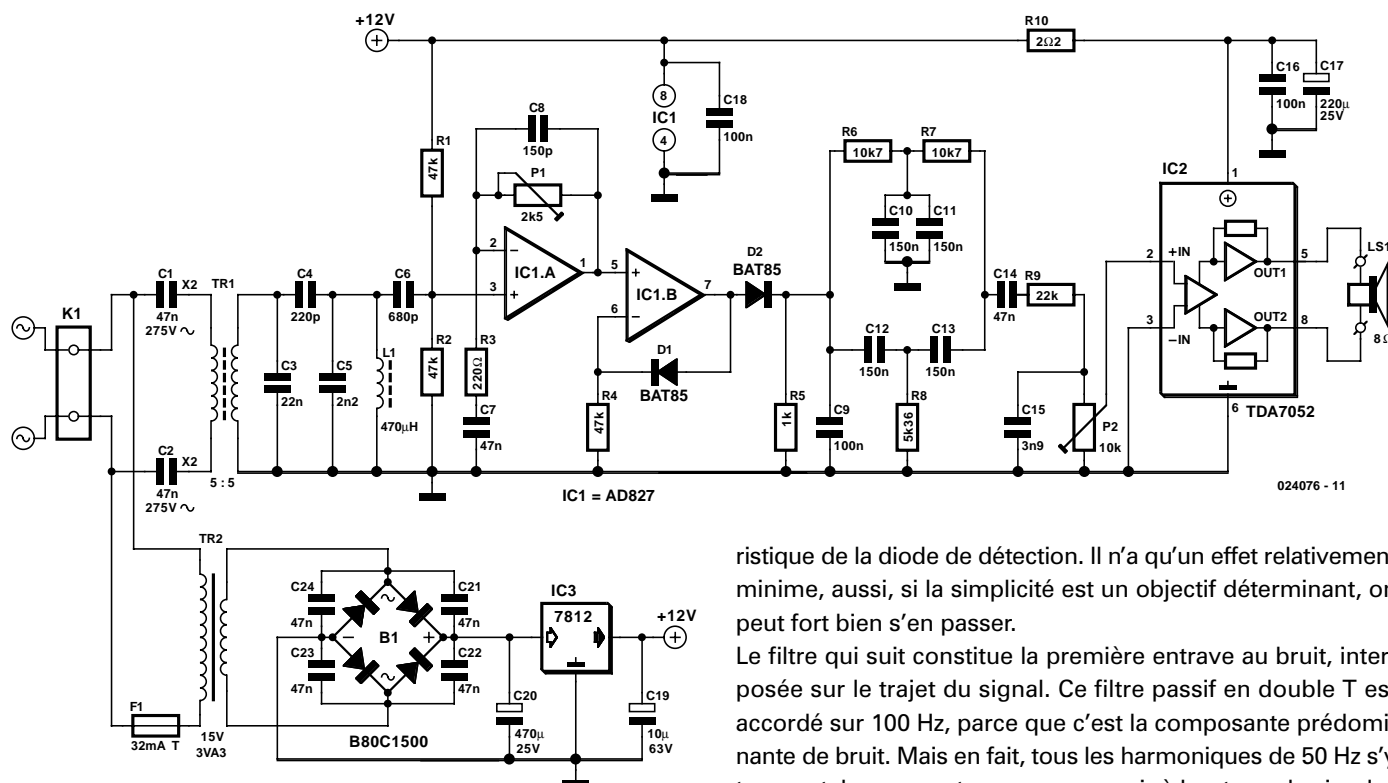
Pour passer par exemple d'une tension de +3,3 V à une tension d'alimentation de +5 V, on peut recourir à des régulateurs survolteurs à découpage équipés d'une inductance de grand volume ou à des convertisseurs DC/DC prêts à l'emploi mais fort coûteux. Des condensateurs commutés (*switched capacitor*) permettent aussi d'augmenter la tension. Le composant ADP3610 d'Analog Devices (http://www.analog.com/product-Selection/pdf/ADP3610_a.pdf) fournit un courant de sortie qui peut atteindre 320 mA tout en doublant la tension d'entrée de +3,3 V à +6,2 V. Ce résultat est atteint au moyen de 2 pompes de charges déphasées (*Charge Pump 1 et 2*) : pendant que l'une d'entre elles charge son condensateur à la tension d'entrée (disons la pompe de charge 1), l'autre se décharge en



série avec la tension d'entrée, ce qui gonfle la tension du condensateur (= tension d'entrée) d'encore une fois la tension d'entrée (pompe de charge 2).

Le circuit peut être très compact si l'on se sert de condensateurs céramique multicouches. On n'a besoin que de condensateurs 2,2 μF pour les pompes de charge et de 2 fois 1 μF pour découpler les tensions entrée/sortie. Le circuit intégré lui-même se trouve dans un boîtier TSSOP 16 broches et la chaleur est éliminée par de nombreuses broches raccordées en parallèle. La fréquence d'horloge avoisine les 500 kHz. Une protection contre les surtensions met le composant hors fonction en bloquant la fréquence d'horloge lorsque la tension d'entrée dépasse +4 V. La tension de sortie de +6 V est idéale pour un régulateur +5V à faible chute de tension en aval lorsqu'on a besoin d'une tension de +5 V.

Démodulateur MA pour interphone



Et pour varier les plaisirs, voici un circuit à regarder plus comme une invitation à l'expérience qu'à une simple réalisation pratique. Un autre article de ce magazine propose un modulateur d'amplitude et nous y avons abordé la question épineuse du ronflement à éliminer quand on veut se servir du réseau électrique comme médium de transmission en MA. Si l'on peut coupler émetteur et récepteur sans l'entremise du secteur, on obtient plus aisément une qualité acceptable.

Le récepteur utilisé ici est semblable à celui du « télé-interrupteur secteur » et de la « télécommande par le secteur : le décodeur » (C1 à C5, TR1, L1). Seul le condensateur qui relie le petit transformateur à noyau annulaire au secteur a été, ici, divisé en deux dans le but de conférer au montage un petit supplément de sécurité. Malgré cela, il nous revient d'attirer votre attention sur **le fait qu'il faut réellement considérer que la totalité du montage est soumise à la tension du réseau électrique !**

D'abord, un amplificateur opérationnel rapide (AD827) amène le signal incident au niveau requis. Le potentiomètre P1 en règle le gain jusqu'à une vingtaine de dB au maximum. Le démodulateur proprement dit revêt la forme la plus simple imaginable, il se résume à une diode, un condensateur et une résistance (D2, C9, R5). La constante de temps de la cellule RC fait en sorte que la sortie de la diode suive l'enveloppe de l'onde porteuse modulée en amplitude. Le circuit qui englobe IC1b, D1 et R4 contribue à améliorer la linéarité de la caracté-

ristique de la diode de détection. Il n'a qu'un effet relativement minime, aussi, si la simplicité est un objectif déterminant, on peut fort bien s'en passer.

Le filtre qui suit constitue la première entrave au bruit, interposée sur le trajet du signal. Ce filtre passif en double T est accordé sur 100 Hz, parce que c'est la composante prédominante de bruit. Mais en fait, tous les harmoniques de 50 Hz s'y trouvent, beaucoup trop pour en venir à bout par de simples filtrages. Comme l'amplificateur final dispose d'une assez grande sensibilité, le filtre en double T est encore suivi d'un diviseur de tension et deux filtres du premier ordre, un passe-haut et un passe-bas, pour privilégier la parole autant que possible (C14, R9, P2, C15).

L'amplificateur final est un TDA7052 (IC2), destiné à être alimenté en 6 V, mais qui peut aussi fonctionner en 12 V. Le tout, c'est de veiller à ce que la dissipation ne soit pas trop élevée ; un bon moyen serait d'utiliser un haut-parleur de 16 Ω, pour celui qui a la chance d'en trouver. L'amplification se monte à 40 dB. Le réseau R10, C16 et C17 sert à bien découpler l'alimentation de IC2 du reste du montage. On remarquera que la masse et le +12 V de l'amplificateur de puissance proviennent directement du stabilisateur et ne sont utilisés nulle part ailleurs. Il est possible de régler le volume à l'aide du potentiomètre ajustable P2, mais naturellement, on peut aussi utiliser un « vrai » potentiomètre (logarithmique).

L'alimentation est classique : un pont redresseur B1 avec déparasitage (C21 à C24), un condensateur électrolytique réservoir C20, le stabilisateur IC3 (un 7812) et C19 en découplage.

Pour en revenir à l'introduction, précisons que la qualité du montage peut certainement être améliorée, par exemple en remplaçant le filtre passif par des filtres actifs d'ordre plus élevé, peut-être en faisant appel à des filtres à capacités commutées, mais ceci entre déjà dans le champs d'activité de l'expérimentateur averti.

(024076)

Chargeur CdNi/NiMH ultra-simple

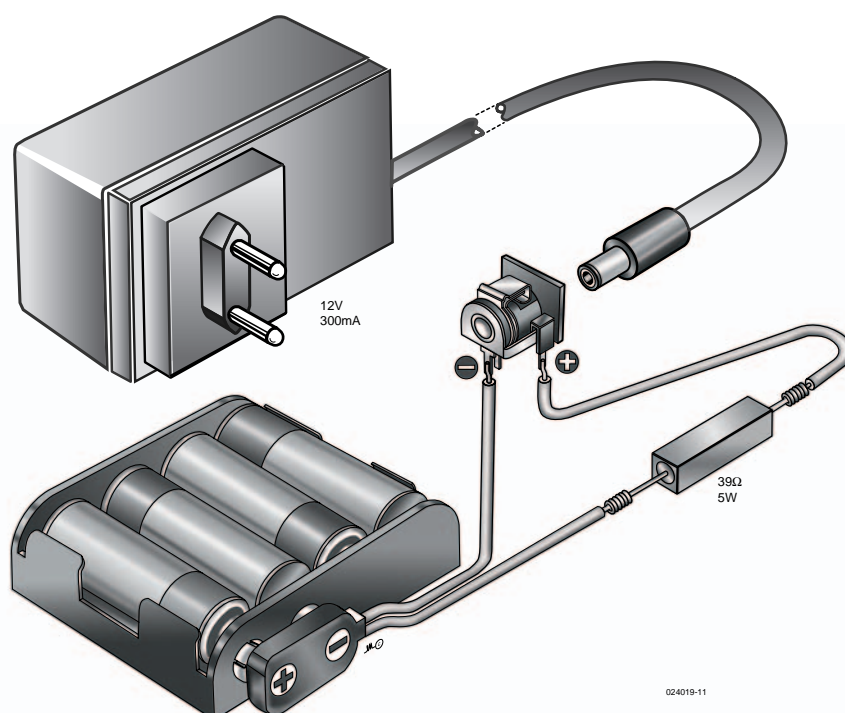
Il y a quelques années, on ne connaissait pas trente-six manières de recharger des accumulateurs au cadmium-nickel. Une cellule au format bâton avait toujours une capacité de 500 ou 600 mAh. On achetait ou construisait un chargeur et il pouvait servir pour tous les accumulateurs de ce type. Depuis l'avènement des cellules au nickel-métalhydruure (NiMH), la capacité a sérieusement augmenté. On en trouve maintenant qui possèdent des capacités très différentes, jusqu'à 1 800 mAh au moment d'écrire ces lignes. Progrès considérable, mais avec, à la clef, des questions sur le processus de recharge. Vous remplacez vos vieilles cellules de 600 mAh par des nouvelles à 1 800 mAh et du coup, il vous faut un autre chargeur. Pour éviter à chacun de devoir, à contrecœur, empiler les chargeurs différents, nous vous proposons un concept simple de recharge universelle. En outre sa construction est très rapide.

Si nous voulons jouer la sécurité, nous choisissons la charge au 1/10^{ème} de la capacité, parce qu'à ce courant, la batterie ne court aucun danger, même si elle est oubliée quelques jours dans le chargeur. Sous un courant plus élevé, une surcharge prolongée risque de lui être fatale. Une charge trop forte, c'est évidemment y laisser la batterie trop longtemps, mais l'effet est le même si elle n'était qu'à moitié déchargée au début de l'opération. En travaillant au 1/10^{ème} de la capacité, le problème ne se pose pas. Quant à l'effet de mémoire tellement redouté, les CdNi ne l'ont plus depuis des années et les NiMH ne l'ont jamais connu. Nous pouvons donc franchement oublier de les décharger au préalable. Il existe bien quelques exceptions à cette règle, pour les batteries qui doivent fournir des pointes importantes de courant, comme dans les modèles réduits et les foreuses sans fil. Celles-là, il y a toujours intérêt à leur faire subir périodiquement une charge et une décharge rapide.

