

e

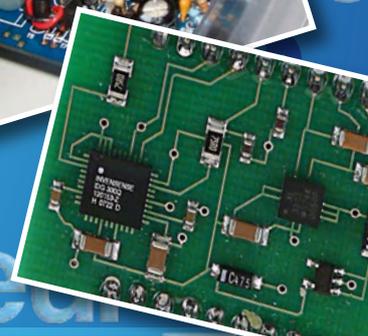
lektor

electronics worldwide

GRAND FESTIVAL D'ÉLECTRONIQUE plus de 100 attractions



En kit: elektorWHEELIE





Applications Internet / Ethernet

- 1 Ajoutez en 3 mn une connexion Internet à votre application ! Convertisseur RS232 <-> TCP/IP
EZL-200L 68 € Dont 0,01 € d'éco-participation inclus
- 2 Version carte "OEM" seule **EZL-50L 26 €**
- 3 Pilotez 8 entrées optocouplées + 8 sorties relais + port RS232 via Internet/Ethernet. Supporte les modes Web server (HTTP) et Modbus/TCP
CIE-H10 179 € Dont 0,05 € d'éco-participation inclus
- 4 Serveur Web sur base PIC **PICMWEB 49 €**



- 5 Platine RISC 32 Bits avec Linux + serveur Web + serveur TELNET™ + FTP + compilateur C GNU dispo en téléchargement. **FOXLR832 168 €**
- 6 Boîtier ARM9™, 2 ports Ethernet, 2 USB, 2 RS232/RS485, 1 slot carte CF™ (non livrée), 8 broches E/S, Port I2C™, Port console, Linux + chaîne de développement livrés
VS6801 249 € Dont 0,05 € d'éco-participation inclus

Acquisition / Mesure / Débug

- 1 Interface USB avec 16 ports configurables en entrées ou sorties ou conversion "A/N" 12 bits + 4 ports entrées/sorties + 2 sorties analogiques - Livrée avec de très nombreux drivers et DLL.
U3-LV 119 € Dont 0,03 € d'éco-participation inclus
- 2 Analyseur USB non intrusif Full / Low Speed. Idéal pour debug, mise au point de drivers, optimisation des équipements USB.
TP320221 419 € Dont 0,01 € d'éco-participation inclus



- 3 Interface USB <-> I2C™ / SPI™ - Livré avec drivers et DLL - Gestion bus maître ou esclave.
TP240141 275 € Dont 0,01 € d'éco-participation inclus
- 4 Analyseur I2C™ / SPI™ non intrusif - Monitoring max. I2C™ @ 4 MHz - SPI™ @24 MHz.
TP320121 310 € Dont 0,01 € d'éco-participation inclus

Oscilloscopes numériques

- 1 Sonde oscilloscope USB 1 voie (1 G Ech/sec, 10 bits mode répétitif) + mode datalogger + mode mini-analyseur de spectre (FFT) + mode voltètre + mode compteur de fréquence !
PS40M10 290 € Dont 0,03 € d'éco-participation inclus
 - 2 Oscilloscope 2 voies (20 M Ech/sec, 12 bits mode répétitif) - Mêmes modes que ci-dessus + sortie supplémentaire mini générateur de fonction.
DS1M12 419 € Dont 0,03 € d'éco-participation inclus
 - 3 Oscilloscope portable 2 x 20 MHz à écran couleur + mode multimètre. Livré en malette avec chargeur, sondes et cordons de mesure. Sortie USB pour exportation des mesures sur PC.
HDS1022M ... 557 € Dont 0,05 € d'éco-participation inclus
- Même modèle en version 2 x 60 MHz.
HDS2062M ... 748 € Dont 0,05 € d'éco-participation inclus



- 4 Oscilloscope 2 x 25 MHz à écran couleur avec sortie USB pour exportation mesures sur PC.
EDU5022 ... 437 € Dont 0,15 € d'éco-participation inclus
- Idem avec mode analyseur logique 16 voies**
MSO5022 ... 717 € Dont 0,15 € d'éco-participation inclus

Logiciel de CAO

- 1 **Splan** Logiciel de saisie de schémas **42,22 €**
- 2 **Loch Master** Aide au prototypage **43,00 €**
- 3 **Sprint layout** Logiciel de réalisation de circuits imprimés **47,72 €**
- 4 **ProfiLab-Expert** Générateur d'application simulateur graphique **121,99 €**



- 5 **Front Designer** Logiciel de conception de face avant pour boîtier **47 €**

Modules "ARDUINO"

Les modules **Arduino** sont des plate-formes microcontrôlées "open-source" programmables via un langage proche du "C" (dispo. en libre téléchargement). Elles peuvent fonctionner de façon autonome ou en communiquant avec un logiciel sur ordinateur (Flash, MaxMSP...).



A partir de **27 €**

Nouveau module CUBLOC "CB405RT"

Le "**CB405RT**" est le dernier né des modules **CUBLOC** programmables en BASIC évolué (dispo. en libre téléchargement). Son tarif très compétitif, son grand nombre d'entrées/sorties ainsi que la présence d'une horloge temps réel RTC intégrée et de convertisseurs "analogique/numérique" bénéficiant d'une résolution sur 16 bits en font un module incontournable pour toutes les applications de mesures embarquées, de data-logging, d'acquisition haute précision...



Caractéristiques: 200 K de flash - 55 K de SRAM (pour vos variables) - 55 K SRAM (stockage de données) - 4 K EEPROM - 4 Ports série + Bus I2C™ et SPI™ - **Horloge RTC** intégrée - 58 entrées / sorties (dont: 8 convertisseurs "A/N" avec **résolution 16 bits** / 12 sorties PWM (DAC) sur 16 bits / 4 broches d'interruption externes + 2 compteurs haute vitesse 32 bits). Le module seul: **81 €**

Modem radio longue portée "Uncord"

Remplacez vos câbles RS-232 par du "sans fil"

Bénéficiant d'une excellente portée (jusqu'à 500 m) et d'une grande fiabilité, le boîtier Serial Port Plug "**Uncord**" permet (en l'utilisant par paire) de réaliser une liaison bi-directionnelle sans fil pouvant s'apparenter à un câble série RS232 "radio" virtuel. Compact (37 x 17 x 60 mm), le boîtier est doté d'une prise Sub-D 9 broches femelle. Basé sur un modem Bluetooth™ 2.0 + EDR, il est également capable de dialoguer avec d'autres périphériques Bluetooth™ dotés d'un protocole SPP. Tarif d'un seul boîtier: **93,30 €** Dont 0,01 € d'éco-participation inclus



Special radiofréquence

- Modem radio **ZigBee™** permettant une liaison série entre 2 micro-contrôleurs (2 modules sont nécessaires) - Dim.: 24 x 10,5 mm - Alim.: 3,3 V Prix unitaire **13,40 €**
- F2M03GLA** Module **Bluetooth™** permettant une liaison série transparente avec périphérique Bluetooth™ au protocole SPP - Dim.: 28,5x 15,2 mm - Alim.: 3,3 V Prix unitaire **32,72 €**
- TDL2A** Modem radio **synthétisé 5 canaux bande 433 MHz** permettant une liaison série transparente entre 2 microcontrôleurs (2 modules nécessaires) Prix unitaire **40,66 €**
- SET150** Ensemble de 2 **télécommandes** porte-clef 433,92 MHz type monocanal à code anti-scanner + 1 **récepteur** à sortie relais (mode M/A ou temporisé) - Portée: 30 m **49,00 €**
- T2M** Module **GSM/GPRS** Quad Band - Compatible protocole voix, fax, SMS - Pilotage très simple via commandes AT séries - Prévoir antenne en sus **71,76 €**

- ET-312** Module **GPS** 20 canaux - Dimensions: 27,9 x 20, 2 mm - SIRF III™. Alim. 3,3 V - Prévoir antenne externe - Prix unitaire **70,56 €** Prix unitaire (par 5 pcs) **58,60 €**

- EM-406** Module **GPS** 20 canaux avec antenne intégrée - Dimensions: 30 x 30 x 10,5 mm - SIRF III™. Alim. 5 V - Prix unitaire **75,00 €** Prix unitaire (par 5 pcs) **64,58 €**

- UM005** Module de lecture/décodage TAG **RFID** 125 KHz Unique™ - Sortie série **25,00 €**
- RFID-CARD1** Carte RFID Unique **2,00 €** Prix unitaire (par 20 pcs) **1,32 €**

- AJV24E** Module émetteur vidéo 2,4 GHz 4 canaux - Dim.: 31 x 29 x 4 mm **12,95 €**
- AJV24R** Module récepteur vidéo 2,4 GHz 4 canaux - Dim.: 41 x 32 x 6 mm **19,95 €**

Special Capteurs

- MSBD** Capteur de mouvement **infrarouge passif** à sortie logique - Portée 3 m **17,00 €**
- GP2D120** Module **infrarouge** de mesure de distance (4 à 30 cm) - Sortie analogique **19,95 €**
- MS-EZ1** Module **ultrason** de mesure de distance (type mono cellule US) - Portée 16 cm à 6 m - Sortie analogique, sortie PWM ou sortie numérique via une liaison série **24,49 €**
- MDU1130** Module **hyperfréquence** 9,9 GHz pour mesure de distance **35,88 €**
- CMP03** Module **boussolle** numérique (orientation 0 à 359°) - Sortie PWM / I2C™ **45,50 €**
- IBR273** Module capteur de pluie à **variation capacitive** + résistance anti-rosée **5,45 €**
- QT110** Circuit capacitif transformant tout objet métallique en **capteur sensible** **8,85 €**
- FSR2** Capteur **de force** (zone de détection circulaire) - Diamètre: 15 mm **8,19 €**
- LP-TRCELL** Module **accéléromètre 3 axes** - Sorties analogiques **29,00 €**
- PL-MLX300** Module **gyroscope 1 axe** - Sorties analogiques / SPI™ **52,99 €**
- MGDVYR2** Module **gyroscope 2 axes** - Sorties analogiques **79,00 €**
- INER5** Module **accéléromètre 3 axes + gyroscope 2 axes** - Sorties analogiques **109,00 €**
- SHT15** Capteur **humidité + température** - Sorties numériques **32,08 €**
- PL/SCP1000** Module **baromètre + température** - Sortie SPI™ **52,00 €**

Développement sur PIC™



- 1 **EasyPIC5:** Starter-kit pour développement sur microcontrôleurs PIC™ - Programmeur **USB** intégré, supports pour PIC **8, 14, 20, 28** et **40** broches, livré avec PIC16F877, emplacements pour afficheurs LCD 2 x 16 et afficheur LCD graphique 128 x 64 (livrés en option), 32 leds, 32 boutons-poussoirs, 4 afficheurs 7 segments, emplacement capteur DS18S20 (livré en option), port série, connecteur PS/2, etc **129,50 €**
- Option afficheur LCD 2 x 16 caractères **9 €**
- Option afficheur LCD graphique 128 x 64 **28 €**
- Option capteur température DS18S20 **3,90 €**

- 2 **Compilateurs pour PIC** interface IDE, gestion port série, USB, I2C™, SPI™, RS485, CAN, Ethernet, écriture/lecture sur cartes SD™/MMC™/CF™, affichage LCD alphanumérique/graphique, gestion de clavier, modules radio, calculs mathématiques, signaux PWM, mémoire Flash/EEProm interne, temporisations... Existe aussi en Pascal
MikropicBASIC: 150 € **MikropicC™: 215 €**
- Tarifs valables si achetés avec platine EasyPIC4
MikropicBASIC: 115 € **MikropicC™: 165 €**

- 3 **Ouvrage technique** Aborde tous les aspects, théoriques et pratiques de la programmation en BASIC des microcontrôleurs PIC™ **39 €**

Développement sur PICBASIC

Vos connaissances en micro-contrôleurs sont limitées (ou nulles) ? Vous avez un budget "serré" et vous voulez développer des applications capables de piloter des afficheurs LCD ou 7 segments, des communications séries, I2C™, SPI™, des signaux PWM, mesurer des valeurs analogiques, piloter des servomoteurs, des moteurs pas-à-pas, des moteurs "cc"... Alors comme des milliers d'utilisateurs, découvrez les **PICBASIC** ! Ces microcontrôleurs se programment en langage BASIC (disponible en libre téléchargement) via un PC grâce à un logiciel qui transférera vos instructions dans sa mémoire par un câble raccordé au PC. Une fois "téléchargé", ce dernier pourra être déconnecté de l'ordinateur pour être totalement autonome. Documentation entièrement en Français. Très nombreuses applications, ouvrage technique de formation. Module PICBASIC à partir de **19 €**

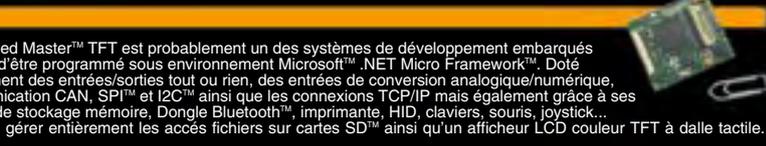


Cet ouvrage propose 12 applications pratiques pour le micro-contrôleur PICBASIC-3B dans les domaines de la domotique (gradateur à 2 voies pour convecteurs, thermomètre numérique, gestionnaire d'éclairage), de la protection des biens (centrale d'alarme, disjoncteur programmable, de la mesure (Comètre, lux-mètre, capacimètre, station météo), de l'automatisation (automate programmable) et de l'électronique de puissance (alimentation numérique, variateur de vitesse à commande PWM). L'auteur décrit chaque application en détail (avec toutes les informations propres à la réalisation (circuit imprimé, liste et implantation des composants, mise au point), puis fait une lecture commentée du programme BASIC.

L'ouvrage technique **42,50 €**

Module Embedded Master™ TFT

Conçu sur la base d'un processeur ARM7™, le module Embedded Master™ TFT est probablement un des systèmes de développement embarqués parmi les plus petits et les plus puissants du marché, capable d'être programmé sous environnement Microsoft™ .NET Micro Framework™. Doté d'une librairie de fonctions étendues, il pourra gérer très facilement des entrées/sorties tout ou rien, des entrées de conversion analogique/numérique, une sortie analogique, des signaux PWM, des ports de communication CAN, SPI™ et I2C™ ainsi que les connexions TCP/IP mais également grâce à ses ports USB Host/Device, des périphériques USB tels que: clefs de stockage mémoire, Dongle Bluetooth™, imprimante, HID, claviers, souris, joystick... Le module Embedded Master™ TFT est également capable de gérer entièrement les accès fichiers sur cartes SD™ ainsi qu'un afficheur LCD couleur TFT à dalle tactile. Le module seul est proposé à **79 €**



« Elektor ? Je m'en inspire,
pas seulement à la maison,
mais aussi pour le boulot. Ça
impressionne ma femme et
mon patron. »

– Thomas F., 38 ans, électronicien passionné –



Notre cadeau de bien-
venue : Baladeur MP3,
clé USB & Fonction
dictaphone en un



Elektor, ma (p)référence en électronique

Prenez de l'avance,
prenez **un abonnement !**

Les avantages exclusifs de l'abonné :

- **11%** d'économie sur le prix de vente au numéro
- jusqu'à **40% de remise** sur certains produits d'Elektor
- beau baladeur MP3 2 Go (valeur marchande : 39,95 €)
en cadeau de bienvenue
- collection complète, livraison ponctuelle à domicile
- toujours à jour, toujours une longueur d'avance

www.elektor.fr/abo • Tél. 01 49 19 26 19

Veuillez utiliser le bon encarté à la fin de la revue.

elektor
electronics worldwide

Hors gabarit - par vous, pour vous, avec vous

Huit mois de travail régulier et acharné, voilà le temps que prend la préparation du numéro d'été double 2009 ! Nous nous y mettons dès l'automne, mais le point de départ de certains articles date de l'été, voire du printemps 2008. Car tous les ans nous recevons plus de 500 idées et propositions d'articles venues du monde entier. Faute de pouvoir les publier toutes, voici notre sélection des plus intéressantes. Comme les autres, le traditionnel numéro double d'Elektor est donc le produit d'un effort collectif. Entrez dans la danse avec cette farandole de schémas, d'idées et d'astuces, tous évalués et testés dans notre labo. Consommez avec modération et faites une pause de quinze minutes tous les deux heures d'électronique !



ElektorWheelie

Ce diable d'engin figurait déjà sur la couverture du numéro de juin. Vous allez maintenant pouvoir examiner de plus près le gyropode d'Elektor qui vous permet d'aller plus loin. Plus loin en distance, mais aussi plus loin en connaissances, puisqu'il est le fruit d'une conception « ouverte ». Toute personne intéressée est invitée à contribuer à l'amélioration d'ElektorWheelie, pour le rendre plus rapide ou plus autonome. Pour cela nous allons bientôt lancer un concours. Affaire à suivre...

Atelier BASCOM-AVR

Le 24 octobre 2009 Elektor organise son premier atelier de programmation en France. Le sujet est « Apprendre à programmer en BASIC-BASCOM-AVR ». Vingt participants (et pas un de plus) pourront découvrir les bases de l'environnement et du langage BASCOM-AVR par la pratique, en français, sous la direction d'un professeur français. Ça tombe bien, ElektorWheelie est lui-même programmé en BASCOM-AVR ! Inscrivez-vous sans tarder.

Bonne lecture et bonnes vacances.

Wisse Hettinga
rédacteur en chef international
au nom de toute l'équipe d'Elektor

Alimentations, Batteries & Chargeurs

Alimentation à 1 élément	10
Régulateur à faible tension de déchet	24
DELificateur	42
Désulfateur pour batterie de voiture	45
Chargeur d'accus lithium basé sur le BQ24103	51
PR4401/02 en parallèle	63
Garant d'accumulateur gélifié	69
SSR 2.0	80

Audio, Vidéo & Photographie

Liaison S/PDIF sans fil	25
Guitare électrique 4D	50
Ampli hybride pour casque amélioré	56
Amélioration du son des appareils à source audio	62
Protection de charge pour amplificateur audio	66
Expansion stéréophonique	76
Convertisseur S-vidéo	79
Wattmètre audio amélioré	89
Eclairage d'ambiance automatique	100
Ampli casque SRPP	109
Deux téléviseurs sur un seul récepteur	114
Alimentation thermoïonique hybride	121

Divers, Trucs & Astuces

Gabarit de pliage pour ponts en fil	10
Lecteur de Nokia RTTTL programmable	20
Radiocommande d'un interrupteur à poussoir	37
Phares de vélo à DEL	40
Hibernation reconstructive	42
Arrêt d'urgence - avec et sans fil	45
Stressomètre	70
Multivibrateur à TL431	78
Détecteur d'absence d'impulsions élémentaire	82
Placement relax des CMS	82
LED 1 W sur accu AA	85
Temporisateur pour rétroéclairage	90
Message flottant	99
Oscillateur à quartz à faible consommation	100
Démarrateur automatique pour PC	107
Allumer, mais en douceur !	108
Alarme moto à prix plancher	117
Diviseur à sorties symétriques	126

Loisirs, Jeux & Modélisme

Éclairage couleur pour vol de nuit	12
LipoMoniteur	23
Carte d'expérimentation pour Labdec	36
Feux de modèle réduit d'avion	40
Vermine sonore	44
Pilote de servo	59
Atténuation de l'éclairage pour aquarium au lever/coucher du soleil	61
Flic sympa	81
Double alimentation linéaire pour modèle volant	86
PCEngine RGB Amplifier	96
Question pour un champion	116
ELT acoustique	122
Adaptateur de micro pour le chant sur un amplificateur guitare/basse	127

Maison & Jardin

Bébéphone sans fil télécommandé	8
Temporisateur écologique	11
Détecteur d'humidité solaire	14
Commutation différée	21
Sonnerie sans fil pour machine à laver	41
Gradateur pour 12 V alternatifs	52
Une alarme qui n'a pas froid aux yeux	60
Automatisme pour store vénitien	69
Digicode à deux boutons	72
Interrupteur crépusculaire	83
Commande de ventilateur pour salle de bain	89
Témoin secteur	91
Temporisateur longue durée	94
Séquenceur de mise en marche	98
Répétiteur de sonnerie de téléphone	101
Horloge à impulsions pilotée par DCF	102
Logique pour Luxeon	104
Détecteur de courrier	123
Éclairage automatique pour vélo	125

Microcontrôleurs

Afficheur 6 chiffres avec interface SPI	22
De l'USB sans pilote	39
Écran LCD piloté par I2C	64
Extension de port	108
Joyeuse entrée en robotique LEGO	110
Terminal radio à USB	115
La détection de sens de rotation tombe à PIC	126

Ordinateur, Logiciel & Internet

Réseau RS-232	9
Ambilight nomade sur prise VGA	24
RS-232 half duplex sur 1 ligne	26
Interrupteur USB	54
Du courant pour un autre lecteur	71
Interface PC par le clavier	84
Commande de vitesse d'extracteur	97
Port série bon marché pour le Mac	105
Ventilateur fantôme	111

RF (radio)

Émetteur FM audio	58
Préaccentuation pour émetteur FM	88
Récepteur jusqu'à 18 MHz	106

Test & Mesure

Smoggy	13
Temps/intervalle-mètre avec ATtiny	16
Servo-balance	38
Wattmètre sous Lego Mindstorms	48
Réglage de température pour plastifieuse	52
Horloge à claques	68
Testeur de quartz	75
Testeur de transistors CMS	77
Transformez votre oscilloscope en réflectomètre	92
Préamplificateur pour vobulateur	104
Testeur de capteurs inductifs	115
Fréquence et temps de référence avec un ATtiny2313	118
Générateur sinus + vobulateur	120
Mesure de milliohms par multimètre	122

Plus

Ours	6
ElektorWheelie	28
Sécurité	74
Hexamourai	112
Réglementation CEM	124
Avant-première	132

elektor international media

Elektor International Media propose une plateforme multimédia et interactive destinée à tous les électroniciens.

Du professionnel passionné par son métier à l'amateur aux ambitions professionnelles.

Du débutant à l'expert, de l'étudiant au professeur. Information, éducation, inspiration et récréation.

Analogique et numérique. Théorie et pratique.



English
German
Dutch
French
Chinese



Italian
Spanish
Swedish
Finnish



32^{ème} année, n° 373/374 juillet/août 2009

ISSN 0181-7450 Dépôt légal : juin 2009 CPPAP n° en cours

ELEKTOR / PUBLITRONIC SARL
c/o Regus Roissy CDG - 1, rue de la Haye - BP 12910
95731 Roissy CDG Cedex - France
Tél. : (+33) 01.49.19.26.19 - Fax : (+33) 01.49.19.22.37
Internet : www.elektor.fr

Numéro de compte : 002-007-97-026
IBAN : FR76 1873 9000 0100 2007 9702 603
BIC : ABNAFRPP
Monnaie : Euro - Branche ABN AMRO : Paris, France

Elektor désire être une source d'inspiration pour ses lecteurs, les intéresser à l'électronique, par la description de projets à faire soi-même, et les tenir au courant des développements en électronique et en micro-informatique.

Elektor paraît 11 fois, le numéro de juillet/août est un numéro double. Il existe, sous le nom Elektor, des éditions anglaises, allemande, espagnole, française et néerlandaise. Elektor est vendu dans plus de 50 pays.

Conformément à la loi "Informatique et Liberté", vous bénéficiez d'un droit d'accès et de rectification des données vous concernant. Sauf refus écrit de votre part auprès du service abonnement, ces informations pourront être utilisées par des tiers.

Rédacteur en chef international : Wisse Hettinga

Rédacteur en chef France : Clemens Valens (redaction@elektor.fr)

Maquette et graphisme : Giel Dols, Mart Schroijen

Rédaction internationale : Harry Baggen, Thijs Beckers, Jan Buiting, Eduardo Corral, Ernst Krempelsauer, Jens Nickel

Secrétariat de rédaction : Hedwig Hennekens

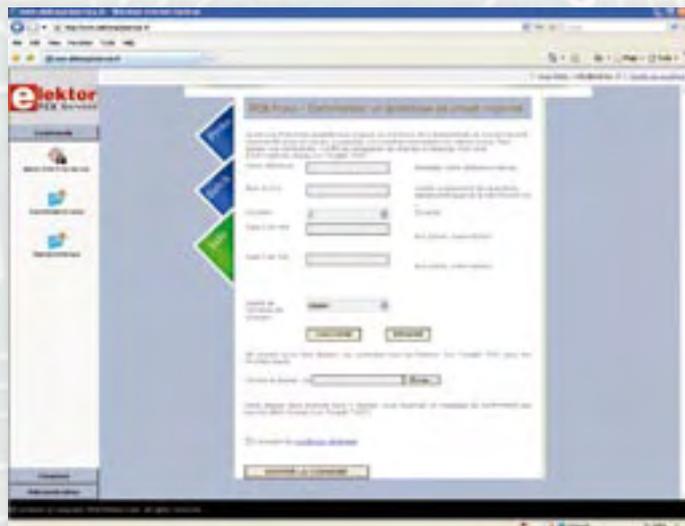
Rédaction technique : Antoine Authier (chef labo), Ton Giesberts, Luc Lemmens, Daniel Rodrigues, Jan Visser, Christian Vossen

Elektor PCB Service

➔ **Elektor fait briller vos cuivres**

NOUVEAU

Confiez nous la production en qualité professionnelle de vos prototypes (deux exemplaires au moins, trois si possible) ou vos circuits imprimés en petites séries (de 5 à 50) !



Elektor PCB Service vous propose :

- la qualité optimale au meilleur prix
- la précision et la finition industrielles
- le calcul du prix en ligne : pas de mauvaise surprise
- la vérification préalable de la faisabilité
- l'expédition sous 5 jours ouvrables
- aucun frais
- aucune clause cachée en petites lettres
- l'assurance de qualité et de service d'Elektor
- pas de minimum de commande



Pour vous convaincre de la supériorité d'Elektor PCB Service, le meilleur moyen est de l'essayer :

www.elektorpcbservice.fr

Directeur/éditeur : Paul Snackers

Responsable du marketing : Carlo van Nistelrooy

Administration des ventes : ventes@elektor.fr

Publicité : SL Régie - Sophie Lallander
12, allée des Crételles - 37300 Joué-Lès-Tours
Tél : 02.47.38.24.60 - Fax : 02.90.80.12.22
E-mail : sophie.lallander@wanadoo.fr

DROITS D'AUTEUR : © 2009 Elektor International Media B.V.

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente publication, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées (Loi du 11 mars 1957 - art. 40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier de droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet. Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non commerciaux. L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité

de la part de la Société éditrice. La Société éditrice n'est pas tenue de renvoyer des articles qui lui parviennent sans demande de sa part et qu'elle n'accepte pas pour publication. Si la Société éditrice accepte pour publication un article qui lui est envoyé, elle est en droit de l'amender et/ou de le faire amender à ses frais; la Société éditrice est de même en droit de traduire et/ou de faire traduire un article et de l'utiliser pour ses autres éditions et activités, contre la rémunération en usage chez elle.

Elektor est édité par Elektor International Media B.V.
Siège social : Allée 1 - 6141 AV Limbricht, Pays-Bas

Imprimé aux Pays-Bas par Senefeldler Misset - Doetinchem

Distribué en France par M.L.P. et en Belgique par A.M.P.

Bébéphone sans fil télécommandé



Wolfgang Papke (Allemagne)
Ton Giesberts (Labo Elektor)

Des *walkies-talkies* bon marché (dits aussi PMR pour *Portable Mobile Radio*) se trouvent pour quelques billets de dix euros et on peut les utiliser sans licence. Leur faible prix d'une paire en fait l'idéal pour l'utilisation comme *baby-sitter* radio, moyennant l'adjonction de quelques composants externes. Ils seront connectés par la prise, presque toujours présente, destinée au micro ou haut-parleur extérieur et à la « pédale PTT » externe. Rien à voir avec feu le service public des Postes, Télégraphe et Téléphone. Il s'agit de l'abréviation de l'anglais *Push To Talk*, appuyer pour parler. Et le bouton s'appelle pédale, c'est comme ça chez les radioamateurs.

La radio modifiée avec le micro supplémentaire est disposée dans la chambre à surveiller. Ensuite quand la pédale de l'autre poste est enfoncée pendant une seconde environ, le poste « bébé » produit une série de sons auxquels réagit l'électronique externe. Celle-là actionne pendant environ cinq secondes sa propre pédale PTT, ce qui a fait commuter en émission, si bien que pendant ce temps on peut écouter sur l'autre appareil ce que capte le microphone externe.

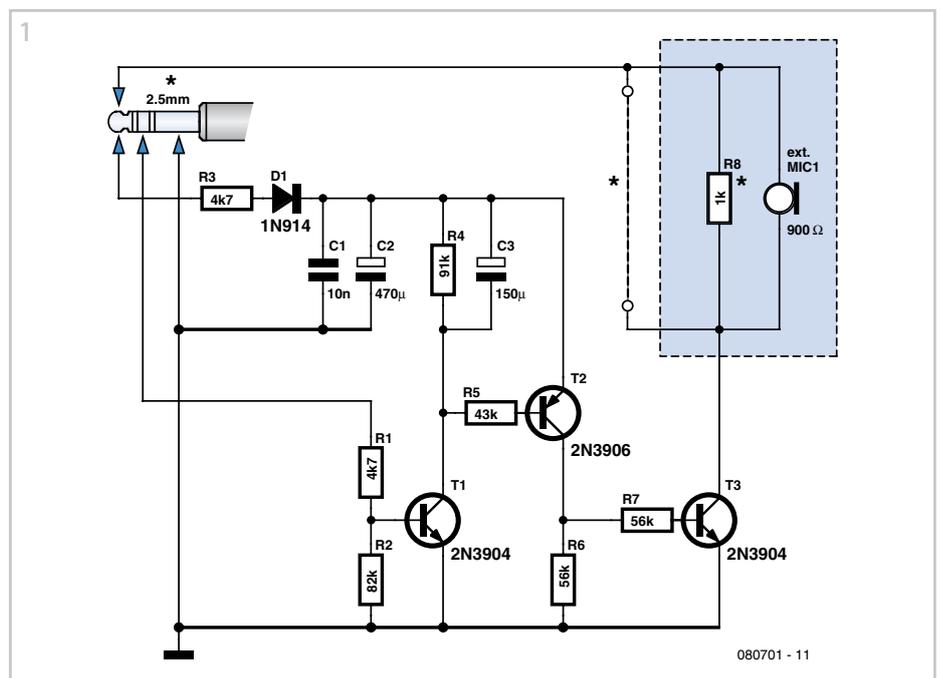
La figure 1 montre le schéma conçu par l'auteur dans ce but. Il est adapté à une radio portable Tevion d'Aldi. Ce type de PMR possède une douille *jack* de raccordement sur laquelle toutes les connexions nécessaires sont disponibles.

La tension présente sur la connexion PTT fournit par R3, D2 et C1/C2 la tension d'alimentation du circuit. Quand la sortie haut-parleur délivre une série de tonalités (lors de la pression sur la pédale d'émission de l'autre appareil), la conséquence est que T1 entre en conduction. De là T2 et T3 conduisent aussi, et le microphone externe est connecté à la masse. Le courant qui traverse le micro doit être suffisant pour activer le circuit PTT de la radio et la commuter en émission. Si la consommation du micro est insuffisante, on peut monter une résistance (R8) en parallèle. Expérimentez éventuellement pour connaître sa valeur. Si on utilise le micro incorporé, on peut remplacer R8 par un pont en fil. Une fois le poste commuté en émission, l'amplificateur interne ne délivre plus de signal et T1 se bloque. Comme C3 a eu le temps de se charger, T2 et T3 continuent de conduire jusqu'à ce que C3 soit largement déchargé par R4. Le labo Elektor a mis au point une version plus



simple avec les mêmes fonctions (**figure 2**) pour l'utilisation avec un poste bon marché disponible chez Conrad (PMR Active de Pocket Comm, réf. 930444). Ces radios portatives ont des douilles *jack* séparées pour Micro/HP et PTT. Un appel produit une série de tonalités qui est utilisée pour mettre T1 en conduction par R3. La conduction active la commande PTT et connecte le microphone. On n'utilise pas seulement le signal audio mais aussi le décalage en continu lors de la commutation de l'étage de sortie. L'attaque des haut-parleurs, interne comme externe, passe par un condensateur de sortie de 100 μ F.

Lors d'un appel, il se charge à travers R3 et la jonction base-émetteur de T1. Pour éviter que des appels répétés maintiennent le condensateur de sortie chargé et que l'offset s'en trouve insuffisant pour faire conduire T1, D1 est connectée en anti-parallèle sur la jonction base-émetteur de T1, ce qui permet au condensateur de se décharger partiellement. Pour assurer un temps minimum d'activation, la tension du microphone fournit un supplément de courant de base, par la charge de C1 à travers R1. Après la déconnexion, R2 et D1 constituent un autre circuit de décharge. Le condensateur C2 empêche le circuit de réagir



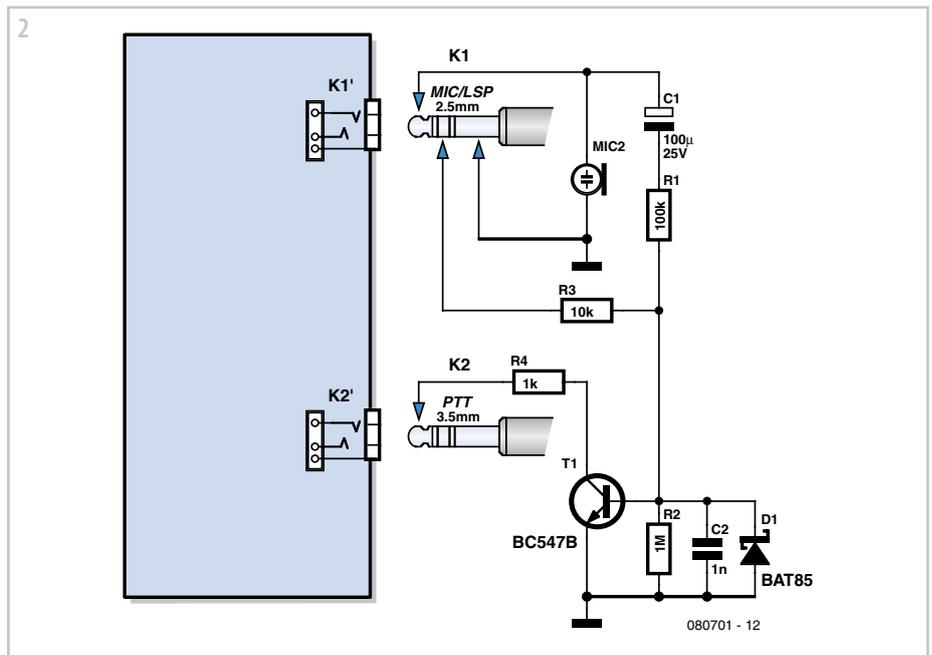
aux impulsions parasites. Comme on le voit sur le deuxième schéma, on utilise deux connecteurs, un *jack* de 2,5 mm pour le casque extérieur, et un de 3,5 mm pour la fonction PTT. Ces connexions sont valables seulement pour les radios portatives que nous avons utilisées. Sur un autre type, vérifiez les caractéristiques des connexions disponibles avant d'y raccorder le circuit.

Lors de l'utilisation du circuit en bébéphone, attention à la sensibilité du micro utilisé. Dans notre cas, il est apparu relativement peu sensible. Il est vraisemblable que l'amplificateur de micro est conçu pour une voix proche du poste. Comme bébéphone, il devra être placé tout près du bébé.

(080701-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/080701



Réseau RS-232

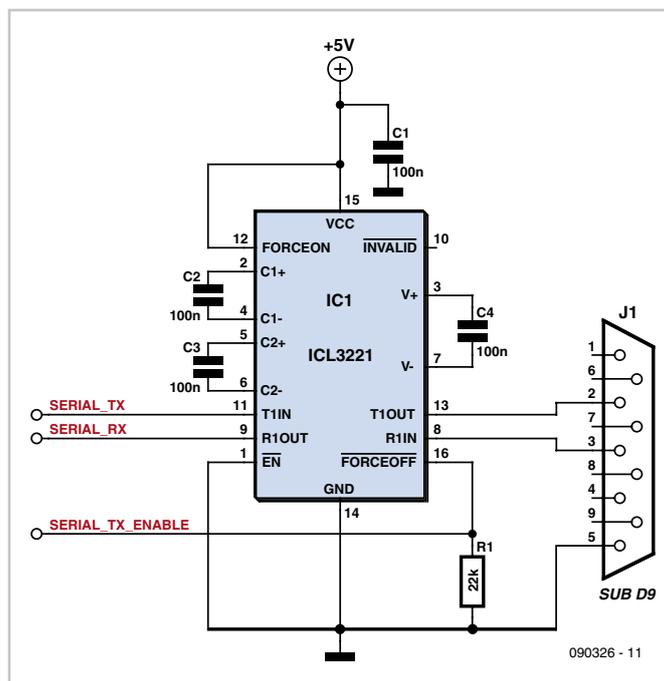


Marcos Agra-Trillo (Royaume Uni)

Vu le nombre croissant de modules et cartes – prêts à l'emploi – à bas prix, les concepteurs sont tentés d'utiliser ces derniers plutôt que de tout faire depuis zéro. Cela est un choix logique puisque développer, disons un contrôleur de moteur à PID, ou un récepteur GPS, à partir de rien requière beaucoup de compétences, de temps, et d'efforts. Un nombre surprenant de modules utilisent encore une interface basée sur RS-232. Rien d'étonnant, puisqu'une liaison RS-232 est facile à implémenter sur un microcontrôleur avec deux E/S et un composant tel le MAX232. Si le maître est un PC, le port série est assez facile à utiliser, sous Windows comme sous Linux. Souvent, les modules possèdent une interface type terminal en mode texte qui décode des commandes mono ligne et génère une réponse telle que celle-ci :

```
Tx: cmd arg0 arg1 ... argX/n
Rx: cmd arg0 arg1 ... argX/n
replyline0/n
replyline1/n
...
replylineY/n
```

Les choses se compliquent lorsque le nom-



bre de modules RS-232 dans un projet grandit, puisque chacun a besoin d'une liaison série avec le maître. Un multiplexeur apporterait une solution matérielle, mais ne serait-il pas sympa d'avoir la même fonctionnalité gratuitement ?

En s'écartant du RS-232 originel qui est point à point, il est possible de construire un réseau RS-232 au sein duquel les différents modules et un maître partagent les lignes d'émission/

réception. Tous doivent opérer à la même vitesse, utiliser le même format de transmission ainsi qu'aucun contrôle de flux. Au repos, tous les modules attendent des commandes du maître et ont leurs transmetteurs désactivés. Chaque module possède un identifiant, un nombre que le maître envoie sur une seule ligne (ex : « 2/n » sélectionne le module 2). Si un module reçoit un identifiant qui correspond au sien, il est sélectionné et peut décoder des commandes et activer son transmetteur pour la réponse. A l'inverse, si l'identifiant ne correspond pas, il ne doit pas décoder de commandes et s'assurer que son transmetteur restera inactif.

En plus d'un micrologiciel adapté, le pilote RS-232 doit être capable de placer le transmetteur à l'état haute impédance tout en maintenant le récepteur actif. Malheureusement,

le classique MAX232 ne convient pas mais le ICL3321 et le MAX242 sont des candidats potentiels. Ils possèdent un mode d'économie d'énergie dans lequel les pompes de charge et les transmetteurs sont coupés mais les récepteurs restent actifs.

Le nombre de modules par réseau est limité par la résistance (nominale) de *pull-down* de 5 kΩ présente à l'entrée de réception du pilote. La multiplication des modules accroît

la charge, réduisant la vitesse maximale atteignable ainsi que la longueur maximale du câble. L'utilisation de ce circuit dans un projet composé de cinq modules 9600 bps distants de moins d'un mètre les uns des autres n'a posé aucun problème.

Les modules doivent être capables d'activer le mode réseau et de s'attribuer un identifiant unique. On peut utiliser des interrupteurs,

des cavaliers, ou, si les E/S se font rares, stocker la configuration dans l'EEPROM/Flash d'un microcontrôleur. Si cette dernière solution est employée, il est raisonnable de ne configurer le module qu'avec du RS-232 normal. Des commandes spéciales, décodées sans besoin de correspondance d'identifiant, peuvent alors être utilisées.

Il est peu probable que des modules du com-

merce puissent être modifiés afin de supporter le « réseau » à moins que le fabricant n'ait utilisé un pilote adéquat et soit prêt à fournir la source du micrologiciel. Cependant, cela reste possible sur des modules de fabrication maison et, peut-être que les concepteurs de modules en prendront note et enrichiront en conséquence leurs futurs designs.

(090326-I)

Gabarit de pliage pour ponts en fil

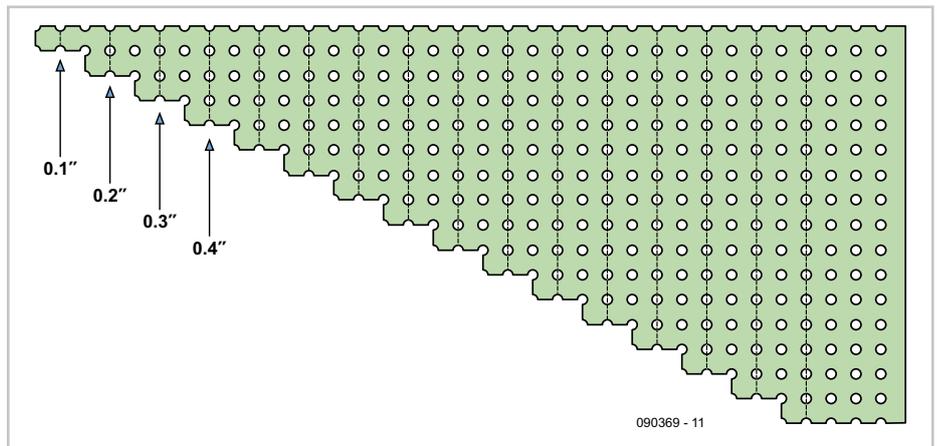


Louter van der Kolk (Pays-Bas)

Souvent on réalise un montage sur une carte de prototypage pour aller plus vite, mais on veut aussi que ce soit beau. Malheureusement il n'est pas évident de faire des jolis ponts en fil au pas voulu. Un outil de pliage pratique pour faire des ponts en fil est le suivant.

À partir d'un bout de carte perforée au pas de 2,54 mm (0,1") il est facile de se fabriquer un gabarit de pliage. Découpez la carte perforée de façon à obtenir la forme montrée dans la figure ci-contre. Vous pouvez faire un gabarit aussi gros que vous voulez. Faites les coupes horizontales de telle façon que des petits creux soient préservés.

Faire un pont en fil est maintenant très facile : choisissez le pas sur le gabarit (ligne pointillée), prenez un bout de fil de câblage et pliez-le en utilisant les creux qui corres-



pondent au pas voulu. Le résultat sera un joli pont de la bonne longueur qui peut être monté bien à plat sur la carte. Avec ce genre de ponts en fil la carte est plus belle, mais en plus sa réalisation est plus rapide.

Le gabarit peut aussi servir pour plier les pattes des résistances.

(090369-I)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090369

Alimentation à 1 élément



Harald Broghammer (Allemagne)

De nombreux appareils électriques modernes et de nombreux circuits à microcontrôleurs sont alimentés sous 5 V ou 3,3 V. Ces tensions ne doivent pas varier. Il faut donc les stabiliser, y compris dans les appareils mobiles. Dans le cas le plus simple, on choisit une tension de pile ou d'accumulateur un peu plus élevée que nécessaire et on utilise un des régulateurs de tension intégrés usuels. Cette solution est un gaspillage d'énergie. C'est aussi un gaspillage de place car elle nécessite des éléments de piles et d'accumulateurs supplémentaires (au moins six éléments NiCd ou NiMH pour 5 V de tension de sortie).

L'électronique moderne permet de faire d'une pierre deux coups : les régulateurs à décou-

Caractéristiques

- Tension d'entrée 0,7 à 5 V
- Tension de sortie 2,5 à 5,5 V
- Courant max. de sortie 2 A
- Un seul élément d'accumulateur suffit !

page minimisent efficacement les pertes de régulation. Il est donc logique de configurer le régulateur à découpage comme régulateur survolteur. On réduit du même coup le nombre d'éléments. Il est heureusement assez simple de concevoir un convertisseur survolteur pour alimentations portables. L'industrie des semi-conducteurs n'a pas attendu pour répondre à ce besoin par des circuits intégrés sur mesure. Le circuit intégré MAX1708 de Maxim convertit une tension d'entrée dans

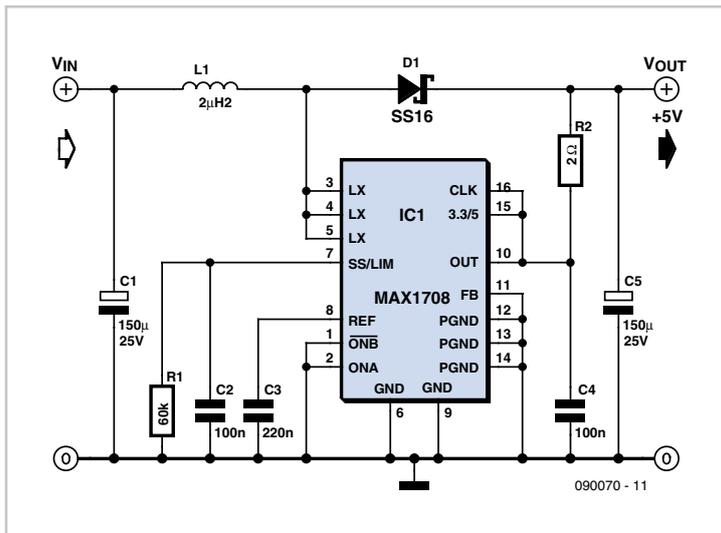
une plage étendue (0,7 à 5 V) en une tension de sortie fixe de 3,3 V ou 5 V. Il suffit de lui adjoindre cinq condensateurs externes et une résistance, une diode et une inductance. Deux résistances de plus, et il devient même possible d'ajuster la tension de sortie entre 2,5 V et 5,5 V.

Les détails techniques de ces circuits intégrés sont disponibles sur une page Internet spéciale [1] qui permet aussi de télécharger le descriptif technique. Il est important de savoir que le circuit intégré comporte une référence de tension interne et un MOSFET puissant servant de commutateur et acceptant des courants jusqu'à 5 A. Il est donc parfaitement possible de convertir 2 V @ 5 A à l'entrée en 5 V @ 2 A à la sortie. Cela ne nécessite que deux éléments NiCd ou NiMH. Avec

un seul élément, le courant de sortie maximum à 5 V se réduit à environ 1 A.

L'exemple de circuit inclus est prévu pour une tension de sortie de 5 V. Le condensateur à la broche 7 de la puce permet d'effectuer un démarrage progressif. R2 permet de limiter le courant à un peu plus de 1 A. R2 peut être omise pour obtenir la pleine puissance de sortie. La broche 1 ou la broche 2 permet de désactiver la puce. Pour obtenir 3,3 V de sortie, mettre simplement la broche 15 à la masse.

L'enroulement et la diode doivent être dimensionnés en fonction du courant requis. D1 doit absolument être une diode Schottky pour que les pertes restent faibles. Une SB140 suffit



Comme avec n'importe quel convertisseur survolteur, il faut veiller à ce que la tension d'entrée soit toujours plus basse que la tension de sortie désirée. Un élément lithium-polymère de 3,7 V peut donc difficilement fournir 3,3 V de sortie. Un accumulateur LiPo atteint sans peine 4,1 V à pleine charge et, dans ce cas, D1 conduirait en permanence, portant ainsi la tension de sortie à 3,7 V au minimum. Obtenir 5 V à partir d'un élément LiPo ne présente par contre aucune difficulté.

(090070-1)

pour un courant de sortie de 1 A. Une inductance fixe type « PISR-2R2M-04 » de Fastron convient parfaitement pour l'enroulement.