L'exemple que nous allons étudier ensemble devrait permettre à chacun de se construire son propre chargeur. Supposons un accumulateur d'une capacité de 1 800 mAh. Cela signifie qu'il peut fournir pendant une heure 1 800 mA ou 900 mA durant deux heures et ainsi de suite. Nous allons le recharger sous un courant de 1/10^{ème} de celui qu'il peut délivrer en une heure, donc $1\,800/10 = 180$ mA. Après 10 heures, il devrait être plein, mais à cause des pertes inévitables et aussi parce que nous voulons une certitude, nous lui laissons toujours 14 h. Nous l'avons déjà dit, dans ces conditions, il peut rester en charge sans danger.



Comme source d'énergie, nous utilisons un adaptateur secteur ordinaire de 12 V. C'est le moment de se rappeler qu'une alimentation non stabilisée délivre souvent 13 V ou plus. Si vous voulez être précis, il faudra la mesurer à l'aide d'un multimètre en cours de charge. Mais partons de 12 V. Pour faire circuler un courant de 180 mA (= 1/10^{ème} de C) à partir d'une tension de 12 V, la loi d'Ohm nous enseigne que la résistance du circuit doit valoir $12 / 0,18 = 66,7 \Omega$. Mais l'accumulateur lui-même présente une force électromotrice d'environ 1,4 V pendant l'opération. Si nous voulons en tenir compte, le calcul de la résistance devient : $(12 - 1,4) / 0,18 = 58,9 \Omega$. La résistance va s'échauffer, il nous faudra choisir un modèle qui peut supporter $(12 - 1,4) \times 0,18 = 1,9$ W. En pratique, nous pren-



024019-11

drons 5 ou même 10 W, sinon elle deviendra brûlante.

Réalisation. Une résistance de $58,9 \Omega$, vous n'en trouverez pas dans le commerce, il faut prendre la valeur standardisée la plus proche, 56Ω ou 68Ω . Par raison de sécurité, nous prendrons la plus élevée, 68Ω ici. Il n'y a pas lieu d'exiger trop de précision, d'autant qu'il y a toujours des tolérances de fabrication, en particulier sur la capacité de l'accumulateur. Plaçons la cellule dans un support de pile, la résistance en série, relierons la fiche et tout est prêt. Il faut absolument faire attention à la polarité : le moins de l'accumulateur doit être relié au moins de l'adaptateur et le plus de l'accumulateur au pôle positif de l'alimentation à travers la résistance. Si vous inversez les polarités, vous n'allez pas le recharger, mais le décharger et rapidement le détruire !

Voulez-vous recharger plusieurs cellules en même temps ? C'est possible, évidemment. Prenez un support de piles du nombre d'éléments voulu et recalculons la résistance. Avec deux cellules, il faut retirer des 12 V de tension de source $2 \times 1,4 = 2,8 \text{ V}$; pour trois éléments, $3 \times 1,4 = 4,2 \text{ V}$ et ainsi de

suite. On atteint pratiquement la limite pour six accumulateurs, la résistance ne fera plus que $(12 - 8,4) / 0,18 = 20 \Omega$ et la puissance dissipée sera de 0,65 W. Utilisez dans ce cas une 22Ω de 5 W qui n'atteindra pas une température trop élevée.

On peut imaginer de charger un nombre de cellules tel que la résistance ne soit plus nécessaire, simplement parce qu'elle ne fait que gaspiller de l'énergie. Si vous tentez l'expérience, vous allez vous apercevoir que vous ne maîtrisez plus la situation, que tout va dépendre de facteurs sur lesquels vous n'avez aucune prise (de courant !), tels que la tension du secteur ou la tension de chaque cellule, qui varie tout au long de la charge. Nous échangeons un peu d'énergie contre la stabilité du courant pendant le processus. C'est la mission de la résistance.

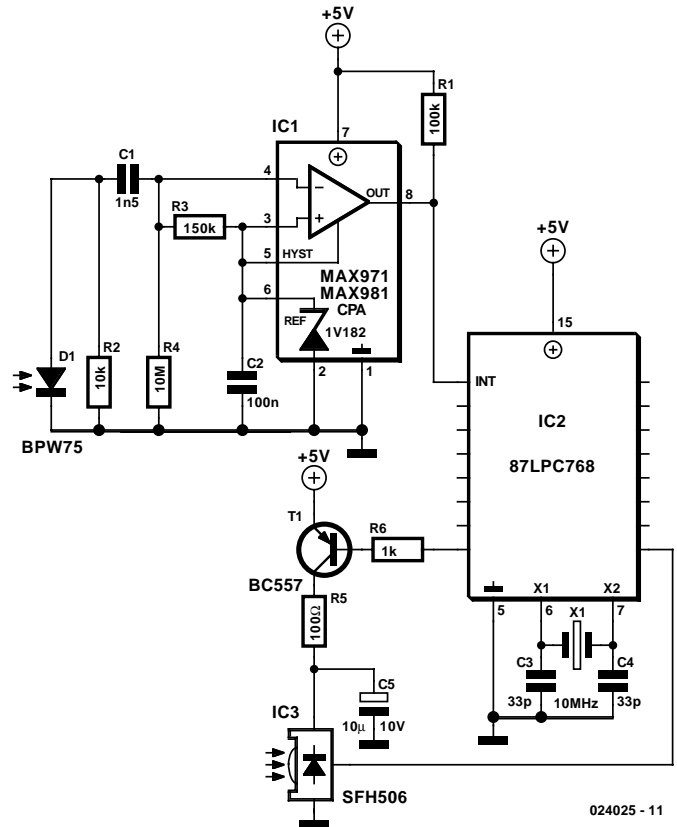
Pour terminer, encore une mise en garde. Les accumulateurs au plomb (ordinaires comme gélifiés) et les accumulateurs au lithium ionique ne peuvent **absolument pas** se recharger de la manière décrite ici !

Circuit de réveil à infrarouge 097

Loi universelle pour tous les appareils sur piles ou accumulateurs : plus la consommation est faible, plus l'autonomie est grande. C'est pourquoi toutes les fonctions qui ne sont pas indispensables sont mises hors-circuit tant que faire se peut et ne sont réactivées qu'en cas de besoin, automatiquement ou par l'utilisateur. Tous les circuits comportant un récepteur, pour une télécommande ou des communications par exemple, ont un problème de consommation, car leur électronique doit rester constamment active. Pour prendre un exemple, la consommation d'un module photo (qu'il s'agisse de détection ou de transmission) typique comme il s'en trouve aussi sous forme de détecteur infrarouge dans les appareils de l'électronique grand public est de 1 à 2 mA ce qui exclut tout fonctionnement économique sur piles. Il s'agit donc de trouver une solution qui vienne à bout de cet inconvénient sans que l'utilisateur en soit conscient.

L'électronique d'appoint décrite ici n'active le module photodiode chargé de la commande que lorsqu'un rayon infrarouge, par exemple en provenance d'une télécommande, frappe une seconde photodiode. Un comparateur particulièrement frugal (4 μ A, une misère même pour une pile) placé à la suite de cette diode émet un signal de commutation lorsque le courant photoélectrique dépasse un certain seuil. Le manque d'étages amplificateurs limite naturellement quelque peu la sensibilité du circuit de réveil. La portée dépend de la photodiode ; elle est de l'ordre de 50 cm.

Au cœur du circuit se trouve le MAX971 de l'entreprise Maxim <http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX971-MAX984.pdf>



et de 2,5 μ A normalement, s'accorde particulièrement bien avec les appareils sur piles. Le MAX971 fait partie de tout un groupe de comparateurs à faible consommation (tableau). La chute de tension aux bornes de R2 produite par le courant photoélectrique de la diode D1 faisant office de photo-élément est transmise capacitivement à l'entrée du comparateur. Ce mode de fonctionnement de la photodiode a été choisi de préférence à un circuit à tension de polarisation pour sa consommation bien plus réduite. Uref et le diviseur de tension R3/R4 fournissent une tension d'environ 18 mV aux entrées du comparateur. Grâce à la référence incorporée, cette tension de polarisation est indépendante de la tension d'alimentation. Le filtre passe-haut C1, R3 et R4 élimine les perturbations basse fréquence, par exemple le ronflement 50 Hz du réseau. La tension sur C1 est égale à Uref moins la tension de polarisation de 18 mV. La tension engendrée aux bornes de R2 par le courant photoélectrique vient s'ajouter à la tension sur C1. Il s'ensuit que tout signal IR dont la valeur de seuil dépasse 18 mV sur R2 activera la sortie du comparateur vers le niveau bas. Le seuil d'activation IR varie entre 6 et 28 mV environ selon la tension d'offset d'entrée. R1 représente la résistance de travail de la sortie drain ouvert du comparateur et peut être ignorée si le microcontrôleur en aval possède des résistances de charge internes.

Pour que la consommation soit vraiment aussi réduite que possible, le logiciel d'application met le microcontrôleur IC2 en sommeil lorsqu'il ne se passe rien. L'oscillateur est donc aussi désactivé et le circuit intégré devient complètement inactif. Dans le cas du microcontrôleur Philips 87LPC768 par exemple, on passera d'une consommation typique de 15 mA (fréquence d'horloge de 10 MHz) à un courant de l'ordre du μ A. Un flanc haut/bas sur la broche INT cause une interruption qui fait repartir automatiquement l'oscillateur et continuer le logiciel à partir de l'endroit où il s'est arrêté avant la mise en sommeil. Lorsque IC3 est mis sous tension, il teste la sortie du module photodiode pour des signes d'activité et la présence d'une suite codée de changements de niveau. S'il échoue, il s'agissait sans doute d'une perturbation et le microcontrôleur reprend sa sieste. Le transistor est superflu lorsque la sortie correspondante peut fournir un courant suffisant pour IC3. Le module photodiode IC3 n'est naturellement nécessaire que si un rayonnement infrarouge basé sur une porteuse, par exemple à 36 kHz en format RC5 doit être reçu et décodé. Si l'application se contente d'une faible portée, le microcontrôleur peut aussi directement traiter des signaux envoyés en mode flash et présents à la sortie du comparateur. La distance entre 2 éclairs détermine en effet la teneur des informations.

(024025)

Version	Référence interne	Nombre de comparateurs	Hystérésis interne	Boîtier
MAX971	1 %	1	oui	8 broches DIP/SO/ μ MAX
MAX972	aucune	2	non	8 broches DIP/SO/ μ MAX
MAX973	1 %	2	oui	8 broches DIP/SO/ μ MAX
MAX974	1 %	4	non	16 broches DIP/SO
MAX981	2 %	1	oui	8 broches DIP/SO/ μ MAX
MAX982	2 %	2	oui	8 broches DIP/SO/ μ MAX
MAX983	2 %	2	oui	8 broches DIP/SO/ μ MAX
MAX984	2 %	4	non	16 broches DIP/SO

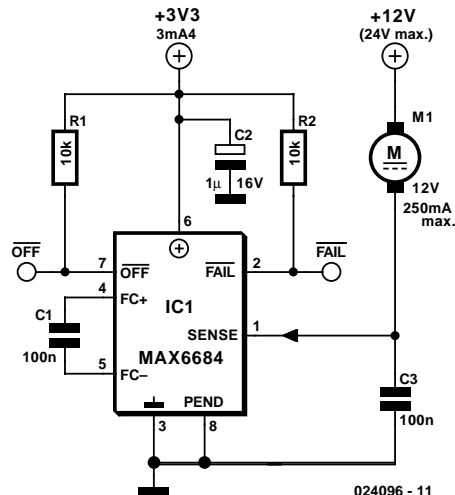
Surveillance de ventilateur

098

Gregor Kleine

Maxim (<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX6684.pdf>) propose le composant MAX6684 pour la surveillance de ventilateurs. Ce circuit intégré en boîtier 8 broches SO CMS réagit à un blocage du ventilateur mais aussi à une diminution excessive du nombre de tours. La tension d'alimentation du composant lui-même se situe entre +3,3 et +5,5 V, mais on peut y raccorder des ventilateurs jusqu'à +24 V 250 mA. Une résistance détectrice vers la masse (PGND) sert à capter les impulsions du moteur du ventilateur et les traite selon la forme et la fréquence de leur courbe. Un MOSFET de puissance avec une résistance à l'état passant d'environ $1\ \Omega$ est placé entre SENSE et PGND.