Liens Internet

[1] www.maxim-ic.com/quick_view2.cfm/qv_pk/3053

Temporisateur écologique

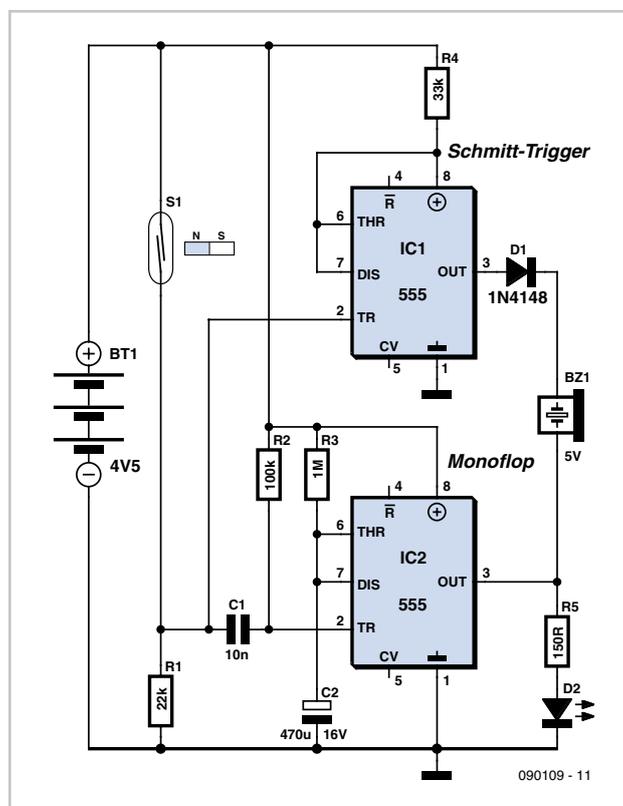
Stefan Hoffmann (Allemagne)

Il suffit de laisser une fenêtre ouverte quelques minutes pour aérer. Pour éviter tout danger d'effraction, il ne faut pas la laisser ouverte pendant des heures, voire quand on s'absente.

Ce circuit détecte l'ouverture d'une fenêtre (ou d'une porte). Elle est signalée par une DEL rouge ou clignotante. Le signal auditif d'un vibreur électronique intermittent rappelle de fermer la fenêtre ouverte.

Les composants actifs sont deux temporisateurs 555. S1 est un contact à lame souple fixé à la fenêtre. Il est fermé par un aimant fixé au vantail de la fenêtre lorsque celle-ci est fermée. Ce contact à lame souple applique les 4,5 V de la tension d'alimentation à R1 quand la fenêtre est fermée.

L'ouverture de la fenêtre provoque aussi celle de S1 et la tension aux bornes de R1 chute immédiatement à 0 V. L'entrée de déclenchement de IC2 est mise brièvement à la masse par C1. IC2, configuré en bascule monostable, est déclenché. Lorsque C1 est chargé, la tension d'alimentation est de nouveau appliquée par R2 à l'entrée de déclenchement de la bascule monostable. Celle-ci ne peut plus être déclen-



chée et passe au rôle de temporisateur. La DEL rouge ou clignotante facultative (choisir une résistance de protection adéquate) indique que le temporisateur effectue le comptage (la sortie broche 3 se trouve à l'état haut). En outre, comme l'entrée de déclenchement

du deuxième 555 utilisé comme trigger de Schmitt se trouve à la masse, la sortie commute aussi à l'état haut. Donc, le vibreur à courant continu branché aux deux sorties des 555 n'est pas sous tension (les deux sorties sont à l'état haut).

Si la fenêtre est refermée dans le délai R3/C2 choisi, la sortie du trigger de Schmitt retourne à l'état bas. La diode D1 est bloquée tant que la sortie de IC2 est encore haute, de sorte qu'aucun courant ne passe par le vibreur à courant continu. Une fois le délai de temporisation écoulé, les deux sorties des 555 se trouvent à l'état bas. Le vibreur reste silencieux.

On entend une autre chanson si la fenêtre est encore ouverte après l'écoulement du délai de la bascule monostable. La sortie du trigger de Schmitt reste à l'état haut. La sortie de la bascule monostable, elle, passe à l'état bas. Le vibreur se trouve alors à une tension positive. Il se manifeste jusqu'à ce que la fenêtre soit fermée. Comme c'est

un vibreur intermittent, il se manifeste bien entendu à intervalles réguliers.

Une bonne approximation de la période de la bascule monostable est donnée par :

$$t = 1,1 \cdot C2 \cdot R3$$

Avec le dimensionnement utilisé (1 MΩ/470 μF), l'alarme retentit au bout de 9 minutes environ si on n'a pas fermé la fenêtre auparavant.

On peut aussi remplacer le contact à lame souple par une photorésistance (LDR) pour détecter l'éclairage interne du réfrigérateur.

Si on utilise un potentiomètre trimmer pour R1 et si on l'ajuste de façon à déclencher la bascule monostable en allumant l'éclairage du réfrigérateur (= ouverture de la porte du réfrigérateur), un signal acoustique à la fin de la période de la bascule monostable vous rappellera que vous avez laissé la porte

ouverte. Un effet secondaire de ce circuit : il permet enfin de s'assurer que l'éclairage du réfrigérateur est vraiment éteint lorsque la porte est fermée.

(090109-I)

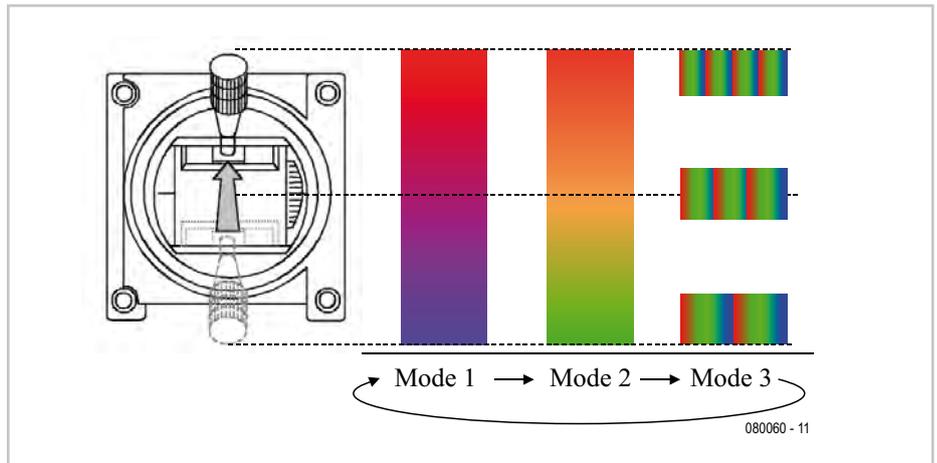
Éclairage couleur pour vol de nuit



Steffen Schütte (Allemagne)

Il existe déjà divers éclairages pour le vol de nuit des modèles réduits. Le circuit décrit ici se distingue par la possibilité de télécommander la couleur des LED RGB. Le raccordement est possible sur un canal libre ou occupé du récepteur. La couleur de l'éclairage varie avec la position du servo couplé au canal du récepteur.

Le circuit est composé essentiellement d'un microcontrôleur PIC 12F675 (IC1) connecté à



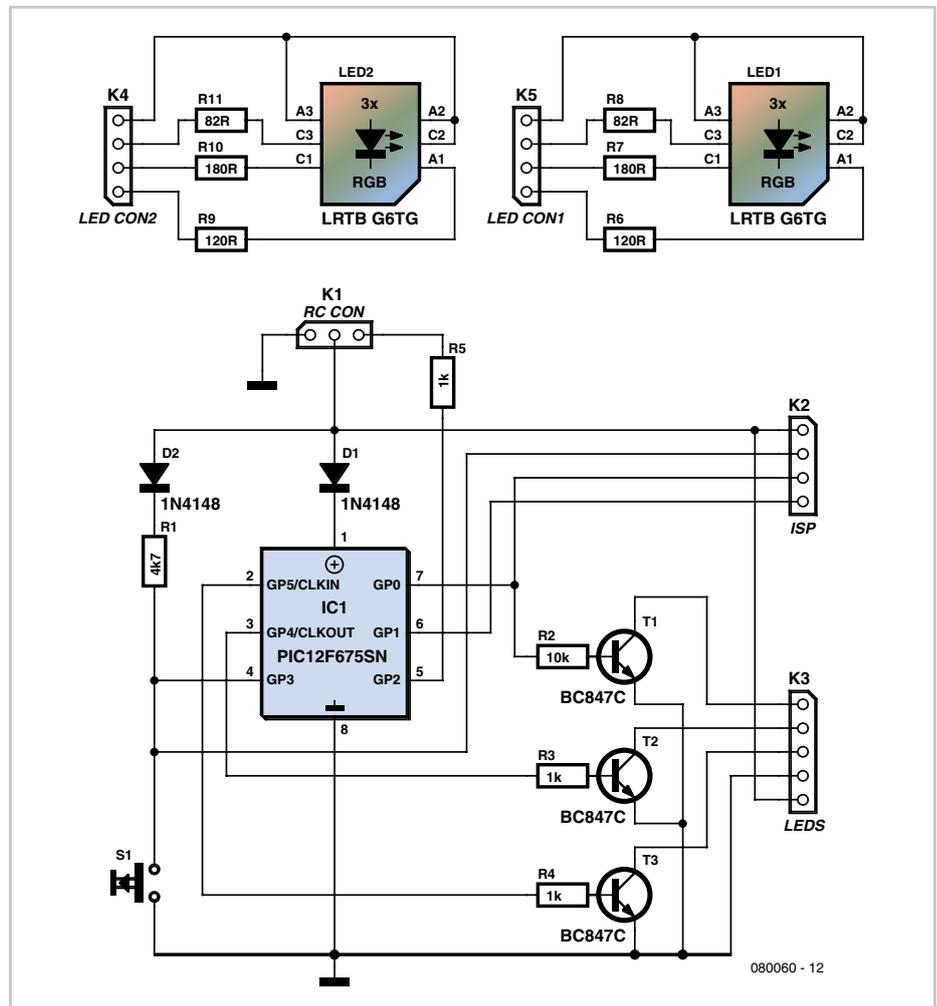
Spécifications

- Tension d'alimentation : 4,8 V (4,5 à 5,5 V)
- Charge maximale par couleur/sortie : 150 mA
- Consommation par module LED : 150 mA (50 mA par couleur)
- Modes de fonctionnement : 3
- Course du servo : 100 %
- Dimensions du prototype : 32 x 25 x 7 mm
- Poids du régulateur : 5 g
- Poids du module à LED : 0,7 g

un canal du récepteur de radiocommande et capable dévaluer la position du servomoteur. Suivant le mode sélectionné, trois sorties du microcontrôleur sont actionnées pour commander en modulation de largeur d'impulsion les LED RGB connectées par l'intermédiaire des transistors pilotes T1 à T3.

Les autres organes sont la touche de sélection de mode S1 et une connexion ISP à quatre points (K2) pour la programmation du microcontrôleur. Pour cela les diodes D1 et D2 sont nécessaires aussi pour empêcher pendant la programmation toute interférence éventuelle du récepteur RC connecté.

Le mode de fonctionnement du logiciel du microcontrôleur, au contraire, est un peu plus complexe. Le code source commenté est disponible gratuitement sur www.elektor.fr/080060. Les grandes parties du programme sont l'initialisation, la routine d'interruption et la boucle principale.



La routine d'interruption, déclenchée par une variation de niveau du signal du récepteur, vérifie s'il s'agit d'un front montant ou descendant. Dans le cas du front montant, le compteur *Timer1* est mis à 0 pour mesurer le temps qui va s'écouler jusqu'au front descendant. La durée entre ces fronts constitue la consigne de position envoyée au servo par le récepteur toutes les 20 ms. Cette cadence de 20 ms est utilisée aussi pour scruter la touche de mode et changer de mode si elle est actionnée (passage de haut à bas).

Dans le cas où le changement de mode RGB n'est pas activé, la couleur de la LED est déterminée par un saut au sous-programme *calcResult*. Le changement de couleur est exécuté, s'il y a lieu, dans le programme principal.

La touche S1 permet de sélectionner l'un des modes de fonctionnement suivants (voir aussi l'illustration) :

En mode 1, la couleur passe de bleu (position mini du servo) à rouge (position maxi).

Une pression sur la touche sélectionne le mode 2 (passage de vert à rouge). Une nouvelle pression active le mode 3, un changement de couleur continu dont la vitesse est commandée par la position du servo. Une nouvelle pression ramène en mode 1. Le dernier mode sélectionné est enregistré dans l'EEPROM du microcontrôleur à la coupure de tension.

Lors de la mise sous tension du récepteur, le manche ou le curseur correspondant au canal récepteur doit être dans sa position minimum, pour que le circuit reconnaisse au démarrage la valeur minimale. Si le manche n'est pas au minimum, la couleur rouge (dans les modes 1 et 2) ou la plus grande vitesse de changement (dans le mode 3) ne sera jamais obtenue.

La partie supérieure du schéma montre le raccordement des LED RGB par K3. On peut en raccorder plusieurs en parallèle. La bro-

che libre de K3 ressort le pôle négatif, ce qui permet de connecter d'autres LED, qui devraient être alimentées en permanence. Dans ce cas, il faut toujours faire attention à ne pas dépasser l'intensité maximale permise par le récepteur ou le BEC (*Battery Eliminator Circuit*, dispositif qui permet d'alimenter le récepteur sur l'accumulateur de propulsion).

(080060-1)

Téléchargements & Produits

Contrôleur programmé

080060-41 (PIC 12F675)

Logiciel

080060-11 Code source et fichiers HEX

(Téléchargement gratuit sur

www.elektor.fr/080060)

Smoggy

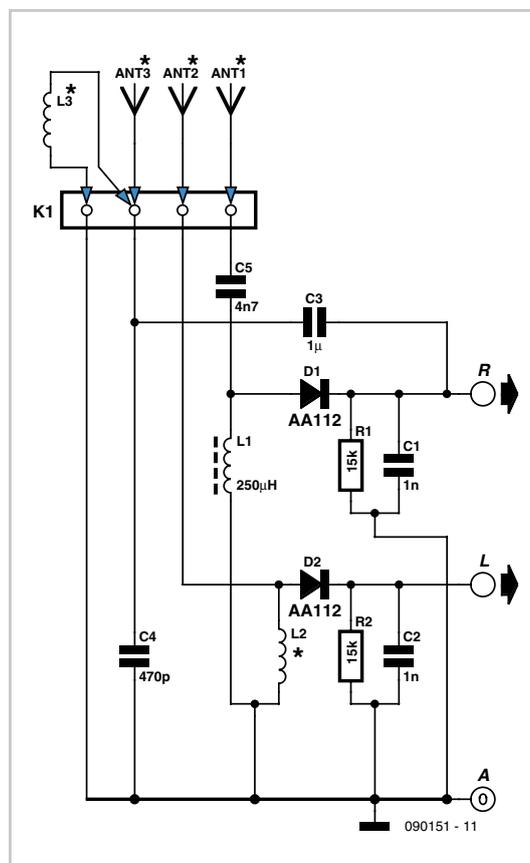
Baladeur reconverti en détecteur d'électromog

Tony Ruepp (Allemagne)

Il serait dommage de se défaire de son bon vieux baladeur, même s'il est passé de mode : en effet, une fois la tête son éliminée, l'amplificateur BF incorporé peut être converti en un excellent détecteur d'électromog pour différentes utilisations.

Les lecteurs bénéficiant d'une expérience dans le domaine des HF identifieront sans peine les deux récepteurs-détecteurs comportant des diodes et des enroulements représentés dans le schéma. Ils permettent de capter et de démoduler des signaux haute fréquence. Un enroulement de 4 spires (L2) permet à un récepteur de couvrir la plage supérieure de fréquence des ondes électromagnétiques HF. Le second détecteur est destiné à la plage inférieure. C'est pourquoi le nombre de spires de son enroulement est plus élevé : L1 est une bobine d'arrêt HF de 250 µH environ. La valeur exacte n'est pas critique. Il peut aussi bien s'agir de 220 µH que de 330 µH.

Les sorties des deux récepteurs-détecteurs aboutissent aux câbles préalablement séparés de la tête son : ce sont les entrées (droite et gauche) de l'ampli BF du baladeur.



Petite remarque ! Le blindage du câble de la tête son ne doit pas nécessairement être identique à la masse du circuit d'amplification. Comme il s'agit d'un ampli stéréo, les deux

canaux peuvent être écoutés simultanément. Il en va donc de même pour les deux plages HF.

Une fonction supplémentaire peut être attribuée à un des canaux de l'amplificateur. Un troisième enroulement (L3, par exemple une bobine d'adaptateur téléphonique) peut y être raccordé par un condensateur (C3) sans passer par la diode D1 et donc sans démodulation. On peut alors détecter les champs magnétiques alternatifs BF. Un long fil, par contre, permettra de recevoir les champs électriques alternatifs BF. Ces sources produisent le plus souvent un bourdonnement distinct de 50 Hz dans le casque.

Il est difficile de prédire exactement le résultat auditif. Chaque endroit dispose de ses propres sources individuelles de perturbations. Avec un peu d'habitude, l'utilisateur parviendra toutefois à identifier les sources de perturbations en fonction des bruits qu'elles engendrent.

En résumé, on peut raccorder en tout quatre « capteurs » différents aux entrées du circuit : ANT1 (antenne tige, longueur environ 50 cm), ANT2 (antenne tige courte 3,5 cm), ANT3 (antenne filaire, longueur environ 1 m pour champs électriques BF) et bobine pour champs magnétiques. Deux remarques pour terminer :

1. D1 et D2 doivent être des diodes au germanium. La tension de seuil plus élevée des diodes au silicium affaiblirait fortement la sensibilité.

2. Smoggy ne permet pas de tirer des conclusions sur l'intensité absolue du champ et encore moins sur une éventuelle nocivité des champs perturbateurs détectés. Il ne s'agit

que d'un détecteur et d'un comparateur de signaux parasites.

(090151-I)

Détecteur d'humidité solaire

Christian Tavernier (France)

Lorsque l'on pense cellules solaires ou panneaux solaires, on pense immédiatement à la production d'énergie correspondante, ce qui est tout à fait naturel vu la fonction première de tels composants, mais on ne pense pas nécessairement à les utiliser dans des applications où le fait qu'elles ne produisent pas d'énergie dans l'obscurité peut être intéressant. Cela va pourtant être le cas de la réalisation que nous vous proposons de découvrir maintenant.

Contrairement à ce que le titre pourrait laisser supposer, notre montage n'a pas pour but de détecter l'humidité émanant de l'astre des jours mais plutôt de détecter l'humidité en utilisant pour cela l'énergie solaire. Nous l'avons destiné principalement à tous ceux d'entre vous qui aiment agrémenter leur maison ou leur appartement par des plantes en pot et qui ont peur de les laisser involontairement mourir de soif.

Au moyen de ses deux électrodes, constituées par deux morceaux de fil de cuivre nus et rigides, il se pique donc dans le pot de toutes les plantes que l'on désire surveiller et ne fait strictement rien... si ces dernières n'ont pas soif, c'est-à-dire si la terre de leur pot est suffisamment humide. Lorsqu'elle vient à sécher, en dessous d'un seuil réglable par vos soins afin de s'adapter tant à la terre utilisée qu'à la plante ainsi surveillée, il se met à « couiner » pour vous signaler qu'il est temps de donner à boire au pauvre végétal concerné.

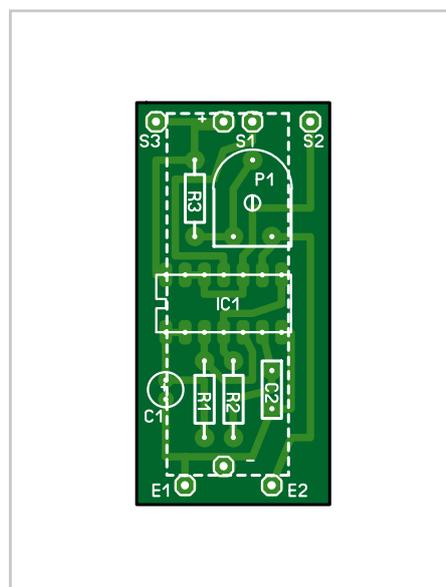
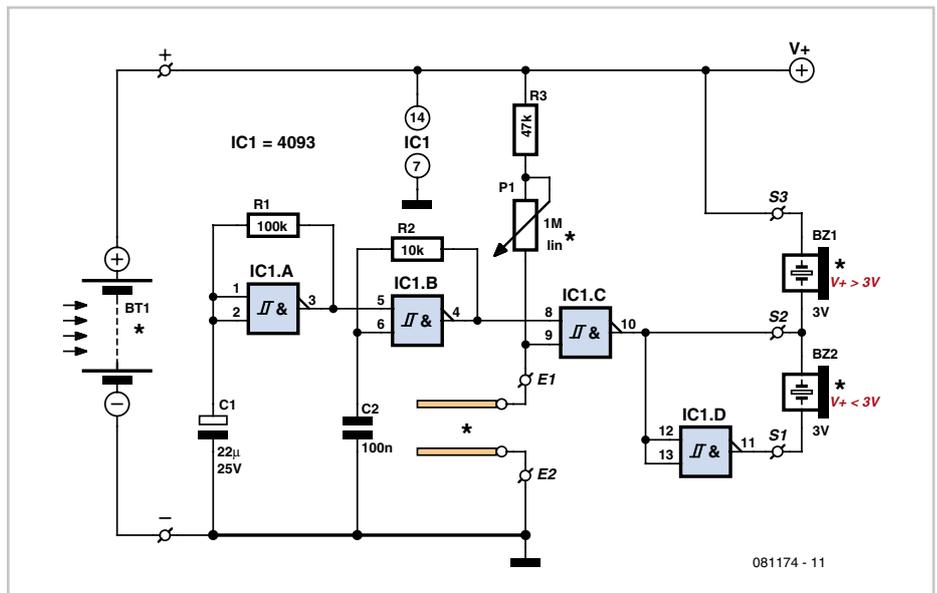
Mais, pour que votre mari (femme, compagne, compagnon, au choix !) ne jette pas votre plante par la fenêtre parce que le détecteur a couiné en pleine nuit, il ne fonctionne bien évidemment que pendant la journée. En effet, d'une part c'est une cellule solaire qui alimente le montage, lui offrant ainsi une totale autonomie, d'autre part c'est évidemment cette dernière qui, faute de produire de l'énergie lorsqu'elle est dans l'obscurité, permet au montage d'être automatiquement silencieux pendant la nuit.

Une fois ce principe admis, le schéma est d'une remarquable simplicité et ne fait appel qu'à un simple boîtier logique CMOS de type 4093, c'est-à-dire renfermant 4 portes NAND à 2 entrées équipées d'un trigger de Schmitt. La première porte IC1.A, est montée en oscillateur astable à très basse fréquence. Lorsque

sa sortie est au niveau logique haut, ce qui se produit donc à intervalles réguliers, elle valide IC1.B qui est également montée en oscillateur astable, mais à fréquence audible cette fois-ci. Le signal émanant de IC1.B doit ensuite traverser IC1.C, ce qui ne peut avoir lieu que si E1 et E2 ne sont pas reliées et donc si l'entrée correspondante est au niveau logique haut. E1 et E2, vous l'aurez compris, sont les électrodes fichées dans la terre de la plante et ne sont donc pas reliées si cette

dernière n'est pas assez conductrice, c'est-à-dire commence à être sèche. Le seuil auquel se produit l'ouverture ou la fermeture de la porte IC1.C est bien évidemment réglable au moyen de P1.

Selon que le montage est alimenté sous une tension supérieure ou inférieure à 3 V, ce qui dépend de la cellule solaire utilisée comme nous le verrons dans un instant, il est possible de relier directement un buzzer piézo entre la sortie de IC1.C et l'alimentation positive ou



List des composants

Résistances

R1 = 100 kΩ
R2 = 10 kΩ
R3 = 47 kΩ
P1 = 1 MΩ linéaire

Condensateurs

C1 = 22 μF / 25 V
C2 = 100 nF

Semi-conducteurs

IC1 = 4093

Divers

Cellule solaire (voir texte)
Buzzer piézo
2 électrodes en cuivre 1,5 mm²
Platine 081174-I (www.thepcbshop.com)

bien de le relier entre la sortie de IC1.C et celle de IC.D, ce qui permet alors de disposer d'un signal d'amplitude double puisque IC1.D est montée en simple inverseur.

La réalisation du montage ne présente aucune difficulté et vous pouvez tout aussi bien utiliser le dessin de platine proposé [1] que faire appel à une plaque perforée pour câblage rapide. Le buzzer utilisé doit évidemment être un modèle sans électronique intégré puisqu'il ne sert ici que de simple transducteur. Si c'est un modèle plat de grand diamètre, vous pourrez par exemple le coller sur le boîtier de IC1 tandis que, si c'est un modèle de petit diamètre à pattes rigides, il pourra directement être soudé à l'extrémité du circuit imprimé où se trouvent ses plots de connexion.

Pour ce qui est de la cellule solaire, nous avons fait appel à des modèles de la marque Solems, disponibles par exemple chez Selectronic [2] qui sont repérés par une codification à trois chiffres fort simple de la forme NN/LL/WW où :

- NN représente le nombre d'éléments de la cellule, sachant que chaque élément délivre environ 0,5 volt ;
- LL représente la longueur de la cellule exprimée en mm ;
- WW représente la largeur (W comme width pour largeur en anglais) exprimée en mm.

Bien que les circuits logiques CMOS classiques ne fonctionnent en théorie qu'à partir de 3 V d'alimentation, la majorité de ceux que nous avons essayés sur notre montage a accepté de fonctionner avec nettement moins, ce qui permet, si votre budget est réduit (ou si vous avez de nombreuses plantes à surveiller !) de faire appel à la moins coûteuse des cellules référence 05/048/016.

Si votre budget est un peu plus élevé, et si vous ne voulez pas vous préoccuper de trier les 4093 CMOS, optez pour une 07/048/016 ou, mieux encore une 07/048/032 qui permettront au circuit de fonctionner dans d'excellentes conditions dès qu'un éclairage de l'ordre de 1000 lux sera atteint. Vous pouvez également récupérer de telles cellules sur des bornes solaires de jardin que l'on trouve très souvent à des prix « cassés » dans les grands magasins de bricolage.

Compte tenu de la taille du circuit imprimé que nous vous proposons, les cellules Solems peuvent être soudées directement du côté cuivre de celui-ci. Mais attention, lors de la connexion de la cellule, à souder les fils très rapidement sur les deux zones argentées qui se trouvent aux deux extrémités de celle-ci. Il s'agit en effet de métallisations déposées directement sur le verre de la cellule et elles sont donc assez fragiles.

Dès la cellule raccordée, et si les deux électrodes E1 et E2 sont « en l'air », le montage doit se mettre à « couiner » pour peu qu'il reçoive un éclairage suffisant. Vous pouvez alors souder sur E1 et E2 deux fils de cuivre rigides (fils de câblage électrique domestique de 1,5 mm² de section par exemple) et piquer le montage dans le pot de la plante à surveiller. Il ne vous reste plus ensuite qu'à ajuster P1 pour que le montage appelle à l'aide lorsque la terre a atteint le degré de sécheresse que vous avez ainsi choisi. Si la fréquence du bruit produit ne vous convient pas, vous pouvez la modifier en augmentant ou en diminuant C2 et/ou R2. De même, si son rythme de répétition ne vous plaît pas, vous pouvez le modifier en jouant sur C1 et/ou R1.

(081174-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/081174

[2] www.selectronic.fr

Téléchargements & Produits

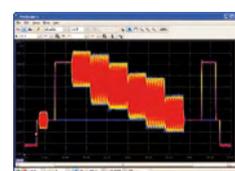
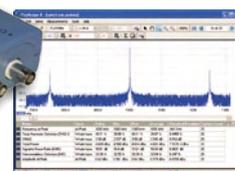
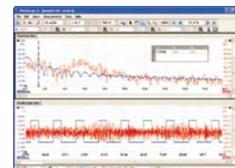
Platine

081174-1 Dessin de la platine disponible sur www.elektor.fr/081174



La nouvelle série PicoScope 4000 oscilloscopes à haute résolution

Série PicoScope 4000



Les oscilloscopes à haute résolution PicoScope 4224 et 4424 ont des entrées haute résolution de 12 bits avec une déflexion verticale de 1%. Cette toute dernière génération de PicoScopes a une mémoire profonde de 32 Méc. Grâce à son mode de déclenchement rapide, l'instrument est capable de capturer 1000 événements à une vitesse de plusieurs milliers de signaux par seconde.

- **Basé sur PC** - capturez, visualisez et utilisez le signal acquis sur votre PC, là où vous en avez besoin
- **Mises à jour du logiciel** - mises à jour du logiciel sans supplément de prix pour la durée de vie du produit
- **Connexion et alimentation par USB** - parfait pour l'utilisation mobile ou en labo
- **Programmable** - fourni avec des pilotes et des exemples de programmation

Résolution	12 bits (jusqu'à 16 bits avec extension de résolution)
Bande Passante	20 MHz (modes oscilloscope et analyseur de spectre)
Mémoire échantillon	32 Mo, partagés entre voies actives
Fréquence d'échantillonnage	80 MS/s maximum
Canaux	PicoScope 4224: 2 canaux PicoScope 4424: 4 canaux
Connexion	USB 2.0
Types de déclenchement	Front montant, front descendant, front avec hystérésis, largeur d'impulsion, inférieure (runt), manquante, fenêtre

www.picotech.com/scope1020
+44 1480 396395

Temps/intervalle-mètre avec ATtiny



Vladimir Mitrovic (Croatie)

Ce projet montre que peu de matériel suffit pour construire un temps/intervalle-mètre polyvalent avec une interface sur écran LCD facile à utiliser. Un microcontrôleur AVR ATtiny2313 mesure l'intervalle de temps entre deux transitions logiques d'impulsions appliquées sur les entrées PD2 et PD3. Des intervalles de temps de 10 μ s à 30 min (!) peuvent être mesurés avec une résolution de 1 μ s dans la gamme des μ s et de 1 ms à quatre heures avec une résolution de 1 ms dans la gamme des ms.

Dans le circuit, le bloc interrupteur DIP S2 détermine les réglages de l'instrument, comme suit :

S2 1-8 : sélectionne le front de l'impulsion (montant ou descendant) sur lequel démarre la mesure.

S2 2-7 : sélectionne le front de l'impulsion (montant ou descendant) sur lequel s'arrête la mesure.

S2 3-6 : unité de mesure et résolution (μ s ou ms).

S2 4-5 : mode de mesure (continu ou oneshot/hold).

Une explication détaillée des fonctions et options de configuration des interrupteurs est donnée dans le **tableau 1**.

Le temps mesuré est affiché sur un écran LCD de deux lignes. La première ligne affiche l'intervalle de temps choisi, l'unité de mesure et le mode de mesure, la seconde, le temps mesuré.

La LED D4 est allumée durant la mesure et éteinte entre deux mesures d'intervalle et durant la période de maintien (hold). Son principal objectif est de montrer que « quelque chose se passe » pendant de longues périodes de mesure. Si vous le souhaitez, vous pouvez ne pas mettre la LED et R5.

Dans la gamme μ s, le temporisateur/compteur 0 (T/C0) 8 bits de l'ATtiny2313, réglé en



mode normal et avec sa sortie *compare match B* activée, compte les fronts de l'horloge système prédivisée. Comme un quartz cadencé à 8 MHz est utilisé et que le prédiviseur est fixé à 8, le T/C0 incrémente de 1 toutes les μ s. La valeur du registre OCR0B (*Output Compare Register B*) est fixée à 255, ce qui permet à la broche OCOB de basculer tous les 256 fronts. La broche OCOB est reliée en interne à l'entrée du T/C1 et ce dernier compte les impulsions sur la broche OCOB avec une résolution de 16 bits. De cette façon, nous avons un compteur matériel à 25-bits (T/C1 16 bits + bit OCOB + T/C0 8 bits).

Une valeur supplémentaire de 6 bits est implémentée dans le logiciel. Lors de la mesure, le programme entre dans une boucle, attendant que le flag stoppe la mesure et scrutant en permanence le drapeau de dépassement du T/C1 (TOV1). Si TOV1 est

actif, le programme incrémente le compteur logiciel 6 bits de 1 et désactive TOV1. Aucune interruption n'est utilisée ici, car elle risque de retarder la reconnaissance de la condition de stop.

Un compteur 31-bits peut compter jusqu'à 2 147 483 647 μ s. Pour des raisons pratiques, 1 800 000 000 μ s (30 min) est considéré comme le temps de mesure maximal dans la gamme des μ s. La gamme des ms est plus ou moins réalisée de la même façon, sauf que l'horloge système est prédivisée par un facteur 8. Après la mesure, le résultat est divisé par 125, soit une valeur maximale de 17 179 869 ms. Pour des raisons pratiques, 14 400 000 ms (4 h) est considéré comme le temps de mesure maximal dans la gamme des ms.

La mesure commence lorsqu'un front montant ou descendant est détecté sur la broche PD2 (front de déclenchement fixé par S2 1-8).

Tableau 1.

S2 1-8	S2 2-7	S2 3-6	S2 4-5	Intervalle de temps mesuré
off	off	x	x	D'un front descendant au front descendant suivant.
off	on	x	x	D'un front descendant à un front montant (intervalle de temps entre deux impulsions positives).
on	off	x	x	D'un front montant à un front descendant (intervalle de temps entre deux impulsions négatives).
on	on	x	x	D'un front montant au front montant suivant.
x	x	on	x	Mesure en μ s ($t(\min) = 10\mu$ s, $t(\max) = 1.800$ s (30 min)).
x	x	off	x	Mesure en ms ($t(\min) = 1$ ms, $t(\max) = 14.400$ s (4 h)).
x	x	x	off	Mesure continue : quand une mesure est finie et que le résultat est affiché, une nouvelle mesure est lancée.
x	x	x	on	Mesure simple : quand une mesure est finie et que le résultat est affiché, le programme est bloqué.

(x = état indifférent)

même si la durée de l'impulsion est toujours limitée au temps de mesure maximal).

Lorsque le résultat est affiché, le programme attend dans une boucle, scrutant en permanence S2 4-5 et continue dès que l'interrupteur est ouvert.

Le programme *Tmeter_Elektor.bas* fourni pour le projet doit être chargé dans le microcontrôleur ATtiny2313 avant la première utilisation. Veillez à mettre les bits *Flash Fuse* à la valeur adéquate pour l'utilisation d'un quartz (CKSEL3...0 = 1111) car par défaut, c'est l'oscillateur RC interne qui est sélectionné. Il est très important que le quartz soit exactement cadencé à 8,000 MHz, car cela influe sur la précision. Un condensateur variable (C4) est prévu pour ajuster sa fréquence. Si vous êtes satisfait de sa précision, remplacez C4 avec un condensateur avec une valeur fixée. Vous pouvez également utiliser un oscillateur à quartz de précision pour piloter le microcontrôleur. Dans ce cas, ôtez C4, C5 et X1 et connectez la sortie de l'oscillateur à l'entrée XTAL1. Ajustez P1 pour optimiser le contraste de l'affichage.

Dans le programme, les temps de mesure maximales sont définis comme des constantes au début :

```
Const Tmax_us_default = 1800
  'max measuring time for us range [s]
Const Tmax_ms_default = 14400
  'max measuring time for ms range [s]
```

Les valeurs montrées sont les temps de mesure maximales recommandés, mais l'utilisateur pourrait les remplacer avec des valeurs les plus basses. Bien sûr, il est nécessaire de recompiler le programme et de reprogrammer le microcontrôleur après un tel changement. Il est très important de choisir le temps de mesure optimal car le programme boucle et attendra pendant ce même laps de temps si le niveau d'entrée est constant (ou bien il devra attendre jusqu'à deux fois le temps de mesure maximale dans le cas de transitions trop lentes).

Tableau 2.

Adresse EEPROM	Valeur de l'EEPROM	
000 0000	LSB	Temps de mesure maximal pour la gamme des µs [s]
000 0001	MSB	
000 0010	LSB	Temps de mesure maximal pour la gamme des ms [s]
000 0011	MSB	

Une autre façon de modifier le temps de mesure maximal est de définir les valeurs appropriées comme des valeurs binaires non signées de 16-bits dans l'EEPROM du microcontrôleur (conformément au **tableau 2**). Ces valeurs doivent être données en secondes.

La logique du programme est la suivante :

- Si l'EEPROM est vide (FFh), les temps de mesure maximales définis dans le programme seront utilisés.

- Si la valeur de l'EEPROM pour la gamme des µs est supérieure à 1800, le temps de mesure maximal pour cette gamme défini dans le programme sera utilisé.

- Si la valeur de l'EEPROM pour la gamme des ms est supérieure à 14400, le temps de mesure maximal pour cette gamme défini dans le programme sera utilisé.

- Toute valeur de l'EEPROM qui se situe dans l'intervalle autorisé sera utilisée à la place du temps de mesure maximal pour la gamme correspondante défini dans le programme.

Les interrupteurs de configuration sont

lus au début de la boucle principale du programme. Cela peut être source de confusion avec une mesure sur une longue durée car les anciens paramètres et les résultats précédents sont affichés jusqu'à ce que la mesure en cours soit terminée et que le résultat soit affiché. Vous pouvez accélérer le processus si vous réinitialisez le microcontrôleur juste après le nouveau réglage. Pour réinitialiser le microcontrôleur, appuyez sur Reset.

Dans le mode *oneshot/hold*, vous pouvez démarrer une nouvelle mesure de la manière suivante :

- Ouvrez le S2 4-5 pour vous remettre en mesure continue.

- Réinitialisez le microcontrôleur pour vous remettre en mode Oneshot / Hold (vous ne pouvez pas ouvrir et fermer S2 4-5 assez rapidement pour relancer le mode Hold de cette façon)

Pour finir, les impulsions d'entrée doivent avoir des niveaux logiques compatibles TTL ou CMOS. Il est très important que les fronts sont bien définis, c'est-à-dire exempts de tout rebond et de bruit.

(080876-1)

Lien Internet

[1] www.elektor.fr/080876

Téléchargements & Produits

Platine

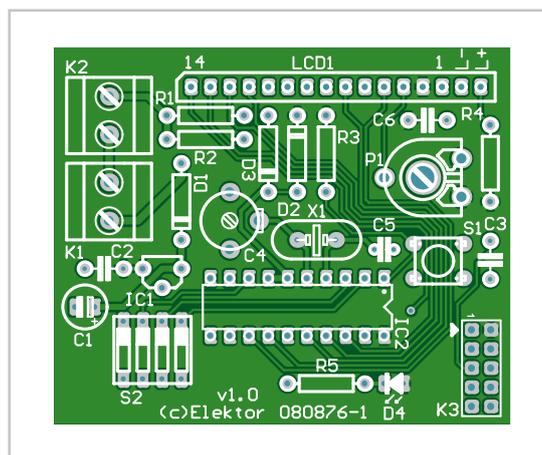
Commander 080876-1 ou télécharger le dessin de la platine [1]

Microcontrôleur programmé

080876-41 ATtiny 2313, préprogrammé

Logiciel

080876-11 BASCOM & programme en assembleur [1]



LISTE DES COMPOSANTS

Resistances

R1, R3 = 10 kΩ
R2 = 1 kΩ
R4 = 39 Ω
R5 = 1kΩ8
P1 = 10 kΩ

Condensateurs

C1 = 22 µF 35 V radial

C2, C3, C6 = 100 nF
C4 = 47 pF trimmer
C6 = 22 pF

Semi-conducteurs

D1 = 1N4001
D2, D3 = BAT41
D4 = LED faible consommation
IC1 = 78L05
IC2 = ATtiny2313, programmé, e-Choppe réf. 080876-41

Divers

S1 = interrupteur tactile, empreinte 6mm
S2 = interrupteur DIP 4 voies
K1, K2 = connecteurs à monter sur CI, au pas de 5 mm (0,2")
K3 = connecteur 10 broches
X1 = quartz 8 MHz
LCD1 = module LCD, 2 lignes, 16 caractères, ex : DEM16217
Platine 080876-1

OK. Maintenant, il vous faut un ... OUTIL DE DÉVELOPPEMENT



EasyPIC5



EasyPIC5 est un système de développement pour microcontrôleurs PIC à 8, 14, 18, 20, 28 et 40 broches (livré avec le PIC16F887). Le **mikroICD** (débugueur matériel) permet un débogage très efficace pas à pas. Des exemples en **C**, **BASIC**, **PASCAL** et **assembleur** sont fournis avec la carte. EasyPIC5 est accompagné de la documentation imprimée suivante : manuel EasyPIC5, manuel PICFlash2 et manuel mikroICD.

BIGPIC5



BIGPIC5 accepte les derniers microcontrôleurs **PIC** à 64 et 80 broches (il est fourni avec un PIC18F8520). Programmeur USB 2.0, mikroICD et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

PICPLC16B



PICPLC16B est un système à installer tel quel ou à utiliser pour le développement d'applications industrielles, professionnelles ou privées. Caractéristiques : 16 relais, 16 entrées opto-isolées, RS-485, RS-232, Ethernet etc.

PICPLC8A



PICPLC8A est un système à installer tel quel ou à utiliser pour le développement d'applications de commande industrielle. Caractéristiques : 8 relais, 8 entrées opto-isolées, RS-485, RS-232, PS/2. Programmeur USB 2.0 et mikroICD intégrés.

PICFlash avec mikroICD



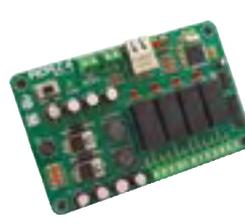
PICFlash avec mikroICD est un programmeur USB 2.0 rapide et un débogueur matériel pour la famille de microcontrôleurs PIC FLASH Microchip.

LV 18FJ



LV18FJ est un système de développement pour microcontrôleurs **PIC18FxxJxx** à 64, 80 et 100 broches (livré avec un PIC18F87J60). Programmeur USB 2.0, mikroICD et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

PICPLC4



PICPLC4 est un système conçu pour la commande des systèmes et machines industriels par Ethernet avec **4 relais** (jusque 10 A). Le programmeur 18FJprog peut être facilement connecté à la carte PICPLC4 via le connecteur IDC10.

dsPICPRO4



dsPICPRO4 est un système de développement pour microcontrôleurs **dsPIC30F** à 64 et 80 broches (livré avec un dsPIC30F6014A). Programmeur USB 2.0, mikroICD et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

EasydsPIC4A



Système de développement pour microcontrôleurs dsPIC à 18, 28 et 40 broches (livré avec un dsPIC30F4013). Programmeur USB 2.0, mikroICD et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

LV 24-33A



Système de développement pour microcontrôleurs **PIC24F**, **PIC24H** et **dsPIC33F** à 64, 80 et 100 broches (livré avec un PIC24FJ96GA010). Programmeur USB 2.0 et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

EasyPSoC4



Système de développement pour microcontrôleurs **PSoC** à 8, 20, 28 et 48 broches (il est livré avec un CY8C27643). Programmeur USB 2.0 ultra rapide et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

BIGAVR2



Système de développement pour microcontrôleurs **AVR** à 64 et 144 broches (livré avec un ATMEGA128 scandé à 10 MHz). Programmeur USB 2.0 ultra rapide et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

EasyAVR5A



Système de développement pour microcontrôleurs **AVR** à 8, 14, 20, 28 et 40 broches. Il est livré avec un ATMEGA16. Programmeur USB 2.0 ultra rapide et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

Easy8051B



Système de développement pour microcontrôleurs 8051 à 14, 16, 20, 28 et 40 broches (il est livré avec un AT89S8253). Supports PLCC44 et PLCC32, programmeur USB 2.0 ultra rapide et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

EasyARM



Système de développement pour microcontrôleurs **ARM** à 64 et 144 broches (livré avec le Philips LPC2148). Programmeur USB 2.0 ultra rapide et contrôleur pour dalle tactile intégrés.

SmartGSM/GPRS



SmartGSM/GPRS est un outil de développement qui aidera à bien comprendre les technologies GSM & GPRS. Il est possible de monter une antenne sur la carte pour une meilleure qualité de signal. Le système accepte différents modules GSM.

Lecteur de Nokia RTTTL programmable



Sajjad Moosavi (Iran)

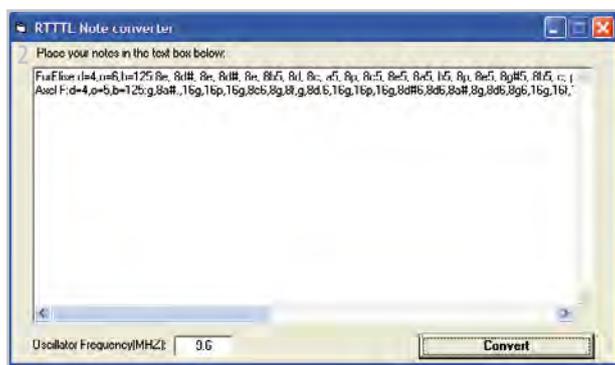
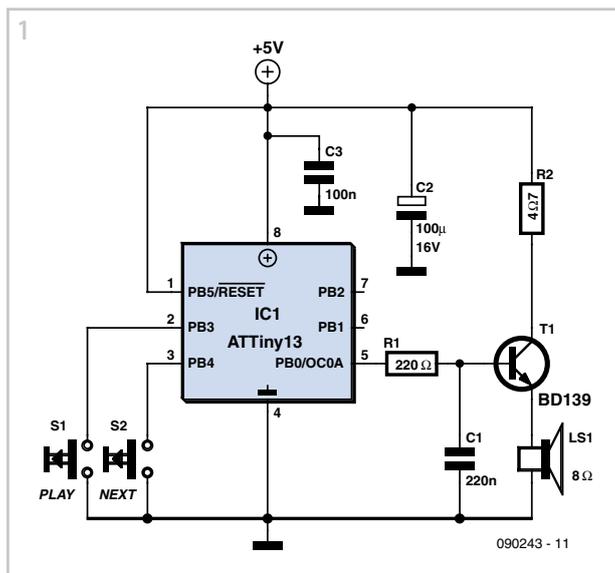
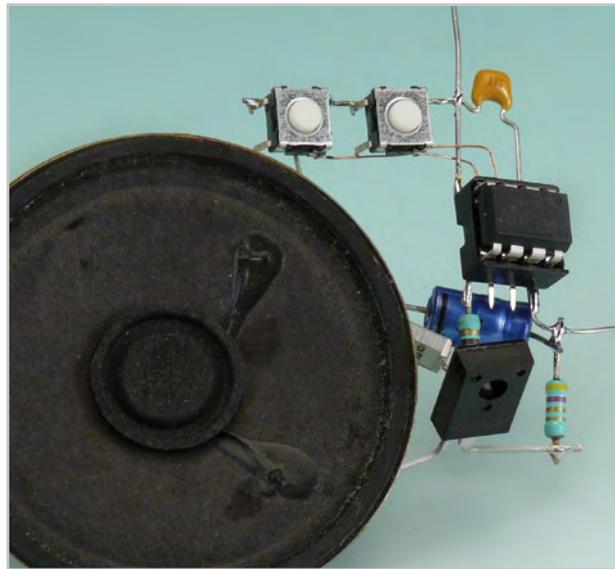
Ce circuit est un moyen facile de jouer de la musique monophonique telle que celle – dont vous vous souvenez certainement – qui sortait de ces bons vieux Nokia 3310. Ce circuit peut être utilisé dans des applications telle qu'une sonnette d'entrée, un klaxon de vélo ou n'importe quel autre circuit d'alarme non sans provoquer, et ce à coup sûr, une certaine nostalgie chez les spectateurs...

La musique est faite de notes, chacune d'une durée spécifique, dans un ordre spécifique. Ces notes sont sélectionnées parmi une liste complète, présentée ici sous forme d'un tableau. Nokia a développé un langage de programmation afin de transférer de la musique monophonique sur les téléphones de la marque ; il s'agit du RTTTL, acronyme pour *Ringling Tone Text Transfer Language*.

On remarque dans le tableau que chaque note a une fréquence différente suivant l'octave. Une octave est l'intervalle entre deux notes tel que la fréquence de la deuxième est double de celle de la première. Pour choisir une note spécifique dans ce tableau, il suffit de choisir la note et l'octave, comme A4 (220 Hz) ou encore A#7 (1864,7 Hz). Deux notes successives dans le tableau diffèrent d'un facteur valant exactement racine douzième de deux (environ 1,059). Par exemple : E6 (1318,8) = D#6 (1244,8) × 1.059 Hz.

Après la sélection de la note, le prochain problème est sa durée, c'est à dire combien de temps elle doit sonner. En musique contemporaine, on observe couramment les durées suivantes : 1/1, 1/2, 1/4, 1/8, 1/16. Une ronde (1/1) vaut typiquement 4 temps dans une mesure chiffrée 4/4. Le *temps* est l'unité du rythme en musique. La durée réelle d'un *temps* est liée au *tempo*. Le *tempo*, donné en bpm (*beats per minute*) est la vitesse d'un morceau et correspond au nombre de *temps* joués en une minute.

Le format RTTTL correspond à une chaîne de caractères divisée en trois sections : nom, valeurs par défaut, et données. La première section est constituée d'une chaîne décrivant le nom de la sonnerie. La section des valeurs par défaut est un jeu de valeurs séparées par des virgules. Elle décrit certains param-



tres qui devront être suivis lors de la lecture de la sonnerie. Ils sont au nombre de trois : d (durée), b (tempo), o (octave). La section données consiste en une suite de chaînes séparées par des virgules, dans laquelle chacune contient une durée, une note, l'octave et un pointage optionnel (qui augmente la

durée de la note de 50%). Voici à titre d'exemple le célèbre morceau *Für à Elise (Lettre à Elise)* en RTTTL :

```
FurElise:d=4,o=6,b=125:8e,8d#,8e,8d#,8e,8b5,8d,8c,a5,8p,8c5,8e5,8a5,b5,8p,8e5,8g#5,8b5,c,p,8e5,8e,8d#,8e,8d#,8e,8b5,8d,8c,a5,8p,8c5,8e5,8a5,b5,8p,8e5,8c,8b5,2a5
```

La chaîne est formée de trois parties séparées par le caractère « : ». La première est le nom du morceau, 'FurElise' (M ASCII s'excuse auprès des fans de Beethoven pour l'absence du *umlaut*). La seconde partie contient les valeurs par défaut, avec 'd=4' signifiant que chaque note dont la durée n'est pas précisée est une noire, 'o=6' réglant l'octave par défaut, et 'b=125' définissant le *tempo*. La troisième partie contient les notes elles-mêmes. Chaque note est séparée des autres et contient, dans l'ordre : une durée, la note (cf première colonne du tableau) et une octave. Si aucune durée ou aucune octave ne sont précisés, les paramètres par défaut seront utilisés.

Le circuit visible en **Figure 1** contient un microcontrôleur ATtiny13 programmé pour lire le format RTTTL (avec quelques modifications), conserver des chaînes dans sa mémoire programme et générer les notes sous forme de signaux carrés. Les fréquences des notes sont lues depuis un tableau stocké en mémoire et les durées sont calculées par le programme. Ce circuit peut jouer les octaves les plus courantes, à savoir de la 3 à la 7 (110 Hz à 3323.7 Hz).

Le microcontrôleur utilise son oscillateur interne. La signal musical est généré sur PB0 avant d'attaquer un simple montage émetteur suiveur qui n'attend que vos améliorations en terme de filtrage et d'amplification. Aussi, comme le programme est peu consommateur en ressources et CPU, vous pouvez utiliser les pattes disponibles pour d'autres

choses. La mémoire de 1 Ko du microcontrôleur permet de stocker environ 20 morceaux. D'autres microcontrôleurs possédant plus de mémoire peuvent être utilisés afin de stocker plus de morceaux. Le micro doit posséder au minimum un *timer* 8 bits capable de *compare/match*.

	Octave								
Note	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A	27.5	55.0	110.0	220.0	440.0	880.0	1760.0	3520.0	7040.0
A#/Bb	29.1	58.3	116.5	233.1	466.2	932.4	1864.7	3729.4	7458.9
B	30.9	61.7	123.5	247.0	493.9	987.8	1975.7	3951.3	7902.7
C	32.7	65.4	130.8	261.6	523.3	1046.6	2093.2	4186.5	8372.9
C#/Db	34.6	69.3	138.6	277.2	554.4	1108.8	2217.7	4435.5	8871.1
D	36.7	73.4	146.8	293.7	587.4	1174.8	2349.7	4699.5	9398.9
D#/Eb	38.9	77.8	155.6	311.2	622.4	1244.8	2489.5	4979.1	9958.1
E	41.2	82.4	164.9	329.7	659.4	1318.8	2637.7	5275.3	10550.6
F	43.7	87.3	174.7	349.3	698.7	1397.3	2794.6	5589.2	11178.4
F#/Gb	46.2	92.5	185.1	370.1	740.2	1480.4	2960.8	5921.8	11843.5
G	49.0	98.0	196.1	392.1	784.3	1568.2	3137.1	6274.1	12548.2
G#/Ab	51.9	103.9	207.7	415.5	830.9	1661.9	3323.7	6647.4	13294.8

Le microcontrôleur doit d'abord être programmé. La procédure de programmation comprend trois étapes :

1. Convertissez vos morceaux RTTTL favoris en utilisant l'utilitaire « Converter ».
2. Compilez le fichier ASM à l'aide d'un assembleur tel que celui fourni avec Atmel AVRStudio.
3. Programmez le fichier HEX dans le micro avec le programmeur adéquat.

La première étape consiste en l'utilisation du logiciel « Converter » visible en **Figure 2**. Cet utilitaire a été développé avec Visual Basic et tourne sous Windows. Collez ou tapez le

morceau et précisez la fréquence d'horloge du micro en MHz, puis cliquez sur « Convert ». Notez que l'ATtiny13 utilise son oscillateur interne de 9,6 MHz. Le logiciel convertit les morceaux et les copie vers un fichier nommé **ringtones.inc**. Il faut ensuite assembler les fichiers **rtttl.asm** et **ringtones.inc** à l'aide d'un assembleur AVR. L'assembleur donne principalement deux fichiers : **rtttl.hex** et **rtttl.eep**. Ces fichiers doivent être transférés dans la mémoire programme (ou EEPROM) du microcontrôleur en utilisant un programmeur parallèle ou série.

(090243-1)

Téléchargements & Produits

Le microcontrôleur programmé

code commande : 090243-41 (joue seulement « Popcorn »)

Logiciel

Fichier : 090243-11.zip (téléchargement gratuit)
Contenu : fichiers source & hex Attiny13 & utilitaire « Converter »

www.elektor.fr/090243

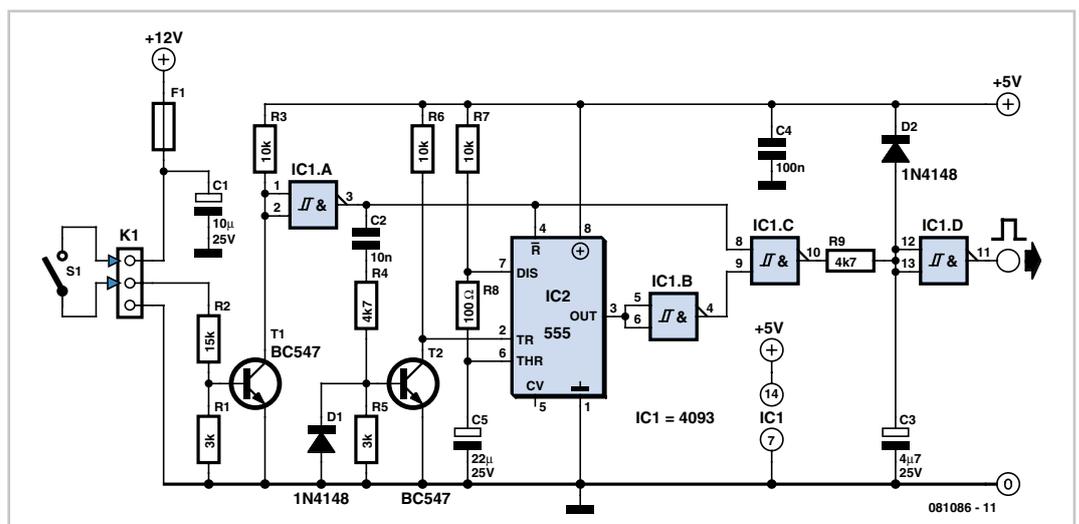
Commutation différée



Thorsten Steurich (Allemagne)

Le circuit dont la description suit a été conçu comme module supplémentaire d'un système d'ouverture télécommandée de porte de garage. L'auteur n'aimait pas l'idée qu'une impulsion brève, inattendue – due par exemple à un orage ou une perturbation du secteur – pourrait ouvrir la porte du garage. Grâce au circuit d'appoint, le module de réception ne réagit que lorsque la pression exercée sur le bouton de la télécommande atteint une certaine durée (environ 0,5 s). Ce circuit polyvalent peut être aussi utilisé avec les commandes de stores, les installations d'alarme et bien d'autres applications de ce genre.

La porte NAND IC1.C constitue le « cœur » du circuit. La sortie du circuit (qui suit l'inverseur IC1.D) ne passe au niveau haut que lorsque les



deux entrées de IC1.C s'y trouvent. T1 devient conducteur quand le circuit est activé. Par conséquent, la sortie de l'inverseur IC1.A – et donc aussi la broche 8 de IC1.C – passe à l'état haut. Si toutefois on sorte que l'autre entrée de IC1.C reste au niveau

bas pendant un certain temps, le signal d'activation ne parviendra à la sortie qu'après cet intervalle de temps. La porte du garage ne s'ouvrira que si le bouton de la télécommande est toujours pressé. Pour réaliser ce « verrouillage » temporel de

IC1.C, l'auteur a fait appel à un 555 connecté comme bascule monostable (on peut comparer avec le « Temporisateur écologique » très semblable dans ce numéro). Lorsque le circuit est activé, le flanc positif à la sortie de IC1.A fait passer brièvement T2 à l'état conducteur. Cela active le temporisateur. La sortie du temporisateur se trouve alors au niveau haut et donc la broche 9 de IC1.C au niveau bas. Lors

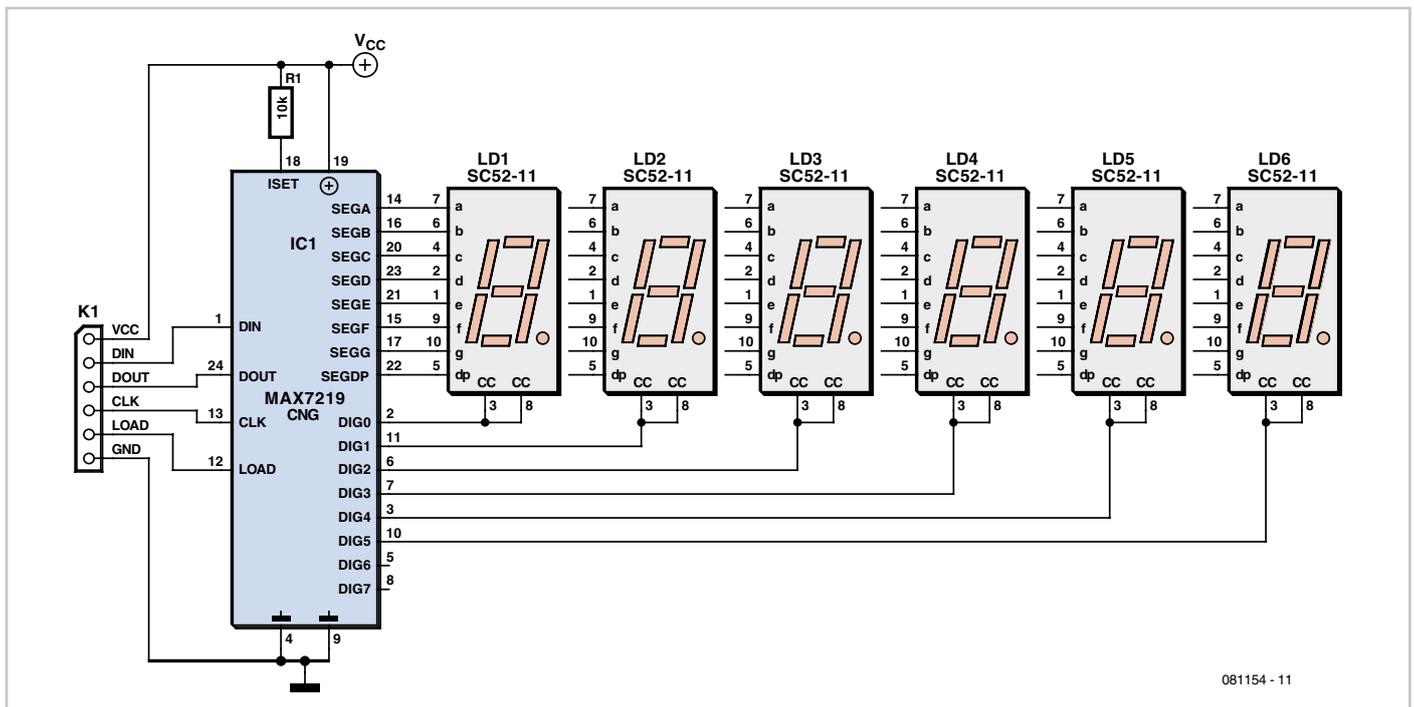
de l'activation du circuit, les temps de commutation des portes provoquent une courte impulsion de niveau bas à la sortie de IC1.C. Toutefois, le circuit RC de IC1.D l'empêche de modifier la sortie du circuit. IC1.C est déverrouillé lorsque le temporisateur IC2 engendre un niveau bas à la fin du délai défini par R7 et C5. Rien ne se passe si le bouton de la télécommande est relâché

auparavant.

Le circuit est de nouveau prêt à fonctionner après que le bouton de la télécommande a été relâché. Le niveau bas en aval de IC1. A produit en relâchant le bouton réinitialise le temporisateur (l'entrée de réinitialisation du 555 est active bas comme l'entrée du trigger).

(081086-I)

Afficheur 6 chiffres avec interface SPI



081154 - 11

Caractéristiques

- Afficheur 7 segments à 6 chiffres
- Ne nécessite que deux composants, hormis l'afficheur
- Pilotage par bus SPI
- Sous-programmes C facilement adaptables à différents contrôleurs

Uwe Altenburg (Allemagne)

En principe, les afficheurs 7 segments sont attaqués comme sept DEL individuelles avec une cathode ou une anode commune. Dans la plupart des cas, des microcontrôleurs assurent le pilotage ; le multiplexage est le procédé le plus courant quand plusieurs chiffres sont utilisés. Pour ce faire, les segments identiques sont branchés en parallèle. Une résistance série sert à raccorder chaque groupe à une broche du port du microcontrôleur. Il faut encore un transistor par chiffre. Il utilise

aussi une broche du port pour le pilotage. Ce procédé requiert 14 broches de port pour un afficheur 6 chiffres (7 segments et point décimal par chiffre), soit presque deux ports complets d'un contrôleur 8 bits.

Le MAX7219 de Maxim offre une possibilité de solution. Ce composant peut être adressé par SPI, ce qui réduit à quatre le nombre de broches de port nécessaires. Jusqu'à huit afficheurs individuels 7 segments peuvent être raccordés à cette puce. Contrairement à une opinion très répandue, le multiplexage ne réduit pas la consommation. L'excitation plus courte des DEL individuelles doit être compensée par un courant plus élevé pour engendrer la même émission lumineuse. Selon le descriptif technique, le MAX7219 peut commuter jusqu'à 500 mA par afficheur. La modification de charge qui en résulte n'est pas très conviviale pour la tension d'alimentation d'un microcontrôleur. Il faut prévoir un bon découplage.

L'utilisation du MAX7219 ne nécessite ni résistances de protection ni transistors supplémentaires. Une seule résistance externe suffit. Elle fixe le courant de segment pour tous les afficheurs. Mais, comme le courant de segment peut aussi être ajusté par l'interface SPI, une résistance fixe de 10 kΩ suffit.

Pour la petite carte, le choix de l'auteur s'est porté sur des modules pour carte SC52-11 (Kingbright) avec une hauteur de chiffres de 13,2 mm. Ces afficheurs possèdent une cathode commune et sont disponibles en différentes couleurs. Pour qui désire adapter la carte, des fichiers Eagle sont disponibles par téléchargement à partir du site Web de cet article [1].

Il est possible de raccorder plusieurs MAX7219 en cascade. Un seul contrôleur suffit alors pour piloter plusieurs cartes d'affichage du type présenté. Il n'est même pas nécessaire de disposer de broches supplémentaires. Les données sont en effet « décalées » par tous les composants en cascade (la sortie DOUT

d'un afficheur est reliée à l'entrée DIN du suivant et tous les LOAD ainsi que tous les CLK des afficheurs sont interconnectés).

À quoi ressemble la programmation ? Le MAX7219 possède 16 registres internes. L'adressage et l'écriture sont effectués en mode sériel. Un télégramme de 16 bits est envoyé pour chaque afficheur 7 segments. Les bits 0..7 contiennent les données et les bits 8..11 l'adresse du registre (les bits 12..15 n'ont aucune signification).

Les bits sont lus en synchronisme avec le flanc montant de la ligne CLK. La ligne LOAD doit être à l'état bas pendant le transfert. Le flanc montant provoque finalement l'écriture du télégramme dans le registre dont l'adresse a été spécifiée. Il est superflu d'équiper le microcontrôleur de hardware SPI. Les débits des données sont assez faibles pour que tout puisse être effectué par logiciel. L'auteur a écrit à cet effet des sous-program-

mes en C [1] qui peuvent être adaptés sans difficulté à n'importe quel microcontrôleur. Le sous-programme *SendCmd* se charge de la manip des configurations binaires (*bit-banging*) décrite ci-dessus.

Il faut initialiser au préalable quelques registres du MAX7219. Le registre Mode permet de spécifier si le décodeur BCD interne doit être utilisé ou si les données transmises doivent être attribuées 1:1 aux segments. La seconde possibilité est plus générale. Elle nécessite toutefois son propre tableau de caractères (disponible dans le code source sous la forme du tableau *Segments*). Un autre registre indique le nombre de chiffres. Il faut encore spécifier le courant des segments et activer l'afficheur. Les registres des chiffres peuvent être décrits après l'initialisation au moyen du sous-programme *UpdateDisplay*.

L'afficheur est aussi supporté par les modules TinyBricks présentés dans le numéro de

mars [2]. Ceux-ci sont basés sur un M16C et comportent un interpréteur BASIC. Le listage d'un petit exemple peut être téléchargé à partir du site Web du projet. Il démontre avec quelle facilité l'afficheur peut être piloté en TinyBasic.

(081154-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/081154

[2] www.elektor.fr/080719

Téléchargements & produits

Circuit imprimé

081154-1 commander CI ou télécharger le dossier Eagle sur [1]

Logiciel

081154-11 codes source disponibles sur [1]

Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 kΩ

Semi-conducteurs :

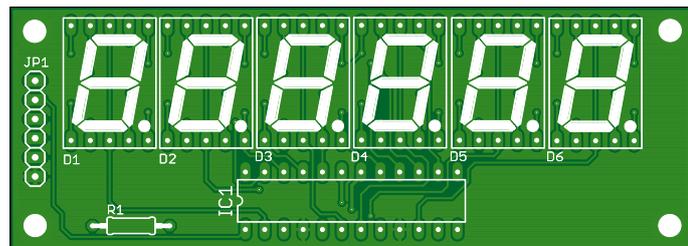
D1 à D6 = SC52-11 (Kingbright)

IC1 = MAX7219CNG

Divers :

JP1 = barrette à picots 6 contacts

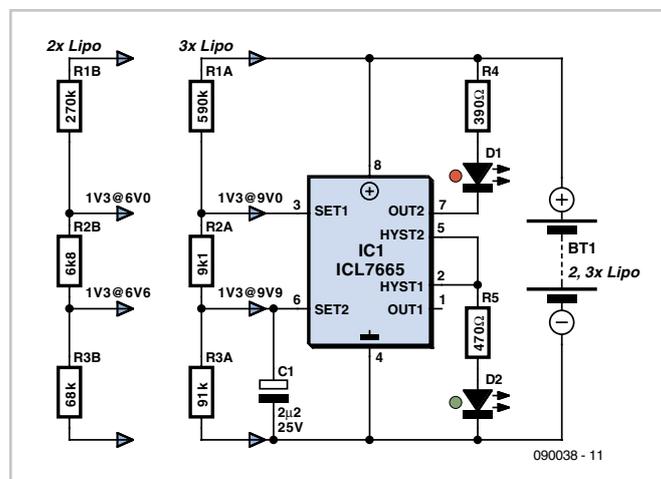
Carte 081154-1 (1)



LipoMoniteur

Werner Ludwig (Allemagne)

Le « LipoMoniteur » sert à surveiller la tension d'accumulateurs LiPo lors de leur décharge. Il s'agit d'une part d'éviter une décharge trop profonde et, d'autre part, d'avertir lorsque la fin de la décharge permise est proche. Une DEL verte reste allumée tant que la tension de l'accumulateur se trouve dans la « zone verte », autrement dit est suffisamment élevée. Une DEL rouge s'allume si la tension descend jusqu'à la valeur de fin de décharge. Elle signale qu'une décharge supplémentaire de l'accumulateur serait nuisible à sa santé et doit donc être interdite. Les deux DEL sont allumées dans la plage de tension inférieure encore permise et avertissent que la fin (de la décharge) est proche. Le circuit se prête à



la surveillance d'accumulateurs LiPo pour la propulsion de modèles réduits télécommandés principalement utilisés à faible distance, tels que les hélicoptères « d'appartement ». La puce ICL7665 utilisée contient deux com-

parateurs et une référence de tension interne de 1,3 V. Chaque comparateur comporte deux sorties (OUT et HYST). On peut donc surveiller l'apparition d'une surtension ou d'une sous-tension à chacune des entrées SET1 et SET2.

OUT1 est une sortie inverseuse. Les trois autres ne le sont pas. Le courant maximum s'élève à 25 mA par sortie. OUT1 et OUT2 sont des drains de courant (sorties open drain de MOSFET canal N, source à la masse). HYST1 et HYST2 sont des sources de courant (sorties open drain de MOSFET canal P, source à +U_B).

Les deux comparateurs forment un discriminateur à fenêtre pour le LipoMoniteur. La tension sous surveillance de l'accumulateur est appliquée aux deux entrées par un diviseur

de tension. Le dimensionnement du diviseur de tension prévu pour deux ou trois éléments LiPo est indiqué dans le schéma. Les diviseurs de tension sont dimensionnés de telle sorte que la zone d'avertissement dans laquelle les deux DEL sont allumées soit située

entre 3 et 3,3 V par élément. Cela laisse le temps d'effectuer un atterrissage d'urgence

avant que les accus de propulsion subissent une décharge profonde.

(090038-I)

Table de vérité de l'ICL7665

SET1/SET2	OUT1/OUT2	HYST1/HYST2
USET1 > 1,3 V	OUT1 = ON = LOW	HYST1 = ON = HIGH
USET1 < 1,3 V	OUT1 = OFF = résistance élevée	HYST1 = OFF = résistance élevée
USET2 > 1,3 V	OUT2 = OFF = résistance élevée	HYST2 = ON = HIGH
USET2 < 1,3 V	OUT2 = ON = LOW	HYST2 = OFF = résistance élevée

Liens Internet
 datasheets.maxim-ic.com/en/ds/ICL7665.pdf

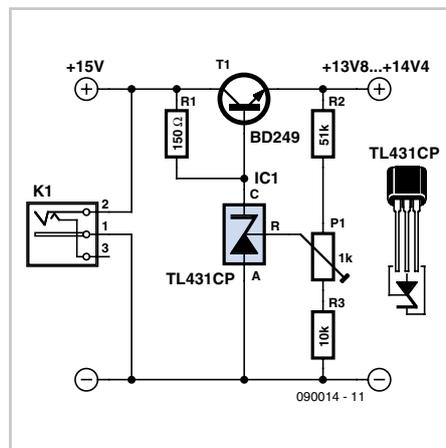
Régulateur à faible tension de déchet



Lars Krüger (Allemagne)

L'électronicien conserve occasionnellement quelques accus au plomb de 12 V (généralement à recombinaison de gaz) qu'il faut entretenir jusqu'au moment où ils seront remis en service. Le plus simple serait de raccorder un petit bloc d'alimentation secteur 15 V non régulée.

Cela cause toutefois souvent une surcharge due à la tension à vide (trop) élevée. On y remédie par un régulateur série petit mais précis. Il ne comporte que six composants et peut être raccordé directement sans refroidissement entre le bloc d'alimentation sec-



teur et l'accumulateur (voir schéma).

Le circuit est suffisamment à l'épreuve des courts-circuits (min. 10 s) et la chute de tension du trajet collecteur-émetteur du transistor n'est que de l'ordre de 1 V.

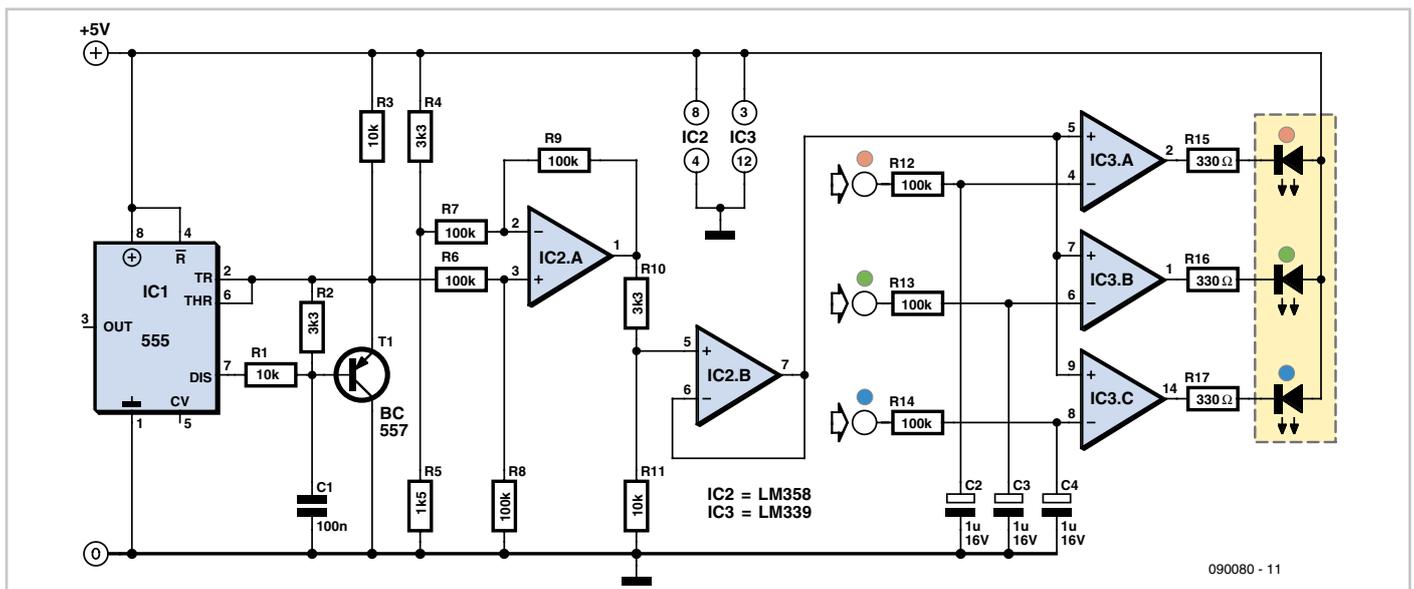
Un bloc d'alimentation secteur à transformateur de 12 V à 15 V et 0,5 A max. peut servir de source de tension. Un dissipateur thermique pour T1 et une valeur plus basse de R1 permettent de dimensionner le circuit pour des courants plus élevés.

(090014-I)

Liens Internet

focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf

Ambilight nomade sur prise VGA



Heino Peters (Pays-Bas)

Qui ne connaît pas le système Ambilight de Philips ? L'on peut imaginer une application nomade via le connecteur VGA d'un ordina-

teur portable et une DEL de type RGB. Quoi de mieux que les vacances pour s'y mettre ? Voici le brochage du connecteur 15-pin VGA :

pin 1	signal video rouge (R)
pin 2	signal video vert (V)
pin 3	signal video bleu (B)
pin 5	GND
pin 9	+5 V

L'idée est d'exploiter la valeur moyenne de chaque signal RVB compris entre 0 et 1,35 V. Si l'écran diffuse un match de football, le contenu moyen V (vert) sera plus important que le contenu R (rouge) ou B (bleu).

Il a été fait appel à une commande en tension PWM. C'est IC1, un temporisateur universel NE555 astucieusement flanqué de T1 (PNP) qui délivre la rampe de tension PWM en forme de dent de scie à environ 850 Hz, qui évolue entre 1,6 et 3,4 V. Le rôle de IC2.A est de retrancher 1,6 V (R4 R5) pour aligner cette tension avec la masse. Un diviseur de tension (R10 R11) abaisse le maxi pour le faire coïncider avec le niveau maxi VGA qui est de 1,35 V. L'ampli IC2.B tamponne cette tension et l'applique sur les entrées non inverseuses des trois comparateurs de sortie. Chaque comparateur voit sur son entrée inverseuse la tension R, V ou B moyennée du fait du filtrage RC qui y est appliqué (R12 C2 par exemple). Si nous nous concentrons par exemple sur le canal R (rouge), nous voyons que la DEL s'al-

lume lorsque la sortie du comparateur est à l'état bas. La sortie du comparateur IC3.A passera à l'état bas si la tension R (rouge) moyennée dépasse la tension de la dent de scie. La durée d'allumage suit donc l'amplitude de la tension R (rouge) moyennée. L'intensité qui parcourt la DEL est définie par R15. Le tout se déroulant à la fréquence de 850 Hz, l'œil humain ne perçoit que la quantité de lumière moyenne.

Reste à s'assurer que la sortie VGA est bien activée. Dans la plupart des PC portables, ceci se fait via la combinaison de touches Fn-F5. Etant donné sa haute impédance (R12, R13, R14), le circuit ne perturbe aucunement le signal RVB. L'on peut donc, si l'on utilise un moniteur VGA externe, interposer un connecteur gigogne VGA qui dérive les signaux à destination de notre circuit, alimentation 5 V comprise (pin 9).

Si l'on est plus ambitieux, on peut opter non pas pour une seule DEL RGB, mais pour trois DEL séparées à haut rendement.

Mieux encore, on peut adapter un kit de baguettes lumineuses multicolores DIODER ref 70115564 chez IKEA. On pourra récupérer l'alimentation fournie pour autant qu'elle ne dépasse pas 12 V, uniquement pour le cou-

rant des DEL. Veiller à relier les masses. Les résistances de limitation de courant étant intégrées dans ces baguettes, on pourra remplacer R15, R16 et R17 par des straps. Se rappeler toutefois que le courant maxi absorbé par un comparateur tel que IC3 est de 15 mA.

Il existe des baguettes permettant de monter à 150 mA. Il pourrait être utile de doter le montage d'un étage de puissance à transistors discrets, par exemple des BC517 (NPN) en régime de commutation à émetteur commun (courant maxi 500 mA). On devra permuter les entrées des comparateurs (le transistor inverse le niveau logique), et faire passer à 10 kΩ la valeur de R15, R16 et R17 qui servent alors à piloter les bases des BC517. Les émetteurs sont reliés à la masse. Les collecteurs encaissent le courant. Ce courant doit toujours être limité et défini, par exemple 150 mA au moyen de résistances externes que l'on calculera en fonction de la tension d'alimentation appliquée sur les diodes électroluminescentes.

(090080-1)

Liens Internet

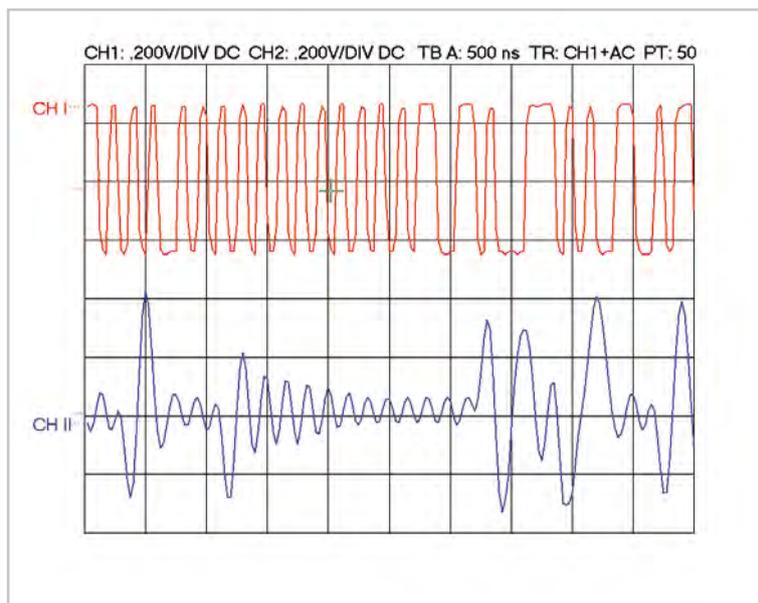
[1] www.elektor.fr/090080

Liaison S/PDIF sans fil

Ton Giesberts (Labo Elektor)

Après la publication en décembre 2008 de l'article « Casque sans fil haute-fidélité », une question lancinante nous turlupinaît : pourquoi ne pas en faire une liaison S/PDIF sans fil ? Ce serait là une option particulièrement intéressante, parce qu'avec les modules utilisés, les signaux analogiques sont convertis en numérique dans l'émetteur, puis retransformés en analogique dans le récepteur.

L'idée est donc de relier entre eux des appareils en numérique, donc sans perte de qualité, et sans fil. Sur le circuit précité, il est fait usage d'une solution intermédiaire en dotant l'émetteur d'une entrée S/PDIF. Dans ce cas, c'est principalement la conversion N/A dans le récepteur qui détermine la qualité du signal analogique, ce que nous voulons précisément éviter.



À présent, on trouve sur Internet, entre autres, une approche différente qui nous semblait utile d'expérimenter en pratique. Il s'agit d'utiliser des modules audio/vidéo sans fil pour la transmission. En fait, on n'utilise pas du tout la partie audio de ces modules ! Le signal S/PDIF est directement envoyé

à l'entrée vidéo de l'émetteur, donc sans modification ni circuit d'interface ! On retrouvera alors le signal S/PDIF à la sortie vidéo du récepteur, c'est du moins l'idée.

La largeur de bande des modules que nous avons utilisés est juste suffisante pour passer le signal numérique issu d'un CD. Nous l'avons vérifié avec un Gigavideo 30 de Marmitek. C'est une version déjà ancienne et les appareils disponibles coûtent à peine quelques dizaines d'euros.

Pour transmettre convenablement le signal S/PDIF d'un lecteur de CD, il faut disposer d'une bande passante de

6 MHz ou plus. On sait que la largeur d'impulsion d'un signal S/PDIF à 44,1 kHz est de 177 ns. La bande passante vidéo de 5,5 MHz (elle dépend fort de la qualité des modules utilisés) semble suffisante pour réaliser une liaison praticable.

La forme du signal en sortie du récepteur ne

ressemble plus vraiment à une onde carrée, mais plutôt à une onde sinusoïdale. La bande passante limitée en est naturellement la cause. Tout va bien pour autant que les passages par zéro, les flancs d'origine, ne soient pas décalés les uns par rapport aux autres. C'est que le récepteur S/PDIF doit reconstituer le signal d'horloge à partir du signal incident à l'aide d'une boucle à phase asservie (PLL). La plus faible raideur des flancs va occasionner plus de difficulté au récepteur pour s'abstraire du bruit et créera donc davantage d'instabilité. Si les flancs venaient à se désorganiser entre eux, la boucle ne pourrait probablement plus suivre. La qualité de la liaison n'est donc pas comparable à celle obtenue sur un câble coaxial, mais si vous ne tenez pas à poser chez vous ce genre de câble,

par exemple entre des étages différents, elle constitue sûrement une solution de remplacement peu onéreuse ! Il convient cependant de tenir compte de la distance maximale que l'on peut couvrir si l'onde doit traverser des murs. Dans notre laboratoire, il y a deux locaux séparés partiellement par un mur en briques d'un mètre d'épaisseur. Quand il se situe entre l'émetteur et le récepteur, la portée n'atteint plus que deux mètres à peine...

Nous avons également réalisé des expériences sur un signal S/PDIF dont la fréquence d'échantillonnage est de 96 kHz (c'est le cas du DVD avec audio à 24 bits). La largeur d'impulsion minimum d'un tel signal n'est plus que de 81 ns. Il dépasse les possibilités de trans-

mission de ce genre de modules. La figure reproduit les mesures à l'entrée de l'émetteur (courbe du haut) et à la sortie du récepteur. On aperçoit clairement que les impulsions les plus étroites subissent une sérieuse atténuation (la courbe du bas est décalée d'environ 440 ns par rapport à celle du haut). Nous avons encore fait des essais avec un amplificateur accordé pour compenser l'étalement de la bande passante, mais l'amplitude de la plupart des impulsions affaiblies n'était pas suffisante pour éviter d'influencer la phase des impulsions. Le récepteur S/PDIF n'a rigoureusement rien pu tirer du signal « amélioré ».

(081034-I)

Lien Internet

[1] www.elektor.fr/081034

RS-232 half duplex sur 1 ligne



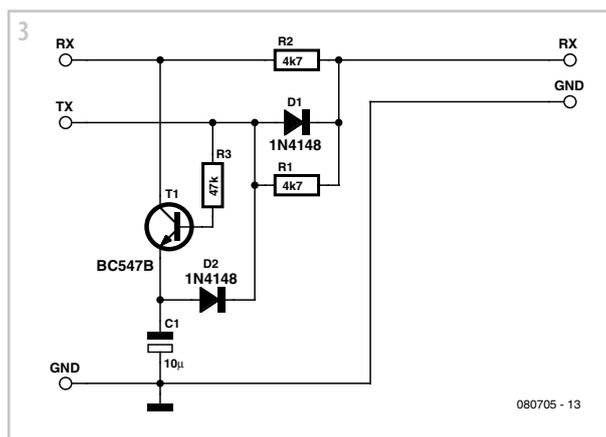
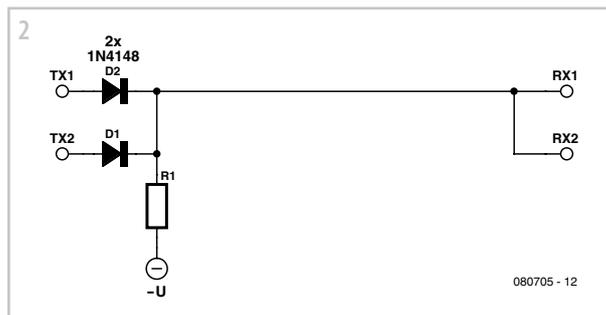
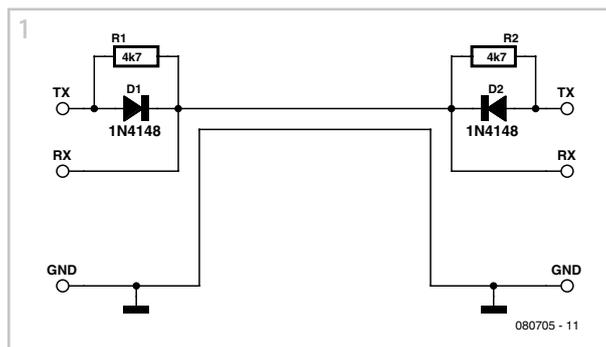
Andreas Grün (Allemagne)

La norme RS-232 est full-duplex, mais pas mal d'équipements se contentent de communiquer au moyen de messages alternés qui ne se chevauchent pas dans le temps. Le schéma proposé à la **Figure 1** ne comporte que deux lignes, masse comprise, et respecte l'inversion de polarité typique de la norme RS-232 (tension positive pour le 0 logique, tension négative pour le 1 logique). Noter qu'en inversant le sens des diodes, on peut obtenir un circuit qui fonctionne à des niveaux TTL non inversés.

Contrairement à d'autres circuits moins évolués, ce circuit ne nécessite aucune alimentation externe et ne tire pas son alimentation de lignes auxiliaires, telles les vénérables lignes RTS/CTS ou DTR/DSR.

Bien que cela ne soit pas évident à première vue, les diodes et les résistances forment une porte logique ET équivalente au circuit représenté en **Figure 2** dont la sortie est connectée à l'entrée de chaque récepteur. La tension en sortie de cette porte recopie la tension du transmetteur qui y est connecté. Le transmetteur, une fois revenu au repos, fournit la tension négative qui est nécessaire à la partie réception.

Un inconvénient de ce circuit est que chaque envoi de caractère donne



lieu à la réception de ce dernier, du côté où il a été émis, en tant qu'écho local. L'utilisation de ce concept half-duplex matériel a donc toutes les chances de perturber le logiciel de réception.

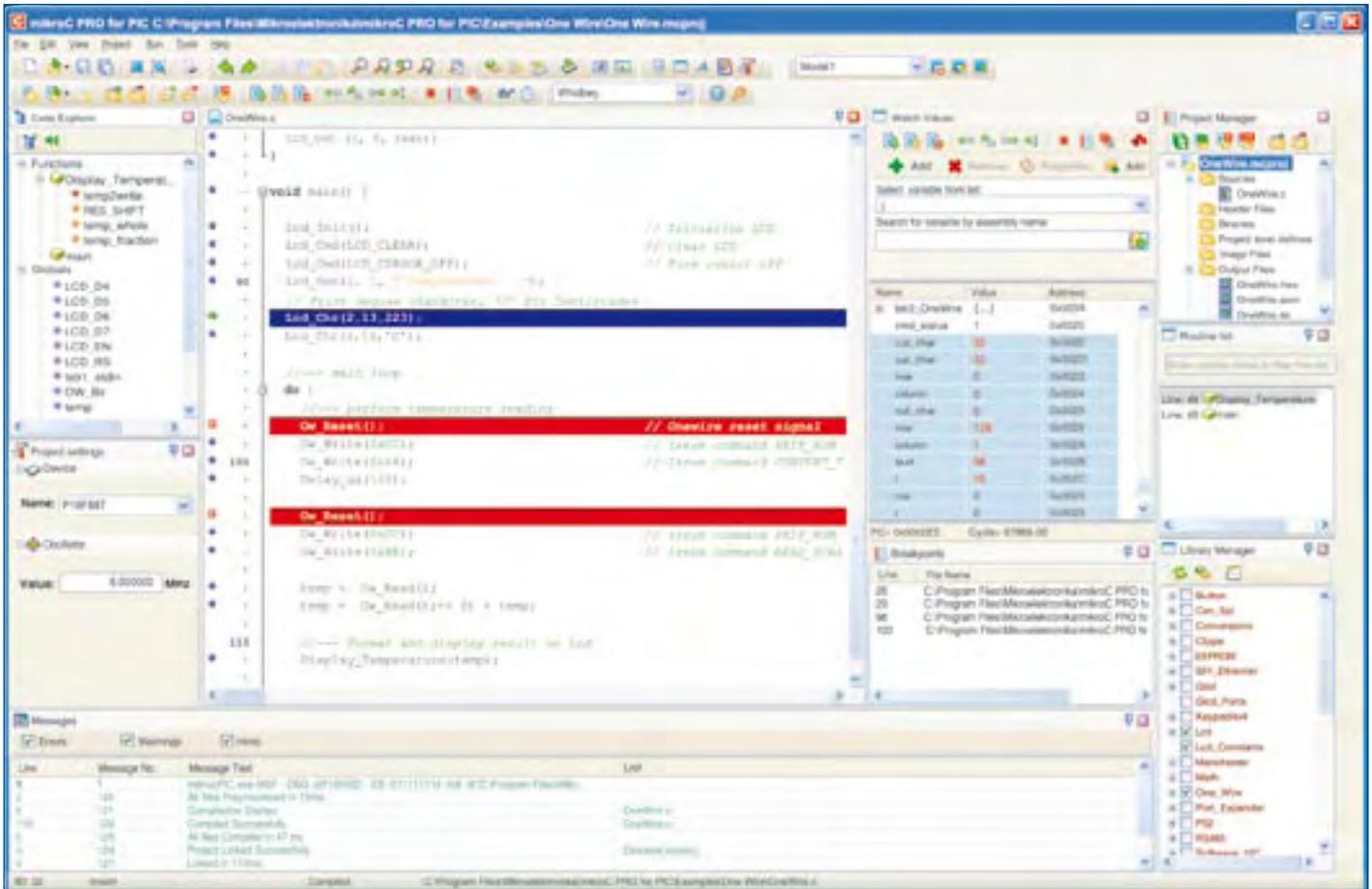
La **Figure 3** propose d'éliminer cet inconvénient. La diode D2 et le condensateur C1 accumulent la tension négative présente en ligne durant les phases d'attente. Le transistor NPN applique cette tension négative à la partie réception locale lorsque la ligne est mise en activité par l'émetteur local. Voilà qui élimine donc cet effet d'écho local. En l'absence d'émission locale, T1 s'efface et permet au récepteur local de recevoir les caractères émis par l'autre émetteur situé de l'autre côté de la ligne. Noter que même si la ligne ne comporte pas de phases d'attente, la présence du bit de démarrage, toujours au niveau logique 1 (tension négative en ligne), entretient la charge négative sur C1.

Si l'on a affaire à un émetteur poussif conjugué à un récepteur gourmand, C1 va perdre une partie de sa charge durant les périodes d'activité intense. Mieux vaut alors vérifier à l'oscilloscope que la charge de C1 ne remonte pas au-dessus de -3V, et le cas échéant, changer la valeur de l'une ou l'autre résistance.

(080705-I)

OK. Maintenant, il vous faut un ... COMPILATEUR

mikroC - mikroBasic - mikroPascal



Grâce à la gamme impressionnante de microcontrôleurs supportés, l'**EDI convivial**, les centaines de **fonctions** prêtes à l'emploi et le grand nombre d'outils intégrés, les compilateurs MikroElektronika sont l'un des meilleurs choix du marché actuel. En plus du **débugueur**, les compilateurs mikroElektronika offrent un **module statistique**, un simulateur, un **générateur de bitmap** pour les afficheurs graphiques, un outil de conversion pour afficheur à 7 segments, une table ASCII, l'exportation de code en HTML, des **outils de communication** pour SD/MMC, UDP (Ethernet) ou USB, un **éditeur EEPROM**, la gestion de mode de programmation, etc. Fonctions intégrées ou en librairie avec exemples :

- Librairie convertisseur A/N
- Librairie CAN
- Librairie CANSPI
- Librairie Compact Flash
- Librairie EEPROM
- Librairie Ethernet PIC18FxxJ60
- Librairie Ethernet SPI
- Librairie Mémoire Flash
- Librairie LCD Graphique
- Librairie LCD Graphique T6963C
- Librairie I2C
- Librairie LCD8
- Librairie Manchester Code
- Librairie Multi Media Card
- Librairie OneWire
- Librairie PS/2
- Librairie PWM
- Librairie RS-485
- Librairie I2C logiciel
- Librairie Son
- Librairie SPI
- Librairie USART
- Librairie Clavier
- Librairie LCD
- Librairie LCD sur mesure
- Librairie Outil
- Librairie LCD SPI
- Librairie LCD8 SPI
- Librairie LCD Graphique SPI
- Librairie d'extenseur de port
- Librairie UART logiciel
- Librairie LCD Graphique T6963C SPI et beaucoup d'autres...

<http://www.mikroe.com/>

ElektorWheelie

VROUM ...

Un deux-roues électrique du troisième type

Chris Krohne (Allemagne)



Comment construire soi-même ce véhicule électrique à un seul axe autostabilisé ? Nous vous donnons, dans ce premier article, les clés de la composante électronique. Un ATmega32 traite les données du manche de commande et des capteurs. Il s'en sert pour régler, pour chacun des deux moteurs, leur niveau de puissance, responsable de la direction et de la vitesse de déplacement, entre l'arrêt sur place et 18 km/h, mais aussi de l'assiette de la plateforme du deux-roues.

L'électronique d'ElektorWheelie a en charge les signaux d'un manche de conduite, d'accéléromètres et d'un capteur angulaire, en fonction de quoi elle commande, avec le concours de la MLI et de transistors MOSFET, le

sens de rotation et le couple des deux moteurs. L'objectif est d'intégrer tous ces paramètres pour maintenir le véhicule à essieu unique dans son domaine de vitesse et en équilibre, à priori instable. En outre, il permet à l'engin de

tourner sur place.