Le signal $\overline{\text{FAIL}}$ (drain ouvert) indique une erreur par un état bas



(d'où la barre d'activation caractérisant le signal) lorsque :

- a) la consommation du ventilateur chute au-dessous de 35 mA_{pp} (composante alternative)
- b) la consommation du ventilateur dépasse 600 mA
- c) le nombre de tours du ventilateur chute au-dessous de 700 tours/min environ (composante alternative de 25 Hz)
- d) la température de la puce dépasse $+160^\circ\text{C}$ (protection contre le suréchauffement)

Dans le premier cas, le ventilateur reste en circuit ; dans le cas b), une tentative de remettre le ventilateur en marche est effectuée toutes les 62 ms. Si la surcharge de courant n'a pas disparu, le MAX6684 déclenche encore une fois dans les 2 ms et attend à nouveau 60 ms. Le ventilateur reste aussi enclenché

dans le cas c). Dans ce cas, la limite inférieure du nombre de tours est déterminée principalement par le condensateur de couplage entre FC+ et FC-. Il est parfois nécessaire de déterminer expérimentalement cette quantité.

Un ventilateur possédant une protection contre les blocages stoppe de lui-même en cas de dérangement (= blocage). Si tel est le cas, la durée du signal $\overline{\text{FAIL}}$ est égale à celle des tentatives de redémarrage du ventilateur. Si la reconnaissance de la diminution excessive du nombre de tours ne fonctionne pas parfaitement, un condensateur électrolytique ($100 \mu\text{F}$) en parallèle sur le ventilateur peut améliorer les choses.

L'entrée $\overline{\text{OFF}}$ peut servir à mettre en marche et à arrêter le ventilateur.

Détecteur de tension à LED



Burkhard Kainka

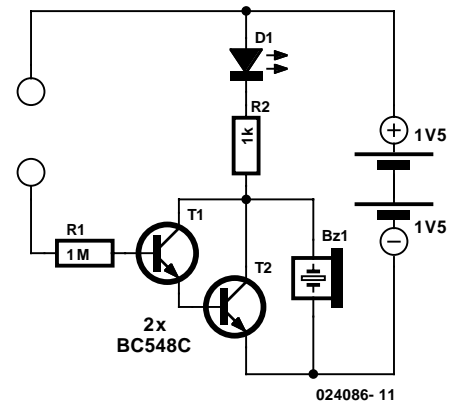
1

Un détecteur de tension universel doit être en mesure d'en détecter une, qu'elle soit continue ou alternative. Les types usuels à lampes fluorescentes ne fonctionnent qu'à partir de 100 V environ. Le circuit Darlington de la **figure 1** se compose de 2 transistors NPN et détecte déjà des tensions n'atteignant pas le volt. Il peut aussi servir de contrôleur de continuité. Le pôle positif de la pile fait office de « connexion de masse ». Un courant d'entrée passe donc déjà dans le cas d'une liaison à forte résistance, mais il augmente encore lorsqu'une source de tension de la polarité correcte est raccordée. Un vibreur piézoélectrique supplémentaire métamorphose le circuit en un ondoscope (suiveur de signal) pour la BF.

Exemples d'utilisation :

- Relier les 2 connexions par un conducteur ou par un doigt : la LED s'allume.
- Test d'une pile avec le pôle positif à l'entrée : la LED luit plus fortement.
- Test d'une tension avec le pôle négatif à l'entrée : la LED pâlit ou s'éteint.
- Le courant de la LED est modulé lorsqu'une tension alternative est appliquée : la LED scintille et le vibreur bourdonne.

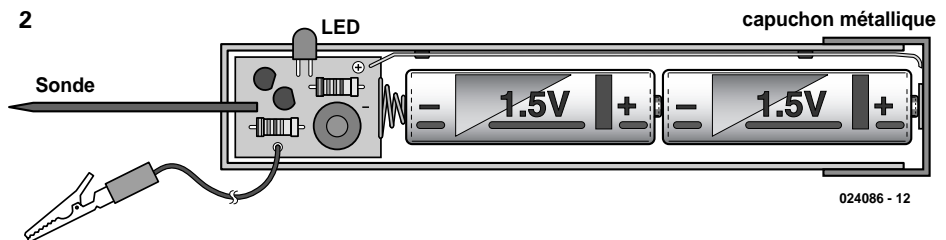
Le tout tient dans le boîtier d'un chercheur de clés. Celui-ci comporte en effet déjà les parties les plus importantes : Support de pile, LED et transducteur sonore piézoélectrique. On peut aussi se servir d'un stylo bille ou d'un tube en plastique



(figure 2).

Ce circuit permet de se livrer à une expérience intéressante : Une personne touche la pointe de mesure, une autre la seconde connexion. La LED s'allume à chaque pas lorsqu'on marche sur un tapis ou sur un sol plastique. Cela provient de la séparation de charge entre le sol et les souliers.

(024086)



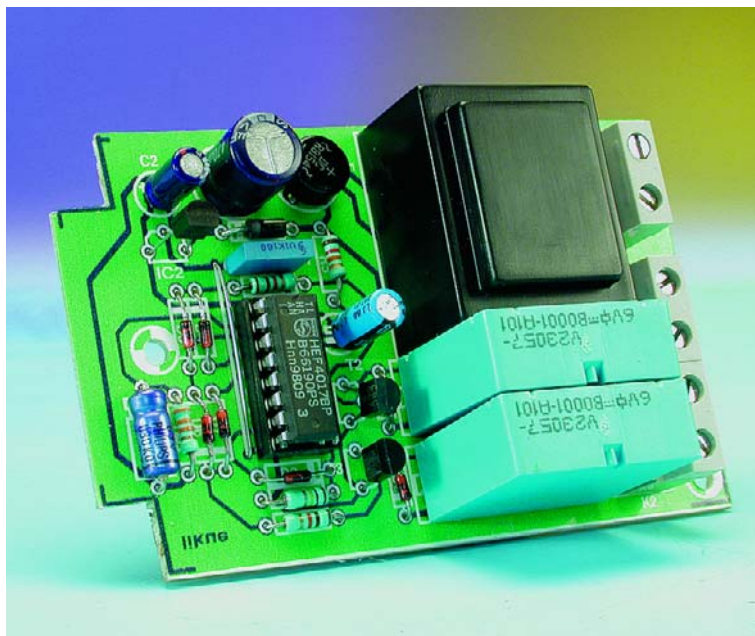
Commutateur secteur à plusieurs positions

100

Le présent schéma a vu le jour en raison de la nécessité dans laquelle se trouvait un de nos collaborateurs qui, après avoir fait des transformations dans sa cuisine, s'était aperçu, un peu tard, qu'il manquait manifestement quelques interrupteurs. Il ne se sentait pas le courage de démolir le travail à peine achevé, en rainurant les murs pour y tirer des fils supplémentaires. Aussi a-t-il préféré réfléchir à une solution électronique plus subtile qui lui permettrait de commander deux lampes à l'aide d'un seul commutateur.

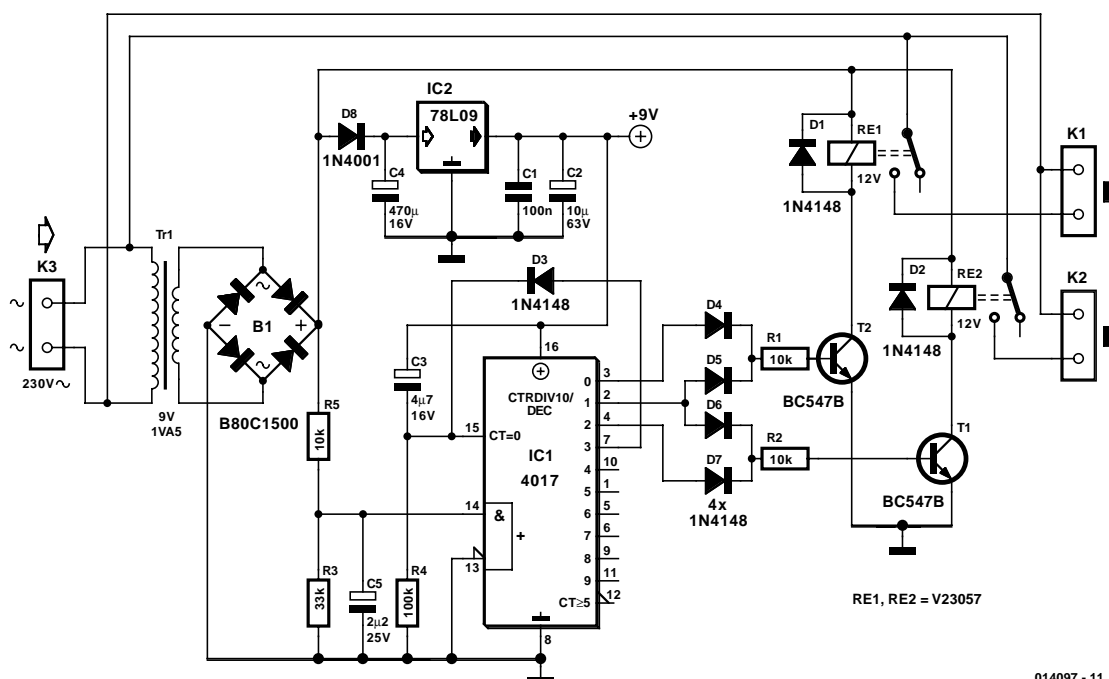
C'est ainsi qu'il a réalisé un montage dont la recette fait appel à une décade de comptage, un réseau de diodes, deux relais et une alimentation basse tension. Le schéma montre avec quelle simplicité on peut obtenir davantage de « positions » d'un circuit à interrupteur unique. K3 est relié aux fils de raccordement de la lampe d'origine, K1 et K2 forment les jonctions aux deux nouvelles lampes.

Le fonctionnement se base sur le décalage de la sortie active de IC1 à chaque transition de bas en haut du niveau sur l'entrée CLK de IC1. Le réseau de diodes D4 à D7 fait en sorte que l'on puisse passer d'une sortie à l'autre en actionnant l'interrupteur mural existant. Lorsque K3 reçoit la tension du secteur pour la première fois, Q0 devient haute et Re1 s'active. Si l'on opère pendant un bref instant un aller retour de l'interrupteur, cela n'aura aucun effet sur la tension d'alimentation de 9 V, puisque la capacité de C4 est grande. Mais l'entrée CLK subira une impulsion qui enverra Q1 au niveau haut et, via D5 et D6, les deux relais seront excités.



Après un basculement supplémentaire de l'interrupteur, Q2 passe à l'état haut, le relais Re1 retombe et seul Re2 reste actif. Une impulsion de plus et nous voilà revenus à la position de départ, avec Re1 seul en activité. Et puis si l'on remet l'interrupteur secteur en position ouverte, il n'y a bientôt plus de courant et tous les relais retombent.

Ce montage capable de démultiplier les fonctions d'un simple interrupteur a profité d'une platine sur mesure, laquelle se



014097 - 11

glisse sans difficulté dans l'un des boîtiers étanches de OKW, Bopla ou Schyller. Le transformateur Tr1 y trouve place aussi. Pour K1, K2 et K3, on peut utiliser les supports pour circuit imprimé bien connus. Comme le montage travaille directement sur le secteur, il va de soi que toutes les mesures de sécurité prévues doivent s'appliquer. Avant toute intervention sur le montage, aux fins de mesure ou modification, il faut absolument débrancher la liaison à K3.