Ce qui propulse ElektorWheelie, tout en le tractant, question de point de vue, c'est une transmission à deux moteurs à courant continu de 500 W chacun. L'énergie provient de deux

Caractéristiques techniques

- 2 moteurs CC à réducteur de 500 W
- 2 batteries de 12 V et 9 Ah au plomb stabilisé
- 2 roues de 14 pouces en plastique à pneu gonflé
- Commande moteur en MLI par ponts H jusqu'à 25 A
- Coupure automatique dès la descente de machine
- Arrêt d'urgence fiable
- Indicateur d'état de charge des batteries
- Vitesse maximum : 18 km/h
- Rayon d'action : environ 8 km
- Poids : environ 35 kg

Capteurs :

- Gyroscope Invensense IDG300 (IDG500)
- Accéléromètre Analog Devices ADXL 320
- Sonde de courant Allegro ACS 755-SCB 100

Microcontrôleurs :

- AtMega16 (commande moteurs)
- ATtiny25 (surveillance de consommation)

Compilateur :

- BASCOM-AVR (Compilateur Basic)

On a oublié le frein et l'accélérateur ? On s'en balance !

Déterminantes pour la correction d'assiette du véhicule, la fiabilité des informations issues des capteurs sur l'angle d'inclinaison de la plateforme et la vitesse de variation de cet angle. Mais naturellement il faut aussi une logique de réaction adéquate pour la commande des moteurs et sa progressivité.

L'équilibre en lui-même est relativement facile à obtenir. Si le conducteur se penche en avant, la plateforme bascule et les moteurs doivent accélérer pour rétablir l'équilibre du centre de gravité de l'ensemble du système. Cela veut dire que, comme les pieds du conducteur se situent en contrebas du centre de gravité de l'ensemble conducteur et sa monture, il faut accélérer vers l'avant pour ramener le conducteur légèrement en arrière et réduire l'angle d'inclinaison.

Tout le système tend ainsi vers une progression qui est rencontrée avec un boîtier d'une stabilité bien en concordance et une fonction de filtrage adaptée empiriquement. La « rigueur » du filtre se trouve alors peu avant la tendance à l'oscillation du système.

La conduite s'effectue par une suite de fortes accélérations ou freinages des moteurs. Il faut donc tenir compte de ce que, aux plus hautes vitesses, le changement de direction doit être limité pour raison de sécurité. Lors de brusques changements de direction, ElektorWheelie ne se renverse pas facilement, en revanche, c'est plutôt au pilote que les limites s'imposent.

À un moment ou l'autre, le plus beau des moteurs arrive au bout de sa puissance. Auquel cas ElektorWheelie risquerait de mettre en danger le conducteur si le moteur ne pouvait plus fournir le surcroît de puissance nécessaire pour réagir à une perte d'équilibre. C'est pour cette raison que les moteurs ne sont entraînés qu'à environ 70 % de leur puissance maximale. Il faut qu'il y ait toujours une réserve de puissance, même à la vitesse maximale, pour permettre encore, par une accélération suffisante, d'aller jusqu'à le « jeter » vers l'arrière, de manière à ce qu'une diminution automatique de vitesse en résulte. Se pencher vers l'arrière fait freiner ElektorWheelie, tandis qu'en s'inclinant, on le fait accélérer.

batteries d'accumulateurs de 12 V au plomb gélifié (ou plutôt stabilisé) du type AGM (*Absorbant Glass Material*, à recombinaison de gaz, dit-on chez nous). L'électronique se compose essentiellement d'une platine de commande coiffée de la carte des capteurs.

Le système de commande fonctionne suivant le principe de la stabilisation dynamique. Tout comme avec le sens de l'équilibre chez les humains, notre Wheelie gère le balancement de la plateforme à l'aide de capteurs. Si le châssis menace de chavirer vers l'arrière ou vers l'avant, le système fait accélérer les deux moteurs proportionnellement, en sens contraire du basculement. Le changement de direction, lui, s'opère par une différence de vitesse entre les moteurs.

Schéma de principe

Le synoptique de la **figure 1** représente le réglage de direction et la commande des moteurs, dont le cœur est un ATmega32 de chez Atmel. Il gouverne les deux moteurs de 24 V courant continu à l'aide de deux sorties en MLI (modulation en largeur d'impulsion) et des ponts en H constitués de transistors MOSFET. C'est par une sonde à effet Hall que le deuxième microcontrôleur, un ATtiny25 d'Atmel, surveille le courant des moteurs. Lors d'une surcharge en courant, quand il approche de 80 A (court-circuit), l'ATtiny coupe la tension d'alimentation des circuits d'attaque des ponts en H en agissant sur la ligne de validation (*enable*) des régulateurs de tension de 15 V. Si jamais un court-circuit détruisait toute

l'électronique de la section moteurs, c'est un circuit purement électromécanique, constituant le dispositif d'arrêt d'urgence, qui couperait carrément la liaison avec les accumulateurs, pour

empêcher en toutes circonstances un emballement des moteurs.

Si le courant circule dans les limites normales, le Tiny25 communique au Mega32 tout dépassement demandé

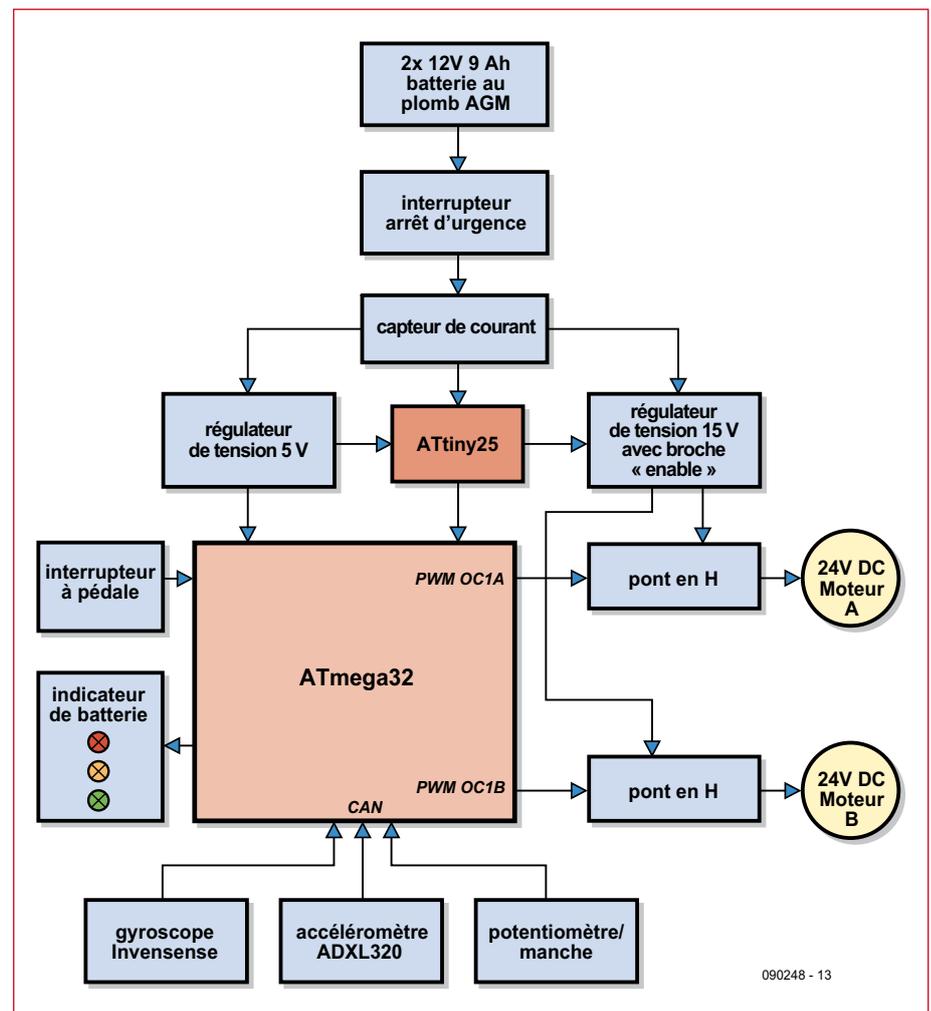


Figure 1. La commande des moteurs en synoptique.

des 25 A, ce qui lance une adaptation dynamique des signaux MLI.

Le Mega32 reçoit sur ses entrées analogiques, celles du convertisseur A/N (ADC), les informations en provenance du gyroscope et des accéléromètres de la carte des capteurs ainsi que du potentiomètre de haute fiabilité pour la direction, relié au manche de l'ElektorWheelie. Les données des convertisseurs A/N sont révisées 100 fois pas seconde environ.

Il y a encore un autre dispositif de sécurité, une pédale reliée à l'ATmega32. Si elle n'est pas enfoncée, parce que le conducteur est descendu (ou bien s'est fait éjecter), le microcontrôleur coupe l'alimentation des moteurs après deux secondes. On évite ainsi que le véhicule continue à avancer tout seul.

L'ATmega32 surveille aussi la tension des batteries au moyen de son convertisseur A/N et pilote trois LED comme témoins du temps d'autonomie restant.

La stabilisation dynamique par capteurs

Les capteurs de position se situent sur une petite carte séparée qui surmonte la platine de commande. Vous en trouverez le schéma à la **figure 2**. À côté du gyroscope biaxial IDG300 [1] de chez Invensense, on trouve sur la même carte un accéléromètre à deux axes également, un ADXL-320 [2] d'Analog Devices. Le régulateur de tension IC3 alimente en 3 V les capteurs et sert en même temps de référence pour les convertisseurs A/N du Mega32 sur la platine principale.

Le gyroscope fournit une tension proportionnelle à la vitesse angulaire de rotation. Si la plateforme s'incline rapidement, il donnera une grande variation de tension par unité de temps. À l'état de repos, le gyroscope délivre une tension voisine de la moitié de celle d'alimentation.

Dans la position horizontale du véhicule, l'accéléromètre mesure l'accélération due à la pesanteur. Quand il est incliné, l'angle sous lequel s'exerce cette force de gravité change. L'accéléromètre fonctionne donc comme indicateur de l'an-

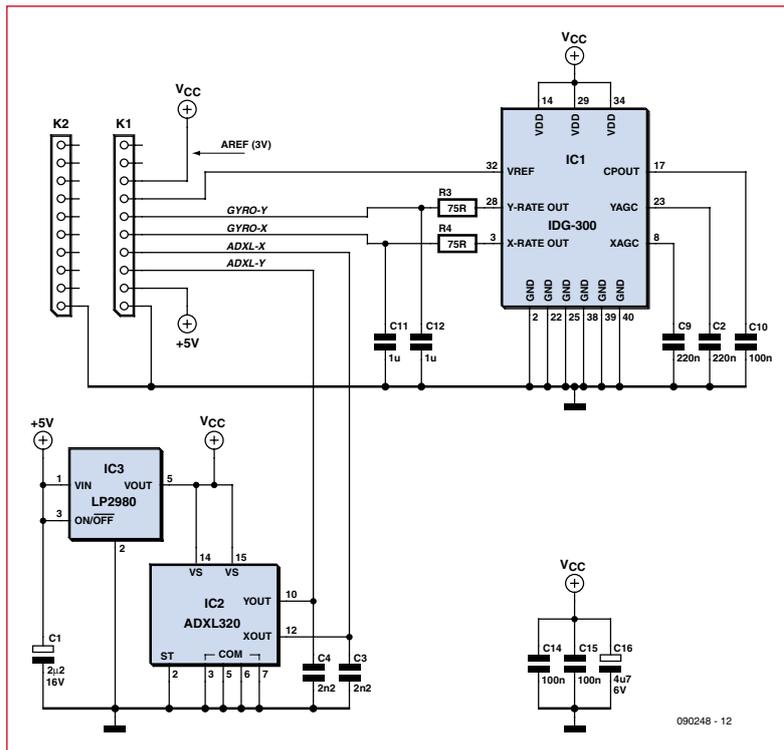


Figure 2. Le schéma de la carte des capteurs avec le gyroscope et l'accéléromètre.

gle d'inclinaison de la plateforme et en fournit une valeur proportionnelle.

Si l'on veut atteindre la meilleure stabilisation possible, il est nécessaire de pouvoir déterminer à tout instant l'angle exact de la plateforme. Les valeurs issues de l'accéléromètre sont intégrées sur une plus grande période pour en obtenir un signal adouci. On y ajoute les valeurs de tension du gyroscope. La pondération entre ces signaux est adaptée empiriquement et optimisée. La valeur de l'accélération nécessaire provient donc de la somme de la différence angulaire entre la référence et la position actuelle et de la vitesse de variation de l'angle sous lequel la plateforme s'incline, et cela avec différentes pondérations de ces deux grandeurs. En principe, plus l'écart angulaire est grand et sa variation rapide, plus il faut pousser les moteurs pour atteindre l'équilibre.

Commande moteur

Le schéma de la platine principale à la **figure 3** englobe la totalité de la commande des moteurs d'ElektorWheelie, y compris l'électronique de puissance. Il n'y a que les deux capteurs de position qui sont déportés sur une carte séparée, comme indiqué précédemment.

On identifiera facilement dans le synoptique les groupes fonctionnels. Au centre, l'ATmega32 scande

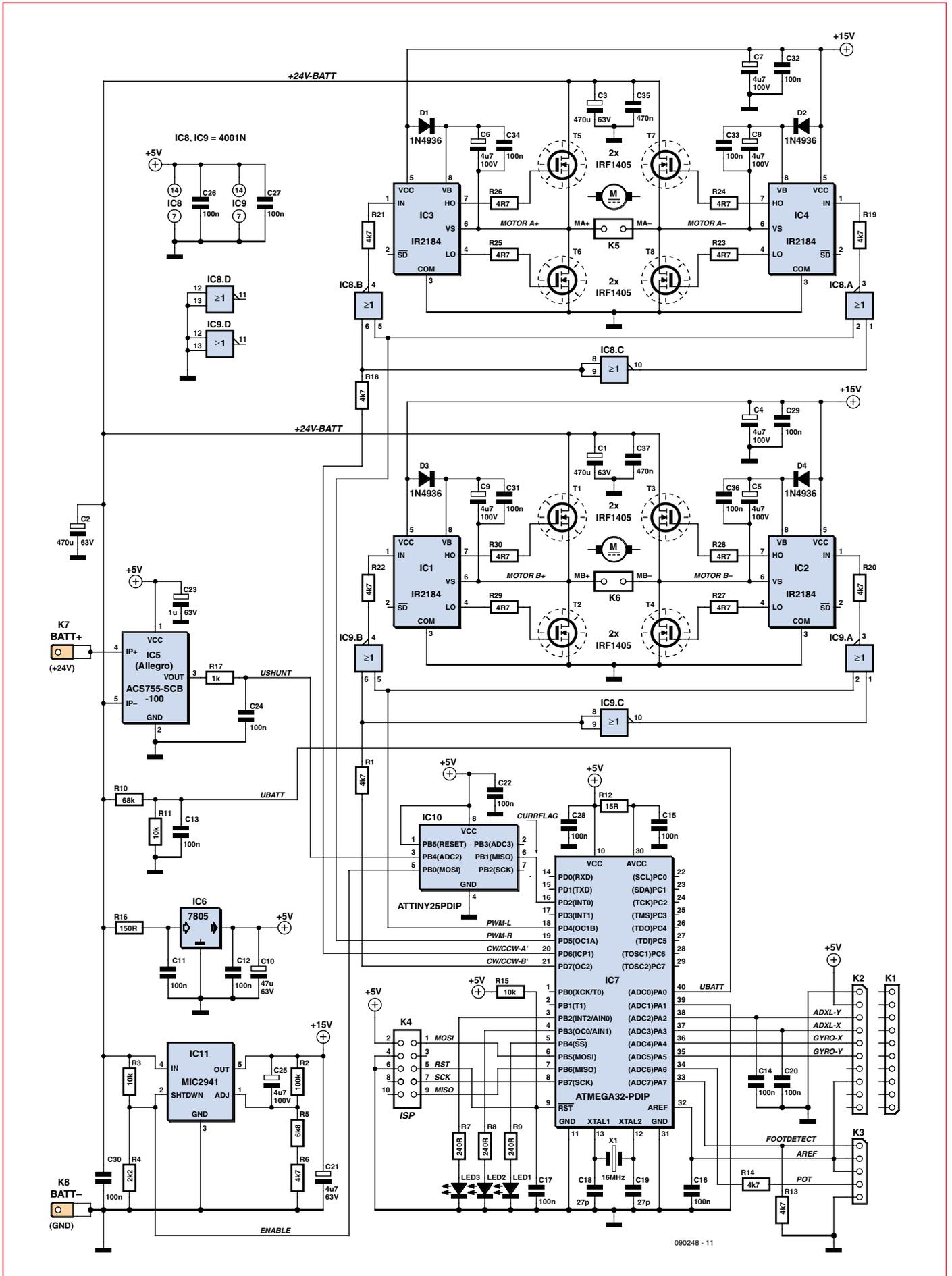
à 16 MHz, avec son interface de programmation à 10 broches (K4, le connecteur ISP) et les trois LED (LED1 à 3) indicatrices de la charge des accumulateurs, qu'il commande en direct.

La carte des capteurs se raccorde à la platine principale par K2 et délivre les signaux X et Y des deux capteurs de position aux entrées ADC2 à 5 du convertisseur A/N de l'ATmega32, ainsi que la tension de 3 V à la broche 32 (AREF), en provenance du régulateur de tension de la carte des capteurs. Cette tension de 3 V est aussi envoyée sur la potentiomètre du manche de guidage. La tension correspondant à la position de son curseur

est transmise à l'entrée ADC6 de l'ATmega32. Par l'entrée ADC0, le convertisseur A/N mesure, sur le diviseur de tension R10/R11, la tension des accumulateurs, tandis que l'ADC7 est relié via K3 à la pédale de sécurité. L'ATmega reçoit encore sur la broche 16 (INT0) le signal de dépassement de courant (CURRFLAG) du surveillant de consommation, l'ATtiny (IC10), information qu'il tient lui-même du capteur à effet Hall (IC5) de marque Allegro Microsystems. Celui-ci présente un domaine linéaire de 100 A. Le drapeau CURRFLAG est levé dès que la consommation atteint 25 A, de manière à modifier en conséquence la MLI des signaux de sortie de l'ATmega pour la régulation du courant des moteurs.

Le résultat du traitement des signaux d'entrée est traduit en signaux sur les quatre sorties aux broches 18 à 21 et référencés PWM-L/R et CW/CCW-A' / B'. Les signaux CW/CCW-A' et CW/CCW-B' sont combinés par des circuits logiques (IC8 et IC9) à ceux des sorties MLI désignés PWM-L et PWM-R et commandent le sens de rotation de chaque moteur, tandis que les signaux PWM commandent, par l'intermédiaire des ponts en H (complets), le

Figure 3. Le schéma de la platine principale regroupe l'ensemble des commandes, y compris l'électronique de puissance.



090248 - 11

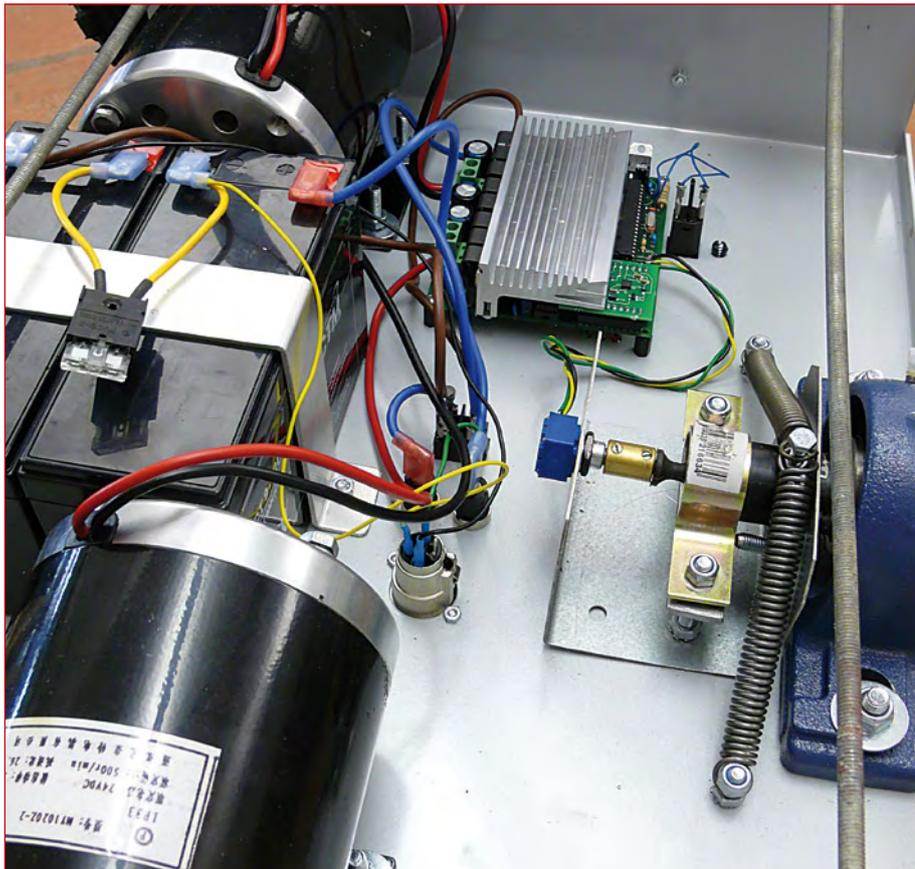


Figure 4. Sous le châssis métallique sont fixés les accumulateurs et le bloc électronique.

courant des moteurs. Il y a donc deux signaux de commande pour chacun des moteurs et un circuit en pont H. Chacun de ces ponts se compose de deux puces d'attaque d'un demi pont

du type IR2184 et de quatre MOSFET du type IRF1405. Pour le moteur gauche, ce sont IC1, IC2 et T1 à T4, pour le moteur droit, IC3, IC4 et T5 à T8. Les circuits en pont à MOSFET sont

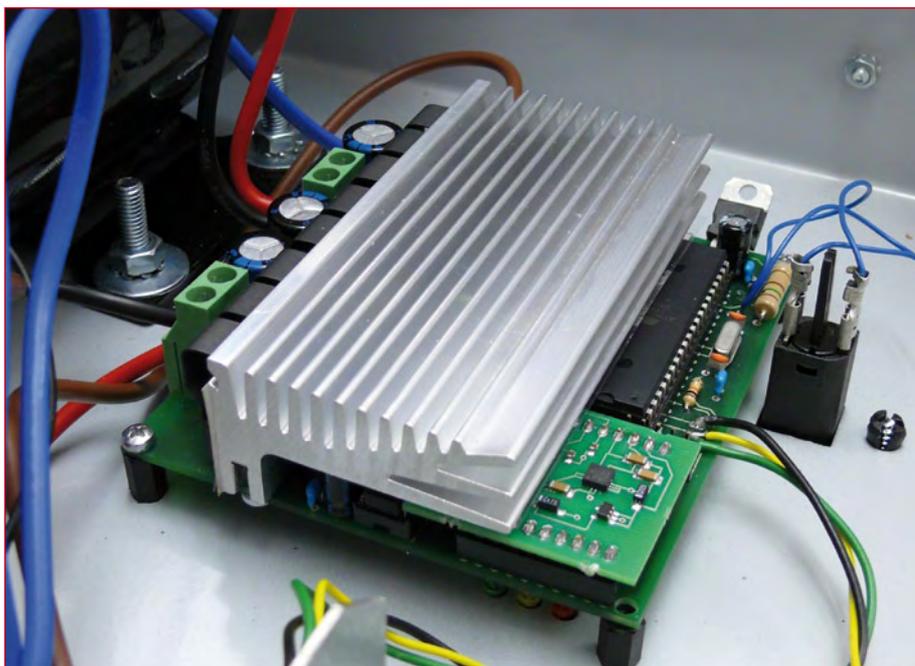


Figure 5. La partie électronique est compacte, composée de la platine principale avec le radiateur, surmontée de la carte des capteurs.

reliés à travers la sonde de courant IC5 à la tension de 24 V des deux batteries de 12 V au plomb mises en série. Les puces d'attaque des demi ponts sont alimentées en 15 V par un régulateur de tension à part (IC11) du type MIC2941. Ces circuits intégrés sont dotés d'une entrée d'inhibition « Shutdown » sur la broche 2, qui est reliée au signal *Enable* du surveillant de courant (la broche 5 de l'ATtiny IC10). Ce signal débranche les régulateurs de tension en cas de surconsommation et empêche les attacheurs des ponts de fonctionner, ce qui fait que les MOSFET bloquent et coupent le courant des moteurs. Tous les autres circuits intégrés reçoivent leur alimentation en +5 V par le régulateur traditionnel IC6.

Construction compacte

Installé sous la plateforme (châssis métallique à la figure 4), le bloc électronique (figure 5) se compose de la platine principale surmontée de la carte aux capteurs.

Les huit MOSFET sont alignés au dos de la platine principale et c'est un radiateur spécial qui les refroidit en communauté. Les MOSFET sont pressés contre le radiateur à l'aide de fixations à ressort et le radiateur est boulonné avec la platine. Une feuille auto-collante à haute conduction thermique entre les transistors et le radiateur assure l'isolation électrique.

Contrairement à la carte des capteurs, la platine principale est complètement équipée de composants à fils. Les tracés des platines au format PDF sont disponibles, comme d'habitude, sur la page du projet [3] de notre site et le téléchargement en est gratuit. On y trouve également la liste des composants pour les platines.

Logiciel

Le micrologiciel pour les deux contrôleurs a été rédigé en BASCOM AVR. La figure 6 vous donne un aperçu des fonctions principales de la commande des moteurs, nous allons en donner ici une courte description.

La fonction Init :

Initialisation et configuration des temporisateurs Timer0, Timer1/PWM, initialisation des variables, étalonnage pour le gyroscope, les accéléromètres et le potentiomètre de direction.

La fonction Get_Angle :

Cette fonction lit les valeurs des canaux

A/N (gyro, ADXL320, potentiomètre, tension de batterie, pédale). Pour le gyroscope, l'ADXL320 et la tension de batterie, les valeurs sont intégrées sur une période de 50 échantillons.

On y calcule aussi les valeurs Angle_rate et Tilt_angle.

On lit également la position du curseur du potentiomètre.

La fonction Filter :

Elle calcule la quantité nécessaire de différence d'accélération des moteurs (Balance_Diff) et la vitesse des deux moteurs ensemble (Drive_Speed).

La fonction process :

Elle calcule, sur base de la vitesse et de la position du potentiomètre de direction, l'adaptation de vitesse des moteurs pour provoquer la manœuvre correspondante. Elle vérifie si l'ATtiny a émis un avis de surconsommation et diminue la vitesse des moteurs (Drive_speed) en conséquence. Elle signale par clignotement des LED une situation critique (surconsommation ou relâchement de la pédale).

Enfin, elle appelle la fonction Get_speed_batt.

La fonction Get_speed_batt :

Elle impose une correction d'angle supplémentaire (Angle_Correction) si la vitesse maximum est dépassée et allume les 3 LED en fonction de la tension de batterie.

La fonction PWM_OUT :

Elle règle l'accélération du moteur A et du moteur B par les sorties à MLI et commute les sorties qui déterminent le sens de rotation des moteurs. Cette fonction limite aussi la puissance maximale (PWM_MAX).

La fonction interrupt :

Elle est appelée 100 fois pas seconde par le Timer(0) et invoque elle-même les fonctions Get_Angle, Filter, Process et PWM_Out.

La mécanique

Nous aborderons dans le second article tous les autres aspects non électroniques du projet ElektorWheelite. Outre la construction mécanique, nous décrirons brièvement l'assemblage et le câblage et naturellement, nous vous réservons encore quelques trucs pour la mise en service et des idées pour la mise en pratique.

(090248-1)

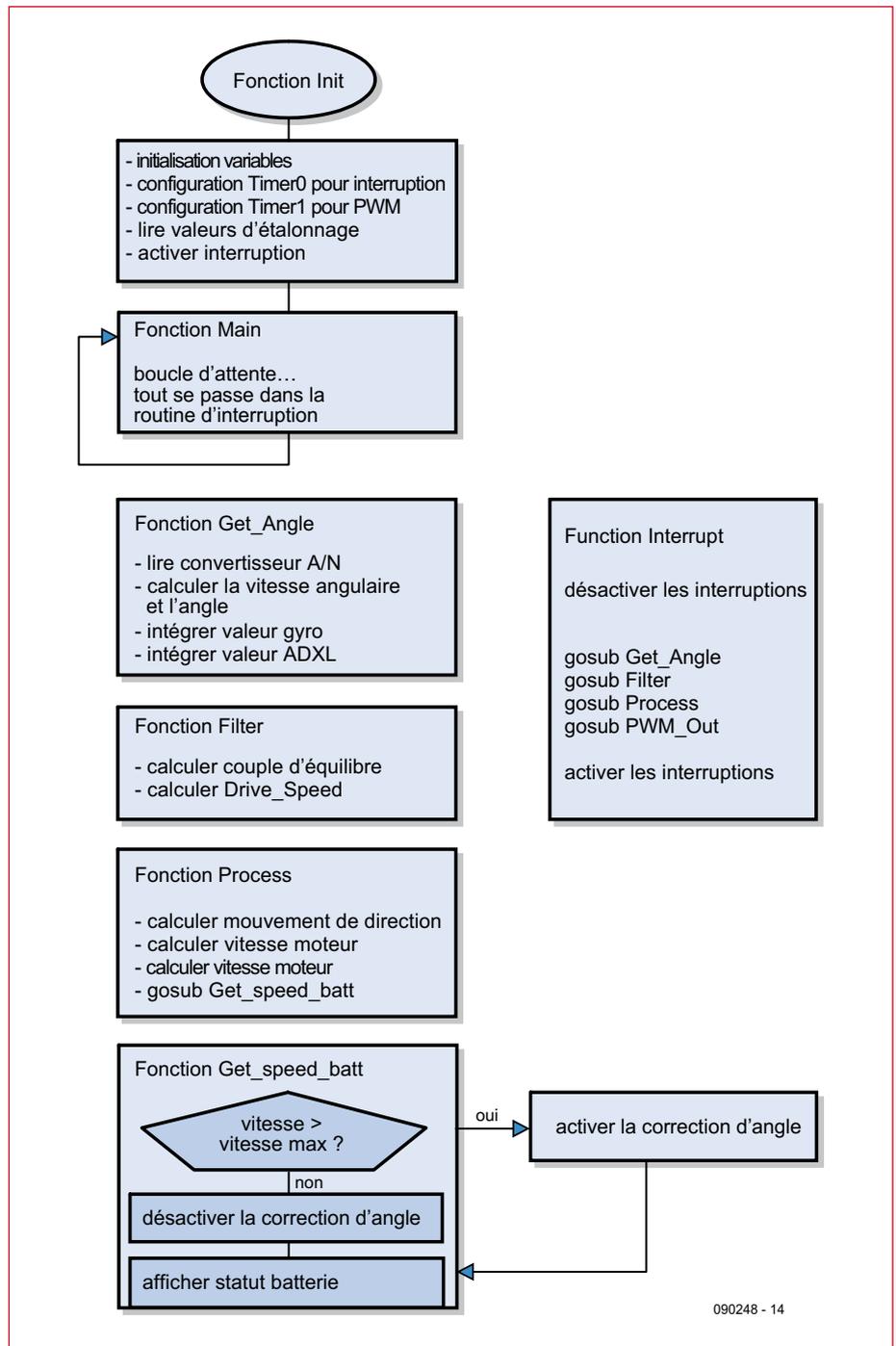


Figure 6. Les fonctions du logiciel de commande.

Téléchargements et produits

- Platines

090248-1 et 090248-2 (disponibles via www.elektor.fr/090248)

Les fichiers PDF des tracés à télécharger gratuitement de www.elektor.fr/090248

- Contrôleurs programmés

090248-41 contrôleur ATmega32

090248-42 contrôleur ATtiny25

- Logiciel

090248-11 code source et fichiers

Hex (téléchargement gratuit)

Liens Internet

[1] www.invensense.com/shared/pdf/DS_IDG300.pdf

[2] www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADXL320.pdf

[3] www.elektor.fr/090248

Apprendre à programmer en BASIC-BASCOM-AVR

➔ Atelier de programmation

NOUVEAU

L'objectif de cet atelier de programmation est de s'initier au langage BASIC BASCOM-AVR et de découvrir son environnement. C'est par la pratique que les participants en apprennent les principes : à partir de plusieurs exemples d'applications ils découvrent comment, par la suite, écrire et tester leurs propres programmes. Les travaux pratiques s'appuient sur la carte d'essai de l'ATM18 d'Elektor.

Formule 1 (Atelier sans achat du matériel) :

299,00 €

Le matériel nécessaire pour l'atelier est prêté et doit être restitué à la fin de la journée.

Formule 2 (Atelier avec achat du matériel) :

424,00 €

Le matériel nécessaire pour l'atelier devient la propriété du participant qui l'emporte à la fin de la journée.

Quelle que soit la formule choisie, sont compris :

- le déjeuner
- la documentation remise à chaque participant (présentation imprimée et documents de l'atelier).
- Le supplément de 125 € de la formule 2 couvre l'achat du matériel d'une valeur commerciale de 225,00 €. C'est une formule très avantageuse.

Les abonnés d'Elektor bénéficient d'une remise de 5%

Où et quand ?

Paris, 24 octobre 2009

L'atelier sera dirigé (en français)

par M. Grégory Ester, professeur

Pour en savoir plus : www.elektor.fr/atelier-bascom

ElektorWheelie

➔ Tentez le diable !

NOUVEAU

Puissance et stabilité : Sans polluer, goûtez aux sensations fortes, au plaisir de la glisse et à la liberté.

Deux roues, deux moteurs, deux batteries, trois capteurs (gyroscope, accéléromètre, sonde de courant), une électronique de puissance et la logique de commande, tout ça sous la gouverne de deux micro-contrôleurs AVR pour assurer une étonnante stabilisation dynamique. Ni frein, ni accélérateur, tout est dans le manche-guidon !

100 € de réduction sur les commandes intervenues avant le 31 août !

elektor
SHOP

photo du prototype -
image non contractuelle

Caractéristiques techniques :

- 2 moteurs CC à réducteur de 500 W
- 2 batteries au plomb stabilisé de 12 V / 9 Ah
- 2 roues de 35 cm en plastique à pneu gonflé
- Commande moteur en MLI par ponts H jusqu'à 25 A
- Coupure automatique dès que l'utilisateur descend de l'engin
- Arrêt d'urgence fiable
- Indicateur d'état de charge des batteries
- Vitesse maximum : 18 km/h
- Rayon d'action : environ 8 km
- Poids : environ 35 kg

Le kit complet d'Elektor-Wheelie comprend deux moteurs CC de 500 W, deux batteries au plomb stabilisé de 12 V / 9 Ah, 2 roues de 35 cm en plastique à pneu gonflé, un châssis carrossé, un guidon, la carte de commande et la carte des capteurs montées et testées, prêtes à l'emploi et le chargeur.

Réf. : 090248-71 • 1599,00 €*

Prix réduit : 1499,00 €* (offre valable jusqu'au 31 août)

*hors frais de port

Informations, vidéo de démonstration et bon de commande sur www.elektor.fr/wheelie

NOUVEAU : NI ELVIS II+

Réduisez le coût de votre labo

Avec la plate-forme de conception et de prototypage NI ELVIS



Plaques d'interface dédiées de :



NI ELVIS (Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite) est une plate-forme peu coûteuse qui intègre 12 des instruments les plus couramment utilisés, dans un facteur de forme compact particulièrement adapté à un usage en laboratoire et en classe de TP. Les enseignants peuvent étendre le champ d'étude au-delà de l'instrumentation et des circuits grâce à des plaques d'interface dédiées et des didacticiels développés notamment par Emona Instruments, Freescale Semiconductor et Quanser. Ces plaques complémentaires permettent d'enseigner les télécommunications, les microcontrôleurs, la conception de systèmes de contrôle, etc., en utilisant une seule et même plate-forme de conception et de prototypage.

>> Découvrez les avantages et les applications de NI ELVIS sur ni.com/nielvis/f

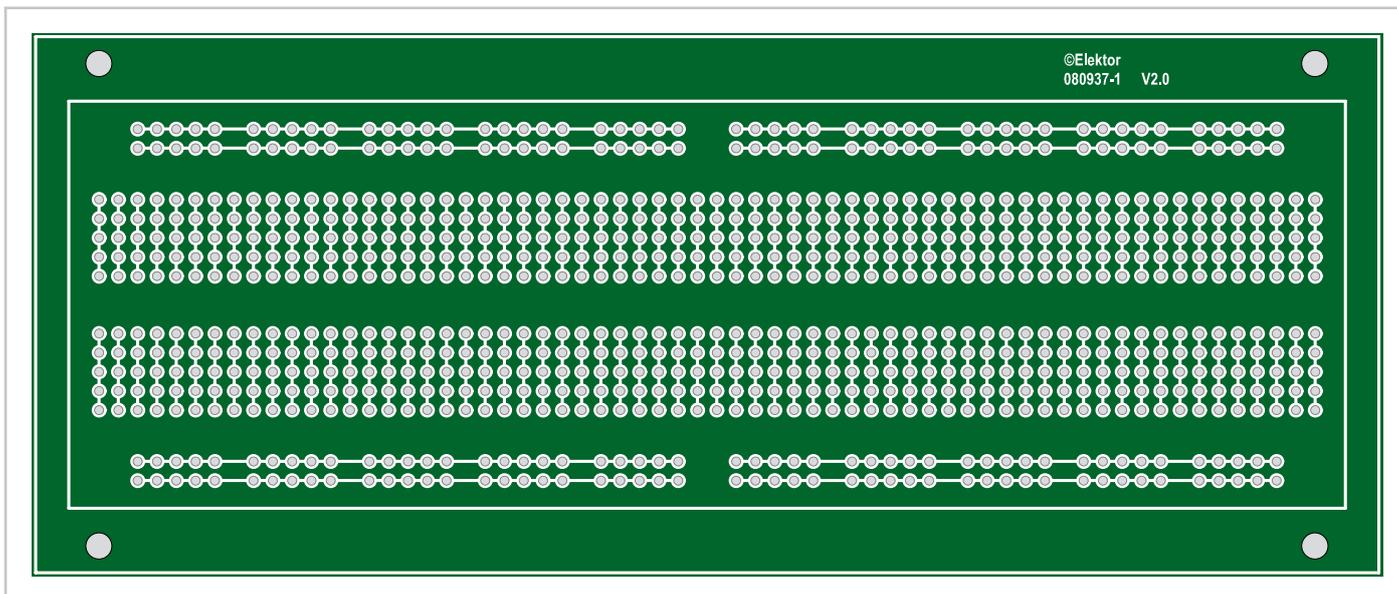
01 57 66 24 24

NATIONAL INSTRUMENTS France # 2, rue Hennape – 92735 Nanterre Cedex, France # Tel.: (0)1 57 66 24 24 # Fax (0)1 57 66 24 14 # Société de droit américain – capital social 1.000,00 dollars # US – 11500 N Mopac Expwy, Austin-Texas USA – 10056236 – 344 497 649 # RCS Nanterre – SIRET B 344 497 649 00048 – APE 516J - N.I.I. FR 57344497649

©2009 National Instruments. Tous droits réservés. National Instruments, NI, et ni.com sont des marques de National Instruments. Les autres noms de produits et de sociétés mentionnés sont les marques ou les noms de leurs propriétaires respectifs. Pour plus d'informations concernant les marques de National Instruments, veuillez vous référer à la partie Terms of Use sur le site ni.com/legal. 2009-11039-821-1121



Carte d'expérimentation pour Labdec

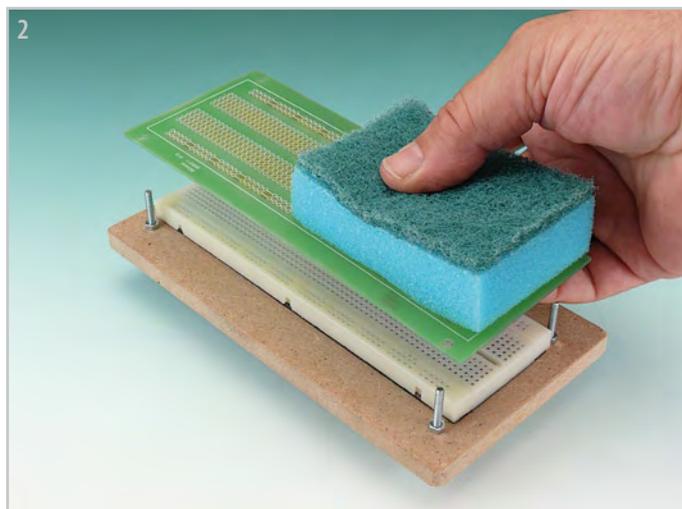
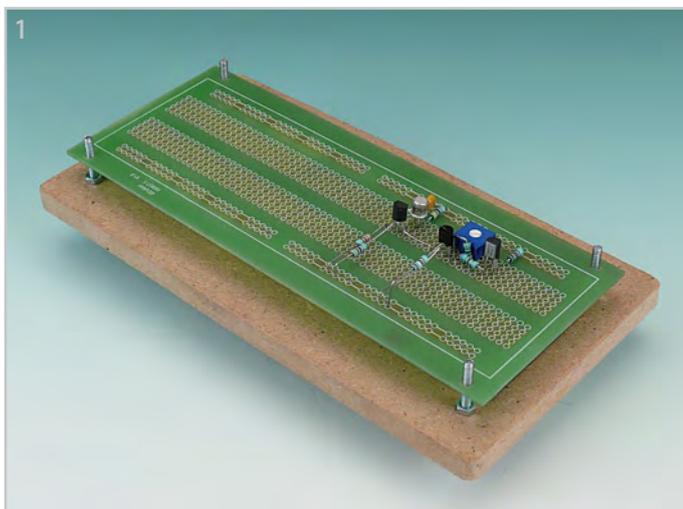


D'après une idée de Luc Heylen (Belgique)

Pour essayer des petits (ou grands) circuits les électroniciens utilisent souvent une plaque de montage rapide connue sous le nom platine Labdec (*breadboard* en anglais). La plupart de nous sait probablement de quoi il s'agit, mais pour ceux qui ne connaissent pas encore cet outil, une platine Labdec est un dispositif totalement réutilisable qui permet de réaliser sans souder le prototype d'un circuit électronique et de le tester. C'est une plaque en plastique (blanche) perforée dans laquelle des barrettes de contacts à ressorts relient certaines rangées de trous de la plaque. Sur les cotés de la plaque, sur toute sa longueur, se trouvent d'autres barrettes de contacts à ressorts qui servent en général à distribuer l'alimentation. Les trous et les barrettes permettent de « planter » des composants électroniques (circuits intégrés inclus) dans la pla-

que et de les relier entre eux avec des fils. L'avantage d'une platine Labdec est qu'elle permet d'expérimenter sans avoir besoin du fer à souder pour faire des modifications. En plus, le montage est plus clair qu'un circuit monté sur une platine d'expérimentation où le câblage sur le côté soudure devient vite une véritable jungle, rendant les modifications difficiles. Mais la platine Labdec a aussi des désavantages. Elle n'est par exemple pas adaptée aux circuits à haute fréquence. De même l'usure des contacts à ressorts rend les connexions moins bonnes après quelques années, ce qui peut causer des bugs parfois difficiles à résoudre. Malgré cela la platine Labdec reste un outil de conception très pratique et abordable pour chaque électronicien. Quand on utilise beaucoup la platine Labdec, on se trouve souvent confronté au problème que une fois le montage terminé, il faut le

démonter pour le remonter ensuite sur une carte d'expérimentation ou autre afin de pouvoir appliquer le circuit quelque part ; il n'est pas très pratique d'utiliser la platine Labdec directement dans une application. L'inventeur de l'idée présentée ici, lui-même un utilisateur assidu des platines Labdec, a trouvé la solution suivante. Prenez une carte de la même configuration que votre platine Labdec, avec les mêmes distances et connexions entre les trous. Montez cette carte sur la platine Labdec et câblez le circuit comme sur une platine Labdec normale (**photo 1**). Les pattes et contacts des composants doivent être un peu plus longs pour compenser l'épaisseur supplémentaire due à la carte. Utilisez des supports à *wrapper* pour les circuits intégrés. Les contacts de la platine Labdec fournissent les connexions comme d'habitude et il n'est pas nécessaire de souder. Quand on a terminé le circuit,



nul besoin de le reconstruire sur une autre carte, il suffit tout simplement d'appuyer une éponge ou un sac rempli de billes en polystyrène sur le montage (**photos 2 & 3**) et de retirer la carte avec tous les composants de la platine Labdec. Ensuite retournez la carte, découpez les pattes qui dépassent et soudez-les (**photo 4**). Ainsi les connexions seront identiques à celles sur la platine Labdec ! Pour faciliter le travail sur l'ensemble carte/platine Labdec, il est conseillé de monter la platine Labdec sur un bout de bois dans

lequel quatre vis M3 permettent de bien positionner et fixer la carte grâce aux quatre trous dans ses coins. Nous avons pris la plaque de montage rapide SD12N de Velleman comme base, c'est une platine Labdec facile à trouver. Faites attention, les platines Labdec d'autres fabricants peuvent avoir des dimensions ou connexions différentes, ce qui les rend inutilisable avec la carte présentée ici.

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/080937

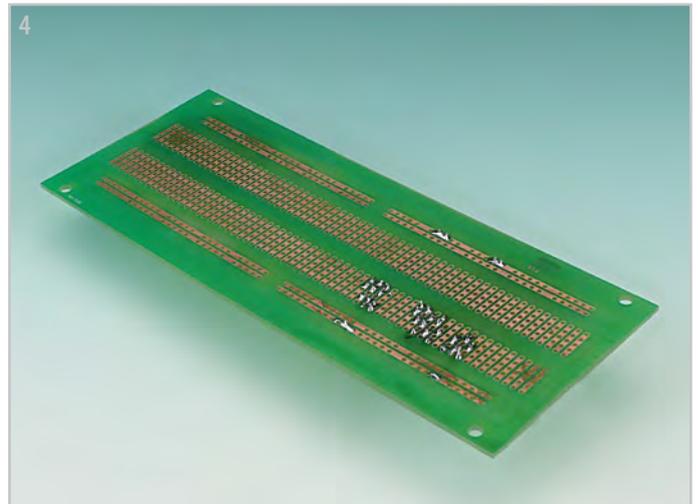
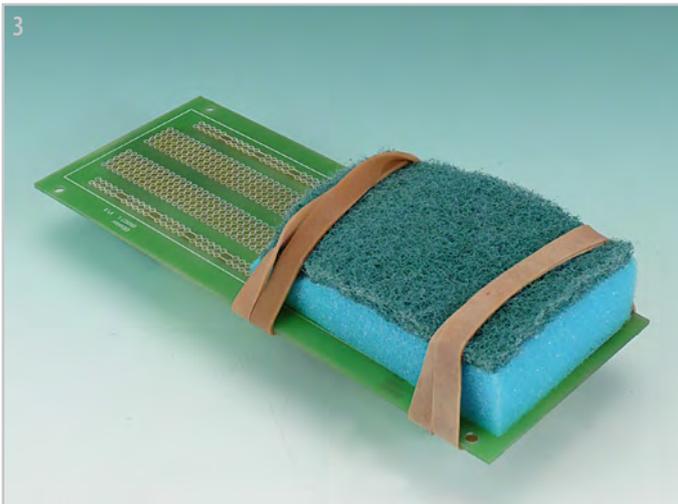
[2] www.velleman.be/nl/fr/product/view/?id=40573

Téléchargements & Produits

Platine

080937-1 commander la platine ou télécharger les dessins sur [1]

(080937-1)



Radiocommande d'un interrupteur à poussoir

Matthias Haselberger (Allemagne)

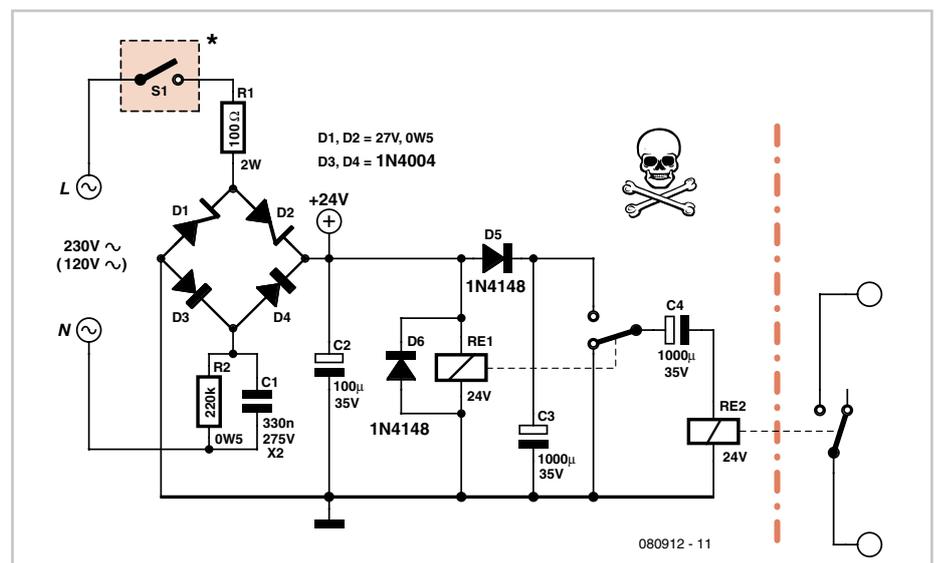
Dans le commerce, on trouve quantité de modules de radiocommande d'interrupteur standard. C'est un relais qui met en marche et arrête l'appareil. Certaines applications demandent cependant une impulsion pour allumer autant que pour éteindre, comme sur la plupart des lampes de chevet. Comment faire ? Voici une solution qui permet de simuler le comportement de ce genre de poussoir. Un circuit additionnel permet de transformer le fonctionnement du module de commutation.

Dans ce circuit, S1 représente les contacts du module de commutation sans fil. Ces contacts branchent directement la tension de 230 V du secteur sur un adaptateur pour obtenir du 24 V, lequel est équipé d'un redresseur en pont (D1 à D4) avec une résistance en série (R1) et un condensateur (C1) également en série, le tout suivi d'un condensateur électrolytique réservoir (C2). Les deux diodes Zener (D1 et D2) qui composent une moitié du pont de redressement servent à limiter à 24 V environ la tension continue sur C2.

Quand le système radio ferme les contacts de

S1, le relais RE1 est soumis à ces 24 V continus et s'excite. En même temps, le condensateur électrolytique C3 se charge à travers D5. L'inversion des contacts de RE1 permet à C4 de profiter de la charge de C3. Le courant de charge traverse la bobine de RE2 qui bascule aussi longtemps que le permet le courant de

charge. À mesure que C4 se charge, le courant s'amenuise, si bien que RE2 (qui joue le rôle de poussoir) retombe et ses contacts s'ouvrent. Dès que le relais du module radio est débranché, S1 s'ouvre de sorte que RE1 retombe lui aussi peu après et met à la masse le condensateur C4. Celui-ci se décharge alors dans la

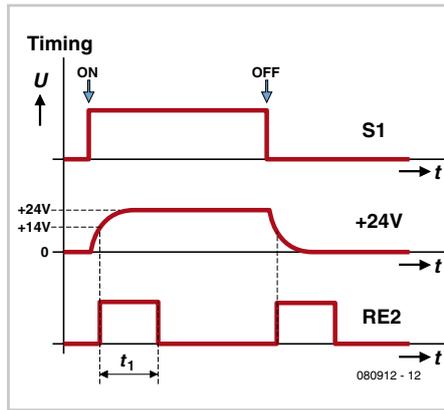


bobine de RE2, ce qui entraîne une nouvelle fermeture des contacts du « poussoir » de service. Le diagramme temporel montre le déroulement des choses à l'enclenchement et au déclenchement de S1.

La durée de la « poussée » de RE2 dépend de la capacité des condensateurs électrolytiques C3 et C4. On peut calculer d'après l'équation $Q = C \cdot U = I \cdot t$ la capacité des condensateurs pour un temps d'appui (t_1 dans le diagramme) et un courant de relais déterminés. Les valeurs reprises dans le schéma (1 000 μ F) valent pour $t_1 = 1$ s et un courant de bobine I_H de 10 mA :

$$C = I_H \cdot t_1 / U = 0,01 \text{ A} \cdot 1 \text{ s} / 10 \text{ V} = 1 \text{ 000 } \mu\text{F}$$

RE2 ne peut pas être un relais à lames souples parce que la tension sur la bobine du relais s'inverse. Pour la même raison, il n'est pas possible d'y mettre une diode de roue libre,



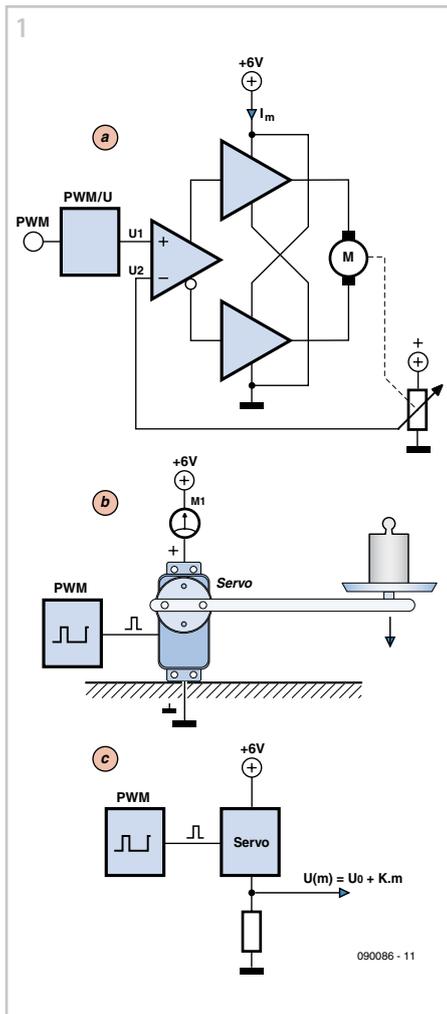
mais elle n'est pas indispensable non plus, parce que la décharge de C4 est lente. Pour assurer une isolation suffisante des contacts, on emploie pour RE2 un modèle dit de classe II, le G6D-1A-ASI 24DC de Omron en est un bon exemple. Pour RE1, la classe II n'est pas

requis. Les résistances R1 et R2, à cause de la présence de la tension secteur de 230 V, doivent pouvoir supporter 350 V, raison pour laquelle on les compose de deux résistances en série de la moitié de la valeur nécessaire, ce qui divise aussi par deux la puissance à dissiper dans chacune d'elles. R1 est donc formée de 2x 47 Ω /1 W et R2 de 2x 100 k Ω /0,25 W.

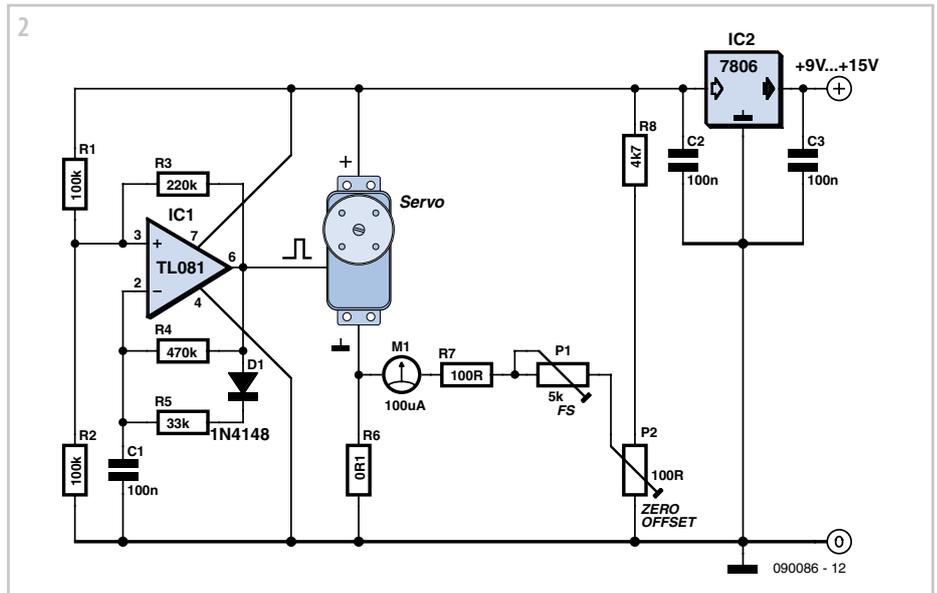
Le circuit se loge aisément dans un boîtier muni d'une fiche secteur et peut donc se brancher directement dans un module de commutation radiocommandé. Le contact de RE2 est mis hors tension par une borne de raccordement. Pour obtenir une isolation suffisante du secteur autour du relais de classe II RE2, il faut maintenir autour de lui une distance de sécurité de 6 mm minimum (distance dans l'air ou par solide) de tout autre conducteur.

(080912-I)

Servo-balance



Gert Baars (Pays-Bas)



Voici une balance astucieuse construite autour d'un servomoteur de radiomodélisme classiquement attaqué en PWM. Suivant le type de servo utilisé, il est possible de mesurer des poids allant de 1 kg à 5 kg avec une précision décente. La **figure 1a** détaille la constitution d'un servomoteur. Le moteur, mis en rotation par l'électronique, entraîne un train d'engrenages raccordé à un bras de sortie dont la position angulaire est mesurée par le potentiomètre, celui-ci délivrant la tension U2. Cette tension est comparée à la tension de consigne U1 qui provient du récepteur PWM. La rotation du moteur s'arrête lorsqu'il y a égalité entre U1 et U2. Si U2 vient à dépasser

U1, le moteur inversera son sens de rotation. Si une force extérieure tend à déplacer le levier de sortie, le moteur tendra à contrebalancer cette force.

La **figure 1b** illustre le principe de fonctionnement de notre balance, basé sur la réversibilité du train d'engrenages des servos. Un générateur PWM externe, à rapport cyclique fixe de 10%, définit la position de consigne, par exemple l'horizontale. Le fait de poser une masse sur le levier de sortie tend à abaisser ce dernier par la force de gravité. Le moindre abaissement conduit le servo à réagir en alimentant son moteur, qui générera un couple antagoniste. Le levier ne bougera pas d'un poil. On

note alors une consommation sur la ligne d'alimentation, en relation avec le poids. C'est cette consommation que nous nous proposons de mesurer au moyen d'un galvanomètre connecté sur une résistance shunt. La longueur du levier peut être librement choisie. Si l'on dispose d'un servo de moyenne puissance, par exemple un modèle RS-2 capable de traiter un courant de 1 A, on peut dimensionner le levier pour que le courant soit égal à 0,5 A lorsque le poids vaut 1 kg. De cette façon, un courant de 1 A indiquera un poids de 2 kg. On remarque cependant que même en l'absence de poids, la consommation s'établit à une grosse dizaine

de milliampères, ce qui correspond au courant de repos de l'électronique de gestion située dans le servo. Il faut en tenir compte pour obtenir des mesures précises. Le schéma complet est donné à la **figure 2**. On y distingue le générateur PWM fixe construit autour de IC1, qui définit la position de consigne. Une résistance shunt est montée dans la branche négative du servo, aux bornes de laquelle se développe la tension qui représente la consommation. Le galvanomètre M1 est pourvu d'un réglage de sensibilité (P1) et d'une compensation de décalage (P2). Il semble qu'un levier de 10 cm convienne à

la majorité des servos. L'alimentation se fait en 6 V stabilisés obtenus à la sortie d'un régulateur intégré éventuellement muni d'un refroidisseur, compte tenu du courant relativement important qu'il doit délivrer. Le montage ne fonctionne évidemment pas avec les servos à vis sans fin, qui, contrairement aux trains d'engrenages, ne sont pas réversibles.

(090086-1)

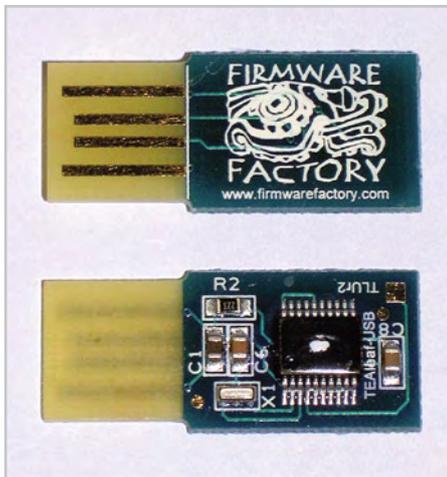
Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090086

De l'USB sans pilote

Richard Hoptroff (Royaume Uni)

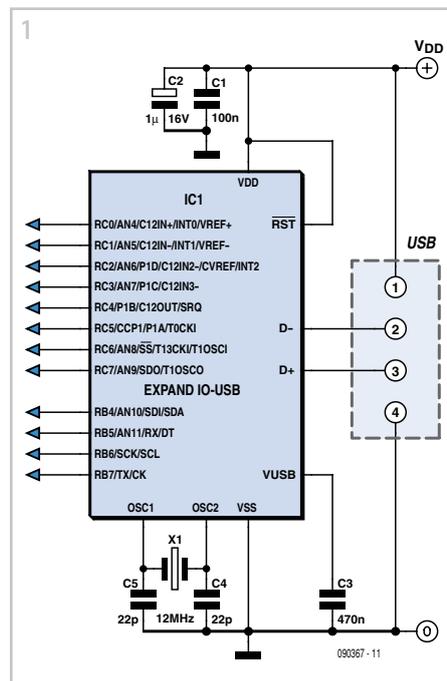
L'USB (*Universal Serial Bus*) était supposé résoudre un certain nombre de problèmes concernant la connexion de périphériques aux PC, pourtant l'opération reste désespérément problématique. Typiquement, chaque nouveau périphérique nécessite l'installation d'un nouveau pilote. Souvent, un port COM



est attribué au périphérique et vous devez déterminer à l'aide du système d'exploitation (OS) quel est son numéro. Avec certains produits, ce numéro change en fonction de la prise utilisée !

Une manière astucieuse de contourner ces problèmes est d'utiliser la classe HID (*Human Interface Device*), tel que le font les claviers et souris, ou la classe MSD (*Mass Storage Device*), tel une clé. C'est parce que tous les OS utilisés aujourd'hui supportent nativement les classes HID et MSD que HexWax Ltd. a adopté cette approche pour leur gamme de puces USB sans pilote. Leurs ponts USB vers UART, SPI ou I²C utilisent la classe HID et leurs puces stockent ou

acquérant des données utilisent la classe MSD. Particulièrement flexible, le « expandIO-USB », comme son nom le suggère, fournit des E/S sur un bus USB. Mais ceci est une bien modeste description si l'on considère ses entrées avec convertisseur A/N, possi-



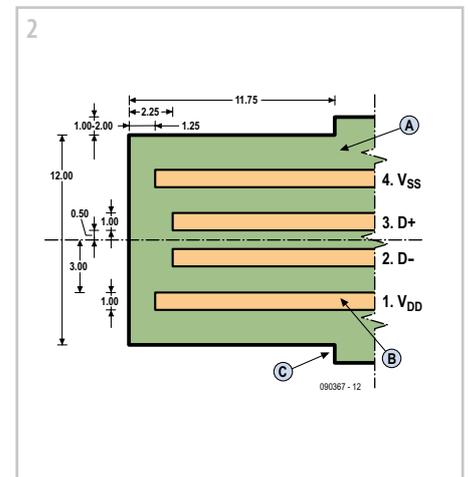
bilités d'interruptions, PWM, comparateurs, compteurs, temporisateurs, SPI, I²C, UNI/O, etc. L'interface USB est conçue de sorte à ce que toute la programmation soit faite sur le PC plutôt que sur la puce, le développement s'en trouve accéléré. Par exemple, pour mesurer la tension sur l'entrée analogique AN6, on envoie les 4 octets suivants depuis le PC (0x signifie hexadécimal) :

0x96 0x06 0x00 0x00

Le circuit effectue la mesure et renvoie le résultat sous la forme de 4 octets : 0x96 0x06 0x02 0x36.

Dans cet exemple, la tension mesurée est 5 V x 0x0236 ÷ 0x03FF = 2.76 volts. De la même manière, la commande suivante échange 3 octets avec un esclave SPI :

0xAF 0x03 0x45 0x67 0x00. Commande : Envoie



0x45 0x67 0x00 à l'esclave. 0xAF 0x03 0x00 0x00 0x89. Réponse : L'esclave renvoie 0x00 0x00 0x89.

Les commandes sont envoyées en utilisant l'interface HID de l'OS, ce qui est très similaire à une opération sur un fichier. Des codes sources sont disponibles sur [1]. Dans son utilisation de base, le circuit ([1] pour les détails) ne nécessite qu'un quartz et des condensateurs de filtrage (**Figure 1**). Bien qu'il soit disponible en boîtier traversant, la version pour montage en surface à l'avantage d'être assez petite pour des applications style clé comme on peut le voir en **Figure 2**. Les

prises USB pour montage en surface peuvent être relativement difficile à trouver, mais une alternative quasi gratuite et élégante existe. Il est possible d'en aménager une sur le circuit imprimé même, si un CI de 2 à 2,20 mm d'épaisseur avec les pistes ne vous dérange

pas (A, **Figure 2**). Pour une meilleure fiabilité, les contacts B devraient être recouverts d'une couche de nickel (2,6 à 5,0 μm) puis plaqué or (*hard gold flash*, 0,25 à 1,27 μm). Enfin, le dépassement C empêche d'insérer trop loin le circuit. La largeur du CI devrait être infé-

rieure à 16,00 mm.

Liens Internet
[1] www.hexwax.com

(090367-1)

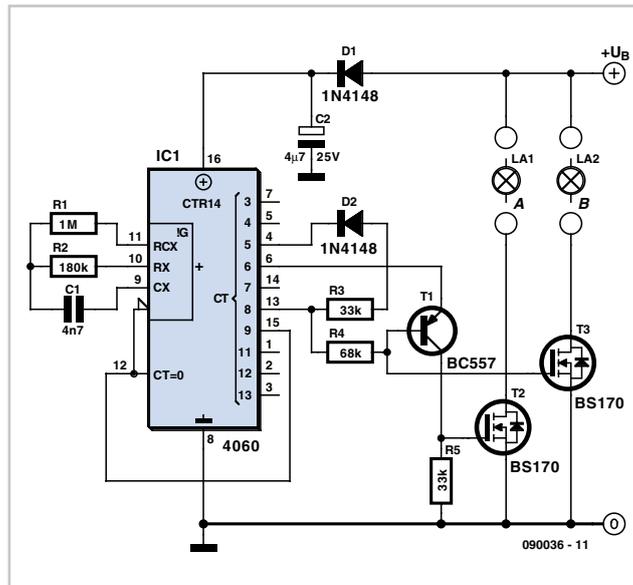
Feux de modèle réduit d'avion



Werner Ludwig (Allemagne)

Ce montage vous permettra d'équiper, à peu de frais, vos modèles réduits d'avion de feux très réalistes. La sortie *strobe* (A) délivre périodiquement une quadruple impulsion pour le feu à éclats (strobe light). La sortie *beacon* (B) émet ensuite une double impulsion, signalant par une LED rouge que le moteur tourne. Sur l'original, il s'agit du gyrophare rouge anticollision placé sur la dérive (anti-collision beacon light ou ACL).

Le montage peut également équiper un véhicule d'intervention au sol (projecteurs clignotants, gyrophare bleu).



Les signaux sont produits au moyen d'une logique aux sorties d'un 4060, compteur binaire à 14 étages. Le câblage de l'oscillateur interne (résistance et condensateur sur les broches 9 et 10) permet de modifier dans une large mesure la durée des cycles. Les émetteurs lumineux, à câbler sur beacon et strobe, seront, de préférence, des LED à haut rendement, à protéger par des résistances talon convenables (en fonction de la tension d'alimentation U_B et du courant de LED voulu). Le montage est conçu pour être alimenté sous une tension comprise entre 5 et 12 V. Les deux BS170 supportent un courant maximal de 500 mA.

(090036-11)

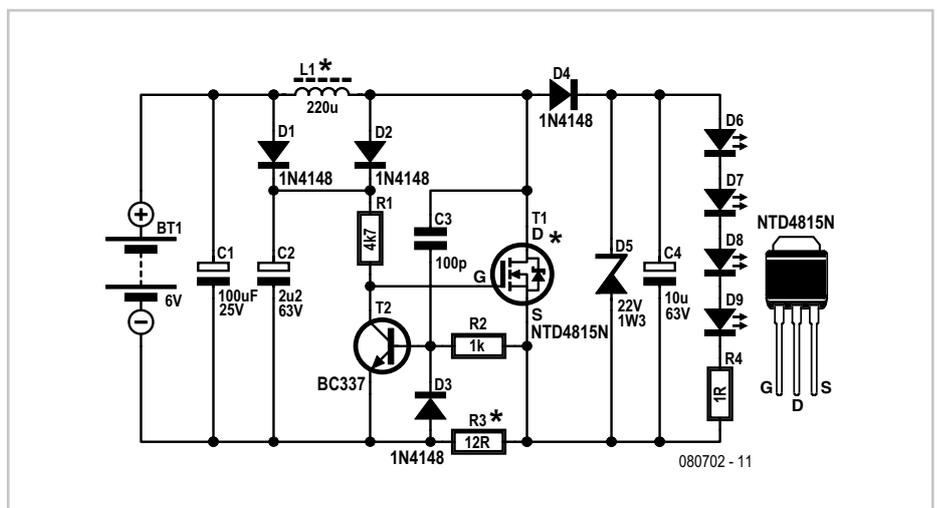
Phares de vélo à DEL



Ian Field (Royaume-Uni)

Avant tout, rendons à César ce qui est à César, ce circuit utilise une méthode ingénieuse de contrôle en tension d'un convertisseur flyback développé sur la base d'une résistance de détection de courant, publiée par Andrew Armstrong dans le numéro de juillet 1992 du magazine d'électronique anglais ETI.

Le circuit remanié est assez simple. Une fois alimenté, un courant faible charge C4. La tension aux bornes de R3 devient insuffisante et rend T2 passant. De même, D1 permet à C2 de se charger à partir du 6 V. La tension aux bornes de R1 devient suffisante pour rendre passant T1, le courant circule dans L1 et commence à grimper. La tension aux bornes de R3, résultant du courant qui revient par celle-ci, devient au bout d'un certain temps suffisante pour rendre T2 passant, lequel shunte la grille de T1, bloquant ce dernier et amorçant la tension du flyback sur L1. L'impulsion du flyback force un courant autour du circuit qui charge C4 et alimente les DEL. Comme



le courant de retour passe par la résistance R3, T2 et T1 sont maintenus respectivement passant et bloqué, et le flyback ne se bloque pas tant qu'il n'a pas donné toute son énergie. C3 induit une rétroaction positive pour garantir la fiabilité d'oscillation et aiguïser les

fronts lors des commutations. D1, D2 et C2 forment un circuit de boost au démarrage pour la grille du MOSFET. Bien que les niveaux soient logiques, il garantit un niveau V_g d'environ 8 V sur $R_{DS(on)}$. Heureuse coïncidence, la tension V_f aux bornes des quatre DEL rouges

à forte luminescence est d'environ 8,8 V, soit la valeur à laquelle est fixée la sortie.

Pour T1, un MOSFET à canal N avec une valeur de $R_{DS(on)}$ très faible de 15 mΩ (à 10 V) est suggéré, bien que son fort courant ID (35 A) ne soit pas strictement nécessaire. Les puristes pourraient souhaiter utiliser des diodes Schottky pour D2 et D4, mais un rapide coup d'œil à la fiche technique de la classique BAT85 montre qu'avec un t_{rr} de 4 ns, elle n'est pas plus rapide que la 1N4148. Il est peu probable qu'un V_f plus faible entraîne une différence notable.

La diode Zener D5 a été incluse par mesure de précaution au cas où la sortie se retrouverait en circuit ouvert. Le convertisseur fly-back sans charge peut fournir une tension très impressionnante et n'aurait aucune difficulté à endommager le MOSFET. Si un MOSFET avec des spécifications en tension plus élevées était utilisé, C4 pourrait facilement devenir la proie de tensions excessives si les DEL pètent les plombs. Dans le dernier prototype, D5 était une Zener 1,3 W 22 V, mais toute valeur comprise entre 18 et 24 V convient très bien. Gardez à l'esprit qu'avec quatre DEL blanches sur la sortie, la tension tournera autour de 13 V. L1 est une inductance 220 μH/0,56 A de 9 mm de diamètre et avec une faible résistance statique (par ex. Farnell réf. 8094837). Ne pensez même

pas à utiliser des petites inductances axiales plomb déguisées en résistances, même les plus grosses ne durent que quelques secondes avant de mourir devant vos yeux.

La résistance R3 est choisie en fonction de la configuration des DEL. Une valeur de 20 mA est assez typique des DEL 5 mm, soit 12 Ω pour quatre DEL rouges, 10 Ω pour cinq ou 6,8 Ω pour quatre DEL blanches. La résistance R4 (1 Ω 1 %) est prévue pour être utilisée comme une connexion provisoire pour la maille des DEL. La baisse de tension peut être mesurée pour en déduire le courant les traversant durant le choix de la bonne valeur du courant pour les DEL par ajustement de R3.

L'efficacité du circuit dépend du courant dans les DEL, déterminant aussi dans une certaine mesure la fréquence de découpage. À 10 mA (quatre DEL blanches), 170 kHz a été mesurée sur le prototype, et c'est à peu près le maximum que les condensateurs électrolytiques peuvent supporter. Si un courant plus important est appelé (par exemple, trois LED blanches à 30 mA), la fréquence diminue à environ 130 kHz et de fait l'efficacité s'élève à environ 75 %.

Le circuit est assez simple à construire sur une carte perforée en simple ou double indépendamment des boîtiers de lampes à portée de main. Le double devrait rentrer confortablement dans un compartiment de pile 2xD et le

simple est à peine plus gros qu'une pile C. Les boîtiers de lampe suggérés sont les Ever Ready et les Ultralight, mais beaucoup d'autres doivent pouvoir être modifiés pour accueillir la carte. Dans de nombreux cas, le trou de l'ampoule aura besoin de quatre encoches faites à la lime ronde pour que les DEL ne puissent pas être poussés trop loin. Elles peuvent être fixées avec un peu de colle chaude.

Le boîtier pour la batterie et l'interrupteur peut être étonnamment difficile à faire. L'appareil conçu pour un membre de la famille allait sur un vélo avec un panier. Il était facile d'y fixer un boîtier en ABS. Avec seulement le châssis tubulaire, ce n'est pas si facile. Le boîtier de batterie utilisé par les auteurs du projet est une vieille lampe Halfords, avec un clipse en plastique en U qui dissuade en rien les voleurs, mais il est très simple d'en faire un boîtier de batterie et de le fixer au guidon avec un collier de serrage. Il supporte facilement une batterie au plomb étanche de 6 V/1,3 Ah mais toute batterie 6 V peut être utilisée selon les préférences. Les décharges profondes devraient être évitées.

NB : Les éclairages pour vélos sont soumis à des restrictions légales, au code de la route et, dans certains pays, à l'homologation.

(080702-1)

Sonnerie sans fil pour machine à laver



Götz Ringmann (Allemagne)

Il arrive souvent que la machine à laver et le sèche-linge ne squattent pas l'appartement mais soient relégués à la cave ou – horreur – dans un bâtiment annexe avec accès par la cour. Un vrai délice quand il fait froid dehors. C'est pourquoi on aimerait savoir si les appareils ont vraiment terminé leur travail avant d'affronter l'extérieur hostile...

La caisse à bricolage de l'auteur contenait par hasard une sonnette sans fil. Quelques composants ont suffi pour créer le circuit présenté ici. Il interprète l'allumage de la DEL « Fin » de la machine à laver.

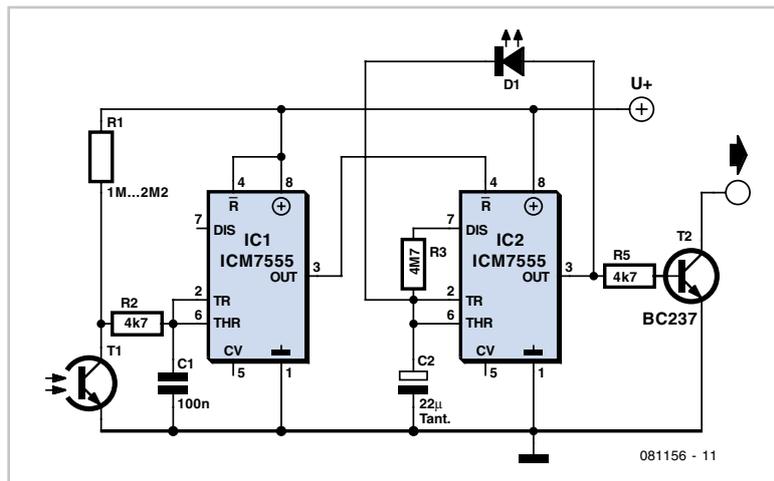
Le signal optique est capté par le phototransistor T1. Les afficheurs des appareils sont, semble-t-il, actionnés en mode multiplex. C1 doit donc lisser la tension pulsée aux

entrées 2 et 6 de IC1. IC1 est le bon vieux 555, ici dans sa version CMOS à cause du fonctionnement sur pile. Sa sortie maintient l'entrée Reset du second ICM7555 (IC2) au niveau bas tant que T1 n'est pas éclairé. Si le processus lavage/séchage se termine, la DEL s'allume et commande T1 plus ou moins vigoureusement selon son type. R1 permet d'ajuster la sensibilité.

processus de charge se répète tant que T1 est éclairé.

Le transistor T2 peut être de n'importe quel type NPN pour signaux faibles. Il est connecté en parallèle au bouton (de sonnette) de l'émetteur hertzien et conduit aussi longtemps que la sortie de IC2 est située au niveau haut. Veillez à la polarité !

Le circuit peut être alimenté par la même



Dès que la tension aux bornes de C1 tombe au-dessous de 1/3 de U_+ , IC1 commute sa sortie au niveau haut et débloque ainsi IC2. Ce dernier charge alors C2 aux 2/3 de U_+ par l'entremise de la DEL D1 qui sert simultanément de contrôle de fonctionnement. Une fois cette tension atteinte, IC2 commute de nouveau sa sortie à l'état bas et décharge simultanément C2 sur « Discharge » et R3 ce qui, dans la configuration décrite, prend presque une minute. Le processus de charge se répète tant que T1 est éclairé.

pile que l'émetteur. Le descriptif technique du ICM7555 indique toutefois que chaque IC consomme un courant de repos de 60 μ A, ce qui se reflète dans la durée de vie de la pile. L'émetteur de la sonnerie sans fil utilisé peut

toutefois être aussi alimenté par un bloc 9 V dont la capacité est sensiblement plus élevée que celle de la pile d'origine 12 V mini.

Avant de se plonger dans le montage du cir-

cuit, on devrait vérifier que la portée de la sonnette sans fil suffit pour établir une liaison fiable avec la machine à laver.

(081156-I)

Hibernation reconstructive

Reuben Posthuma (Nouvelle-Zélande)

Il y existe au moins 3 bonnes raisons pour mettre au congélateur un équipement électronique malade.

La première est qu'une température voisine de -20°C peut agir sur les soudures froides, resserrant les interstices et rétablissant les contacts. Il ne s'agira pas d'une réparation durable, mais au moins on aura la possibilité de réétudier l'apparition du défaut avec la montée en température.

La deuxième concerne certains circuits imprimés munis d'une batterie de sauvegarde, incapables de revenir dans leur configura-



tion par défaut. Ici, plutôt que de se hasarder à manœuvrer des cavaliers, on provoquera une décharge profonde via le froid.

La troisième est qu'une batterie d'alimentation peut éventuellement profiter d'une décharge autrement plus profonde que ce que ne lui permet son circuit de gestion, et se voir ainsi régénérée.

Il n'y a rien de scientifique là-dedans, cela peut même aller à l'encontre du bon sens, mais il reste que cela marche dans certains cas. Cassé pour cassé, rien ne s'oppose à un petit essai allant dans ce sens. On veillera à soigneusement emballer l'objet électronique afin d'éviter toute contamination ou confusion avec les aliments se trouvant dans le congélateur.

(090205-I)

DELificateur

Éclairage DEL mobile 3 W

Jürgen Stannieder (Allemagne)

Une lampe de poche avec ampoule à incandescence est aussi aguichante qu'une voiture 4 cylindres. Le chic est ailleurs : ce que le petit mot « hybride » déclenche dans le cas des voitures se traduit par l'acronyme « DEL » dans le cas des éclairages mobiles. Les lampes équipées de DEL ne sont pas seulement modernes. À puissance égale, elles sont bien plus brillantes que la version désuète à filament, donc plus efficaces. Bien entendu, des DEL blanches 70 mW 5 mm de type courant ne portent pas très loin, mais des éclairages peu coûteux de 1 W et plus, basés sur des semi-conducteurs, font entre-temps leur apparition. Qu'est-ce qui empêche l'électronicien malin de réadapter des lampes disponibles ?

Il y a aussi des ombres là où règne la lumière : les DEL ont

Caractéristiques

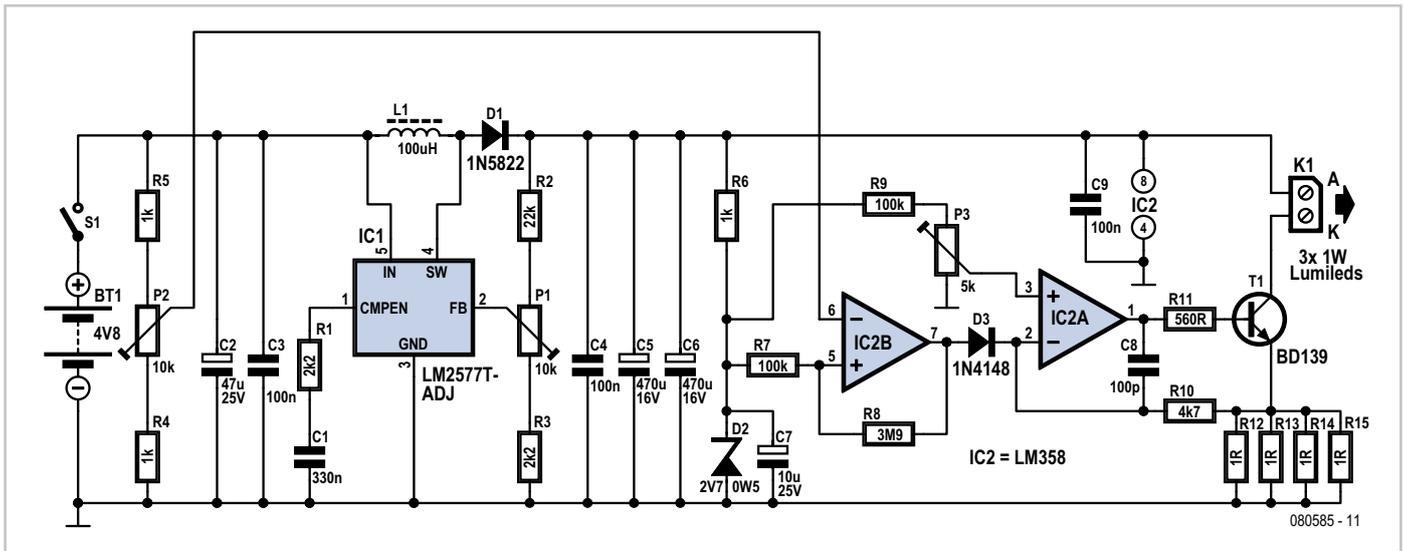
- alimente trois LED 1 W-avec 4,8 V
- rendement > 80 %
- luminosité indépendante de la tension d'accu
- protection contre la décharge profonde des accus



aussi leur côté obscur, l'électronique supplémentaire requise. Il est hors de question de les raccorder simplement à des accus. Les DEL ont une basse résistance différentielle et ont besoin d'un courant défini. Une simple résistance en série ne fait que réduire l'avantage dû à leur bon rendement. En outre,

la luminosité décroît sensiblement avec la décharge des accumulateurs. Le circuit du DELificateur résout ces deux problèmes : un régulateur à découpage assure un fonctionnement efficace indépendant des fluctuations de la tension des accumulateurs. Une source de courant ajustable assure la stabilité de fonctionnement des DEL.

Le régulateur à découpage intégré type LM2577T-ADJ [1] constitue le cœur du circuit. Il s'agit d'un « Step-up converter » ajustable. Il convertit la tension d'entrée de 4,8 V en une tension de sortie de 10 à 12 V grâce à l'inductance d'accumulation d'énergie L1 et à la diode roue libre D1.



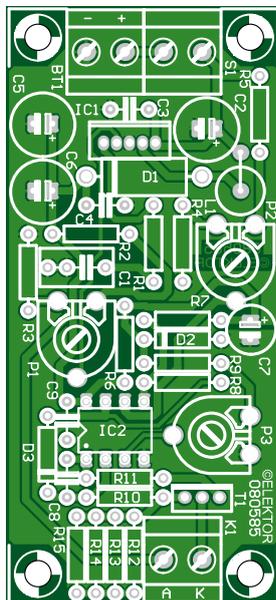
Les 4,8 V proviennent de quatre éléments d'accumulateur NiMH en série. Les 10 à 12 V alimenteront trois DEL blanches en série à la perfection. Une moitié de l'ampli op double IC2 constitue une source de courant ajustable. L'autre moitié sert à couper la source de courant dès que les accus descendent sous leur seuil inférieur de tension. Tout danger de décharge profonde est donc écarté.

Comment fonctionne la source de courant basée sur IC2A ? D2 fournit une tension de référence de 2,7 V. P3 permet donc d'engendrer une tension dans la plage de 0 à 135 mV. IC2A commande T1 de sorte que la tension aux bornes des quatre résistances R12 à R15 soit égale à celle du curseur de P3. Grâce aux 0,25 Ω des résistances 1 Ω en parallèle, on obtient une plage de réglage de presque zéro à un peu plus de 0,5 A. Avec les 350 mA typiques de DEL 1 W, on devrait donc

mesurer une tension de 88 mV aux bornes des résistances. Bien que le LM358 choisi soit un ampli op dont la plage de tension d'entrée atteint 0 V, sa sortie minimale est de 0,6 V. Donc, même lorsque P3 se trouve en position nulle, il passe encore quelques mA par les DEL.

Pour mettre fin à la décharge, IC2B compare la tension fournie par P2 à la tension de référence de D2. Si la tension de P1 est plus basse, D1 désactive donc la source de courant en lui faisant « croire » que ce dernier est beaucoup trop élevé. Comme le circuit consomme encore quelques mA lorsque la protection contre la décharge profonde est activée, il est recommandé de choisir 1 V par élément comme valeur raisonnable de mise hors circuit. Il faut donc positionner P2 pour que les DEL s'éteignent lorsque la tension passe sous 4 V.

La plage de réglage de P2 couvre environ 3 V jusqu'à plus de 10 V. Il n'est donc pas indispensable d'utiliser quatre accus. On peut expérimenter avec des configurations de trois à six éléments. Il faut éviter de placer plus de six accumulateurs en série lorsque trois DEL sont raccordées. La tension d'entrée pourrait sinon devenir trop élevée et entraver le bon fonctionnement de la fonction de régulation à découpage en provoquant le passage direct du courant par L1 et D1. Le fonctionnement en survolteur (step-up) d'IC1 suppose que la tension de sortie en aval de D1 dépasse la tension d'entrée en amont et que D1 est normalement bloquée. Cela permet en effet de transmettre par D1 l'énergie de commutation stockée dans L1. Elle passe, sous forme de tension plus élevée et de courant plus faible, dans les condensateurs de stockage C5 et C6. Grâce à la valeur élevée



Liste des composants

Résistances :

R1, R3 = 2k2
 R2 = 22 kΩ
 R4, R5, R6 = 1 kΩ
 R7, R9 = 100 kΩ
 R8 = 3M9
 R10 = 4k7
 R11 = 560 Ω
 R12, R13, R14, R15 = 1 Ω
 P1, P2 = 10 k, potentiomètre trimmer, petit, horizontal
 P3 = 5 k, potentiomètre trimmer, petit, horizontal

Condensateurs :

C1 = 330 nF, MKT, pas 5/7,5 mm
 C2 = 47 μF/25 V, radial, pas 2,5 mm, ø max. 8,5 mm
 C3, C4, C9 = 100 nF, céramique, pas 5 mm
 C5, C6 = 470 μF/16 V, radial, pas 2,5 mm, ø max. 8,5 mm
 C7 = 10 μF/63 V, radial, pas 2,5 mm, ø max. 6,5 mm
 C8 = 100 pF, céramique, pas 5 mm

Inductance :

L1 = 100 μH, axial, montage verticale, type : 5800-101 de Bourns avec 0,63 A/0,2 Ω (N° digi-key M8290-ND), B82111EC25 d'Epcos avec 1 A/0,65 Ω (N° Farnell 9752102) ou MESC-101 de Fastron avec 1 A/0,65 Ω

Semi-conducteurs :

D1 = 1N5822
 D2 = 2V7/0W5
 D3 = 1N4148
 T1 = BD139
 IC1 = LM2577T-ADJ (boîtier TO-220-5, 5 broches droites)
 IC2 = LM358 (DIP-8)

Divers :

K1, S1, BT1 = bornes à visser 2 contacts pour montage sur carte, pas 5 mm
 S1 = interrupteur
 BT1 = porte-piles pour 4 accus NiMH*
 3 x DEL de puissance 1 W
 Carte 080585-1

* voir texte

(environ 50 kHz) de la fréquence de commutation, la tension de sortie engendrée est très stable et son ondulation est très faible.

IC1 règle la tension de sortie pour que pin 2 atteigne exactement 1,23 V. Par conséquent, P1 permet de porter la tension de sortie à plus de 13 V avec les valeurs de R2 et R3 indiquées. La chute de tension d'une DEL 1 W dont le courant nominal est égal à 0,35 A atteint typiquement 3,25 V. Trois DEL en série nous donnent 9,75 V. Ajoutons les tensions de T1 et R12 à R15. On atteint ainsi une tension totale de l'ordre de 10 V. Bien que la chute de tension des DEL puisse varier jusqu'à 4 V selon l'exemplaire et le fabricant, la plage de réglage de P1 suffit toujours.

Le labo d'Elektor a mesuré une consomma-

tion de 0,87 A avec une tension de fonctionnement de 4,8 V et un courant de la DEL de 0,35 A. La durée de fonctionnement dépasse donc deux heures avec des accus 2000 mAh usuels. Le rendement total dépasse 82%. Avec cinq accus = 5,6 V, le rendement augmente jusqu'à la valeur respectable de 89%.

Régler le circuit terminé sur la carte ? Rien de plus simple : raccorder à une alimentation secteur de 4,8 V. Avec trois DEL raccordées, régler les tensions mentionnées aux valeurs qui suivent. Tension entre l'anode de K1 et la masse à 12 V par P1. Tension de R12 à R14 à 88 mV par P3. Pour terminer, réduire la tension 12 V par P1 jusqu'à ce que les 88 mV = 0,35 A soient atteints de justesse par les DEL. Les pertes sont alors minimales. Terminons

en ajustant P2 de telle sorte que les DEL s'éteignent quand la tension d'alimentation passe sous 4 V. Si les DEL ne s'allument tout d'abord pas du tout, il se peut que P2 soit éventuellement réglé à une tension trop élevée.

(080585-1)

Liens Internet

[1] www.national.com/mpf/LM/LM2577.html

[2] www.elektor.fr/080585

Téléchargements & produits

Platine

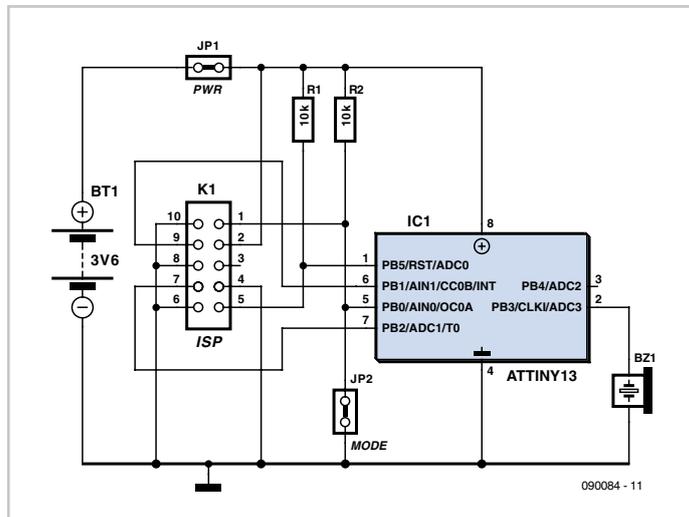
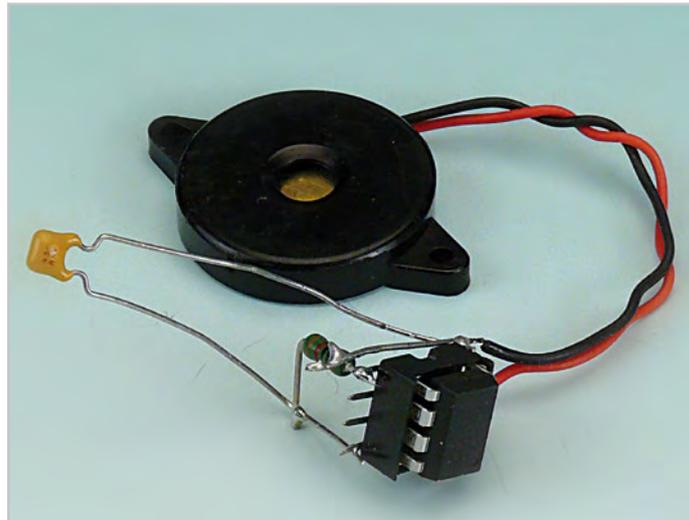
Commander 080585-1 ou télécharger un fichier PDF du dessin sur www.elektor.fr/080585

Vermine sonore

Tolunay Gül (Pays-Bas)

Rendons à César ce qui appartient à César. L'idée de cette vermine sonore, dissimulée et irritante au possible, provient du site web www.thinkgeek.com [1], quoique nous ayons pensé qu'il était possible d'en simplifier la conception au moyen d'un microcontrôleur flanqué d'un buzzer miniature, à défaut de mégaphone.

Le schéma est ce qu'il y a de plus simple : un petit µC AVR en brochage 8 pin, un buzzer, et comble du luxe, un connecteur ISP à 10 broches qui permet la programmation in-situ. Egalement présents : deux résistances, un cavalier pour définir le mode de fonctionnement, et un commutateur marche/arrêt. En ce qui concerne l'alimentation, tout vient à point comme une pile-bouton miniaturisée, un accumulateur provenant d'un téléphone Nokia (c'est ce que l'auteur a utilisé), sans oublier, comble du vice, quelques cellules solaires prélevées d'une calculatrice pour procurer une autonomie infinie. Le cavalier définit le mode test, avec émission d'un son continu. Dans le mode normal, le µC émet un son bref, ce qui en rend la localisation difficile, séparé par des pauses de longueur aléatoire qui vont de 10 à 500 s. Penchons-nous à présent sur le programme



interne, mis au point en BASCOM-AVR. En tête figurent comme d'habitude les instructions

\$regfile et \$crystal qui spécifient respectivement le type de processeur et la configuration de l'oscillateur (externe ou interne). Après avoir dimensionné les piles (\$hwstack et \$swstack), on réserve de l'espace pour les conversions de type (\$framesize). Viennent ensuite la configuration et la déclaration des lignes d'E/S avec le portb.3 en tant que sortie dénommée *speaker*, puis la déclaration des variables comme par exemple «seconde» qui adopte le type *word*.

Lors de l'initialisation, le µC entre dans une boucle infinie qui lui fait lire l'état du cavalier associé. Si le cavalier est absent (niveau logique 1 via la résistance de rappel), le µC exécute la sous-routine dénommée *sub1* qui consiste en une boucle générant une tonalité continue. C'est le mode de test.