(014097)

Liste des composants

Résistances :

$R_1, R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 33 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$

Condensateurs :

C1 = 100 nF
C2 = 10 μ F/63 V
C3 = 4 μ F/63 V radial
C4 = 470 μ F/16 V radial
C5 = 2 μ F/63 V axial

Semi-conducteurs :

D1 à D7 = 1N4148
D8 = 1N4001
T2,T3 = BC547B

IC1 = 4017
IC2 = 78L09

Divers :

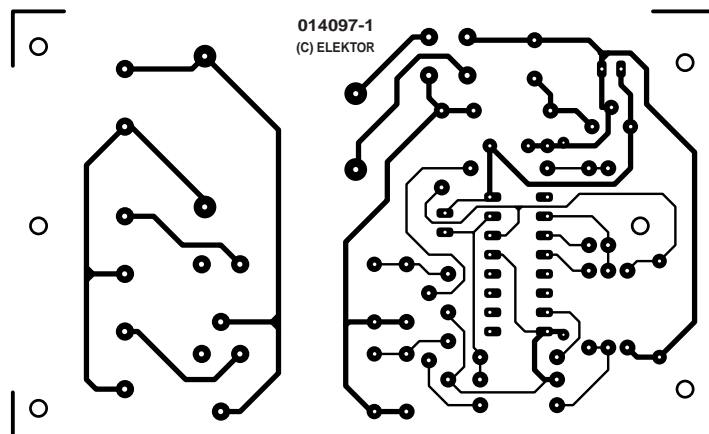
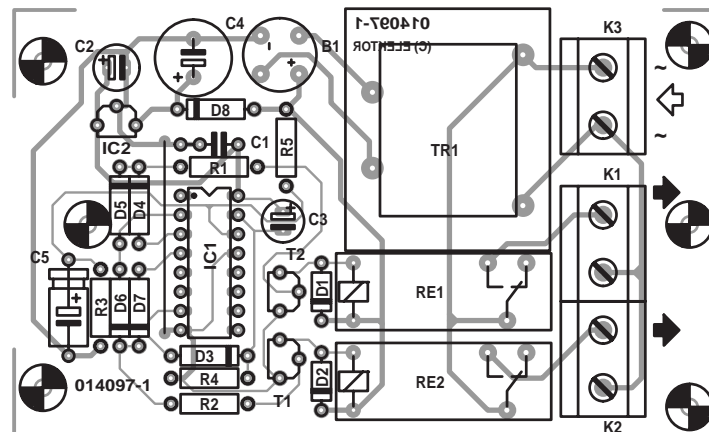
K1 à K3 = bornier
encartable à vis à
2 contacts au pas de
7,5 mm

Tr1 = transformateur
secteur 9 V/1,5 VA tel
que, par exemple, EI
3022021 (Hahn)

B1 = B80C1500 (rond)

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

boîtier : Bopla, OKW ou
Schyller

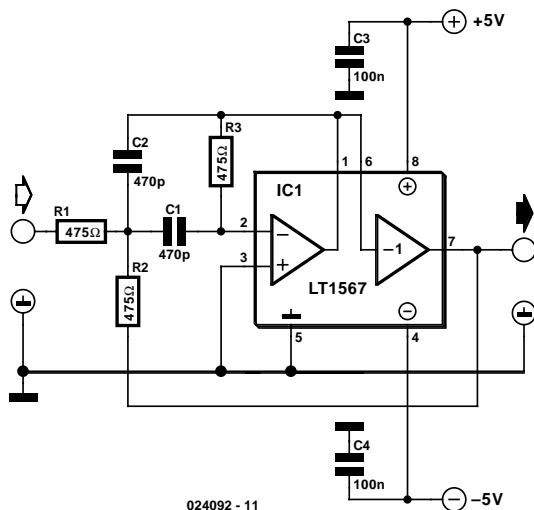


Filtre passe-bande actif jusqu'à 5 MHz

Gregor Kleine

Le composant LT1567 de Linear Technology

(www.linear-tech.com/pdf/1567i.pdf) réalisé spécialement



pour les filtres actifs jusqu'à 5 MHz permet de dimensionner la bande passante avec un nombre restreint de composants externes. Les valeurs du circuit sont celles d'un filtre passe-bande de fréquence centrale 2 MHz avec une largeur de bande -3 dB de 0,71 MHz. L'amplification à la fréquence centrale est ici égale à 1. Mentionnons que le circuit doit être alimenté à faible résistance afin que R1 détermine à elle seule l'amplification.

Les formules permettent de calculer d'autres fréquences centrales et largeurs de bande. On a toujours $R = R_2 = R_3$ et $C = C_1 = C_2$.

$$f_0 = BW_{-3\text{ dB}} / \sqrt{(A_0 + 1)}$$

où :

f_0

$f_{0,\text{max}} = 5 \text{ MHz} / A_0$

$BW_{-3\text{ dB}} = 1/(2\pi RC)$

$A_0 = R/R_1$

fréquence centrale

fréquence centrale max.

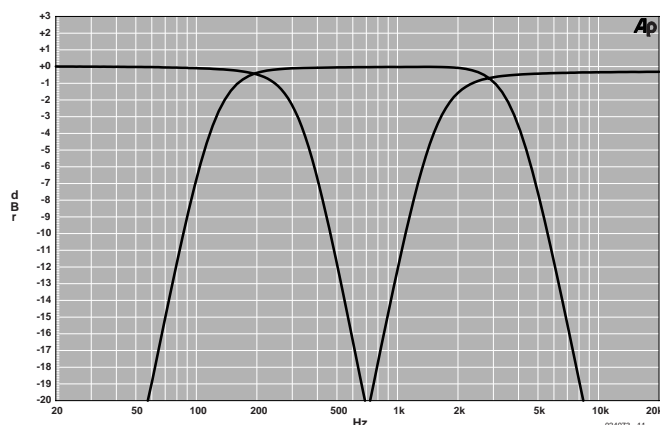
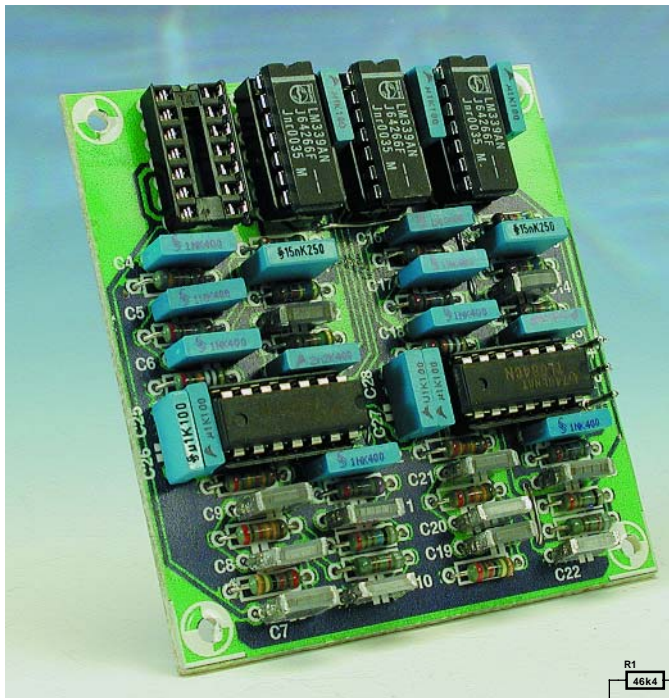
largeur de bande

amplification à f_0 .

(024092)

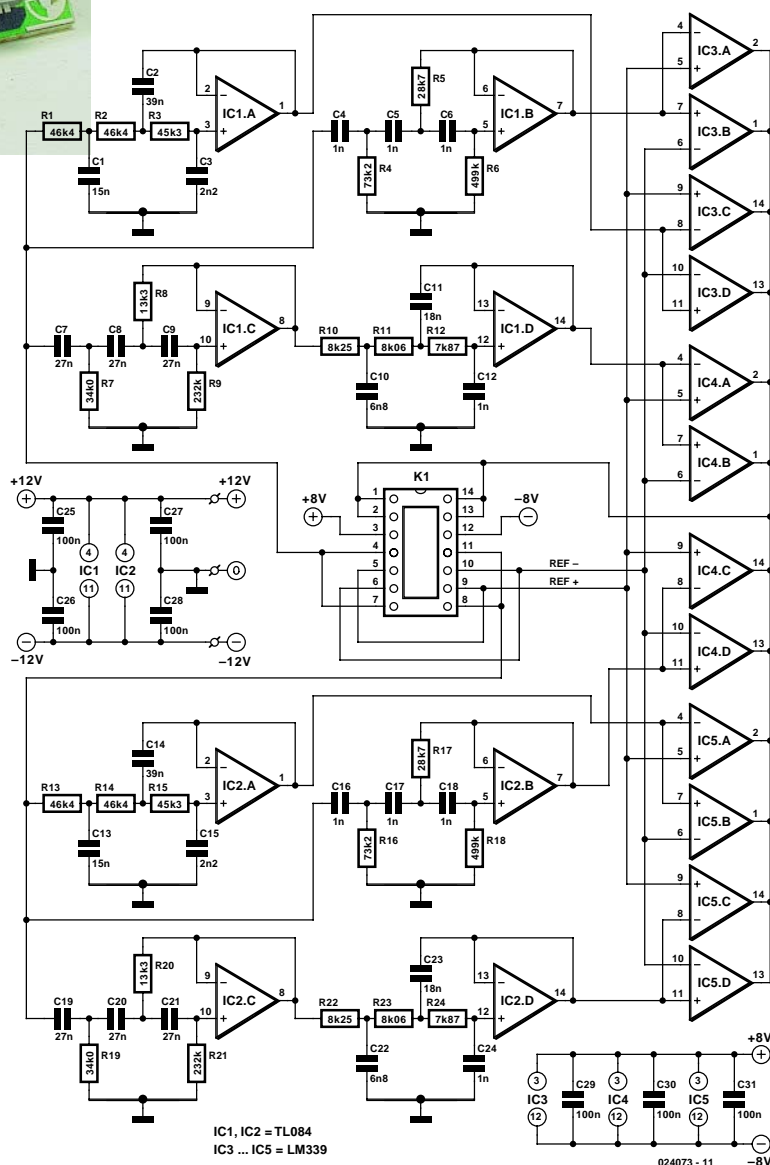
Filtre pour limiteur audio

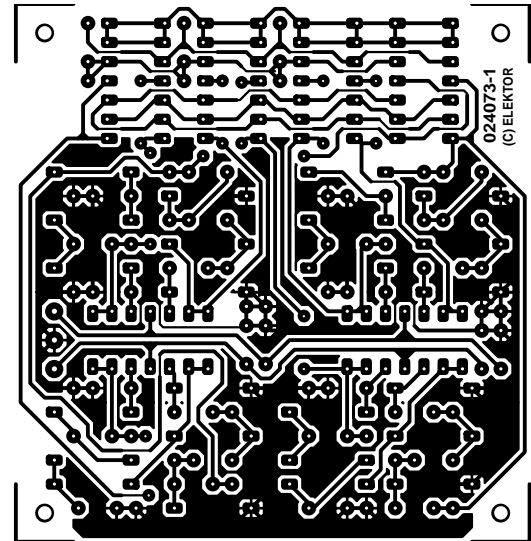
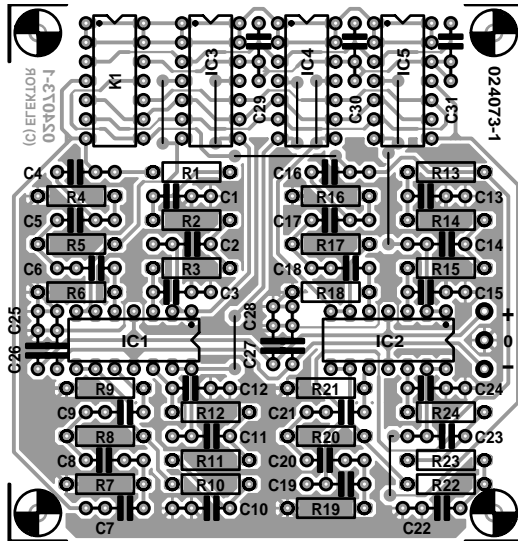
102



Un autre montage proposé dans ce numéro hors-gabarit décrit un limiteur audio pour DVD qui utilise la tension de crête du signal audio pour réduire la dynamique sonore. Un inconvénient éventuel de cette formule, c'est que, la totalité du spectre étant prise en compte pour déterminer le niveau, des pointes qui se manifesteraient dans le grave ou dans les fréquences supérieures occasionnent un affaiblissement des voix dans le médium, par exemple. Si nous partageons le spectre en trois bandes et qu'un comparateur à fenêtre détermine le niveau séparément pour chaque bande, les signaux d'une gamme influenceront moins ceux des deux autres. La destination première de ce filtre est précisément d'atténuer ce qu'on appelle « l'effet de respiration » du limiteur.