Si le cavalier est présent (niveau logique 0), le µC exécute la sous-routine dénommée *sub2* qui consiste en une boucle composée de deux phases successives. La première phase consiste en l'émission d'un son bref. La deuxième phase contient un élément variable qui détermine la durée du silence, un nombre aléatoire compris entre 0 et 50 qui augmenté de 1 et multiplié par 10 sert à gérer un compteur de secondes. Il s'agit donc de l'attente aléatoire qui sépare deux émissions de

son. Cette particularité a le don d'irriter famille, amis et collègues, au point d'en faire grimper certains aux murs, révélant le *Mister Hyde* caché en eux. Excessivement simple, le circuit peut être câblé sur une plaquette d'essai trouée, mais ceci n'empêche pas de concevoir un PCB

spécifique et miniaturisé. Le micrologiciel peut être téléchargé sur le site Elektor [2].

[2] www.elektor.fr/090084

(090084-1)

Liens Internet

[1] www.thinkgeek.com/gadgets/electronic/8c52

Téléchargements & produits

Software

090084-11 Code source et fichier Hex [2]

Arrêt d'urgence – avec et sans fil –

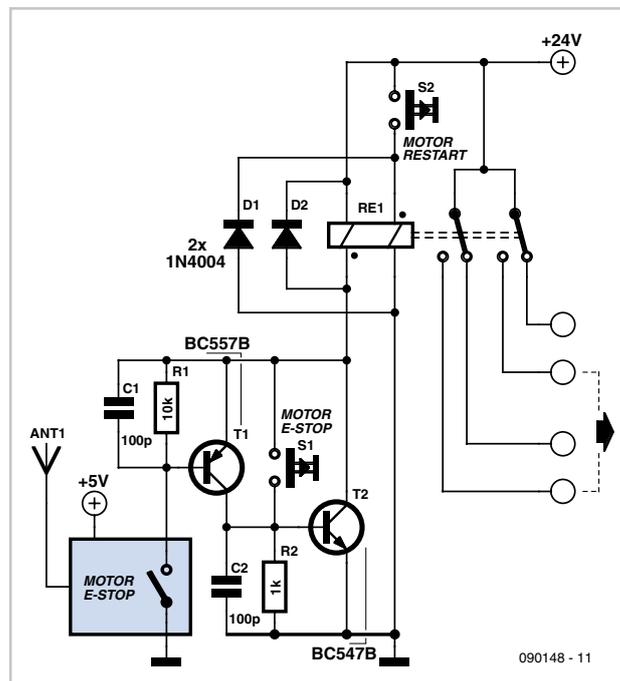


Jacquelin K. Stroble (États-Unis)

Il est proposé d'utiliser une sonnette sans fil en tant que dispositif d'arrêt d'urgence pour un moteur ou tout autre dispositif placé en aval.

L'appui sur le bouton de la sonnette sans fil, côté émetteur, se traduit par un niveau logique bas en sortie du récepteur qui met en conduction T1 (un transistor PNP) et T2 (un transistor NPN), ce dernier chargé par le relais bistable RE1 qui provoque l'arrêt. Le bouton S1 se substitue à T1 pour permettre une commande d'arrêt d'urgence locale sans passer par la liaison sans fil. Le bouton S2 permet le réarmement.

Le choix de T1 et de T2 n'est pas critique, étant des transistors de



commutation de faible puissance. Les condensateurs C1 et C2 d'une valeur de 100 pF ont été ajoutés dans un souci de compatibilité électromagnétique. Ils empêchent des déclenchements intempestifs.

Les diodes D1 et D2 du type 1N4004 sont obligatoires, protégeant T1 et T2 de la tension self-induite qui provient des bobines de RE1 lorsque intervient la coupure du courant. Les contacts du relais bistable peuvent commander un petit moteur ou un relais classique, d'une puissance supérieure.

(090148-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090148

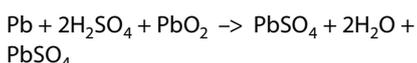
Désulfateur pour batterie de voiture



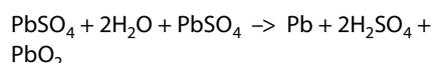
Christian Tavernier (France)

Même si vous prenez grand soin de votre batterie de voiture ou de moto, vous avez certainement constaté que sa durée de vie était nettement plus courte que ce que son prix de vente élevé laissait présager. Il existe bien sûr plusieurs raisons à cela au rang desquelles le phénomène de sulfatation de ses électrodes occupe une place de choix. Pour bien comprendre en quoi il consiste, il nous faut faire un peu de chimie.

Une batterie au plomb fait intervenir une réaction chimique qui s'écrit de la façon suivante, lors du processus de décharge :



Cela signifie que le plomb poreux d'une électrode et le dioxyde de plomb poreux de l'autre se transforment, au contact de l'acide sulfurique, en sulfate de plomb et en eau. Lors de la charge, il se produit la réaction chimique inverse que voici :



Cette fois-ci, le sulfate de plomb et l'eau se transforment, sous l'effet du courant électrique, en plomb, dioxyde de plomb et acide sulfurique. En principe la réaction est parfaitement réversible et c'est d'ailleurs pour cela qu'une batterie peut être chargée et déchargée un très grand nombre de fois.

Hélas, au fur et à mesure que le temps passe et

que les cycles charge – décharge se suivent, la deuxième réaction, c'est-à-dire celle qui transforme le sulfate de plomb en plomb, devient incomplète et laisse du sulfate de plomb présent à la surface des électrodes de la batterie. Comme il est mauvais conducteur, il a tendance à s'épaissir aux endroits où il a commencé à se déposer et le phénomène de sulfatation, puisque c'est bien de cela qu'il s'agit, est hélas cumulatif et s'aggrave avec le temps.

Lorsque la sulfatation d'une batterie a atteint un niveau suffisant, aucun procédé de recharge classique ne parvient à en venir à bout. En effet, en raison du caractère mauvais conducteur du sulfate de plomb, la résistance interne de la batterie augmente, ce qui diminue son courant de charge et donc l'efficacité de la réaction chimique de

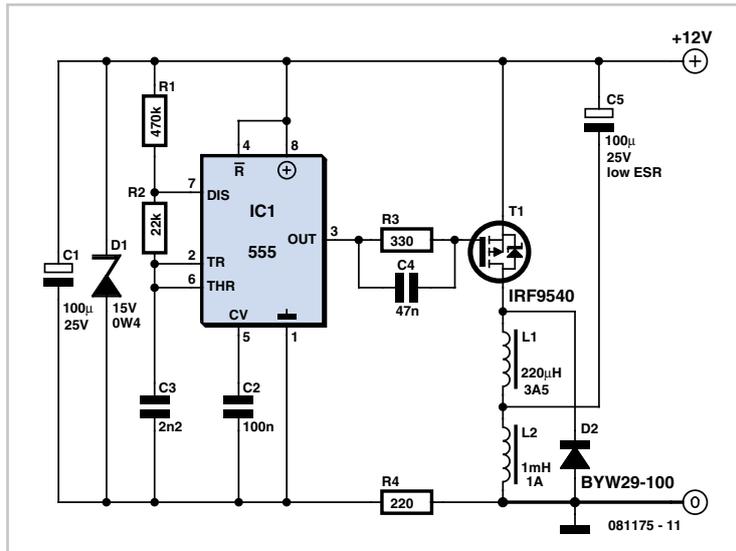
charge, laissant encore plus de sulfate de plomb présent sur les électrodes et ainsi de suite. Il existe bien un procédé chimique qui permet d'éliminer le sulfate de plomb d'une batterie avant qu'il ne soit trop tard mais il est difficile à mettre en œuvre et fait appel à des produits très corrosifs, et donc dangereux à manipuler. De plus, de nombreuses batteries vendues aujourd'hui sont scellées et il est donc impossible d'accéder à leur électrolyte sans les détériorer.

Le montage que nous vous proposons permet de réaliser une désulfatation électronique de votre batterie qui sera d'autant plus efficace que vous aurez commencé à la traiter tôt. Il repose sur des études réalisées

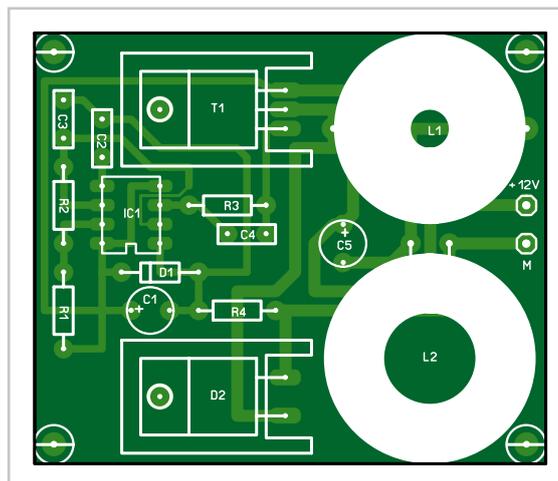
aux Etats-Unis qui montrent que, sous réserve d'appliquer à la batterie des impulsions brèves et de forte amplitude, les cristaux de sulfate de plomb sont peu à peu brisés par l'agitation ionique résultante se produisant au niveau des électrodes de cette dernière. Même si vous êtes sceptique quant à l'efficacité du procédé, vous pouvez l'essayer sans gros risque financier car le montage nécessaire est simple et peu coûteux.

Le schéma utilisé est proche de celui que l'on trouve couramment sur Internet de l'autre côté de l'Atlantique où ce procédé de désulfatation semble très répandu, particulièrement aux Etats-Unis. Il ressemble à peu de choses près à une alimentation à découpage de type « boost », c'est-à-dire élévatrice de tension. En effet, IC1 est monté en oscillateur astable à une fréquence de l'ordre du kHz et génère des impulsions de très faible rapport cyclique sur sa sortie. Lorsque T1 est bloqué par le niveau de ces impulsions, il permet au condensateur C5 de se charger à la valeur de la tension de batterie via la self L2. Lorsqu'il redevient conducteur, ce qui ne se produit que pendant un laps de temps très bref compte-tenu du rapport cyclique des impulsions, le condensateur C5 peut alors se décharger brutalement au travers de T1 et L1. Lorsque T1 se bloque à nouveau, le courant produit par cette décharge ne peut s'annuler instantanément en raison de la self L1. Il est donc contraint de traverser la batterie par la diode D2.

Avec un condensateur C5 de bonne qualité et une liaison courte et en fil de bon diamètre entre le montage et la batterie, une crête de courant de 5 à 10 A peut alors traverser cette dernière. Malgré cela, la consommation du



montage reste relativement faible, de l'ordre de 40 mA, en raison du très faible rapport cyclique des signaux produits.



List des composants

Résistances

R1 = 470 kΩ
R2 = 22 kΩ
R3 = 330 Ω
R4 = 220 Ω

Condensateurs

C1 = 100 μF / 25 V
C2 = 100 nF
C3 = 2,2 nF
C4 = 47 nF
C5 = 100 μF / 25 V, faible ESR

Semi-conducteurs

D1 = Zener 15 V / 0,4 W
D2 = BYW29-100
IC1 = NE555
T1 = IRF9540

Divers

L1 = 220 μH / 3,5 A
L2 = 1 mH / 1 A

La réalisation ne présente pas de difficulté, surtout si vous utilisez le dessin de circuit imprimé proposé [1] mais, pour un fonctionnement optimal, le choix des composants mérite toute votre attention. Les selfs utilisées ne doivent pas être modifiées. Elles sont disponibles par exemple chez Radiospares sous les références 228-422 (L1) et 334-9207 (L2). La diode D2, de référence courante, ne doit être remplacée que si vous ne pouvez pas faire autrement et uniquement par un modèle ultra rapide. Le condensateur C5 quant à lui doit être un modèle à faible résistance

série (low ESR) tel ceux destinés aux alimentations à découpage. Comme le laisse supposer la figure d'implantation des composants, T1 et D2 sont montés sur de petits radiateurs en U pour boîtiers TO-220.

Nous vous conseillons de placer le montage dans un boîtier métallique relié à sa masse car il génère des parasites radioélectriques violents qu'il est inutile de laisser se propager dans l'atmosphère.

La liaison à la batterie doit être réalisée avec des fils courts, de 2,5 mm² de section au moins, soigneusement serrés sur ses bornes car, pour une bonne efficacité du processus, il importe de minimiser les résistances parasites entre le montage et cette dernière. Il peut être laissé connecté à demeure si nécessaire.

Certains auteurs conseillent de placer en même temps aux bornes de la batterie un chargeur, même de faible intensité de sortie, afin d'éviter que le montage ne décharge la batterie à la longue. Nous le déconseillons car l'impédance de sortie relativement faible du chargeur dégrade les impulsions produites par le montage et nuisent donc à son effet. Si vous utilisez ce désulfateur directement sur la batterie de votre véhicule, pensez à débrancher au moins un des fils de celle-ci car les nombreux équipements électriques qui restent toujours sous tension dans les voitures modernes nuisent, de par leur impédance parallèle, à l'efficacité du système.

(081175-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/081175

Téléchargements & Produits

Platine

081175-1 Dessin de la platine disponible sur www.elektor.fr/081175

Carte de DAC

Convertisseur N/A à 12 bits **MCP4921** avec interface série.



Carte de ADC

Convertisseur A/N à 12 bits et 4 entrées **MCP43204** avec interface série.



Carte CANSPI

Carte avec émetteur-récepteur CAN **MCP2551** et contrôleur CAN **MCP2515**.



Compact Flash

Carte **Compact Flash** facile à connecter avec connecteur pour nappe.



Carte RS-485

Connecter plusieurs périphériques en réseau **RS-485** avec ligne **ADM485**



Accéléromètre trois axes

L'**ADXL330** est un petit accéléromètre à 3 axes et à faible consommation.



Carte MMC/SD

Carte **MMC/SD** facile à utiliser dans vos montages, acquisitions de données etc...



SPI Ethernet

Contrôleur Ethernet autonome **ENC28J60** avec interface SPI.



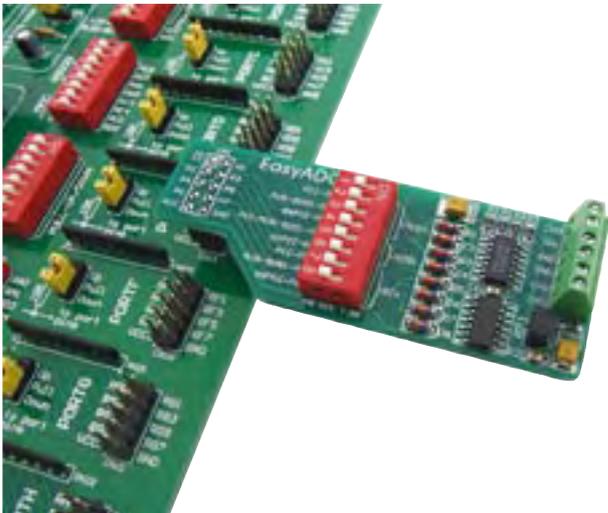
Extenseur de port

Carte avec **MCP23S17** extenseur E/S 16 bits, facile à connecter.



Potentiomètre numérique

Carte avec **MCP41010** potentiomètre numérique simple.



Maintenant, il vous faut une ...

OK. CARTE D'EXTENSION

Entraînez-vous pour l'avenir

Les **Cartes d'extension** ont été conçues pour permettre aux étudiants ou aux ingénieurs d'utiliser et d'explorer facilement les possibilités des microcontrôleurs avec des périphériques comme : convertisseur **A/N & N/A**, **CAN**, **Ethernet**, **IrDA**, **MP3**, **RS-485** et beaucoup d'autres.

7-segments 2 sériel

MAX7219 pilote d'afficheur LED à interface SPI, 8 cathodes communes.



SmartMP3

Décodeur **MPEG** audio couche 3 avec interface SPI et support carte **MMC/SD**.



Lumière vers fréquence

Carte avec convertisseur lumière-fréquence **TSL230BR**.



Carte de LIN

Carte avec émetteur-récepteur **LIN MCP201** avec régulateur de voltage.



Lecteur RFID

Rajoutez facilement un lecteur **RFID** à votre prototype.



EasyBee

Raccordez votre carte développement à un réseau sans fil en utilisant le module **ZigBit**.



Pilote de moteur pas à pas

Rajoutez un pilote de moteur pas à pas à votre prototype avec **A3967SLB**.



mikroBuffer

Placez un tampon pour les signaux analogiques reliés aux entrées de cartes de développement.



mikroDrive

Carte **ULN2804** réseau de Darlington à courant élevé.



Carte potentiomètres

Testez facilement avec 8 potentiomètres les entrées analogiques de votre carte de développement.



Wattmètre sous Lego Mindstorms



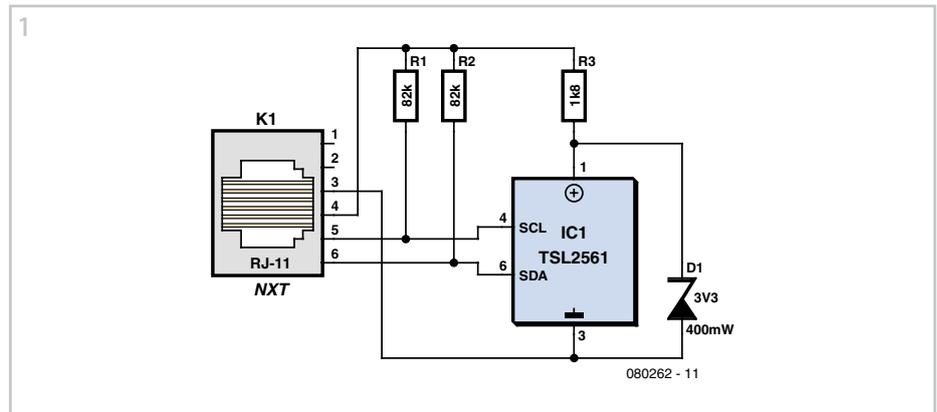
Zeno Otten (Pays-Bas)

Le microcontrôleur Lego Mindstorms NXT, lancé en 2006, reste un jouet populaire. Il n'y a qu'à voir le nombre élevé de publications qui en parlent sous forme de livres ou via Internet. Le microcontrôleur Lego Mindstorms NXT a donc réussi à succéder au contrôleur Lego RCX en introduisant quelques nouveautés comme la prise en charge du protocole I²C, un grand classique dans le monde de la robotique. Rappelons que le protocole I²C permet à un microcontrôleur d'envoyer des ordres et de lire des données en provenance de différents capteurs branchés en réseau au moyen de seulement deux fils (SDA et SCL) plus la masse. Moyennant quelque effort, il est possible de développer ses propres capteurs Lego en exploitant les derniers circuits intégrés apparus sur le marché, tels les compas magnétiques, les gyroscopes, les accéléromètres, et ce qui nous occupe ici, un capteur de lumière référencé TSL2561 produit par la société TAOS [2]. Il s'agit donc d'un capteur numérique de lumière, qui mis en oeuvre au moyen d'un contrôleur Lego Mindstorms NXT et une fois branché optiquement sur le compteur électrique d'un logis, permet d'en connaître à tout instant la consommation de courant.

Le TSL2561 comporte deux canaux de mesure sur 16 bits. Le premier canal (Channel0) est un canal large bande qui s'étend de la lumière visible à l'infrarouge. Le deuxième canal (Channel1) n'est sensible qu'à l'infrarouge. En jetant un coup d'œil sur le schéma on se rend compte que cette approche numérique de la mesure est finalement plus simple à réaliser qu'une solution analogique équivalente qui doit comporter une LDR ou une LED suivie d'un amplificateur opérationnel, et encore faire l'objet d'une conversion A/N. Le TSL2561 est disponible entre autres chez Conrad France (réf. 178448-63). La fiche technique fait 36 pages, on y trouve différentes applications et programmes.

Dans le cas qui nous occupe, l'astuce consiste à exploiter le témoin lumineux du compteur électrique domestique, dont la fréquence de pulsation est proportionnelle au transit d'énergie. Le montage ne fonctionne qu'à la condition que votre logis soit équipé d'un compteur électrique équipé d'un tel témoin lumineux.

Le capteur TSL2561 est utilisé dans un mode tout ou rien. On lui demande uniquement de faire la différence entre le témoin allumé, et



le témoin éteint. Il suffit de définir un seuil d'éclairement qui nous met à l'abri du bruit de fond et d'une éventuelle fuite de lumière. Si le niveau recueilli est inférieur à ce seuil, c'est que le témoin est éteint. Si le niveau recueilli est supérieur à ce seuil, c'est que le témoin est allumé. Le Lego NXT va donc ana-

lyser les durées, en déduire la consommation électrique instantanée, afficher celle-ci en clair, et l'inscrire dans un fichier qui pourra être exploité sous Excel pour fournir un joli graphique. On peut également envoyer chaque valeur via Bluetooth, à destination d'un PC.

```
2
TextOut(0,LCD_LINE1,"TSL2561 measurement ",false);
seuil = 3; // différence niveau éteint/allumé
ontime = 500; // durée d'allumage de la LED en ms
InitTSL2561(); // initialisation I2C et conversion

DeleteFile("dataNXT.txt");
CreateFile("dataNXT.txt", 60000, handle);

t0 = CurrentTick(); t1 = 0; wattold = 0;

while (true)
{
    ReadTSL2561();
    if (Channel0 > seuil)
    {
        t1 = CurrentTick(); // ms
        dt = t1-t0;
        t0 = t1;
        watt = (36000/(5*dt)); // watt
        if (watt > wattold) texte = "rising";
        else texte = "falling";
        wattold = watt;

        tmp = NumToStr(dt); WriteString(handle, tmp,bytesWritten);
        WriteString(handle, ":",bytesWritten);
        tmp = NumToStr(watt) ; WriteLnString(handle, tmp,bytesWritten);
    }
    Wait(ontime); // dépend de la durée d'allumage de la LED

    // Appuyer sur la touche orange du NXT pour arrêter le programme.
    if (ButtonPressed(3,0))
    {
        CloseFile(handle);
        break; // sortie de la boucle while
    }
    ShowResult();
}
```

Le schéma complet est donné à la **figure 1**, qui se singularise par sa simplicité. L'alimentation provient de la fiche Lego Mindstorms au format RJ-11. On peut se procurer de tels câbles tout faits en différentes longueurs [3] mais on peut aussi se lancer dans la réalisation de ceux-ci [4]. La tension d'alimentation est abaissée à 3,3 V au moyen de R3 et D1, puis est appliquée sur les broches 1 (VCC) et 3 (GND), sans aucun condensateur de découplage. Le bus I²C est appliqué sur les broches 6 (SDA) et 4 (SCL). Deux résistances pull-up (R1 et R2) définissent le niveau haut en ligne, sur le bus I²C. Il n'y a donc que quatre broches connectées sur les six que le circuit comporte. La pin 2 définit l'adresse du périphérique : 0x48 (masse), 0x72 (VDD) et 0x38 (flottante). Nous exploitons donc l'adresse 0x38. Moyennant une programmation adéquate, il est possible d'associer à Channel0 deux valeurs de consigne (une valeur haute et une valeur basse), avec la pin 5 qui envoie alors une interruption si la valeur mesurée sort de la plage ainsi définie. Nous n'exploitons pas cette possibilité, la pin 5 n'étant pas connectée au Lego Mindstorms NXT.

La simplicité de ce schéma cache deux difficultés bien réelles : la nécessité de bien configurer le TSL2561 en écrivant certaines valeurs dans certains registres, et la nécessité de se munir d'une forte loupe et d'un fer à souder très fin, le boîtier étant un CMS assez particulier au pas de 0,9 mm.

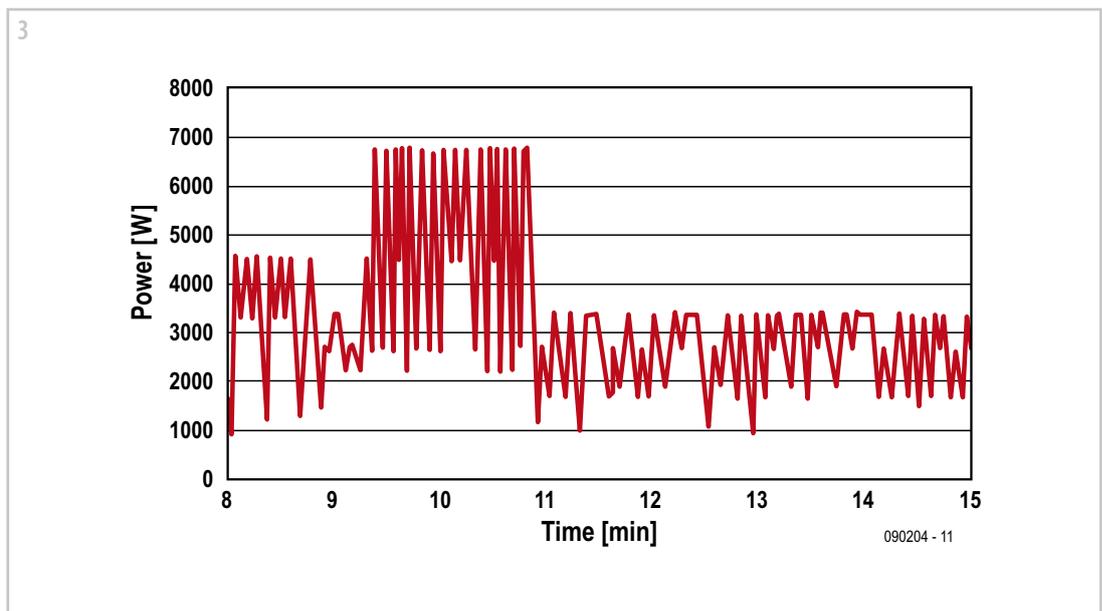
Compte tenu de la compacité de l'ensemble, c'est sans aucune difficulté que l'on arrive à accrocher le montage au compteur électrique, le capteur faisant face au témoin. On se servira d'une large bande autocollante, noire de préférence pour éviter toute fuite de lumière.

En ce qui concerne la programmation du Lego Mindstorms NXT, on a le choix de la méthode. Le logiciel Lego qui accompagne le NXT propose une interface entièrement graphique où l'on se borne à connecter différents blocs fonctionnels. Dans le cas de cette application nouvelle qui fait appel à un composant nouveau, l'on devrait en principe créer une nouvelle fonction I²C, accessible via l'interface graphique. Mais il ne faut pas mettre la charrue avant les bœufs. Avant que de pouvoir enrichir la bibliothè-

que Mindstorms, il est nécessaire de développer et de peaufiner toute nouvelle fonction de façon non graphique, comme au bon vieux temps. L'auteur a choisi le compilateur et l'environnement de développement libre BrixCC-compiler, spécialement conçu pour le monde des contrôleurs Lego. Ce compilateur a l'avantage d'évoluer en permanence, étant soutenu par un forum sur Internet. Les derniers développements consistent en la prise en charge du bus USB et du standard Bluetooth, ce qui n'est pas rien. On peut si on le désire, baser tout le cycle de développement

(ici 500 ms), ce qui fait qu'au coup suivant (while true), le témoin est de nouveau éteint, avec cependant le compteur de Tick qui a toujours continué à évoluer sous interruption, et qui lors du prochain allumage permettra de connaître la longueur du dernier cycle écoulé ($dt = t1-t0$).

Cette approche simpliste n'est pas évidente ni orthodoxe, mais elle a eu l'avantage de procurer les résultats de la **figure 3**, obtenus en traitant le fichier dataNXT.txt sous Excel. Déjà, on peut distinguer l'augmenta-



Lego Mindstorms NXT sur cet outil. On perd la possibilité de programmer via une interface graphique, mais en revanche on y gagne l'universalité et l'extensibilité.

Le programme qui nous occupe ici s'appelle Enimon. Il contient toutes les routines permettant au NXT de communiquer via I²C avec le TSL2561. Le code source est librement disponible au téléchargement sur le site web Elektor [1].

Le listage (**figure 2**) commence par une série d'initialisations visant à faire fonctionner les deux canaux avec une constante d'intégration de 400 ms pour conférer une sensibilité adéquate. La suite consiste en la boucle principale sans fin (while true) qui va répétitivement lire le capteur et guetter le nouvel allumage (Channel0 > seuil), et qui le cas échéant s'empresse de mémoriser la durée du cycle précédent ($dt = t1-t0$) pour calculer la consommation instantanée ($watt = 36000 / 5 * dt$), afficher la tendance et la valeur, puis archiver la durée (dt) et la puissance (watt) dans un fichier texte. Ceci fait, le programme reste calé dans une attente calibrée légèrement plus longue que la durée d'allumage

tion de consommation momentanée, jusqu'à 6700 W, lors du fonctionnement simultané d'un séchoir et d'une machine à laver. Rien n'empêche de retravailler le logiciel pour obtenir des mesures plus fiables. Qui arrivera à l'améliorer ?

(080262-1)

Liens Internet

- [1] www.elektor.fr/080262
- [2] www.taosinc.com
- [3] www.mindsensors.com
- [4] www.philohome.com/nxtplug/nxtplug.htm
- [5] briccc.sourceforge.net

Téléchargements & Produits

Logiciel

080262-11 NXC codes source à télécharger sur [1]

Guitare électrique 4D



David Clark (Royaume-Uni)

Voici un concept innovant qui réinvente la guitare électrique. Plutôt que de faire appel à un énième filtre ou effet, son principe génial consiste à mixer à volonté les sorties des différentes bobines des capteurs pick-up.

Commençons par décrire le fonctionnement d'une guitare électrique. On trouve généralement trois rangées de capteurs pick-up : chevalet, corps de l'instrument, et emmanchement. Chaque rangée se distingue par une sonorité propre, qu'un commutateur à 5 positions dose de façon fixe et immuable :

- emmanchement
- mélange emmanchement + corps de l'instrument

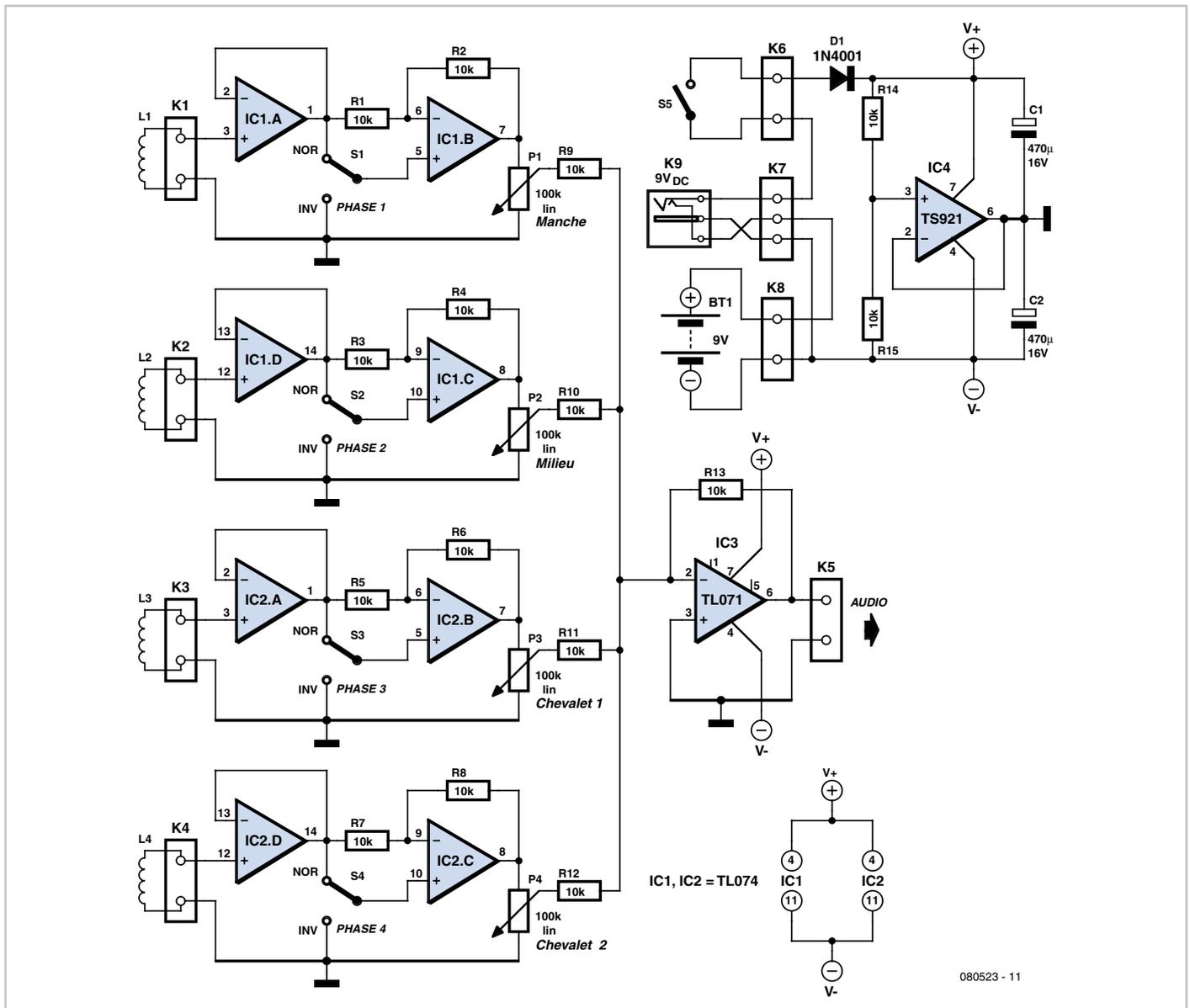
- corps de l'instrument
- mélange corps de l'instrument + chevalet
- chevalet

Nous nous proposons de supprimer l'étage de commutation et de router tous les signaux à l'extérieur de la guitare pour les mélanger à volonté dans un boîtier déporté. L'on obtient ainsi une infinité de combinaisons possibles. Noter que ceci nécessite du doigté puisqu'il faut intervenir sur la guitare elle-même : localiser les sorties pick-up, supprimer les filtres, tout recâbler en direct et remplacer le jack 6,3 mm de sortie par un connecteur DB9. Il est dès lors préférable de se faire la main sur une guitare de réserve avant que de faire le grand saut avec sa bien-aimée.

Si le concept tient la route, nous devrions voir apparaître des guitares électriques 4D stéréo

dotées d'un μC et d'un écran tactile, le mixage s'effectuant de façon subtilement différente sur les deux canaux de sortie. De là à dire qu'il sera aisé de les utiliser sur scène, nous n'oserons pas nous y aventurer.

Pour en revenir au circuit proposé, nous remarquons qu'il y a en réalité 4 bobines pick-up étant donné que la plupart du temps, le pick-up situé sur le chevalet est du type Humbucker, à double bobine. Par conséquent, au niveau du chevalet, en réglant à zéro l'autre moi-





tié qui cesse ainsi de jouer son rôle de compensation, on peut en revenir à une configuration simple bobine, au son plus froid, plus transparent, que les guitares modernes ne permettent plus. Mais gare aux perturbations électriques.

Toute l'électronique prend place dans le boîtier déporté, par exemple un coffret Vero comme le montre la photographie. L'ampli de guitare se connecte alors non pas sur la guitare, mais sur le boîtier déporté.

La circuiterie est on ne peut plus simple. Chaque bobine pick-up est tout d'abord tamponnée par un ampli JFET à haute impédance d'entrée, éventuellement inversée au niveau de la phase, puis dosée en amplitude via potentiomètre. Le

tout fait l'objet d'une sommation via IC3 qui délivre le signal de sortie basse impédance à destination de l'ampli de guitare.

Noter une particularité au niveau de l'alimentation. Celle-ci fait appel à une masse virtuelle élaborée par IC4 dont le voltage absolu vaut la moitié de la tension d'alimentation (R14, R15). En aucun cas le pôle négatif de la pile ne peut donc se trouver au contact de la masse. Au prix de cette contre-indication, le circuit a l'avantage de pouvoir fonctionner sur une simple pile de 9V, et il ne comporte aucun condensateur de liaison sur le signal audio, gage de pureté et de fiabilité.

Une alimentation externe est néanmoins possible via K9, en s'assurant bien que celle-ci soit flottante, non référencée à la masse, puisque cette dernière est élaborée par le circuit même.

(080523-I)

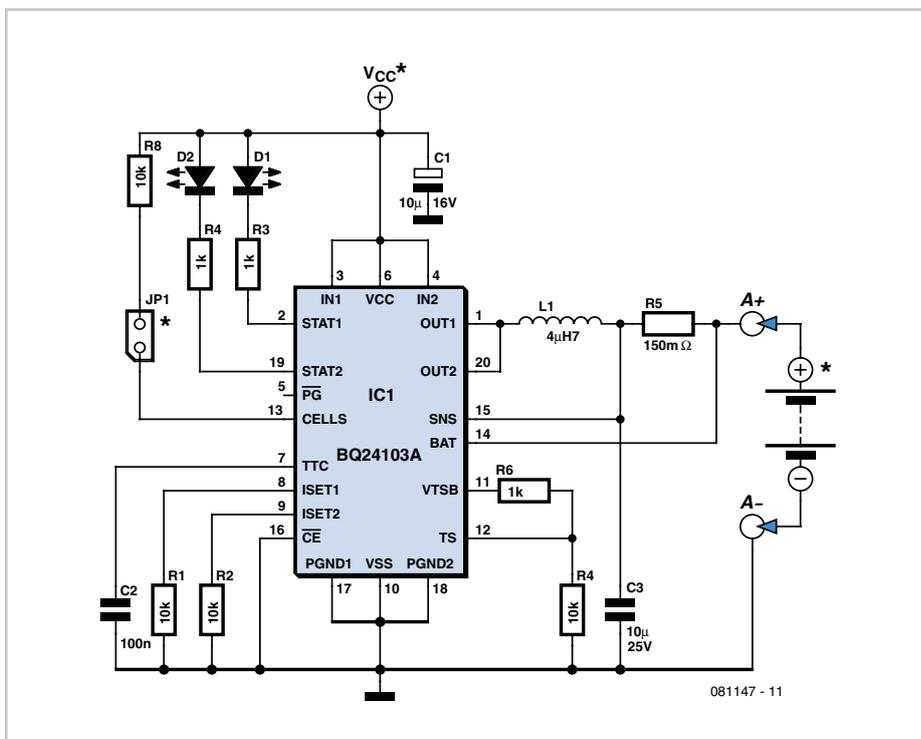
Chargeur d'accus lithium

basé sur le BQ24103

Steffen Graf (Allemagne)

Le BQ24103 est un dispositif de surveillance de charge simple à utiliser pour accumulateurs lithium-ion et lithium-polymère. Un bon point : la puissance de commutation élevée des MOSFET déjà intégrés permet d'atteindre un courant de charge de 2 A. La fréquence de commutation élevée (1,1 MHz) permet de réduire la taille de l'enroulement. Le convertisseur à découpage possède un rendement sensiblement plus élevé que la surveillance de charge basée sur la régulation linéaire.

Encore un bon point : les blocs d'accumulateurs à charger peuvent comporter un ou deux éléments (en série). Deux DEL indiquent si l'accumulateur est en cours de charge (D1 allumée) ou déjà chargé (D2 allumée). Le courant peut être ajusté par le dimensionnement de résistances [1]. Trois valeurs de courant sont définies : courant initial de charge (précharge), courant de charge et courant de fin de charge. Dimensionnement utilisé : courant initial de charge 67 mA, courant de charge 667 mA et courant de fin de charge redescendu à 67 mA. Le circuit intégré veille comme il se doit au bon déroulement de la charge. Il empêche avant tout la tension des éléments de dépasser la limite permise ce qui,



on le sait, est crucial dans le cas des accus au lithium. Il est encore plus important que le fil de pontage JP1 ne soit présent **que** lors de la charge de deux éléments. Le fil de pontage **ne doit pas** être présent lors de la charge d'un seul élément. La tension de charge serait

sinon bien trop élevée pour un élément, d'où risque d'explosion et d'incendie ! La tension de fonctionnement VCC minimale pour la charge d'un élément est de 5 V et de 9 V pour la charge de deux éléments. La tension de fonctionnement maximale de la puce indiquée

dans le descriptif technique est de 16 V. Hélas ! La puce n'est disponible qu'en boîtier QFN20 et donc difficile à souder. Cet inconvénient est compensé par un avantage. On peut réaliser des circuits de charge complets avec un courant de charge de 2 A sur une surface de carte n'atteignant pas 2,5 cm². Une inductance L1 de 4,7 µH a été utilisée pour le prototype (courant de charge 670 mA). La résistance interne (DCR) est de

0,082 Ω (82 mΩ) et le courant (DCI) de 1,72 A. Pour charger jusqu'à 2 A, il faudrait que la résistance interne n'atteigne pas 0,025 Ω (25 mΩ) et que l'intensité max. admissible (DCI) soit de 4 A environ (voire plus). R5 est une résistance CMS 150 mΩ de Vishay (0805, disponible par exemple chez Farnell). C3 est un condensateur céramique à couche avec une tenue en tension de 25 V. Si un électrolytique est utilisé, veiller à ce que sa résistance

série équivalente (ESR) soit basse. On trouvera sous [2] un aperçu des différentes versions de la puce. La version BQ24103A est celle utilisée dans le prototype.

(081147-I)

Liens Internet

- [1] www.ti.com/lit/gpn/bq24103a
- [2] <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/bq24103a.html>

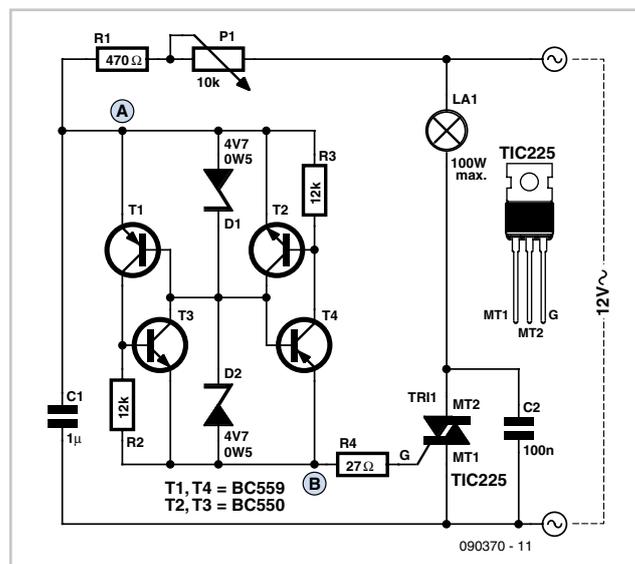
Gradateur pour 12 V alternatifs



Peter Jansen (Pays-Bas)

Le circuit décrit ici est en réalité un montage traditionnel pour un gradateur de lampe simple. Remplacez par la pensée le circuit entre les points A et B par un diac ordinaire. La différence entre le circuit proposé et le montage classique à diac, c'est que ce dernier ne fonctionne pas sous une tension de 12 V. Une limitation qui tient aux diacs eux-mêmes. Ils présentent la plupart du temps une tension d'avalanche ou de déclenchement comprise entre 30 et 40 V. Sous 12 V, un diac ne sert à rien et le gradateur ne marche pas non plus.

La section du circuit entre les points A et B se comporte comme un diac, sauf que sa tension d'avalanche ou de déclenchement est voisine de 5,5 V. La combinaison R1/P1/C1 constitue un déphaseur par rapport à la tension d'alimentation. Le simili diac donne à chaque alternance, positive et négative, de la tension une impulsion d'allumage pour le triac, décalée en phase. Voici comment tout



cela fonctionne. Observons l'alternance positive de la sinusoïde. Quand la tension commence à monter, le condensateur C1 se charge, R1 et P1 déterminent avec lui la constante de temps. T1 ne conduit pas encore. Il faut d'abord atteindre 4,7 V sur D2 pour que l'effet Zener se mani-

este. Alors le courant commence à circuler et les transistors T1 et T3 deviennent passants. Cela provoque une impulsion au point B. Lors de l'alternance négative, le même processus a lieu, mais alors avec D1, T2 et T4 comme acteurs. On peut régler avec P1 l'angle d'allumage entre 15 et 90 degrés. C2 réduit quelque peu les parasites. Faut-il prévoir un radiateur pour le triac ? Tout dépend de la puissance demandée. Le choix des transistors est tout à fait libre, vous pouvez utiliser ceux que vous avez sous la main. Si le circuit ne produit pas une gradation suffisante, vous pouvez remplacer P1 par un exemplaire de 25 kΩ. Il permet d'atteindre un angle de 135 degrés.

Une remarque toutefois : le circuit fonctionne très bien avec un transformateur classique, mais **pas** avec les modèles dits électroniques.

(090370-I)

Liens Internet

- [1] www.elektor.fr/090370

Réglage de température pour plastifieuse



Jochen Brüning (Allemagne)

La fabrication de platines d'électronique selon la méthode du transfert thermique [1] à l'aide d'une plastifieuse, voilà ce qui a poussé l'auteur à élaborer ce circuit-ci et le programme en BASCOM qui l'anime. Un régulateur de température, il y en avait déjà un dans l'appareil, mais inadapté à la tâche particulière qui l'attendait. Le projet (cf. le schéma) se compose en fait d'un ATmega48, d'un afficheur LCD à deux lignes de 16 caractères et

d'un encodeur rotatif. Le capteur de température est la jonction base-émetteur d'un transistor NPN de puissance très répandu en boîtier TO220. Ce n'est pas une application fort fréquente de ce composant, mais pas davantage une nouveauté : Elektor a déjà publié en été 1974 un thermomètre numérique dont le capteur est un transistor NPN. Outre la large plage de linéarité pour des températures allant de -50 à plus de 150 °C, ce composant offre l'avantage de disposer d'origine d'un trou de fixation adéquat

et d'une grande surface de contact thermique. Il faut seulement penser que ce boîtier est relié au collecteur et qu'il est nécessaire d'utiliser une rondelle d'isolation.

Le BD243C est connecté en diode, collecteur relié à la base, et se raccorde au 5 V à travers une résistance de 4,7 kΩ, il y circule donc un courant de 1 mA. La tension aux bornes de la diode présente un coefficient de température négatif de -2 mV/K qui correspond à une droite dans le diagramme de la tension

Elle est de la forme $y=mx+b$ où b représente la valeur à $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ issue du CAN (segment sur l'axe des valeurs du CAN) et m la pente (en température décroissante) de la caractéristique de la diode émetteur-base obtenue au départ du centième de la différence entre les mesures numérisées à $100\text{ }^{\circ}\text{C}$

et $0\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Liens Internet

- [1] <http://thomaspeifer.net/> (> Trickkiste > Platinen ätzen mit der Direkt-Toner-Methode)
- [2] www.elektor.fr/090204

(090204-1)

Téléchargements & Produits

Contrôleur programmé
090204-41 Contrôleur ATmega48

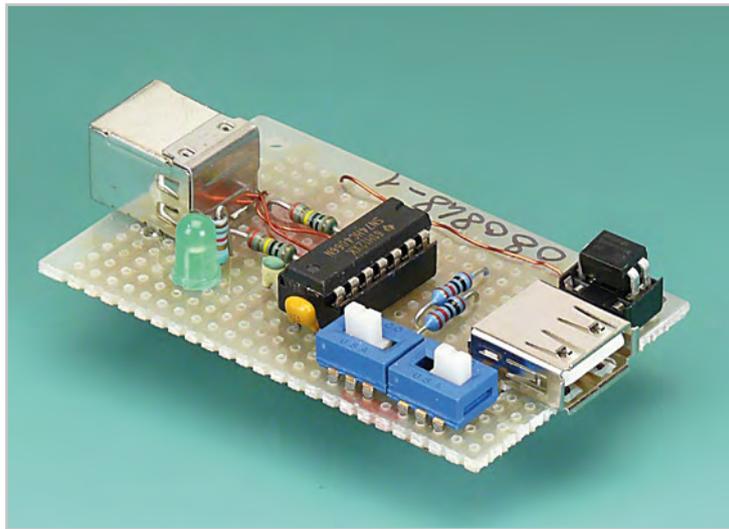
Logiciel
090204-11 Code source (à télécharger gratuitement sur [2])

Interrupteur USB



Rainer Reusch (Allemagne)

Les essais et le développement intensifs avec USB exigent de déconnecter souvent l'appareil USB de l'hôte et de le reconnecter pour rétablir la connexion entre le PC et l'équipement terminal. Cela devient lors de l'initialisation de l'appareil ou de l'enregistrement d'un nouveau micrologiciel. Ce perpétuel branchement et débranchement est irritant et use les contacts du connecteur. Pourquoi ne pas construire un petit circuit qui simule électriquement cette opération ? C'est plus commode et les contacts s'en portent mieux. Le schéma présente une solution compacte et peu coûteuse.



que ignore le rebondissement des contacts. Ce petit défaut de beauté ne gâche donc rien. Ce circuit très clair a été réalisé avec une carte perforée pour montage expérimental. Il est préférable de remplacer l'interrupteur analogique « 4066 » par un 74HC(T)4066 compatible. Ce dernier offre de meilleures propriétés de commutation. L'interrupteur USB peut être utilisé avec des équipements terminaux USB dont les lignes de données fonctionnent à un taux de transmission Low Speed (1,5 Mbps) et Full Speed (12 Mbps). Hi-Speed (480 Mbps) exigerait toutefois

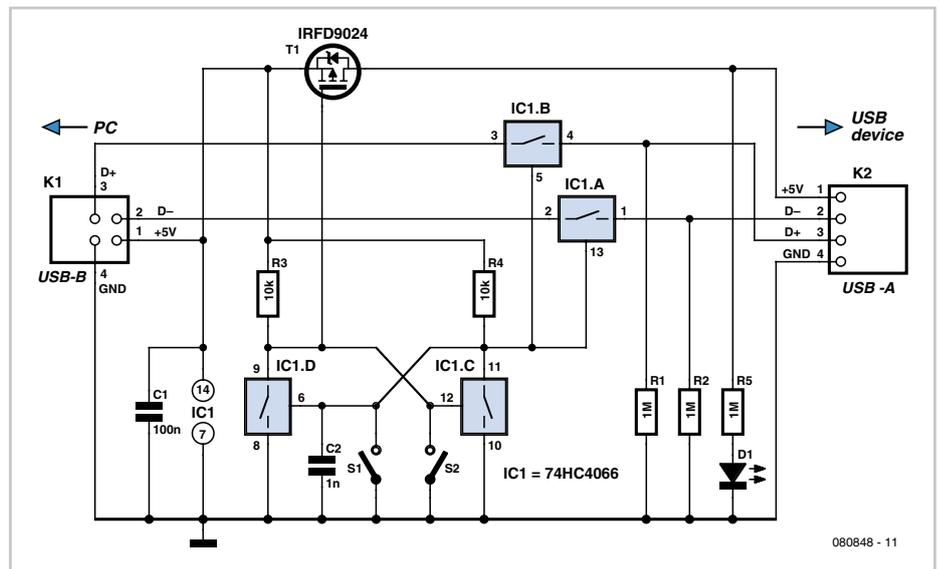
L'interrupteur analogique quadruple 74HC4066 est au cœur du circuit. Deux interrupteurs sont placés dans les lignes de données USB. Les deux interrupteurs restants forment un flip-flop du type qui nous est familier dans les montages à transistors. La tension d'alimentation de l'appareil USB est commutée par un MOSFET à faible puissance. Le condensateur C2 sert à placer le flip-flop dans un état défini, lorsque l'interrupteur USB est relié au PC par la prise USB-B. L'appareil USB relié à la prise USB-A n'est tout d'abord « pas raccordé ». Une pression sur le bouton S2 fait basculer le flip-flop. Les deux interrupteurs analogiques des signaux USB et le MOSFET conduisent. L'appareil USB est reconnu

par l'hôte. Presser le bouton S1 pour séparer l'appareil. Le circuit n'émule pas le déroulement exact des opérations. Lors de celui-ci, la tension d'alimentation est appliquée avant la connexion des lignes du signal. Les languettes de contact de différentes longueurs dans les connecteurs USB permettent d'obtenir ce comportement. L'interrupteur électronique

trop de l'interrupteur analogique utilisé et de la structure perforée.

Il est fréquent que le courant consommé par les équipements terminaux puisse atteindre 500 mA. Cela ne cause toutefois aucun problème pour le MOSFET canal p type IRFD9024.

(080848-1)



080848 - 11

Four à refusion CMS d'Elektor

➔ Elektor démocratise
la soudure par refusion

GRATUIT :
kit d'outils CMS
d'une valeur de 115 €

elektor
CHOPPE



- Outil professionnel pour l'amateur et le pro
- Idéal pour bureaux d'études, écoles, universités, PME et particuliers
- Notice en français
- Utilisation facile grâce aux menus
- Sélectionné, testé et certifié par Elektor
- Service après-vente assuré par Elektor
- Vidéo de démonstration et téléchargements gratuits sur www.elektor.fr/four_cms

Spécifications :

Surface de platine effective :
28,0 × 28,0 cm
Consommation max. : 1650 W
Alimentation : 230 V_{AC}
Dimensions : 41,8 × 37,2 × 25,0 cm
Poids net : 16,7 kg

Prix : 1429 €*
Réf. : 080663-91

*hors frais de port

Informations complémentaires et commandes : www.elektor.fr/four_cms



Selectronic
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

NOUVEAU

Catalogue Général 2010
(Parution le 15 septembre 2009)

**Commandez-le
dès maintenant !**

**Plus de
816 pages
en couleur**

Coupon à retourner à : **Selectronic B.P 10050 • 59891 LILLE Cedex 9**

OUI, je désire commander le **NOUVEAU Catalogue Général 2010 Selectronic** EK
à l'adresse suivante (ci-joint 12 timbres-poste au tarif "lettre" en vigueur ou 8,00€ par chèque) :

Mr Mme **Nom :** **Prénom :**

N° : **Rue :**

Complément d'adresse :

Ville : **Code postal :** **Tél :**

"Conformément à la loi informatique et libertés n° 78.17 du 6 janvier 1978, Vous disposez d'un droit d'accès et de rectification aux données vous concernant"

Ampli hybride pour casque amélioré

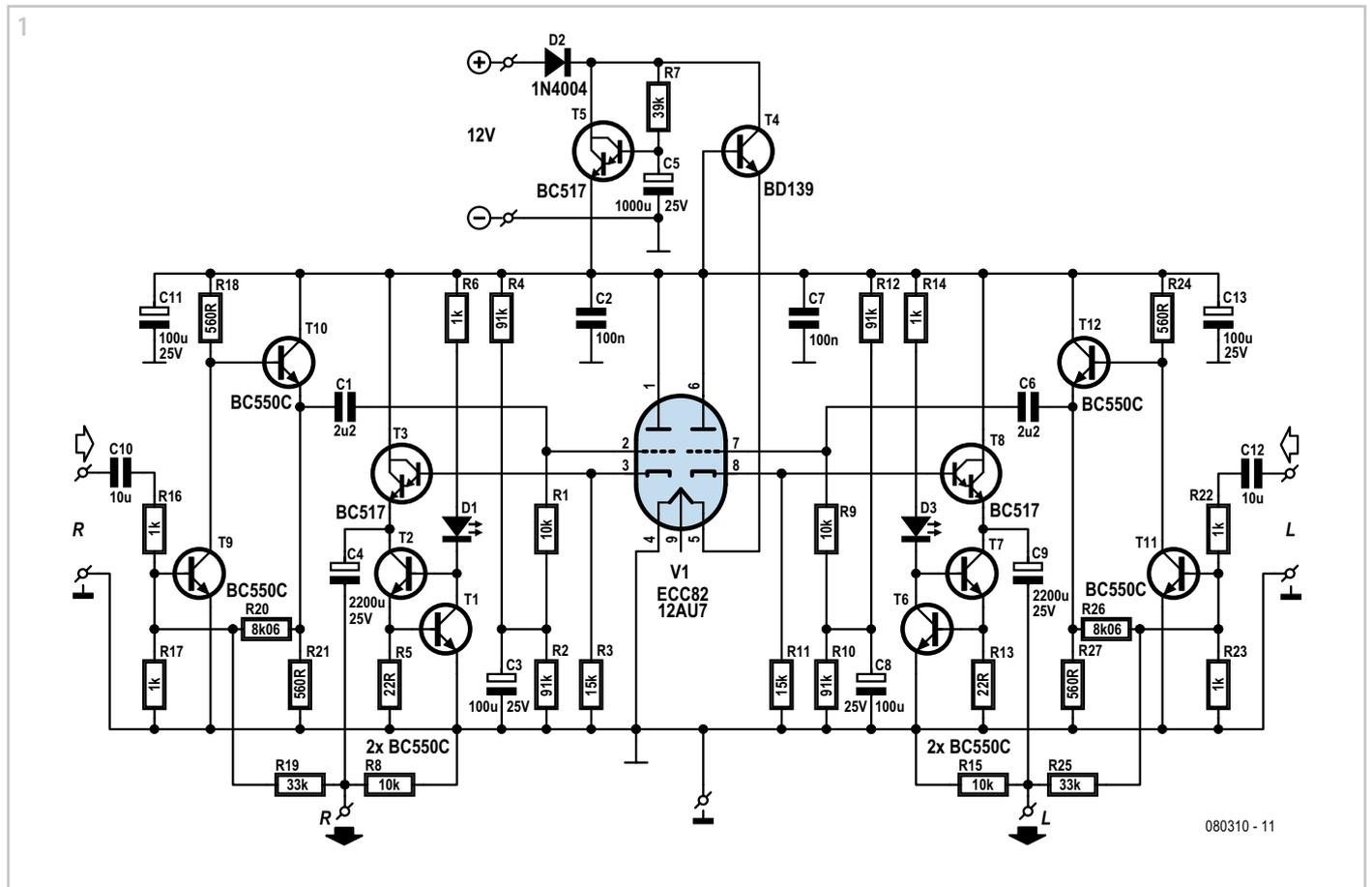
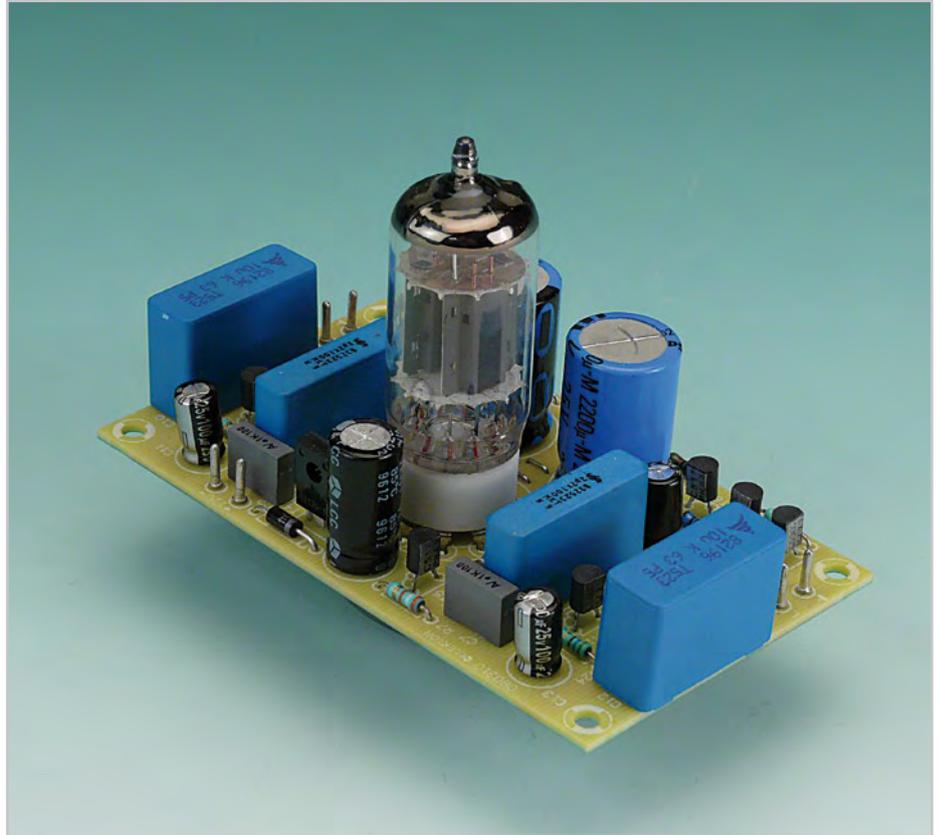


Tuck Choy (Singapour)

L'excellent ampli hybride pour casque (AHC) à simple tube ECC82/12AU7 publié dans [1] a incité l'auteur à apporter quelques modifications, principalement avec un préamplificateur additionnel. Le projet a alors été revu dans les laboratoires d'Elektor avant d'apparaître ici, accompagné d'un circuit imprimé conforme aux standards d'Elektor.

Spécifications

- Temps de préchauffage : min. 30 minutes
- Impédance de charge : 33 Ω
- Tension d'alimentation : 12,1 VDC
- Consommation de courant : 235 mA
- Gain (charge 33 Ω) : 4,5
- Tensions de sortie max. : 730 mV (THD = 3%, distorsion audible)
- THD + N : 0,13 % (1 mW/1 kHz/B = 80 kHz)
- S/B : 87 dB (ref. 1 mW, B = 22 kHz)
- Bande passante : 17 Hz – 3,5 MHz (1 mW)
- Impédance de sortie : 2 Ω
- Tension de sortie continue : 1 mV (charge 33 Ω)
3 mV (charge 150 Ω)



L'AHC original a été conçu pour des signaux d'entrée de l'ordre de $1 V_{rms}$ et une impédance de sortie d'environ 35Ω . Malheureusement, il ne semble pas y avoir de standards internationaux solides et rigoureux pour les niveaux et impédances de casques. Des casques à impédances élevés comme le AKG K601 (125Ω) ou le K701 (62Ω), couplé à un préamplificateur Hi-Fi comme le Rega Mira (qui fourni seulement $600 mV_{rms}$ en sortie) de l'auteur, ont résulté en un son faible à dynamique médiocre, surtout sur de vieux enregistrements CD.

Les premiers essais en modifiant l'étage de sortie à transistor Darlington BC517 ont été assez infructueuse. Le faible courant de l'anode nécessite cet étage de gain spécialisé et la seule amélioration pour augmenter la sortie semblait être de remplacer l'amplificateur à tube par un autre à transistor. Malheureusement, les performances audio qui en découlaient n'étaient pas encourageantes. Le problème essentiel de l'AHC original est à la fois sa force et sa faiblesse car le suiveur n'offre aucun gain en tension. Les faibles bruit et distorsion du tube sont très probablement dus à la faible tension de son anode et donc aux caractéristiques de bruit et de distorsion du tube.

Le schéma d'un amplificateur stéréo est montré en **figure 1**, au lieu du bloc mono de

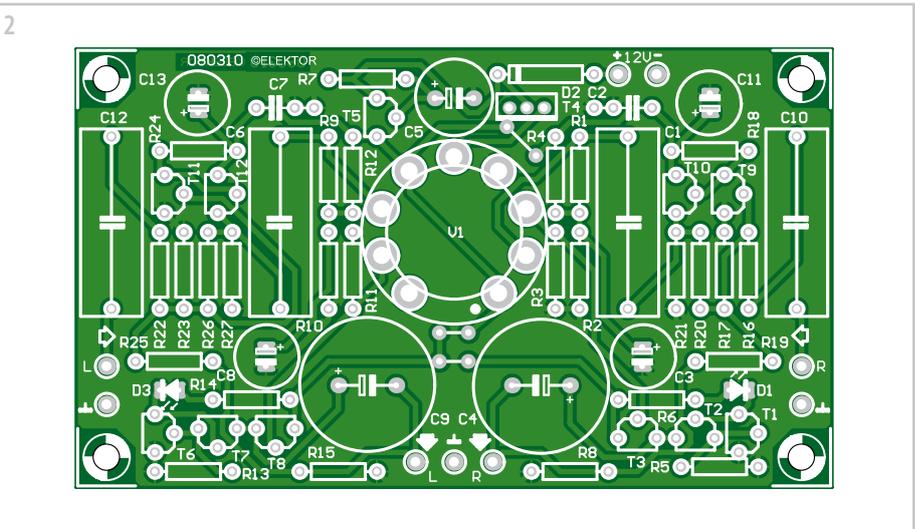
en compte la rétroaction. Sans rétroaction, la sortie ne possède pas de tension continue. La rétroaction négative a été trouvée assez utile avec par exemple un AKG 701 pour améliorer les performances, mais c'est assez subjectif ; n'hésitez pas à expérimenter vous-même. Le condensateur C1 (C6) permet au circuit d'avoir des caractéristiques correctes avec son atténuation souple aux basses fréquences.

Le ECC82/12AU7 du prototype demande environ 15 minutes de préchauffage avant

vrées pour maximiser le plan de masse, ce qui permet de minimiser le bruit et toutes sortes d'interférences. Le socle du tube a une empreinte assez large ainsi que de grands trous permettant l'utilisation des socles de différents fournisseurs.

(080310-1)

Données mesurées	
Tensions mesurées par rapport	
T1/T6 base	0,7 V
T2/T7 base	1,4 V
T3/T8 base	3,8 V
T3/T8 émetteur	2,8 V
ECC82 grille	4 V
T10/T12 émetteur	6,2 V
T9/T11 base	0,67 V
ECC82 anodes	10 V
ECC82 broche 5	9,4 V
D2 (aux bornes)	0,8 V
T5 VCE	1,3 V
R6/R14 (aux bornes)	6,85 V



Liste des composants

Résistances

R1, R8, R9, R15 = $10 k\Omega$
R2, R4, R10, R12 = $91 k\Omega$ (E96 : $90k\Omega 9$)
R3, R11 = $15 k\Omega$
R5, R13 = 22Ω
R6, R14, R16, R17, R22, R23 = $1 k\Omega$
R7 = $39 k\Omega$
R18, R21, R24, R27 = 560Ω
R19, R25 = $33 k\Omega$
R20, R26 = $8k\Omega 06$

Condensateurs

C1, C6 = $2\mu F 100 V$, au pas de $22,5 mm$ (LxP = $10 \times 26 mm$ max.)
C10, C12 = $10 \mu F 63 V$, au pas de $22,5 mm$ (LxP = $10 \times 26 mm$ max.)
C2, C7 = $100 nF$, MKT, au pas de $5 mm$ ou $7,5 mm$

C3, C8, C11, C13 = $100 \mu F 25 V$, au pas de $2,5 mm$, diam. $8,5 mm$ max.
C4, C9 = $2200\mu F 25V$, au pas de $7,5 mm$, diam. $18 mm$ max.
C5 = $1000 \mu F 25 V$, au pas de $5 mm$, diam. $10 mm$ max.

Semiconducteurs

D1, D3 = DEL rouge
D2 = 1N4004
T1, T2, T6, T7, T9, T10, T11, T12 = BC550C
T3, T5, T8 = BC517
T4 = BD139

Divers

V1 = ECC82 ou 12AU7
Socle pour tubes électroniques de 9-broches ('Noval'), par ex. Conrad réf. 120529
Circuit imprimé, 080310-1, par www.thepcbshop.com

l'AHC original. La recherche d'une tension d'entrée appropriée pour augmenter légèrement le gain en tension a abouti à l'emploi de deux amplificateurs BC550C à rétroaction négative ayant un gain en tension d'environ 8. Grâce à l'amplificateur inverseur, une faible rétroaction négative (d'environ 3%) est possible avec la résistance R19 (R25) de $33 k\Omega$. La rétroaction engendre une tension continue de quelques millivolts en sortie de l'amplificateur, et les **Spécifications** ci-dessous pren-

d'atteindre son fonctionnement normal. Ceci est dû à la faible tension de chauffe d'environ $9,4 V$ du BD139. L'utilité de T5/C5 et T4 est expliquée un peu plus en détail dans l'article original.

La carte simple face de **figure 2** permet de réaliser un amplificateur stéréo. Le typon est téléchargeable gratuitement sur la page web du projet. Vous remarquerez que le côté soudure de la carte possède de larges zones cui-

Référence

[1] Ampli hybride pour casque, Elektor juillet/août 2006

Produits & Téléchargements

Dessin du circuit imprimé

www.elektor.fr/080310

Émetteur FM audio

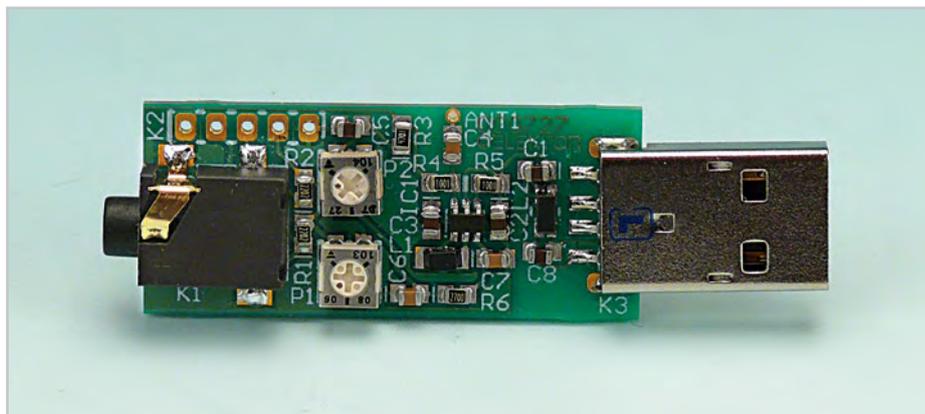


Mathieu Coustans (France)

Le but de l'auteur était de réaliser un émetteur FM simple pour restituer les fichiers audio d'un lecteur MP3 ou d'un ordinateur sur une radio FM ordinaire. Pour être simple, l'émetteur ne doit comporter aucune inductance difficile à bobiner soi-même comme c'est souvent le cas d'autres émetteurs FM.

Avec un tel émetteur FM, vous pouvez écouter votre propre musique dans toute la maison. En voiture aussi un tel petit émetteur a des avantages, il n'a pas besoin d'entrée spéciale sur l'autoradio pour connecter le lecteur MP3.

Pour que le circuit soit à la fois simple et compact, on a opté pour un circuit intégré de Maxim, le MAX2606 [1]. Ce circuit de la série MAX2605 à 2609 est conçu spécialement pour les applications HF à faible bruit et à fréquence fixe. L'oscillateur commandé en tension (*Voltage Controlled Oscillator*) utilise un circuit Colpitts. La diode varicap et les condensateurs de couplage pour l'accord sont intégrés aussi sur la puce, de telle sorte qu'une seule bobine externe suffit à fixer la fréquence centrale. Un réglage fin est possible à l'aide d'une tension de commande de la varicap. La bobine n'est pas soumise à de grandes exigences, un modèle doté d'un facteur de qualité Q relativement bas (35 à 40) est suffisant selon Maxim. La tension d'alimentation du circuit intégré va de 2,7 à 5,5 V, la consommation de 2 à 4 mA. Au vu de ces chiffres, on peut trouver plaisante l'idée d'alimenter le circuit à partir d'un port USB. Pour éviter les perturbations en provenance du PC et vers lui, une bobine de



mode commun est montée en série avec les connexions USB. Le reste du schéma appelle peu de commentaire. Le signal audio appliqué à K1 est divisé par R1 et R2 et attaque via le potentiomètre de volume P1 l'entrée d'accord d'IC1, par où il provoque la modulation en fréquence de la porteuse. Le filtre R6/C7 limite la bande passante du signal audio présenté. L'accord en fréquence (sur toute la bande FM) se fait avec P2 qui est connecté à la tension d'alimentation de 5 V.

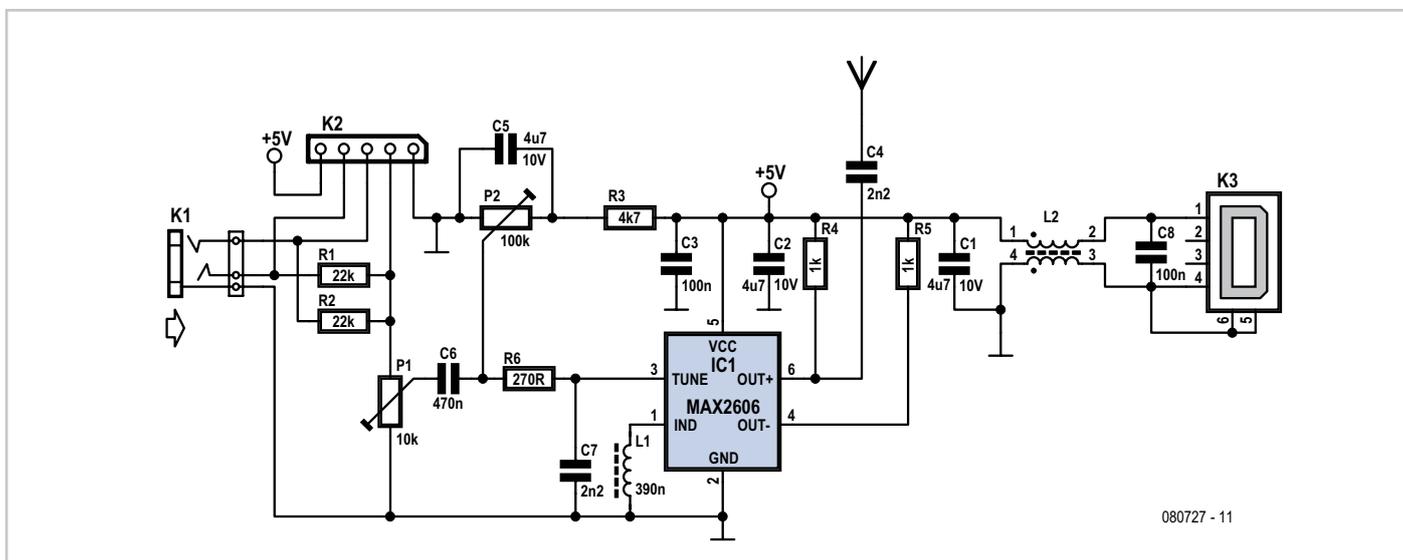
Spécifications

- construction simple grâce au MAX2606
- peut s'alimenter par un port USB d'ordinateur
- consommation réduite, 2 à 4 mA, tension d'alimentation de 2,7 à 5,5 V
- possibilité d'extension par un circuit de préaccentuation

Le circuit imprimé dessiné par le laboratoire d'Elektor utilise des résistances CMS au format 0805. La platine mesure seulement 41,2 x 17,9 mm, pratiquement le format d'une

clé USB. Comme antenne, on trouve une piste de cuivre aussi longue que possible, presque rectiligne, disposée au bord de la platine. En pratique, cela semble donner une portée d'environ 6 mètres. La platine réserve aussi la place pour une barrette de connexion à cinq broches. On y a ramené les entrées de jack 3,5 mm, l'entrée de P1 et la tension d'alimentation indépendante du secteur, par trois piles bâton ou une pile bouton au lithium. La bobine L1 du prototype est un modèle de Murata avec un facteur de qualité assez élevé, au minimum 60 à 100 MHz.

Attention lors du soudage de la bobine de filtre L2, les connexions des deux côtés sont très proches et elles conduisent la tension d'alimentation ! Attention donc à ne pas court-circuiter l'alimentation USB. Mesurez à l'ohmmètre entre les deux lignes d'alimentation avant de raccorder le circuit à un PC ou à des piles. Le sens de rotation de P1 est inversé (à droite pour atténuer) parce que cela simplifiait le dessin du cir-



List des composants

Résistances

(toutes en CMS 0805)

R1, R2 = 22 kΩ

R3 = 4k7

R4, R5 = 1 kΩ

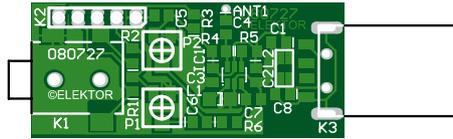
R6 = 270 Ω

P1 = 10 kΩ ajustable CMS (TS53YJ103MR10

Vishay Sfernice, Farnell réf. 1557933)

P2 = 100 kΩ ajustable CMS (TS53YJ104MR10

Vishay Sfernice, Farnell réf. 1557934)



Condensateurs

(tous en CMS 0805)

C1, C2, C5 = 4μ7/10 V

C3, C8 = 100 nF

C4, C7 = 2nF2

C6 = 470 nF

Semi-conducteurs

IC1 = MAX2606EUT+ CMS SOT23-6 (Maxim)

Divers

L1 = 390 nH CMS 1206 (LQH31HNR39K03L

Murata, Farnell réf. 1515418)

L2 = 2200 Ω @ 100MHz, CMS mode commun

1206 (DLW31SN222SQ2L Murata, Farnell réf. 1515599)

cuit imprimé. La sensibilité maximale de l'entrée audio est plutôt grande. Avec P1 au maximum de sensibilité et un signal stéréo de 10 mV efficaces, le son reste propre sur un récepteur radio. Avec une tension d'accord plus élevée, le signal d'entrée peut être presque deux fois plus fort (voir la courbe d'accord du VCO sur la feuille de caractéristiques). Au-delà une distorsion audible commence à se produire. Au cas où une atténuation suffisante serait impossible avec P1, on peut l'augmenter tout simplement en jouant sur R1 et R2.

Les mesures avec un analyseur HF ont montré que le troisième harmonique est fortement présent dans le spectre émis (environ 10 dB en dessous de la fondamentale). Il devrait

être beaucoup plus faible. La bande passante varie, avec une source à faible impédance sur les deux entrées, entre 13,1 kHz (P1 au maximum) et 57 kHz (curseur réglé au dixième).

Il manque dans ce circuit une correction par préaccentuation. Les récepteurs de radio en Europe ont un réseau de désaccentuation incorporé de 50 μs (75 μs aux États-Unis). De ce fait le son sera assourdi sur un poste de radio. Pour corriger cela et éviter qu'un récepteur stéréo réagisse à une composante de 19 kHz éventuellement présente dans le signal audio, un circuit complémentaire est proposé dans ce numéro (préaccentuation pour émetteur FM, avec une platine aussi).

(080727-1)

Liens Internet

[1] <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX2605-MAX2609.pdf>

[2] www.elektor.fr/080727

Téléchargements & Produits

Circuit imprimé

Commander 080727-1 ou télécharger un fichier PDF du dessin sur www.elektor.fr/080727

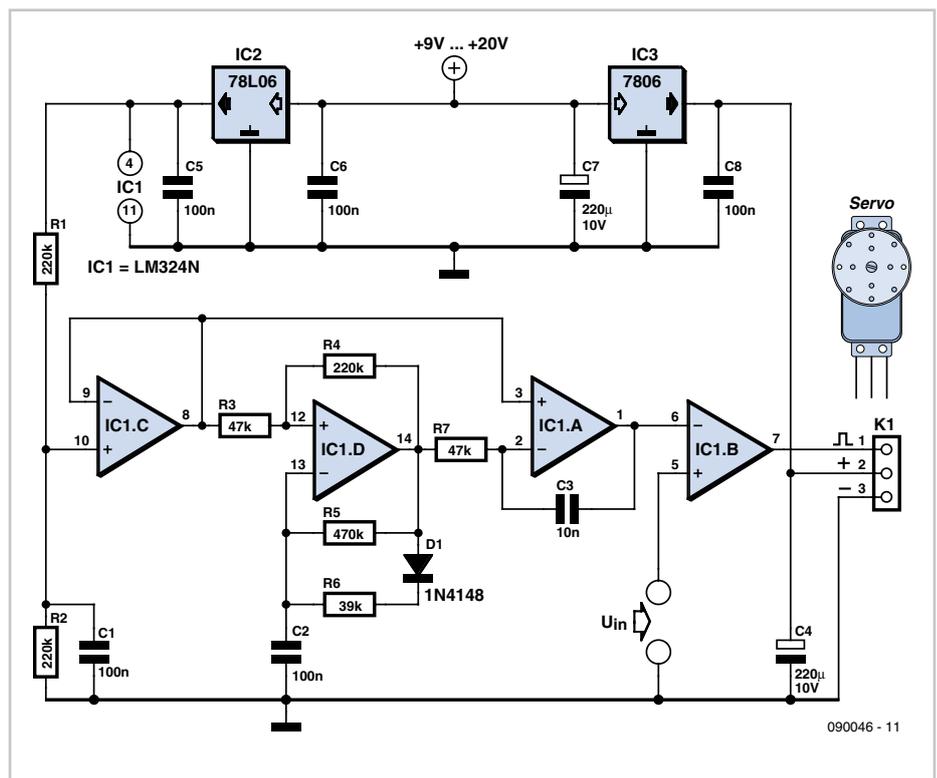
Pilote de servo

Gert Baars (Pays-Bas)

La commande d'un servomoteur implique la plupart du temps la génération d'un signal PWM à une fréquence fixe d'environ 50 Hz, de rapport cyclique compris entre 5 et 10%. La durée de l'impulsion s'établit donc entre 1 et 2 ms.

La génération d'un tel signal ne pose aucun souci si l'on dispose d'une résistance variable qui conjointement avec un condensateur, définit la constante de temps. Les choses se compliquent lorsqu'on désire opérer à partir d'une tension variable pour atteindre une certaine universalité.

Telle tension variable peut non seulement être élaborée par un diviseur de tension, mais provenir de capteurs tels un détecteur à effet Hall, une LDR ou une NTC qui permettent de constituer des asservissements dans le domaine du magnétisme, de la lumière et de la chaleur. Exemple parmi tant d'autres, on peut envisager la commande d'une vanne de gaz ou d'une vanne d'eau. Le circuit atteint ainsi une réelle universalité.



Par plaisir, plutôt que d'utiliser l'un ou l'autre μC ou circuit intégré spécialisé, nous avons préféré en revenir à une combinaison d'amplificateurs opérationnels mettant en œuvre une vieille connaissance, le brave LM324 qui en contient 4, repérés A, B, C et D. L'ampli C monté en tampon délivre une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation. L'ampli D monté en astable oscille à une fréquence

de 50 Hz environ, de façon asymétrique avec un rapport cyclique fixe d'un peu plus de 10%. L'ampli A monté en intégrateur transforme ledit signal en une onde triangulaire, cette onde étant comparée ensuite à la tension d'entrée via l'ampli B monté en comparateur. À la sortie de ce dernier nous obtenons le signal PWM désiré, dont le rapport cyclique évolue entre 5% et 10% selon que la tension d'entrée se situe entre 0,5 et 4,0 V.

Avec un servomoteur du type RS-2, la variation d'angle du palonnier de sortie s'établit à 200°, ce qui signifie que l'angle de rotation obtenu vaut $200/(4-0,5) = 57^\circ$ par volt à l'entrée.

Voilà l'avantage des anciens circuits analogiques : quelques lignes suffisent pour les comprendre.

(090046-1)

Une alarme qui n'a pas froid aux yeux

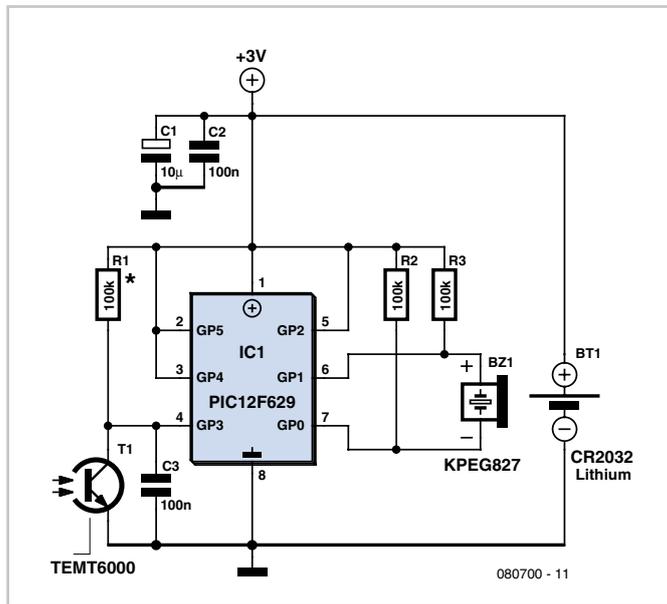
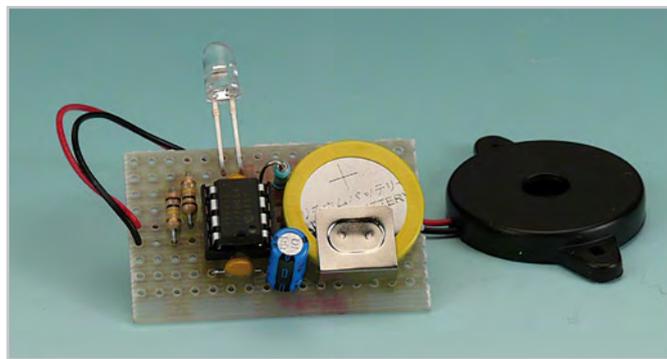


Andrew Denham (Royaume-Uni)

Chacun sait que lorsque l'on ferme la porte du réfrigérateur un peu trop doucement, celle-ci rebondie parfois et s'ouvre. Assez pour allumer la lumière mais pas assez pour que quelqu'un la remarque, même la nuit (sauf à regarder de près). Après une journée à l'extérieur, vous pouvez rentrer et n'avoir que du lait aigre et du poulet douteux. Après plusieurs matins avec un tel lait, l'auteur a décidé de faire quelque chose, et a conçu ce petit gadget. La lumière de son frigo s'allume facilement, même avec 2 mm d'ouverture de porte, c'est un bon début !

Le phototransistor TEMENT6000 de chez Vishay qui sera notre détecteur de lumière, est à la fois bon marché et disponible. Son courant d'obscurité est négligeable et il peut absorber quelques μA sans problème. Étant donné que le circuit fonctionnera sur piles, le courant consommé doit être le plus faible possible. Un PIC avec mode veille, le 12F629, fait parfaitement l'affaire : petit, bon marché, facile à trouver, possède un oscillateur intégré, et jusqu'à cinq E/S.

Suivant sa fiche technique [1], pour une consommation minimale toutes les pattes doivent être configurées en entrée et mises au niveau haut ; chaque périphérique consomme ! Étant donné que le circuit est alimenté sur pile, il n'y a pas besoin de protection contre les chutes de tension. Il n'y a pas besoin de convertisseur A/N ou de comparateurs, ni de chien de garde, ce qui permet d'obtenir la consommation la plus faible possible en veille. Le circuit consomme typiquement 1,2 nA avec un maximum garanti de 770 nA sous 3 V, qui baisse à 700 nA sous



ner à basse température.

Un choix évident pour faire du bruit est un résonateur piézo, bon marché et disponible partout. Celui-ci peut être commandé directement à partir du PIC à l'aide de deux pattes, et supporte une commande 3 V crête-crête aisément. Après quelques tests, un Kingstate KPEG827 [3] s'est avéré adéquat. Il fait assez de boucan sous 3 V d'environ 2,0 kHz à 4,5 kHz.

Le programme pour le PIC a été développé uniquement à l'aide de produits MikroElektronika : une version complète du compilateur MikroBasic et la carte BigPIC 4. Cependant le programme final est si petit qu'il peut être compilé avec la version gratuite de MikroBasic (jusqu'à 2 Ko de code, téléchargement en [4]).

Pour des raisons de simplicité, la version DIL à 8 broches du PIC a été utilisée. Celui-ci peut être reprogrammé facilement à l'aide d'un adaptateur. L'ICP fonctionne avec la version CMS mais le support prends alors beaucoup de place et rends inintéressant l'utilisation de la version CMS sur un très petit CI. L'auteur a utilisé le programmeur PicFlash2 de MikroElektronika, mais l'EasyPIC4

2 V.

La cellule au lithium type CR2032/1HF a une capacité nominale de 230 mAh sous 3 V [2]. En calculant sur la base du courant consommé en mode veille, la pile durerait plus de 250 ans, en réalité sa durée de vie maximale ; cela vaut donc le coup de la souder sur un CI. Même en prenant le courant maximum susceptible d'être consommé, elle durerait encore plus de 30 ans – sans doute plus que le frigo ! Les avantages des piles au lithium sont leur longue durée de vie et la possibilité de fonction-

de la carte aurait pu l'être également. Le code source est disponible sur le site d'Elektor [5]. Le *timer* fonctionnera avec n'importe quel dispositif capable de maintenir l'entrée GPIO.3 au niveau bas, et donc pourrait être utilisé avec un thermocouple ou le logiciel adapté afin de lire un capteur One-Wire. Il pourrait être utilisé pour mesurer une sous- ou sur-tension moyennant quelques adaptations. Le délai avant que l'alarme ne sonne est réglable par logiciel de 1 à 255 s.

Avertissement : beaucoup de modèles de

programmeurs de PIC existent. Si vous utilisez un autre que celui de MikroElektronika avec le code fourni sur le site d'Elektor, assurez-vous que la configuration de l'oscillateur du PIC est correcte. Tous les logiciels ne la lisent en effet pas correctement, il convient de choisir l'oscillateur RC interne et configurer GPIO.4 et GPIO.5 en E/S. Tout autre réglage arrêtera l'oscillateur et peut abîmer le PIC ! Certains programmeurs requièrent un réglage manuel avant la programmation du composant. En cas de doute, consultez le code source.

Après quelques réglages des ports, la maquette consomme environ 0,02 µA en veille. Une fois déclenchée, elle consomme environ 500 µA durant une minute, puis environ le double lorsque le *buzzer* fonctionne. Ces valeurs sont bien en dessous du courant maximal admissible par la pile (10 mA max) qui mettrait environ 10 jours à se vider, ce qui heureusement n'arrivera jamais. Avec un frigo ouvert disons 20 fois par jour pendant moins d'une minute, l'espérance de vie de la pile descend à 9 ans, ce qui reste raisonnable. La photo montre un prototype construit au

labo Elektor sur un bout de plaque d'essai. Le capteur de lumière est ici un TEPT5600 (qui ressemble à une DEL UV). Contrairement au TEMT6000, le TEPT5600 doit être orienté vers la source de lumière en raison de son angle de vision plus étroit. Il nécessite aussi un doublement de la valeur de R1 (environ). Même sur plaque d'essai, le circuit est assez compact pour être logé dans un petit boîtier ABS, de préférence un modèle possédant un compartiment à piles, idéal pour le *buzzer*. Un petit trou à une extrémité permettra à la lumière d'atteindre le capteur. Ce trou a été rempli avec de l'époxy transparent afin de se comporter comme une fenêtre sans pour autant laisser entrer l'humidité. L'opération est réalisée en plaçant un bout de ruban adhésif à l'intérieur avant de remplir à ras bord le trou de résine, le séchage se faisant en maintenant la boîte verticale. Le CI pourra être maintenu à l'aide de points de pistolet à colle. Le dispositif peut être fixé à la paroi du frigo en utilisant de l'adhésif double face ou du Velcro ou, si l'espace le permet, reposer sur une des étagères. Pour démarrer le microcontrôleur la première fois, ou lors du remplacement de la pile, la

porte du frigo doit être fermée ou le capteur recouvert. Une fois la lumière détectée par le capteur, il faut 60 s avant que l'alarme ne se mette en route. Lorsque le montage se trouve dans le frigo, porte fermée (ou capteur masqué), il se rendort paisiblement. Le frigo doit, bien sûr, impérativement posséder un éclairage fonctionnel, faute de quoi le montage se croira en permanence dans l'obscurité.

(080700-1)

Liens Internet

- [1] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/41190c.pdf>
- [2] www.panasonic.com/industrial/battery/oem/images/pdf/Panasonic_Lithium_CR2032_CR2330.pdf
- [3] www.farnell.com/datasheets/16396.pdf
- [4] www.mikroe.com
- [5] www.elektor.com/080700

Téléchargements & Produits

Microcontrôleur programmé
080700-41 : PIC12F629 programmé

Logiciel
080700-11.zip : source MikroBasic et fichier HEX [5]

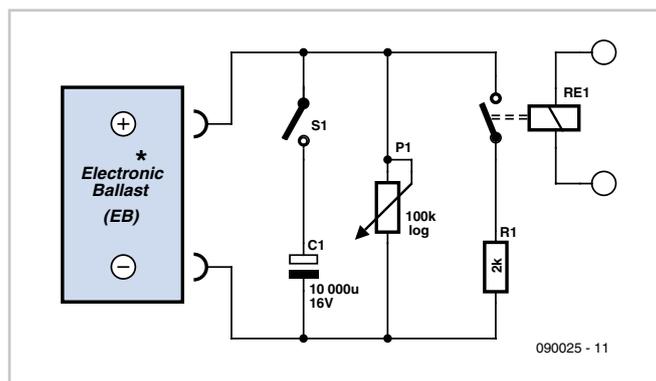
Atténuation de l'éclairage pour aquarium au lever/coucher du soleil



Jürgen Ollig (Allemagne)

Les blocs d'alimentation électroniques (ballasts) pour lampes fluorescentes offrent quelques avantages par rapport aux blocs d'alimentation conventionnels : rendement élevé, allumage sans vacillements, pas de scintillement 50 Hz et longévité des tubes fluorescents. L'atténuation des tubes constitue un avantage supplémentaire. Il faut pour cela un ballast équipé d'une interface analogique 1-10 volts. Ces ballasts sont fournis avant tout par les fabricants connus dans ce domaine comme Osram, Philips, Hüco, etc. Une recherche sur Google avec « ballast gradateur » (sans guillemets) fournit les adresses de nombreux fournisseurs sur la Toile. Les ballasts à interface numérique, connus aussi comme DALI (*Digital Addressable Lighting Interface*), sont inadéquats.

La référence [1] contient une bonne description de l'interface 1-10 V. Cette interface fournit une tension de 10 V séparée du secteur et



un courant de 0,6 mA pratiquement constant avec une charge (source de courant constant avec tension à vide de 10 V). Plus la valeur d'une résistance raccordée est faible et plus la tension aux deux terminaisons de l'interface est basse. On pourrait aussi considérer qu'il s'agit d'une entrée de commande pilotée par une résistance variable. La tension de l'interface sans charge est égale à 10 V, ce qui correspond à la luminosité maximale (puissance de la lampe 100 %). Le ballast abaisse la puissance de la lampe à 3 % si on court-circuite l'interface. La plage entre 3 % et 100 % a un

comportement logarithmique. Le circuit de pilotage très simple de cette interface est présenté ici. Il offre certaines possibilités particulièrement intéressantes pour les aquariophiles.

La terminaison du ballast à laquelle appliquer la tension de commande est raccordée à l'entrée du circuit. Le potentiomètre P1 permet d'ajuster la luminosité du tube. S1 commute l'électrolytique C1 en parallèle avec P1. Le courant est faible (0,6 mA) et l'électrolytique possède une capacité élevée (10 000 µF). Il ne se charge donc que lentement, assurant ainsi une augmentation graduelle de la luminosité. Plus la capacité de C1 est élevée et plus la durée de ce processus augmente. Il simule un lever de soleil. Il dure environ 12 minutes avec 10 000 µF. Le circuit effectue cette étape sans recourir à sa propre alimentation. C1 se décharge à travers P1 quand le ballast est hors circuit et S1 est fermé. Le tube simulera de nouveau le lever de soleil lorsqu'il sera remis sous tension.

Le circuit d'appoint composé du relais RE1 et de la résistance R1 est optionnel. C1 se décharge lentement par R1 si le contact de RE1 est fermé. La tension, et donc la luminosité du tube, diminuent de concert. Cette simulation d'un coucher de soleil est d'autant plus longue que la valeur de R1 est élevée. Quand RE1 est attiré, R1 influence aussi la luminosité maximale ajustable par P1 : plus

la valeur de R1 est élevée et plus la luminosité le sera. Un bloc d'alimentation secteur permet de commander RE1 par une seconde minuterie. On obtient la simulation d'un coucher de soleil si cette minuterie provoque la fermeture du relais RE1 30 minutes environ avant l'extinction programmée de l'éclairage de l'aquarium. Après l'extinction de l'éclairage

par la première minuterie, RE1 peut être aussi mis hors circuit par la seconde minuterie de façon à provoquer la réouverture du contact relais.