Les filtres représentés ici sont classiques, du 3^{ème} ordre, avec des fréquences de transition à 200 Hz et 2,5 kHz. IC1.A et IC2.A forment les filtres passe-bas pour le grave, IC1.B et IC2.B les filtres passe-haut pour l'aigu, alors que pour le médium, IC1.C et IC2.C constituent les passe-bas, tandis que IC1.D et IC2.D, les passe-haut. Aux fréquences de transition, nous n'avons pas calculé les filtres pour que le pôle s'accorde sur elles, mais les pôles se situent de manière à ce que les courbes se croisent sous une atténuation de 0,25 dB. L'amplitude mesurée reste ainsi





Liste des composants

Résistances :

R1,R2,R13,R14 = 46k Ω 4
R3,R15 = 45k Ω 3
R4,R16 = 73k Ω 2
R5,R17 = 28k Ω 7
R6,R18 = 499 k Ω
R7,R19 = 34k Ω 0
R8,R20 = 13k Ω 3
R9,R21 = 232 k Ω

R10,R22 = 8k Ω 25
R11,R23 = 8k Ω 06
R12,R24 = 7k Ω 87

Condensateurs :

C1,C13 = 15 n
C2,C14 = 39 n
C3,C15 = 2n2
C4 à C6,C12,C16 à C18,C24 = 1 n
C7 à C9,C19 à C21 = 27 n
C10,C22 = 6n8
C11,C23 = 18 n

C25 à C31 = 100 n

Semi-conducteurs :

IC1,IC2 = TL084
IC3 à IC5 = LM339

Divers :

K1 = embase DIL à 14 contacts
(2 exemplaires)
Morceau de câble plat à 14 conducteurs
avec connecteurs

pratiquement égale sur l'ensemble du spectre. Pour atteindre ce 0,25 dB, le pôle d'un filtre Butterworth du 3^e ordre doit se trouver précisément 1,6 fois plus loin. La courbe dessinée nous montre à quoi cela ressemble en pratique. À la transition entre médium et aigu, le filtre d'aigu affiche un peu plus d'atténuation, ce qui semble déplacer légèrement le point d'intersection, mais en pratique, cela n'a rigoureusement aucun effet.

Pour la liaison avec le limiteur audio, nous avons utilisé un connecteur DIL à 14 broches (K1), identique à celui qui est installé sur le comparateur dans le limiteur. De la sorte, un petit morceau de câble en nappe suffira. L'alimentation des com-

parateurs passe également par le même câble plat au profit du filtre. L'alimentation des amplificateurs opérationnels doit rester distincte, elle provient directement de l'alimentation du limiteur et passe par trois fils. La consommation des filtres est évaluée à 15 mA.

Il y a lieu d'apporter en outre une légère modification au limiteur : R19 et R38, originellement de 3,3 k Ω , doivent être remplacées par des résistances de 47 Ω pour empêcher l'impédance d'entrée des filtres d'influencer l'amplitude de la tension d'entrée.

Sécurisation de ligne pour modem

Vilhelm Steensgaard

Il semble que lors de la visite de certains sites Internet, il arrive de plus en plus en plus souvent, pendant la collecte d'informations, que le modem appelle un numéro dont le tarif est plus élevé. Sans l'avoir encore jamais constaté personnellement, on peut malgré tout proposer une solution simple pour

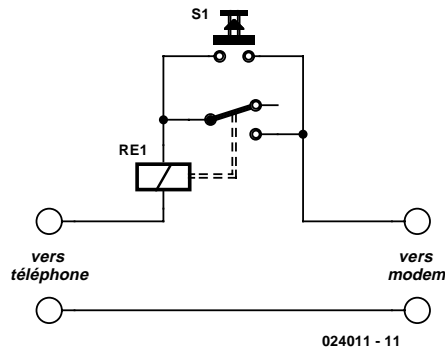
se prémunir contre ces mésaventures onéreuses.

Le montage présenté ici constitue une protection efficace contre les pratiques de cette sorte. L'ensemble ne comporte qu'un interrupteur à poussoir et un relais à lames souples (*reed relay*) sur lequel on bobine un fil qui sera placé en série avec la ligne téléphonique sur laquelle est branché le modem.

Pendant la composition du numéro, on appuie sur le bouton (déjà un peu plus tôt, sinon le modem ne détectera pas la tonalité d'invitation) et on peut le relâcher dès après la prise de ligne. Le courant de ligne suffit à attirer les lames souples et garder la communication.

Pour pouvoir vous commuter sur un autre numéro, il faut interrompre la connexion, au moins un bref instant. C'est suffisant pour que le relais retombe et empêche désormais toute prise de ligne involontaire. Aussi rusé soit-il, le programmeur à l'autre bout de la ligne n'aura aucune chance de détourner le dispositif.

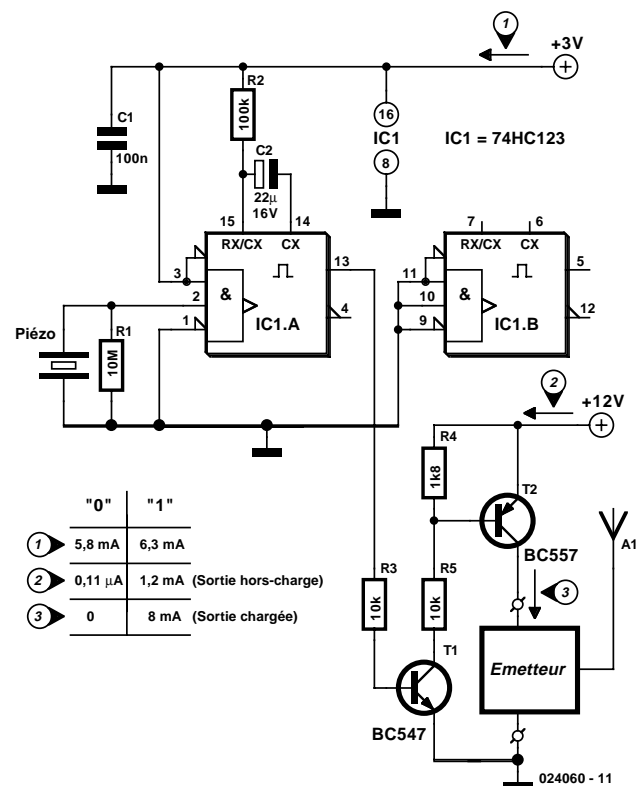
Reste à fabriquer cette bobine. Il faut environ 200 spires de fil de cuivre étamé de 0,1 ou 0,2 mm pour bobiner le relais. On peut aussi commander le relais complet sur le site Web de l'auteur : <http://home.worldonline.dk/~wildsto/sdb/>.



Signalons à toute fins utiles qu'une demande de brevet a été introduite.

Heurtoir de porte d'entrée

I 04



Sur une vénérable maison ancienne, un heurtoir de porte ajoute une touche d'authenticité et s'intègre bien mieux qu'une sonnette électrique, qui y ferait figure d'anachronisme. D'autre part, la méthode séculaire de signaler sa présence à coups de marteau risque d'induire, pour le voisinage, une certaine pollution sonore si d'aventure vous êtes, à ce moment précis, au jardin, à la cave, au grenier, voire encore plus indis-

ponible... Si telle est votre situation, Elektor a pensé à vous, en proposant une solution en forme de prolongateur électronique de heurtoir.

Comme capteur de vibrations, de percussion devrions-nous dire, nous avons utilisé un vibreur piézoélectrique ordinaire, pas un modèle actif, donc. Si vous tapez sur un tel transducteur, il fournit une tension de l'ordre du volt, largement de quoi

déclencher le monostable IC1a, lequel fournit une impulsion d'une seconde environ, pour amener T1 et T2 en conduction. Ce dernier peut ainsi activer un relais qui, à son tour, alimente une sonnette ou un sifflet quelconque et, pourquoi pas, un émetteur à 443 MHz, comme représenté ici. Sur l'émetteur en question, T2 fait office, tout simplement, de poussoir de sonnette. Le récepteur qui y fait pendant, vous l'emportez avec vous partout dans la maison ou ses alentours, de manière à être toujours le premier averti de l'arrivée d'un visiteur. Pour l'émetteur, une constante de temps de 1 seconde suffit amplement. Mais si c'est à la sonnerie que vous avez décidé de faire confiance, mieux vaut allonger quelque peu la période, ce que vous obtiendrez en augmentant proportionnellement la capacité de C2. Le relais que vous choisirez ne doit pas demander plus de 100 mA et il ne faut en aucun cas faire l'impasse sur la diode de protection contre l'extra-courant de rupture, dite

diode de roue libre.

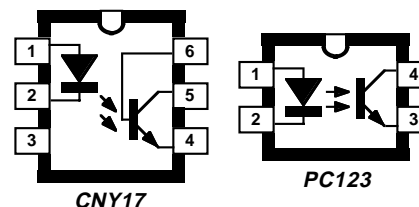
Une qualité indéniable du montage, c'est sa faible consommation au repos, à peine quelques microampères, si bien que deux piles bâton vous serviront très longtemps. Il n'y a que sous les coups de marteau que le débit s'élève à quelques milliampères.

Le capteur (le vibreur piézoélectrique) doit, cela va de soi, se situer à proximité immédiate du marteau. Le mieux, c'est de le monter sur la face intérieure de la porte. Si vous souhaitez signoler, vous creuserez un trou dans la porte pour y noyer le transducteur.

À l'inverse, il se peut que le vibreur soit plus sensible que prévu et que la signalisation s'enclenche à tout bout de champ. Avec une résistance R1, en parallèle, plus petite, vous réduirez la sensibilité à votre gré.

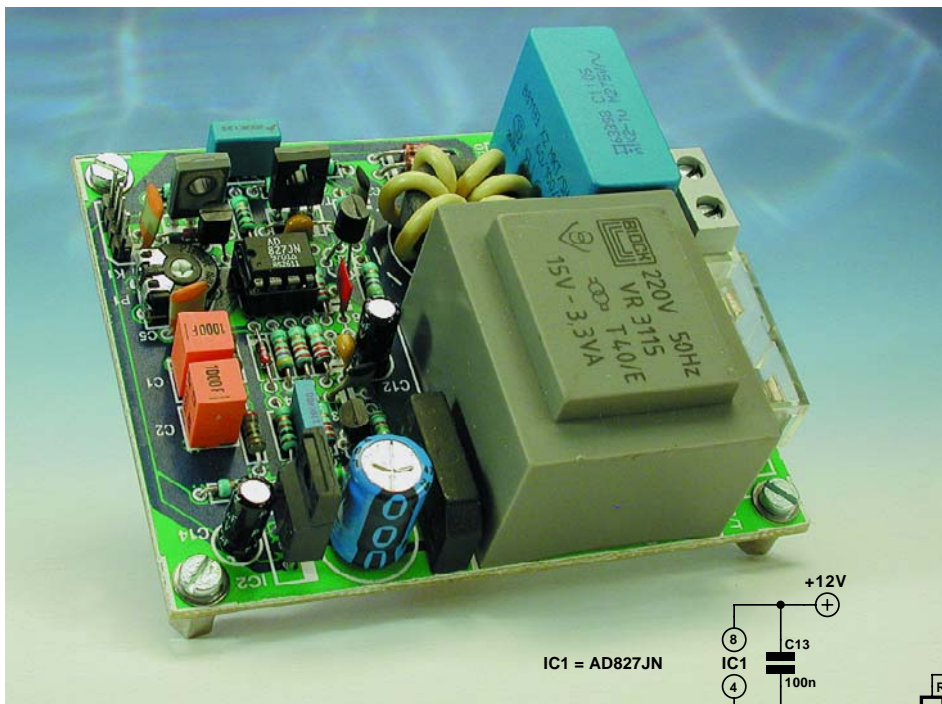
105

Les deux types d'opto-coupleurs mentionnés sur le schéma du circuit répondent à une spécification de protection d'isolation à 5 kV. Le PC123 de Sharp dispose de broches recourbées et répond donc au besoin de 6 mm de distance d'isolation pour les équipements connectés au secteur, ce qui peut être



(024036)

Télécommande par le secteur : 106 l'émetteur

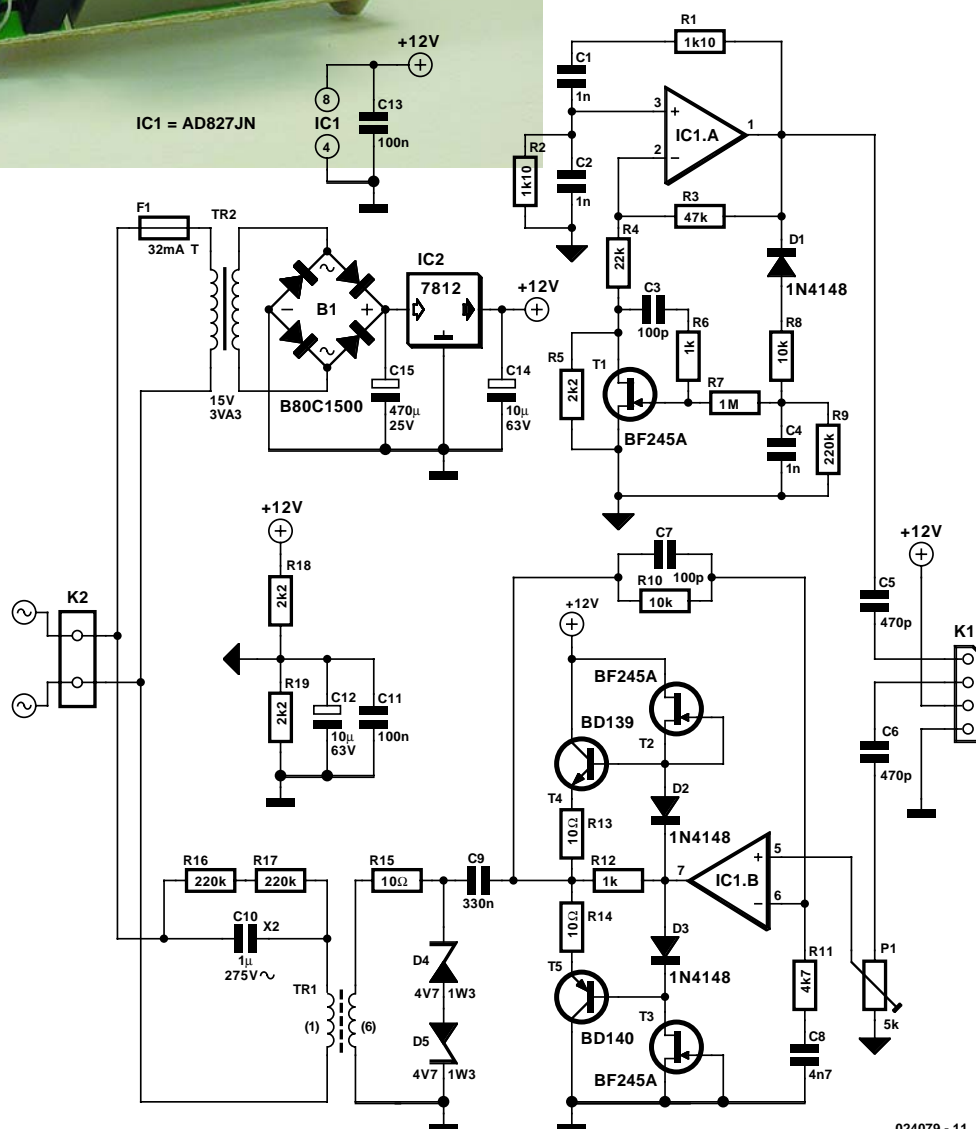


IC1 = AD827JN

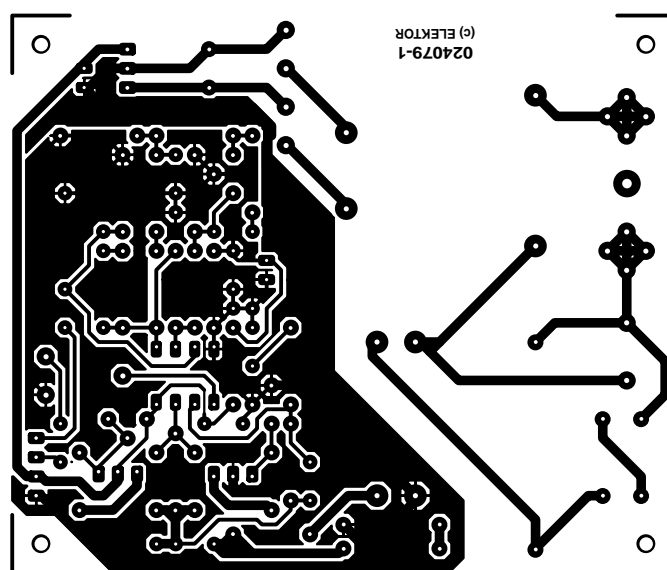
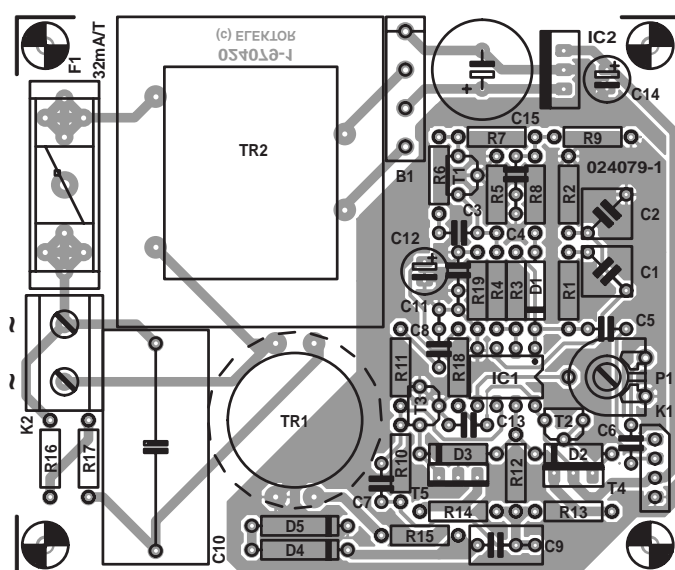
Ce montage permet la superposition d'une porteuse de 143 kHz sur la tension du secteur, ce qui ouvre des perspectives d'applications intéressantes dans toutes sortes de domaines. L'une de ces applications est le « télé-interrupteur secteur » décrit ailleurs dans ce numéro. Si l'on fait fi de l'alimentation, ce montage se résume en fait à un oscillateur sinusoïdal, un étage tampon et un transformateur de sortie servant à assurer une isolation galvanique par rapport au secteur.

L'oscillateur basé sur IC1.A est du type à pont de Wien. Le quateron R1/C1/R2/C2 en détermine la fréquence, les résistances R3/R4 définissant, de concert avec le dispositif de régulation d'amplitude basé sur T1, un gain de 3x. Le TEC (Transistor à Effet de Champ, connu également sous l'acronyme FET pour *Field Effect Transistor*) T1 fait office dans le cas présent de résistance ajustable, la triplète R6/R7/C3 étant chargée d'une linéa-

risation rudimentaire de la résistance de canal. D1 fait subir à la tension de sortie un redressement négatif (par rapport à la masse virtuelle) avant qu'elle ne soit lissée par la combinaison C4/R9 et transmise à la grille de T1 par le biais de la résistance R7. En cas d'augmentation de l'amplitude la résistance de canal augmente (en raison de la croissance de la tension de grille négative), ce qui se traduit par une diminution du gain de IC1.A. La caractéristiques du FET détermine alors la tension de sortie de l'oscillateur. Dans le cas du BF254A utilisé ici, la valeur



024079 - 11



crête à crête (*top-top*) de l'amplitude de sortie se situe aux alentours de la moitié de la tension d'alimentation, mais il ne faut pas passer sous silence les tolérances relativement élevées que peuvent, d'un exemplaire à l'autre, présenter les paramètres de ce type de FET.

Nous avons fait appel, en ce qui concerne l'amplificateur opérationnel, à un AD827 sachant que ce type de composant est suffisamment rapide pour n'exercer qu'une influence minimale sur les conditions d'entrée en oscillation. Le choix du positionnement à 143 kHz de la fréquence est due au fait que cette valeur se situe approximativement au milieu de la bande allant de 140 à 148,5 kHz (standard Cenelec 50065-1) si l'on utilise des valeurs de la série-E24 pour les composants ayant une influence sur la fréquence. Pour un usage général, la tension ne doit pas dépasser 116 dBuV au maximum.

La sortie de l'oscillateur attaque, au travers de l'embase K1, l'étage-tampon que constitue IC1.B. L'embase K1 offre la possibilité de moduler ou de coder ce signal par le biais d'une électronique externe. Il peut s'avérer nécessaire, en fonction de la circuiterie utilisée pour ce faire, de ponter le condensateur C5. Le potentiomètre pris à l'entrée de IC1.B a pour fonction de compenser les tolérances de l'oscillateur. Il devient partant possible d'ajuster le montage pour lui faire respecter la norme. Une paire de petits transistors de puissance prise à la sortie de l'étage-tampon, des BD139/BD140 classiques, est montée en émetteur-suiveur complémentaire. Le courant de repos de l'étage de sortie dépend de la chute de tension aux bornes de la paire de diodes D2/D3 et de la valeur des résistances d'émetteur R13/R14. Ce courant de repos n'est que de quelques milliampères. Les sources de courant T2 et T4, ainsi que le gain en courant des transistors de sortie déterminent le maximum de modulation. La résistance R12 améliore le comportement aux alentours du passage par zéro.

Nous avons intercalé un transformateur de sortie, Tr1, de manière à introduire un minimum d'isolation par rapport à la tension du secteur. Il est préférable, pour des raisons de sécurité, de considérer que l'ensemble du montage se trouve en

Liste des composants

Résistances :

R1,R2 = 1kΩ10/1%

R3 = 47 kΩ

R4 = 22 kΩ

R5,R18,R19 = 2kΩ22

R6,R7 = 1 MΩ

R8,R10 = 10 kΩ

R9,R16,R17 = 220 kΩ

R11 = 4kΩ27

R12 = 1 kΩ

R13 à R15 = 10 Ω

P1 = ajustable 5 kΩ

Condensateurs :

C1,C2 = 1 nF/1%
 C3,C7 = 100 pF
 C4 = 1 nF
 C5,C6 = 470 pF
 C8 = 4nF7
 C9 = 330 nF
 C10 = 1 μF/275 VAC, classe
 X2 au pas de 27,5 mm
 C11 = 100 nF
 C12,C14 = 10 μF/63 V radial
 C13 = 100 nF céramique au
 pas de 5 mm
 C15 = 470 μF/25 V radial

Semi-conducteurs :

DI à D3 = 1N4148
 D4,D5 = diode zener
 4V7/1W3
 T1 à T3 = BF245A
 T4 = BD139
 T5 = BD140
 IC1 = AD827JN Analog
 Devices (Farnell)
 IC2 = 7812

Divers :

K1 = embase autosécable à
4 contacts
K2 = bornier encartable à
2 contacts au pas de
7,5 mm
B1 = B80C1500 vertical
F1 = porte-fusible + fusible
de 32 mA
Tr1 = tore ferrite 6:1 N30 16
x 6,3 mm EPCOS
B64290L45X830 (Farnell)
Tr2 = transfo secteur 15 V
> 3 VA, dimensions 35 x 41
mm tel que, par exemple,
BV EI 382 I 193 (Hahn =
15 V/4,5 VA) ou VB
3,2/1/15 (Block =
15 V/3,2 VA protégé contre
les courts-circuits)

liaison avec la tension du secteur et de tenir compte de ce fait lors de sa mise en coffret et de son utilisation ultérieure. L'attaque du primaire du transformateur se fait par le biais de C9. Le rapport des enroulements choisi pour le transformateur est tel que la valeur maximale admissible est atteinte sans être dépassée. Lorsque l'on sait que l'impédance du secteur est de plusieurs dizaines d'ohms, on comprend mieux qu'il faille, à 143 kHz, un condensateur de bonne capacité, C10, pour isoler la porteuse de 143 kHz de la tension du secteur. Le cadre

d'utilisation de ce condensateur implique impérativement d'utiliser un condensateur de type X2. Les résistances R16 et R17 prises en parallèle sur C10 servent à faire chuter immédiatement la tension présente sur K2 au cas où, contre toute attente, le fusible F1 devait griller. R15/D4/D5 protègent la sortie de l'étage d'amplification contre des impulsions parasites ou tous phénomènes naissant à la mise sous tension (c'est-à-dire contre un courant impulsionnel potentiel à travers C10).

Terminons par quelques aspects pratiques. Il vous faudra réaliser vous-même le transformateur Tr1, tâche qui ne devrait cependant pas dépasser vos compétences. Le primaire comporte 6 spires, le secondaire n'en a qu'une. Le noyau, d'origine EPCOS et constitué de matériel N30, possède un diamètre de 16 mm. Les 2 enroulements sont réalisés à l'aide de fil de cuivre de 1 mm de diamètre à isolation plastique (diamètre total de 2,5 mm). L'enroulement primaire est subdivisé

en 2 parties égales de manière à pouvoir intercaler le secondaire très exactement entre celles-ci. Les connexions de notre mini-transformateur se trouvent ainsi diamétralement opposées. On pourra, pour augmenter la tension d'isolement maximale, remplacer le conducteur nu d'origine par du fil de cuivre émaillé.

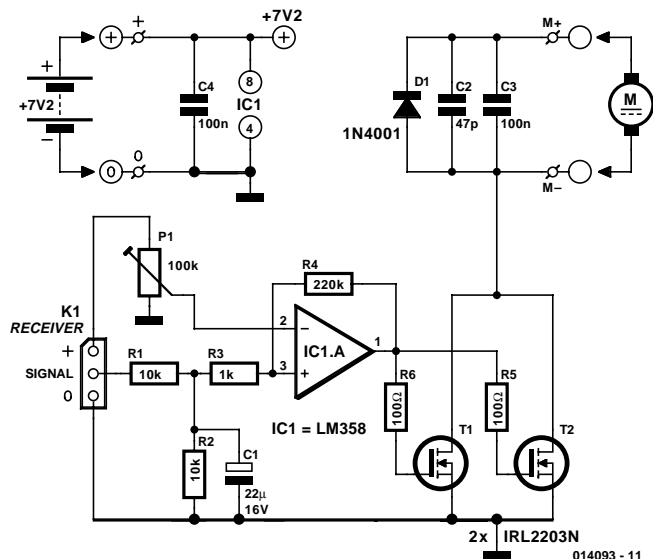
L'alimentation respecte la recette classique transfo + pont de redressement + condensateur électrochimique, le tout monté en amont d'un régulateur de tension, IC2. Comme le circuit travaille avec une alimentation asymétrique, on a besoin du diviseur de tension R18/R19 doté de son découplage C11/C12 pour disposer de la moitié de la tension d'alimentation pour IC1. La tension d'alimentation est ensuite également dérivée vers l'embase K1, de sorte que l'on puisse disposer du +12 V régulé pour d'éventuelles extensions à alimenter.

Interrupteur simple pour modélisme

Herbert Switkowski

Le présent montage est un interrupteur pour moteurs électriques que l'on pourra commander par le biais d'une télécommande utilisée en modélisme. L'électronique est on ne peut plus simple, ce qui se ressent bien entendu au niveau des possibilités offertes : l'interrupteur peut uniquement être mis en et hors-fonction, il ne dispose pas même d'un mode démarrage en douceur (*softstart*). Il n'en reste pas moins que si c'est exactement ce dont on a besoin, ce montage est sans doute idéal.

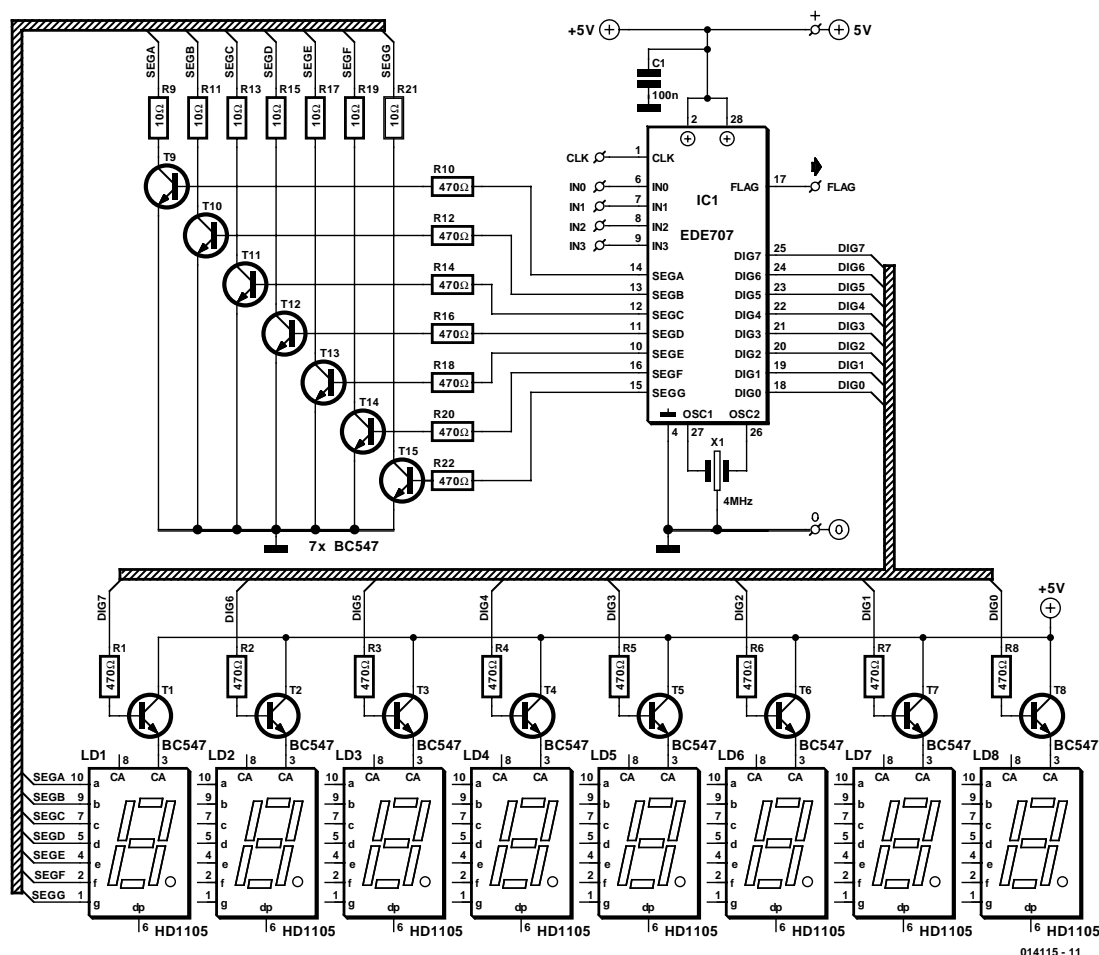
L'électronique réagit à un signal MLI (Modulation en largeur d'impulsion connu en anglais sous la dénomination de PWM pour *Pulse Width Modulation*) de 50 Hz ayant une largeur d'impulsion de 1 à 2 ms. C'est d'ailleurs là la fréquence classique dans le monde des télécommandes pour modélisme, même si certains fabricants (Simprop) préfèrent des signaux de 40 Hz. Le signal subit un lissage introduit par le filtre que constituent R1, R2 et C1 avant d'attaquer l'entrée non-inverseuse d'un amplificateur opérationnel monté en comparateur. L'autre entrée du comparateur est reliée à une tension de référence ajustable par action sur P1. Lorsque cette tension de référence est inférieure à la tension MLI redressée, la sortie du comparateur bascule au niveau haut, ce qui met en conduction les FET T1 et T2, ce qui se traduit par la mise en fonction du moteur. R4 introduit une hystérésis pour éviter que le comparateur ne réagisse à la moindre ondulation attaquant l'entrée non-inverseuse. La sortie du comparateur ne rebascule au niveau bas que lorsque la tension du signal tombe nettement en-deçà de la tension de référence. Le montage est doté de 2 FET de puissance capables de supporter des courants très importants. D'après leur fabricant,



International Rectifier | on trouvera la fiche de caractéristiques à l'adresse : www.irf.com/product-info/datasheets/data/irl2203n.pdf; son composant est en mesure de commuter 113 A, la résistance thermique du boîtier limitant elle à 75 A le courant de commutation maximal. Il va sans dire que cette valeur n'est à conseiller qu'à condition de disposer d'un refroidissement optimal; il est recommandé, si l'on veut que cet interrupteur puisse fonctionner sans radiateur, de limiter le courant à 40 A par transistor. 80 A représentent est une valeur conséquente d'autant plus que l'on dispose d'une certaine marge pour des intensités plus importantes de courte durée.

(0140093)

C.I. pour affichage 7 segments | 08



Le EDE707 de E-Lab Digital Engineering (www.elabinc.com) permet de commander un affichage qui comporte jusqu'à huit chiffres à 7 segments par quatre lignes de données et un signal d'horloge. Il s'occupe du multiplexage de l'afficheur, de l'effacement de zéros non significatifs, peut fonctionner en compteur et reproduire le jeu de caractères hexadécimaux complet (0 à 9 et A à F). Il convient aussi bien pour les afficheurs à anode commune que pour ceux à cathode commune.

Il analyse l'état des quatre entrées IN3 à IN0 sur le flanc descendant de l'entrée d'horloge/verrouillage, la broche 1. Si IN3 est haute, les trois autres entrées servent à sélectionner une fonction, selon la liste reprise dans le tableau. Si IN3 est basse, les autres données sont envoyées à l'afficheur. Dans ce dernier cas, il faut d'abord transmettre l'adresse d'un chiffre, ensuite la valeur à reproduire. Si par exemple le chiffre de droite est un trois, nous enverrons successivement « 0000 », l'adresse, puis « 0010 », la donnée.

On peut aussi se servir de cette puce comme d'un compteur. Si les quatre entrées portent le code « 1000 », le compteur sera incrémenté d'une unité à chaque flanc descendant de l'entrée d'horloge, ou décrétement si le code « 1001 » est pré-

sent sur le bus. La plus haute fréquence d'horloge autorisée est 800 Hz.

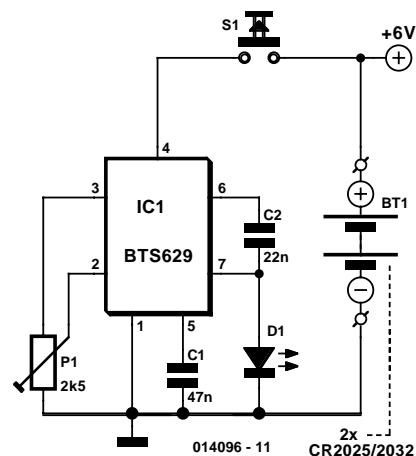
Le schéma fait appel à des afficheurs à anode commune. Avec des modèles à cathode commune, les collecteurs de T1 à T8 seraient reliés à la connexion commune et les émetteurs à la masse ; les collecteurs de T9 à T15 iraient au positif, les résistances de 10 Ω entre émetteurs et broches des segments.

(014115)

IN3	IN2	IN1	IN0	Fonction
0	a	b	c	l'octet suivant est la valeur à afficher pour le chiffre ' '
1	0	0	0	incrémente le compteur
1	0	0	1	décrémente le compteur
1	0	1	0	mise à zéro de tout l'affichage
1	0	1	1	test de l'affichage (88888888)
1	1	0	0	éteint tout l'affichage
1	1	0	1	allume tout l'affichage (défaut)
1	1	1	0	éteint les zéros non significatifs
1	1	1	1	affiche les zéros à gauche (défaut)

Éclairage au lithium

109



avec le positif une lame conductrice, comme on peut le voir sur la photo.

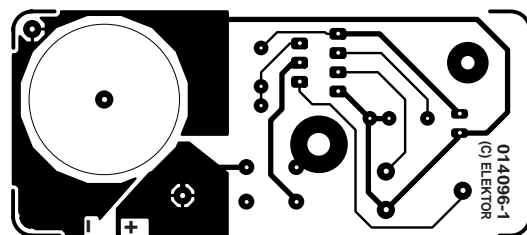
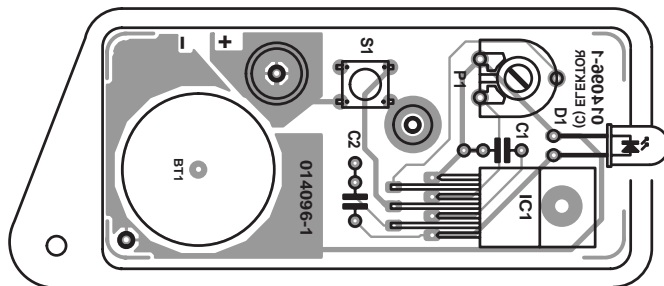
(014096)

Cette mini-lampe de poche associe les avantages des piles boutons au lithium et de la LED blanche à très haut rendement. Les piles au lithium sont petites, durables et se déchargent guère que si l'on s'en sert. La LED offre un rendement élevé, une durée de vie extrêmement longue et une consommation faible (20 mA). De quoi former une combinaison apte à rendre des services très longtemps.

Domage que la pile au lithium délivre une tension de 3 V, alors que la super LED en réclame 3,5 V ! Nous voilà obligés de prendre deux piles en série. On part alors de 6 V, avec une résistance de limitation de courant qui, pour 20 mA, doit valoir $(6 - 3,5) / 0,02 = 125 \Omega$. Très pénalisant, parce que cette résistance va dissiper $2,5 \times 0,02 = 50 \text{ mW}$. Comparé à la puissance de la LED ($3,5 \times 0,02 = 70 \text{ mW}$) on perd presque 42 % de l'énergie !

Technologie, quand tu nous tiens ! Un petit circuit intégré de Siemens, le BTS629, capable de moduler la largeur d'impulsion, réduit à 10 % les pertes. Si nous mettons en œuvre deux cellules CR2025 d'une capacité de 170 mA, notre petite lampe de poche aura une autonomie d'une bonne quinzaine d'heures. Avec deux CR2032 (230 mA), on arrive même à 21 heures. Avantage supplémentaire du CI utilisé, le potentiomètre P1 règle de manière continue le rapport cyclique et donc la luminosité de la LED.

La minuscule platine pour la lampe de poche a été conçue de manière à s'adapter exactement au boîtier de porte-clés UM14 de KM. Une découpe circulaire de 20 mm de diamètre a été pratiquée dans la platine pour la pile bouton. Le contact au pôle négatif est assuré par un morceau d'attache trombone soudé au circuit imprimé. Sur la partie supérieure de la platine, un petit boulon de 3 mm permet de maintenir en contact



Liste des composants

Résistances :

P1 = ajustable 2k Ω 5

Condensateurs :

C1 = 47 nF

C2 = 22 nF

Semi-conducteurs :

D1 = LED blanche super haut rendement

IC1 = BTS629 (Conrad 1759 86)

Divers :

S1 = bouton-poussoir tel que, par exemple, MCDTS-5M (Farnell)

BT1 = 2 x pile au lithium CR2025 ou CR2032

boîtier : type Box UM14 de KM

Paire de lunettes pour le carnaval

Nous savons suite aux nombreuses réactions dont ils ont été l'objet, que les montages produisant des effets lumineux et sonores sont très appréciés par un groupe important de nos lecteurs. D'où notre proposition ici d'un petit chenillard auquel nous avons donné une forme telle qu'il puisse être monté dans ce que l'on appelle une paire de lunettes pour carnaval. Les amateurs d'électronique qui aiment aussi faire la fête sont servis.

L'aspect pratique final est une affaire de goût, mais nous avons pensé, lors de la conception de notre prototype, qu'il pourrait être intéressant de répartir l'ensemble des 16 LED sur la totalité de la monture et cela de façon à ce que le chenillard se déplace en miroir sur les 2 moitiés de la monture (D1 gauche puis D2 droite, D5 gauche, D6 droite et ainsi de suite) pourrait produire un effet intéressant. Il va sans dire que chaque réalisateur de ce montage est libre de choisir l'aspect final de son chenillard. On pourrait ainsi fort bien, de par les dimensions très compactes de cette électronique, l'utiliser dans une broche lumineuse voire un bouton destiné à attirer l'attention.

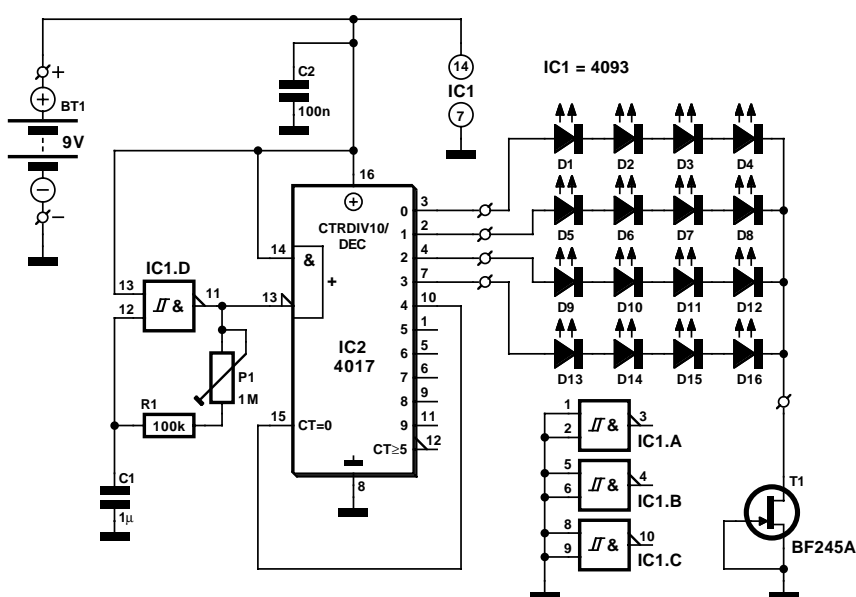
L'oscillateur basé sur IC1.D est sans doute le modèle le plus simple que l'on puisse imaginer à base de trigger de Schmitt extrait d'un 4093. L'ajustable P1 permet de jouer sur la fréquence sur une plage allant de 1 à 10 environ (la fréquence monte ainsi jusqu'à quelques hertz au maximum). Rien ne vous interdit bien évidemment de tenter votre chance avec d'autres valeurs si le besoin s'en faisait sentir. L'oscillateur attaque un compteur de Johnson à 5 étages dont seule une sortie est active à un moment donné. Notre montage repose ici sur un total de 16 LED rouges réparties en groupes de 4, dans lesquels, à tout instant, 3 sont éteintes et partant 1 allumée. La cinquième sortie remet le compteur immédiatement à zéro, ce qui a pour effet d'activer la première sortie. L'alimentation du montage se fait à l'aide d'une pile compacte de 9 V. Selon l'origine de la LED, la chute de tension qu'elle engendre peut dépasser les 1,7 V. Si partant, nous tenons à pouvoir voir les LED même lorsque la pile est proche de l'épuisement, il ne faudra jamais monter en série plus de 4 LED à haut rendement. Comme on a à chaque fois allumage que de l'une des rangées de LED, le FET T1 monté en source de courant la plus rudimentaire qui soit, fera de son mieux pour que la luminosité soit opti-



male aussi longtemps que possible. T1 limite aussi le courant, quelque 4 mA, même si l'on opte pour une tension d'alimentation plus importante.

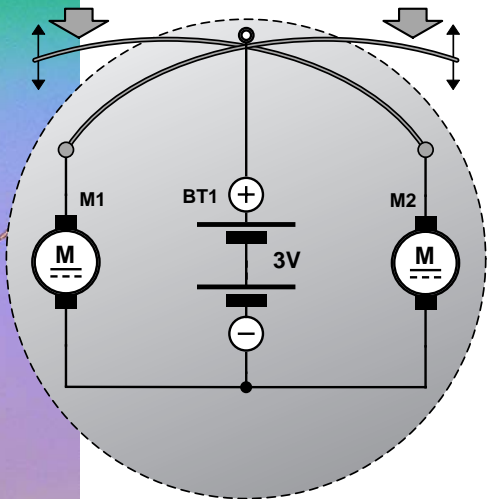
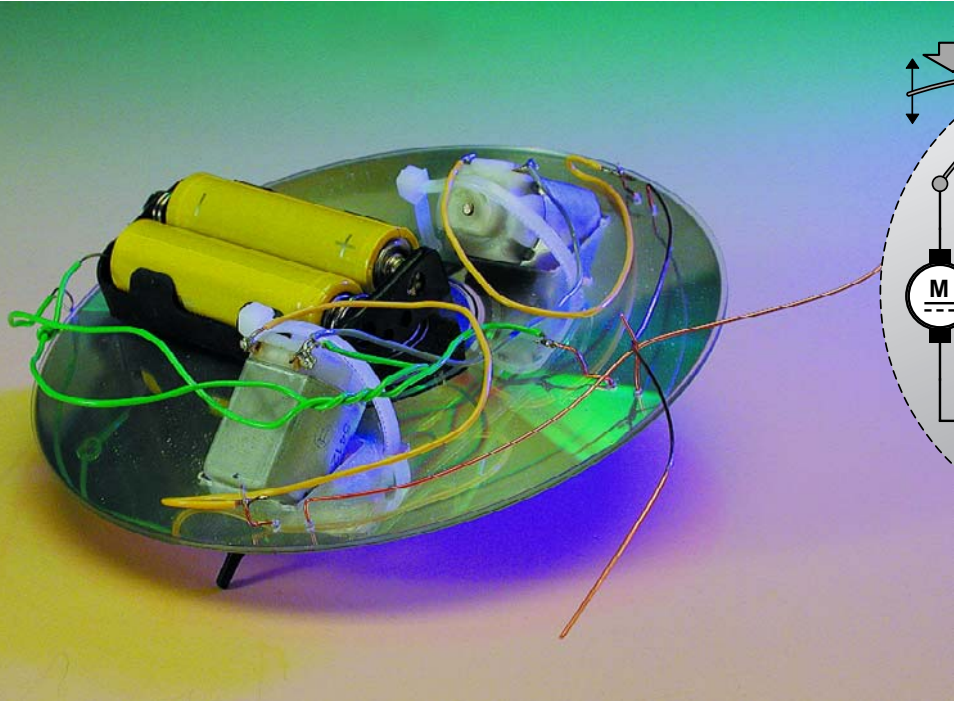
Les LED sont placées dans les orifices percés à leur intention et fixées à l'aide de 2 gouttes de colle. On pourra entortiller le câblage aussi créativement que possible sachant que l'on n'a besoin que de 5 fils entre la paire de lunettes et le minuscule boîtier dans lequel se trouvent l'électronique et la pile. Le potentiomètre pourra prendre la forme d'un ajustable miniature de manière à permettre un réglage facile de la vitesse de défilement des LED une fois l'électronique montée dans le boîtier.

(024117)



024117 - 11

ROM-Bot 650 ou 700 MB



020017- 11

Abraham Vreugdenhil

À quelles exigences un robot doit-il satisfaire aujourd’hui ? Quelles tâches désirez-vous lui faire exécuter, avec quelle mémoire, sous quel système d’exploitation et quelle version IE, quels capteurs, alimentation, format d’adressage et bus de données, comment doit-il se déplacer, comment le construire et avec quels matériaux ? Voilà toutes sortes de question qu’un vrai constructeur de robots doit se poser et les réponses ne sont pas évidentes.

Commençons par énumérer les qualités dont notre robot devra faire preuve pour survivre dans cet environnement hostile. La compétence primordiale qu’il devra posséder, c’est l’aptitude à esquiver les obstacles. S’il rencontre des embûches inconnues, il devra d’abord les détecter, puis réagir d’une manière appropriée, ce qui suppose qu’il lui faudra deux moteurs à mettre en jeu pour se déplacer. Le **tableau 1** donne la table de vérité qui résume la marche à suivre.

De ce synoptique, nous pouvons déjà tirer quelques conclusions. En premier lieu, que le robot ainsi présenté fonctionne en numérique à 100 %, parce que tout se passe avec des uns et des zéros. En second lieu, que c’est une machine à deux bits. Elle peut donc être simple, mais rappelons-nous que le Pentium-4 à 64 bits le plus moderne fonctionne toujours selon le même principe.

Au point de vue système d’exploitation, aujourd’hui tout doit tour-

ner au moins sous Windows 98. Pour l’instant, ME ou XP feront certainement aussi bien. IE-5 est une exigence minimale, Netscape est une bonne variante. Pour réagir correctement à son environnement, il aura besoin de mémoire, 512 Mo fera bonne mesure pour lui assurer une certaine réserve « d’intelligence ».

Comme châssis, nous allons utiliser des matériaux simples mais très solides. Ici également, on voit poindre la tendance aux matériaux composites légers et résistants, plutôt que le plastique et l’aluminium. Tous les processeurs modernes fonctionnent sous 3,3 V, mais nous franchirons encore un pas de plus, notre robot travaillera en 3 V !

Nous faisons démarrer notre robot et il cherche son chemin dans ce monde cruel. Il se heurte à des objets et satisfait entièrement aux exigences exposées ci-dessus. Qui croit que, de nos jours, tout coûte forcément cher ? Deux petits moteurs placés dans les diagonales d’un CD-ROM (d’où la dénomination choisie de ROM-Bot, le 650 ou 700 MB indiquant le type de CD-ROM utilisé), deux piles crayon et deux interrupteurs (normalement fermés) en fil de cuivre, ça marche aussi !

(020017)

Tableau I. Table de vérité

Détection par capteur gauche		Détection par capteur droit		Réaction	Fonction moteur gauche		Fonction moteur droit	
non	0	non	0	en avant	marche	1	marche	1
non	0	oui	1	à gauche	arrêt	0	marche	1
oui	1	non	0	à droite	marche	1	arrêt	0
oui	1	oui	1	stop	arrêt	0	arrêt	0