(090025-1)

Liens Internet

[1] <http://en.wikipedia.org/wiki/1-10v>

Amélioration du son des appareils à source audio



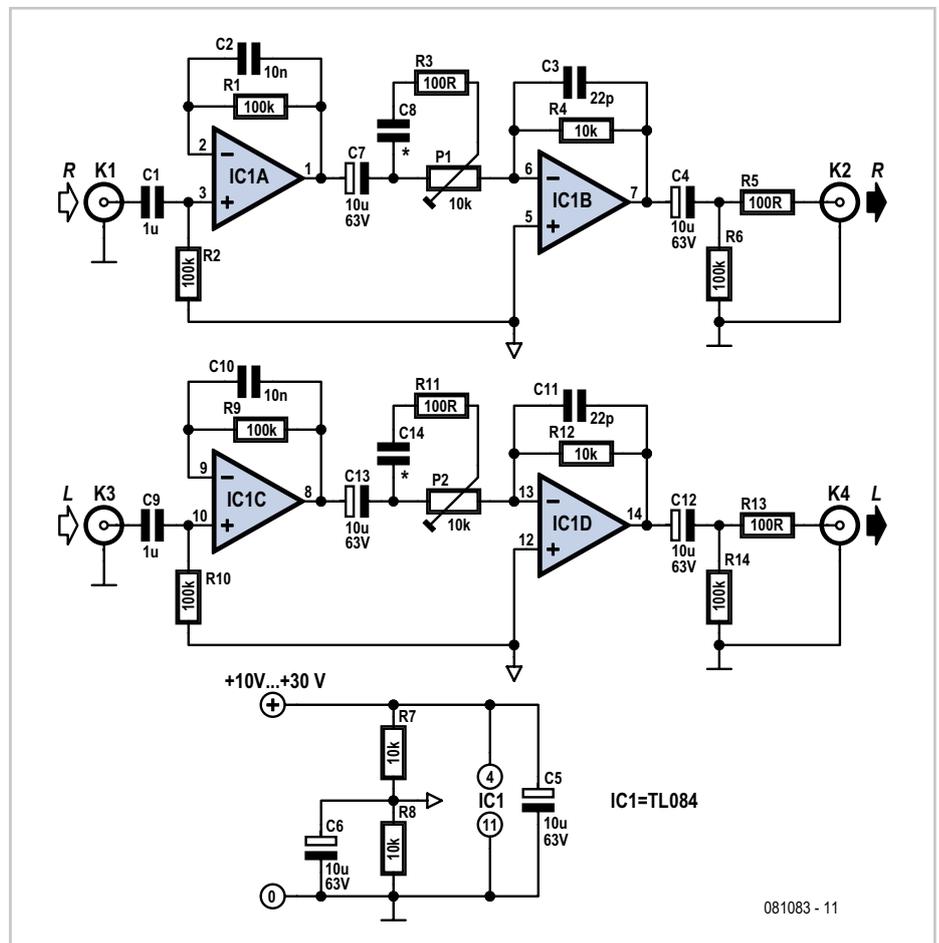
Thorsten Steurich (Allemagne)

Vinyle ou CD : lequel sonne mieux ? Une question propice à de chaudes discussions entre initiés. L'auteur essaie de jeter quelque lumière sur les tenants et aboutissants. Un circuit simple lui a permis d'améliorer sensiblement la sonorité d'un lecteur de CD.

Un nouveau lecteur de CD d'une classe de prix inférieure à moyenne ne ravit pas toujours le sens auditif lors de la première écoute à domicile. Le CD devrait pourtant surpasser sans conteste le disque analogique, tant pour l'enregistrement que pour la reproduction. Supposons que la musique provient de la même source (bande originale). Cela incite aux réflexions suivantes :

la technique d'enregistrement des disques et celle des CD n'ont rien en commun. Lors de l'enregistrement de disques, le signal est soumis à une préaccentuation. Il s'agit d'une élévation de niveau aux fréquences élevées (semblable à la radiodiffusion OUC). Les signaux obtenus guident la tête gravant le disque de laque. Contrairement au CD, il ne peut s'agir que d'une action analogique. Le signal initial subit un déphasage. Pour restaurer la courbe de réponse lors de la reproduction, le signal sonore passe par un filtre RIAA dans le préamplificateur du lecteur qui abaisse de nouveau la plage des fréquences supérieures. Cet exercice a pour but d'améliorer le rapport signal/bruit, donc de diminuer le bruit et les grésillements. Cela soumet le signal à un second déphasage qui le distingue du signal à la sortie du lecteur de CD. Le déphasage du lecteur de CD est pratiquement nul (enregistrement DDD).

Un circuit basé sur un amplificateur opérationnel quadruple (deux amplis op par canal) assure la présence du déphasage. L'auteur a constaté que la plage des aigus n'est pas le point fort de nombreux lecteurs de CD à prix



plus ou moins modique. Le circuit sert également à accentuer la plage de fréquence supérieure selon ses goûts et son ouïe. On peut choisir la taille du condensateur C8 (C14) dans la plage de 100 pF à 10 nF pour obtenir la courbe de réponse désirée. Des condensateurs de couplage d'une capacité suffisante permettent de préserver la courbe de réponse des graves. Le circuit joue aussi le rôle de tampon ou de convertisseur d'impédance pour le signal. L'influence des capacités des câbles est donc éliminée. Les lec-

teurs de CD à impédance de sortie relativement élevée (1 kΩ ou plus) présentent déjà des différences de qualité sonore entre des câbles ordinaires peu coûteux et des câbles haut de gamme onéreux. Dans notre cas, toutefois, l'impédance de sortie du circuit n'est que de 100 Ω. Fini les câbles haut de gamme onéreux.

Le circuit peut naturellement être utilisé avec d'autres sources de signaux, par exemple lecteurs de MD, enregistreurs à disque

dur, tuners DAB, récepteurs DVB-S, etc. Dans la plupart des cas, l'alimentation secteur du lecteur de CD pourra fournir une tension de fonctionnement suffisante de 10 à 30 V. Pas besoin de faire appel à une autre alimentation.

L'inversion du signal de sortie (déphasage de 180°) dans le second ampli OP de chacun des deux canaux (IC1B, IC1D) n'a aucune influence sur la fonctionnalité du circuit. L'amplification peut être ajustée en modifiant la résistance de contre-réaction R4 (R12) de l'ampli op de

sortie IC1B (IC1D). Le niveau de ligne requis varie en effet selon la nature des autres composants du système audio.

(081083-I)

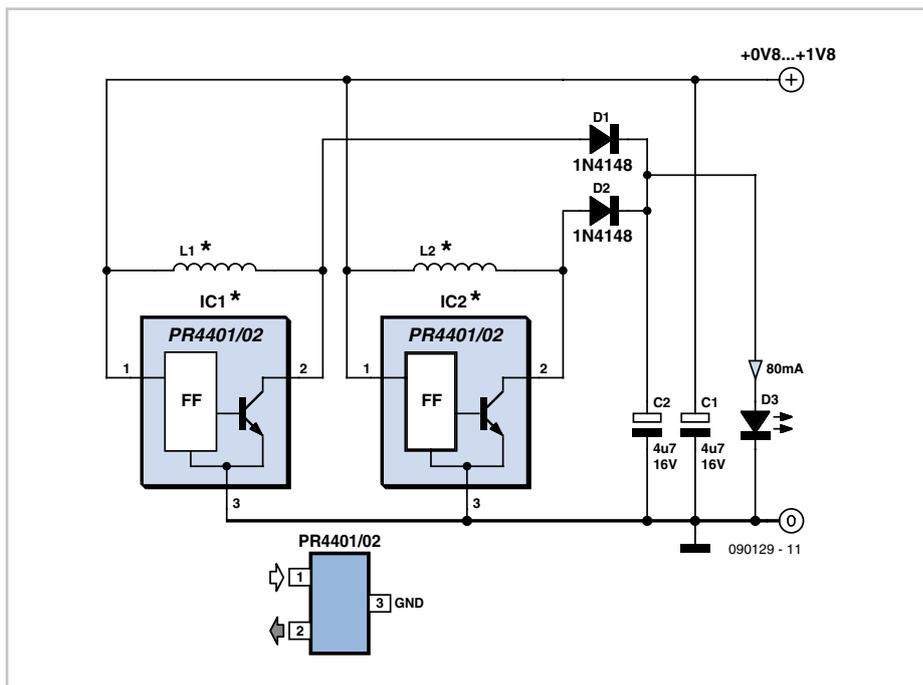
PR4401/02 en parallèle



Leo Szumylowycz (Allemagne)

Quelques applications intéressantes des types PR4401/02 de PREMA ont déjà vu le jour, entre autres dans le numéro double précédent d'Elektor. La plage de travail débutant à 0,8 V avec une périphérie minimale est presque sans équivalent et d'une grande fiabilité. Le courant de sortie devrait être un peu plus élevé. Il serait alors possible de tirer le maximum d'une DEL 4 puces consommant 80 mA. On pourrait aussi remplacer la pile monobloc 9 V dans les multimètres LCD plus élaborés. Le circuit décrit ici, déjà couramment utilisé, devrait éliminer ce problème.

On peut voir dans la figure une configuration dans laquelle deux de ces puces en parallèle sont raccordées par des diodes à un condensateur de lissage commun. Cette façon de raccorder les puces en parallèle peut être appliquée à un nombre encore plus élevé de celles-ci si le besoin s'en fait sentir.



Le dimensionnement des inductances est effectué de la même façon que dans l'application standard des puces : 10 µH pour PR4401 avec un courant de 20 mA et 4,7 µH pour PR4402 avec un courant de 40 mA. Pour utiliser une DEL 80 mA avec une seule

pile de 1,5 V, il faut équiper le circuit reproduit avec des PR4402 et des inductances de 4,7 µH. Pour réaliser tout le circuit avec des CMS, utiliser des électrolytiques CMS au tantale (4,7 µF/35 V) de modèle « A » pour C1 et C2 et des inductances CMS 4,7 µH pour L1 et

L2 (LQH32CN4R7M33L de Murata disponible par exemple auprès de Farnell).

(090129)

Liens Internet

www.prema.com/pdf/pr4401.pdf

Publicité

Spécialiste des CI de l'unité aux petites séries et des prototypes



Calculer les prix et commander en ligne
Prix très attractifs 1 à 8 couches
Toutes options On demand 1 à 16 couches
Délai à partir de 2 jours ouvrés
Service pochoirs écran pâte à braser

Une équipe novatrice à votre écoute: +33 (0)3 86 87 07 85

www.eurocircuits.fr

Nouveau: PCB proto en 2 JO



- 2 CI en 2, 3 ou 5 jours ouvrés
 - Pas de frais d'outillages
 - Pas de minimum de commande
 - Prix très attractifs
- Exemple 2 DF 160x100mm PUHT 49€
2 MC4 160x100mm PUHT 99€
(calculé avec un délai de 5 jours ouvrés)

Offre non contractuelle susceptible d'être modifiée sans information préalable

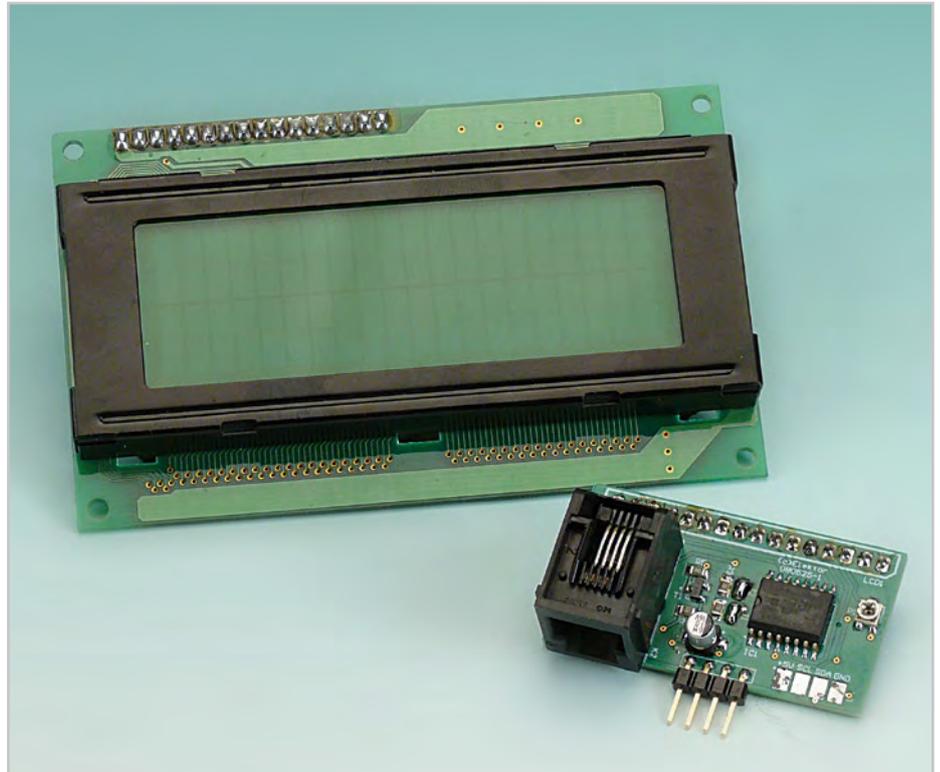
Écran LCD piloté par I²C



R. Pretzenbacher (Autriche)

Lors du développement de circuits à microcontrôleurs, malgré tous les beaux simulateurs, un véritable affichage est souvent une aide appréciable. On utilise volontiers à cet effet des écrans LCD avec contrôleur compatible HD44780, car ils sont non seulement bon marché mais aussi en principe simples à utiliser – si au moins il n’y avait pas ces nombreuses lignes de signaux. Elles signifient un gros travail de câblage et en plus elles occupent trop de broches d’E/S du microcontrôleur ainsi équipé.

La solution de ce problème est aussi simple qu’incontournable et s’écrit en trois caractères : I²C ! Si on consacre à l’écran une puce pour la conversion des signaux I²C en signaux de commande de l’écran, qu’on loge le tout sur une platine, on a un module afficheur compact universel, qui n’a besoin, en plus de la masse et du +5 V, que des deux lignes SDA et SCL pour se raccorder au système à microcontrôleur. Voilà qui simplifie grandement



Spécifications

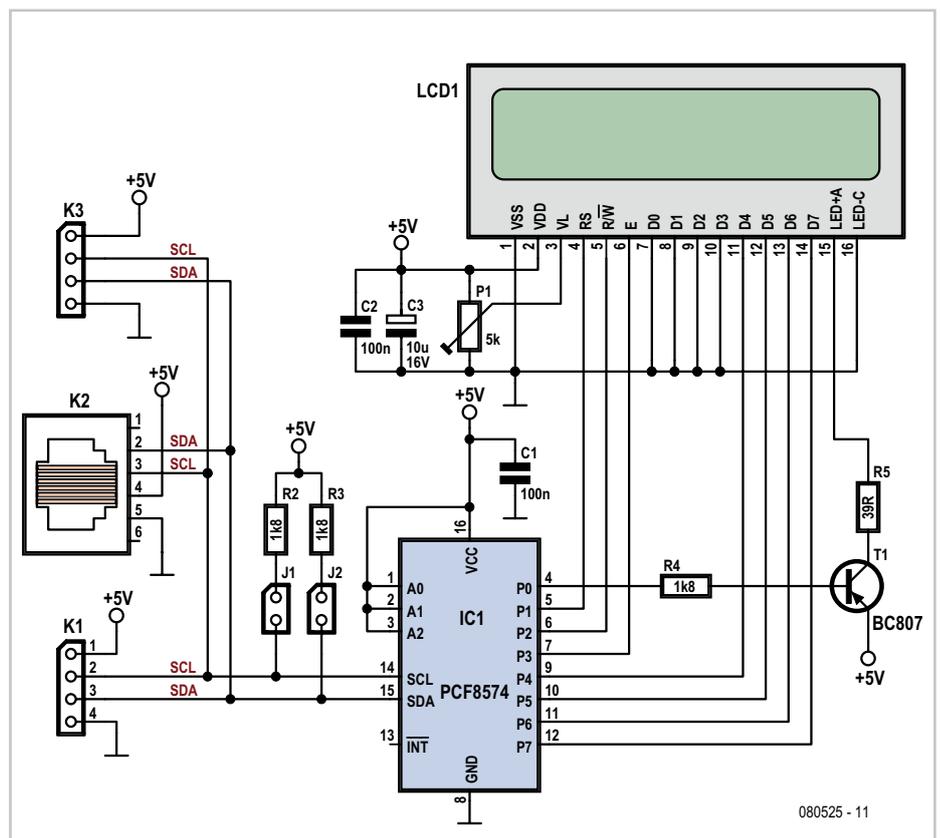
- Module LCD universel pour microcontrôleur
- N’occupe que deux lignes de port E/S
- Plusieurs afficheurs sur le même bus I²C
- Pilotage simple grâce au microcode pour AVR

directement aux lignes de commande de l’écran LCD. Seule la ligne P0 commande une LED supplémentaire ou le rétroéclairage par le transistor PNP T1. La valeur de R5 sera

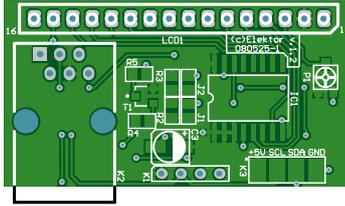
adaptée aux caractéristiques du rétroéclairage, qu’on peut trouver dans la feuille de caractéristiques de l’écran. La valeur de 39 Ω convient pour les afficheurs à une ligne avec

la connexion d’un afficheur. Les écrans LCD équipés du contrôleur Hitachi cité plus haut peuvent être pilotés en mode économique à quatre bits. À ces quatre lignes de données s’ajoutent les trois lignes de commandes E, R/W et RS. Et c’est là que se trouve la vraie originalité de ce circuit : pour ces sept lignes, on n’a même pas besoin d’un microcontrôleur supplémentaire. L’affaire est faite avec une simple interface parallèle I²C, avec en prime une huitième ligne pour actionner le rétroéclairage, ou une LED supplémentaire.

Le choix s’est porté sur le PCF8574, qui existe dans deux versions avec des plages d’adresse différentes (voir [2]). On utilise en standard les adresses les plus hautes : 0x4E pour le PCF8574, 0x7E pour le PCF8574A. En utilisant les deux types d’interfaces et l’adresse la plus élevée, on pourrait monter deux écrans sur un microcontrôleur sans modification du matériel ni risque de conflit. Si les adresses hautes sont déjà occupées, on peut câbler autrement les trois lignes d’adresse (broches 1 à 3) pour disposer de sept autres (plus basses). Le circuit lui-même est assez simple : les huit lignes de l’extension de bus sont reliées



Liste des composants



Résistances :

P1 = 5 k Ω , CMS (Murata)
 R2..R4 = 1,8 k Ω , CMS 0805
 R5 = 39 Ω , CMS 0805 (voir texte)

Condensateurs :

C1,C2 = 100 nF, CMS 0805
 C3 = 10 μ F/16 V, CMS (Vishay),
 diamètre 4 mm

Semi-conducteurs :

IC1 = PCF8574 (PCF8574A) (voir texte)

T1 = BC807, CMS SOT23

Divers :

Écran LCD avec contrôleur compatible
 HD44780
 K1 = barrette 4 points, pas 2,54 mm
 K2 = prise RJ11 pour CI
 K3 = quatre pastilles
 J1,J2 = barrettes 2 points avec cavalier
 Barrette à 20 points, pas 2,54 mm pour le
 montage de l'écran
 Platine 080525-1

la tension usuelle de 4,2 V et une intensité d'environ 30 mA. Le potentiomètre P1 est à pour régler le contraste, souvent sur une plage très étroite. Les cavaliers J1 et J2 permettent de mettre en circuit ou non les résistances de polarisation des lignes SCL et SDA (une seule fois par bus). La platine dispose, avec la barrette K1, la prise RJ-11 K2 et les pastilles de K3, d'un nombre suffisant de possibilités pour le raccordement au bus I²C.

Pour faciliter l'utilisation de l'afficheur, l'auteur a écrit un logiciel adapté, sous la forme de fonctions C pour les microcontrôleurs AVR. Comme d'habitude, vous pouvez le télécharger de la page consacrée à cet article sur le site Elektor [1] et l'adapter à votre propre usage. Le logiciel se compose de trois parties :

1) Fonctions I²C

(à adapter éventuellement au type d'AVR)

- i2cInIt initialisation du maître I²C
- i2cCheck test de la présence d'un esclave
- i2cSend envoi d'un flux de données par le bus
- i2cReceive réception d'un flux de données du bus

2) Fonctions d'affichage de bas niveau

(ne sont pas appelées directement par l'utilisateur)

- whNipp envoi d'un quartet de données – appelé deux fois pour un octet
- rdsyB lecture de l'octet d'état de l'écran (pour savoir si le contrôleur est prêt à recevoir des données)
- cntrB écriture d'un octet de commande vers l'écran (p.ex. décalage de l'affichage à gauche ou à droite)
- dataB envoi d'un octet de données
- wBusy vérifier si l'écran est prêt

Définition des constantes de commande (peuvent être envoyées avec cntrB)

- dshr 0b00011100 // Décalage de l'affichage d'une position à droite
- dshl 0b00011000 // Décalage de l'affichage d'une position à gauche
- curon 0b00001110 // Curseur visible
- curoff 0b00001100 // Curseur invisible
- curblk 0b00001111 // Curseur clignotant

- DLong bits sans signe
affichage d'un nombre à 31 bits sans signe
- DInt bits sans signe
affichage d'un nombre à 16 bits avec signe

On peut modifier les fonctions utilisateur à volonté sans se soucier des détails du pilotage.

(080525-1)

3) Fonctions d'affichage

(appelées par l'utilisateur)

- Ddisp écriture d'un caractère à la position actuelle du curseur
- DClear effacement de l'écran
- Dpos fixer la position du curseur
- Dinit initialisation de l'affichage
- DBcd2 affichage d'un nombre BCD à deux chiffres
- DHexByte affichage d'un octet en écriture hexadécimale
- DWord affichage d'un nombre à 16

Liens Internet

- [1] www.elektor.fr/080525
- [2] www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/PCF8574_4.pdf

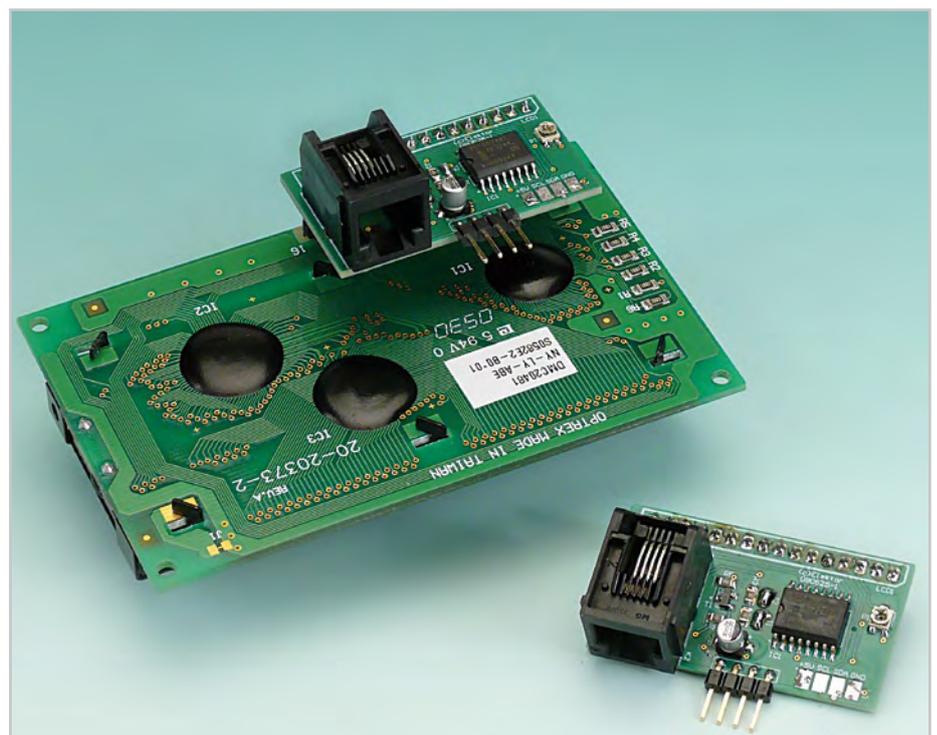
Téléchargements & Produits

Platine

080525-1 disponible via www.elektor.fr/080525

Logiciel

080525-11 Codes source



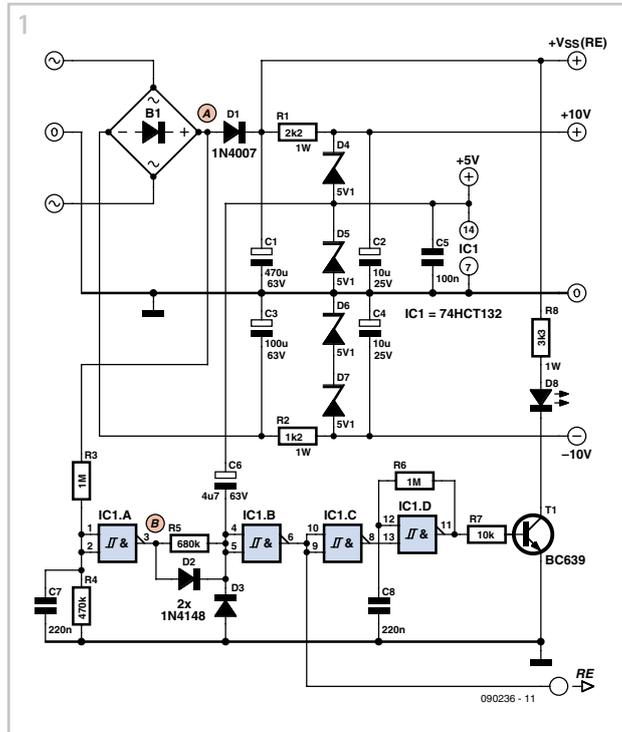
Protection de charge pour amplificateur audio



Joseph Kreutz (Allemagne)

Pour être efficace, une protection installée entre la sortie d'un amplificateur audio et les enceintes acoustiques doit n'enclencher la charge qu'après un délai de quelques secondes, la déconnecter immédiatement dès l'interruption de l'alimentation secteur et empêcher qu'une composante continue de forte amplitude ne puisse endommager les haut-parleurs. Comme le circuit proposé peut se « greffer » sans difficulté sur tout montage existant, il mérite donc le titre d'universel. Les schémas des **figures 1** et **2** se rapportent à un prototype qui équipe un amplificateur de 50 W sous 8 Ω, alimenté sous ±35 V. Ce montage s'adapte aisément à d'autres tensions d'alimentation, donc à d'autres puissances audio. Les valeurs adéquates de R1, R2, R8, R15 et R19, ainsi que les tensions de service de C1 et C3 et le choix des semi-conducteurs D9, D10, T1, T2 et T3 sont indiquées dans le **tableau 1**.

Le fonctionnement du circuit est simple : lors de la mise en fonction de l'amplificateur, la tension présente à la jonction du pont redresseur B1 et de la diode D1 charge rapidement le condensateur C7 via la résistance R3. La capacité C7 évite que les passages par zéro de la tension secteur ne suscitent des déclenchements intempestifs. Lorsque la tension de seuil haute de IC1.A est atteinte, sa sortie bascule à l'état bas. A ce moment, C6 est progressivement chargée à travers R5, et quand la tension à ses bornes atteint la valeur requise, la sortie de IC1.B passe à l'état haut et commande par l'intermédiaire des transistors T2 et T3 la fermeture des relais RE1 et RE2. Ce processus induit un retard de 5 s environ. La tension initiale aux bornes de C6 doit être nulle pour que la sortie de IC1.B se trouve avec certitude



au niveau bas : cette capacité est donc directement connectée au +5 V. Ce circuit se fonde sur la détermination de seuils de tension : le choix pour IC1 d'une quadruple porte NAND à bascule de Schmitt de type SN74HCT132 s'impose donc. La porte IC1.C inverse le signal de commande des relais et l'injecte à l'une des entrées de IC1.D qui fonctionne alors en oscillateur, de

sorte que la LED D8 clignote à 4 ou 5 Hz lors du délai. Dès que le signal de commande des relais atteint son niveau haut et que ces derniers se ferment, l'oscillation de IC1.D est inhibée et la LED s'éclaire en permanence. La LED est directement alimentée par la haute tension présente aux bornes de C1 et la résistance R8 de 3k3 limite à 10 mA le courant qui la parcourt. Comme l'indique le tableau 1, la valeur de R8 dépend de la tension d'alimentation et donc de la puissance de l'amplificateur sur lequel sera connecté ce circuit de protection.

Dès que la tension secteur est interrompue, la sortie de la porte IC1.A passe à l'état haut et le condensateur C6 est promptement déchargé à travers D2, entraînant le passage à l'état bas de la sortie de IC1.B et l'ouverture quasi immédiate des relais RE1 et RE2. La charge de l'amplificateur est donc instantanément isolée et le circuit réarmé pour introduire le délai voulu quand l'alimentation secteur est rétablie.

La détection d'une composante continue est dévolue à IC2, comparateur quadruple de type LM339. Les cellules C9/R12 et C10/R16 jouent le rôle de filtres passe-bas : elles atténuent fortement le signal audio, mais si une tension continue supérieure à 3,75 V ou inférieure à -3,75 V est présente en sortie de l'amplificateur, celle-ci sera transmise aux entrées

des comparateurs de IC2, dont au moins un délivrera un signal au niveau bas qui bloquera le transistor de commande du relais correspondant. La charge restera isolée tant que perdure l'anomalie. Ce signal provoquera aussi l'apparition d'un courant dans les LED D11 ou D12, qui indiquera ainsi l'activation de la protection. Les Zener D13 à D16 protègent les entrées des comparateurs contre les tensions excessives. Il sera

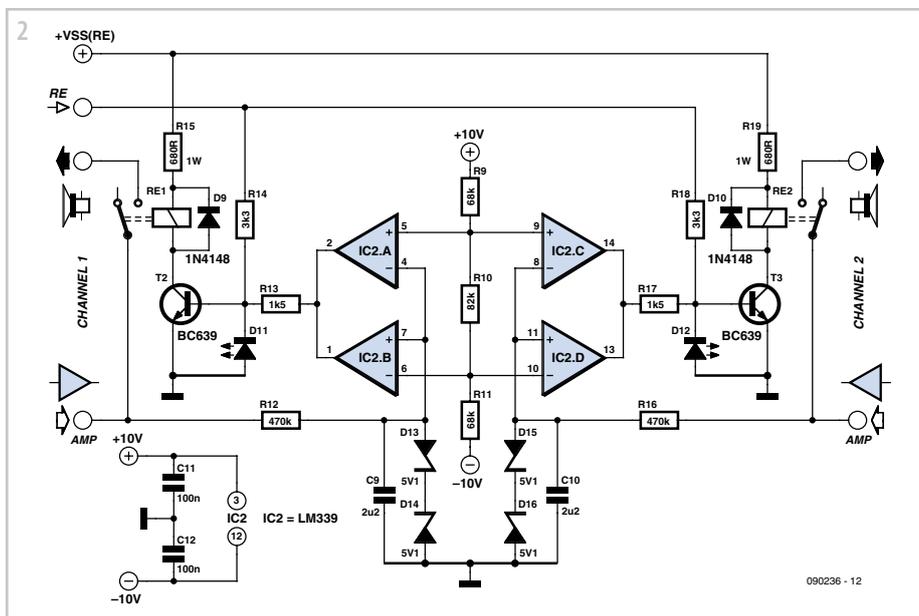


Tableau 1. Amplificateur stéréo (2 canaux)

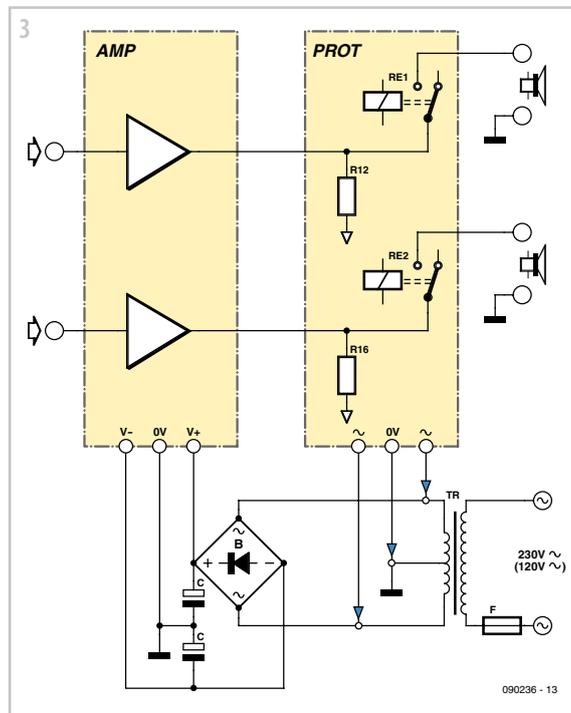
Tension d'alimentation [V]	27	35	47	56	64	70	76
Puissance sous 4 Ω [W]	50	100	200	300	400	500	600
Puissance sous 8 Ω [W]	25	50	100	150	200	250	300
Tension de service de C1 (470 μF) et C3 (100 μF) [V]	40	63	63	80	80	100	100
Valeur de R1	1k8, 0,25 W	2k2, 1 W	3k3, 1 W	4k7, 1 W	4k7, 1 W	5k6, 1 W	5k6, 1 W
Valeur de R2	820 Ω, 1 W	1k2, 1 W	1k8, 1 W	2k2, 2 W	2k7, 2 W	2k7, 2 W	3k3, 2 W
Valeur de R3	2k7, 0,25 W	3k3, 1 W	4k7, 1 W	5k6, 1 W	6k8, 1 W	8k2, 1 W	8k2, 1 W
Valeur de R15 et R19 (*)	-	680 Ω, 1 W	1k2, 1 W	1k8, 1 W	2k2, 1 W	2k7, 2 W	2k7, 2 W
D9 et D10	1N4148	1N4148	1N4148	1N4148	1N4148	BAV21	BAV21
T1, T2, T3	BC639	BC639	BC639	BC639	BC639	2N5551	2N5551

(*) pour des relais 24 V qui consomment un courant de l'ordre de 15 mA.

prudent de veiller que R12 et R16 soient bien connectées aux sorties des amplificateurs et non aux contacts des relais reliés aux haut-parleurs.

Le choix des relais n'est guère critique : n'importe quel modèle qui possède un pouvoir de coupure suffisant, fonctionne sous 24 V et se contente d'un courant de commande de l'ordre de 15 à 25 mA fera l'affaire. Les relais qui équipent le prototype du circuit sont du modèle RT 314024 produits par la firme autrichienne Schrack [1]. Ils peuvent commuter 16 A, ce qui suffit pour des amplificateurs d'une puissance déjà très confortable. Le dit prototype équipe un amplificateur stéréophonique de 50 W par canal, dont la tension d'alimentation de 35 V est supérieure à la tension de service nominale des relais. Il est donc nécessaire d'insérer les résistances série R15 et R19 chargées d'absorber les 11 V excédentaires. Comme la résistance propre des bobines des relais est de 1450 Ω, ces résistances séries devront valoir 680 Ω et dissiper 1 W. La valeur de R15 et R19 dépend bien entendu du type de relais sélectionné et de la tension d'alimentation de l'amplificateur, comme l'indique le tableau 1. Elle n'est cependant pas critique,

les relais étant assez tolérants sur leur tension de fonctionnement. Connaître la résistance



Il est impératif de prélever l'alimentation du circuit aux bornes du transformateur de puissance de l'amplificateur, avant le redresseur et les capacités de filtrage conformément aux indications du schéma de branchement de la figure 3. Cette tension est redressée par le pont B1 et appliquée via D1 au condensateur de filtrage C1 de 470 μF. C'est directement aux bornes de cette capacité qu'est ponctionnée l'alimentation des relais ainsi que de la LED D8. La diode D1 permet d'isoler le condensateur C1 dès lors que la tension secteur est interrompue : à l'arrêt de l'amplificateur, un potentiel nul se trouve donc bien présent à l'entrée de IC1.A et les relais s'ouvrent à coup sûr. Les tensions de +10 et +5 V sont régulées par les Zener D4 et D5, tandis que D6 et D7 stabilisent la tension de -10 V appliquée à IC2. La mise en série de deux Zener limite la puissance dissipée par chacune d'elles.

L'extension du circuit à un système audio à 5+1 ou 7+1 canaux présente un nombre croissant d'ordinateurs ne pose aucune difficulté. Elle est d'autant plus recommandable que lors de la mise en service ou à l'arrêt des dits ordinateurs, les car-

de l'électroaimant d'un relais est par ailleurs extrêmement simple : il suffit de la mesurer à l'ohmmètre.

Tableau 2. Système à 5+1 ou 7+1 canaux

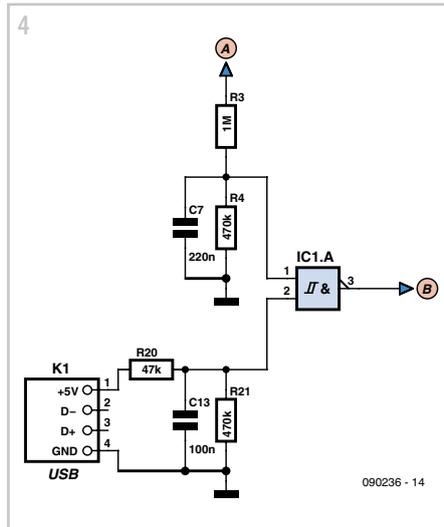
Tension d'alimentation [V]	27	35	47	56	64	70	76
Puissance sous 4 Ω [W]	50	100	200	300	400	500	600
Puissance sous 8 Ω [W]	25	50	100	150	200	250	300
Tension de service de C1 (2200 μF) et C3 (470 μF) [V]	40	63	63	80	80	100	100
Valeur de R1	820 Ω, 1 W	1k2, 1 W	1k8, 1 W	2k2, 2 W	2k7, 2 W	2k7, 2 W	3k3, 2 W
Valeur de R2	270 Ω, 2 W	390 Ω, 2 W	560 Ω, 5 W	680 Ω, 5 W	820 Ω, 5 W	820 Ω, 10 W	1k, 10 W
Valeur de R3	2k7, 1 W	3k3, 1 W	4k7, 1 W	5k6, 1 W	6k8, 1 W	8k2, 2 W	8k2, 2 W
Valeur de R15 et R19 (*)	-	680 Ω, 1 W	1k2, 1 W	1k8, 1 W	2k2, 1 W	2k7, 2 W	2k7, 2 W
D4 à D7	BZV85C5V1 ou modèle 5V1 susceptible de dissiper 1 W						
D9 et D10	1N4148	1N4148	1N4148	1N4148	1N4148	BAV21	BAV21
T1, T2, T3	BC639	BC639	BC639	BC639	BC639	2N5551	2N5551

(*) pour des relais 24 V qui consomment un courant de l'ordre de 15 mA.

tes son produisent souvent des signaux erratiques qui amplifiés sont pour le moins d'un effet désagréable et même dangereux pour les enceintes acoustiques.

Comme l'illustre la **figure 4**, la tension d'alimentation de +5 V présente sur le bus USB de l'ordinateur est appliquée à l'une des entrées de la porte IC1.A, l'autre entrée ayant pour fonction de contrôler la présence de la tension d'alimentation de l'amplificateur. Il faut donc que l'ordinateur et l'amplificateur soient mis en marche tous les deux pour enclencher les enceintes acoustiques après un délai de 5 s. La capacité C13 de 100 nF permet d'éviter les déclenchements intempestifs. La mise à l'arrêt de l'ordinateur ou de l'amplificateur entraîne la déconnexion immédiate des enceintes acoustiques.

Le circuit de délai de la figure 1 modifié selon le schéma de la figure 4 est alors commun à tous les canaux, à qui il fournit le signal d'en-



clenchement des relais, tandis que l'unité de commutation et de protection contre la com-

posante continue de la figure 2 est répétée 3 ou 4 fois, permettant de la sorte de commander l'ensemble des canaux du système. C'est au **tableau 2** qu'il conviendra de se référer pour déterminer les valeurs des composants d'un circuit de protection destiné à un système à 5+1 ou 7+1 canaux. Les modifications portent principalement sur les points suivants :

- Les valeurs de R1 et R2 seront diminuées, mais leur dissipation accrue conformément aux indications du tableau 2 ;
- C1 et C3 seront augmentées respectivement à 2200 µF et 470 µF ;
- Les Zener D4 à D7 seront du type BZV85C5V1 ou équivalent susceptible de dissiper 1 W.

(090236-1)

Liens Internet

[1] www.schrack.com

Horloge à claques

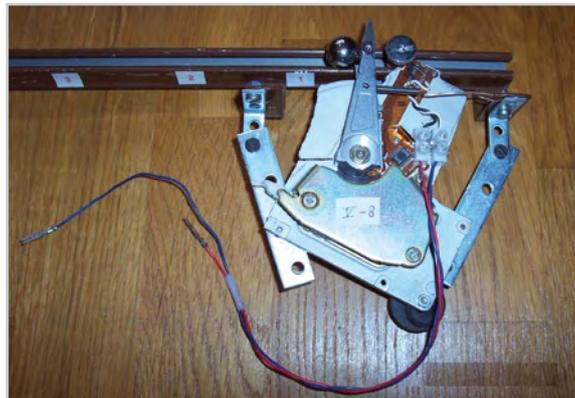
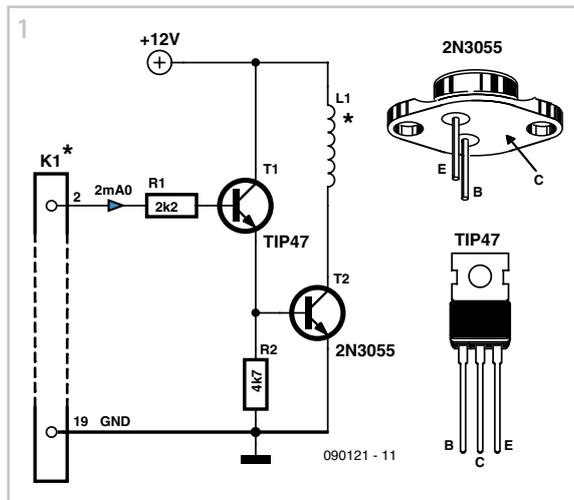
G. van Zeijts (Pays-Bas)

Dans un disque dur, il y a un moteur linéaire qui déplace les têtes de lecture et d'écriture à la surface des plateaux magnétiques. Ce moteur est fait d'une bobine qui engendre un puissant champ magnétique et, sous les ordres d'un peu d'électronique ingénieuse, s'arrange pour amener les têtes de lecture/écriture à l'endroit voulu.

Depuis leur commercialisation, une multitude de ces disques durs ont subi des crashes et des bricoleurs se sont ingénies à leur trouver d'autres tâches à accomplir.

Comme le moteur de têtes peut produire une assez longue impulsion et fournir une grande force, il a été utilisé dans ce projet pour créer une sorte d'horloge.

La simple application d'une tension continue sur la bobine propulse violemment le bras d'un côté à l'autre. L'inversion de tension le ramène dans l'autre sens. Par ordinateur, nous pouvons envoyer à la bobine une tension à l'aide d'un montage Darlington (**figure 1**). Pour la commande, nous avons utilisé une broche du port Centronics (K1 sur le schéma). Le signal de commande est fourni par la broche 2 du connecteur Centronics, c'est le bit 0 du port lpt1 (0x378), la broche 19 (Gnd) est raccordée à la masse du circuit de commande. Prévoyez une alimenta-



tion secteur assez puissante, capable de fournir au moins 2 A.

La partie mécanique de l'horloge est assez particulière. Sur un rail pour rideaux placé en oblique, une bille bien ronde (d'un roulement à billes) peut se déplacer, poussée vers le haut, pour ensuite redescendre par son propre poids. Si l'on donne un choc à la bille, une impulsion dont on maîtrise l'intensité, elle sera propulsée sur une certaine distance le long du rail. Distance que l'on peut graduer comme le cadran d'une horloge pour savoir où la bille s'arrête et en déduire (approximativement) l'heure qu'il est. Et c'est le moteur de l'ancien disque dur qui va servir à donner la gifle à la bille, quand elle est au point le plus bas du rail, en appui sur le bras porte têtes. L'ordinateur calcule la force du coup à donner et actionne le moteur pendant un certain temps.

Le programme correspondant est écrit en Visual Basic et est d'une grande simplicité. Il est en outre largement documenté.

Encore quelques indications pratiques sur l'horloge :

- Longueur du rail : environ 160 cm
- Différence de hauteur entre extrémités : environ 10 cm
- Diamètre de la bille : 17 mm
- Résistance de la bobine : 5 à 15 Ω (selon le type de disque)

- Tension de bobine : 5 à 12 V (selon la résistance de la self)

Il faudra déterminer expérimentalement la graduation du rail, après avoir évalué la force de la claqué à administrer à la bille pour la

faire monter près du sommet de la rampe et atteindre les 12:00 h.

(090121-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090121

Téléchargements et produits

Logiciel

090121-11 programme en Visual Basic

Garant d'accumulateur gélifié

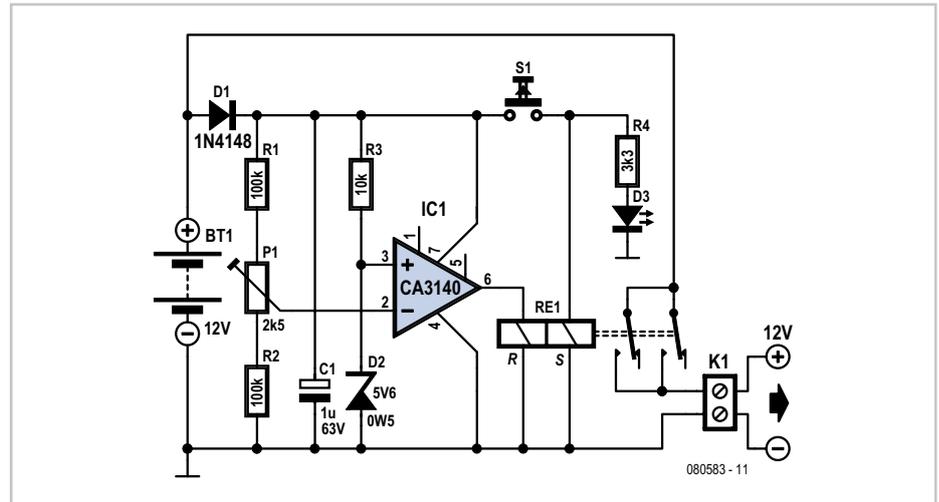


Jürgen Stannieder (Allemagne)

Une décharge trop profonde d'un accumulateur au plomb gélifié risque de l'endommager. Le circuit décrit ici protège un tel accu de 12 V à l'aide d'un relais bistable commandé par un amplificateur opérationnel.

Par comparaison avec une tension de référence définie par D2, il surveille en permanence celle de l'accumulateur à travers D1, R1, P1 et R2. Si la tension chute sous le niveau prescrit par le potentiomètre P1 pour éviter les embarras, la sortie de l'amplificateur opérationnel passe au niveau haut et le relais commute. L'accumulateur est alors isolé du circuit utilisateur. Dès qu'il est rechargé ou remplacé, il suffit d'appuyer sur S1 pour le remettre en utilisation.

Le relais bistable de 5 V de chez Omron (G6AK-234P-ST-US 5 VDC) convient très bien à notre application. Chacune des deux bobines du relais présente une résistance de 139 Ω (alors qu'elle est de 167 Ω sur le RAL-D 5 W-K de Fujitsu). Dans le cas où la tension de l'accumulateur serait trop basse pour maintenir l'excitation du relais, le circuit consommerait environ 45 mA. Dès que cette tension, peu



après le déclenchement, remonte au-dessus de celle de référence, la bobine de retour n'est plus activée et la consommation n'atteint plus que 2,5 mA.

On a choisi volontairement une plage de réglage de P1 assez étroite. Pour une tension de référence de 5,6 V sur D2 et une chute de tension de 0,64 V aux bornes de D1, le circuit réagit entre 11,5 et 11,8 V environ. Cette plage

dépend naturellement de la diode Zener utilisée et de sa tolérance. Si vous souhaitez une plage plus étendue, rien ne vous empêche de choisir une plus haute valeur pour P1. En position médiane, l'amplificateur opérationnel bascule aux alentours de 11,6 V.

(080583-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/080583

Automatisme pour store vénitien



Ton Smits (Pays-Bas)

Voici un projet qui permet d'ouvrir et fermer, aux heures prescrites par un programmeur, un store à lamelles en vantaux. Il faut pour cela un moteur électrique à réducteur qui actionne la mécanique du store. Le circuit est aussi idéal pendant une absence, les vacances par exemple, pour donner à la maison une apparence de présence humaine. L'auteur en a construit pour en équiper un certain nombre de fenêtres il y a plusieurs années et n'a depuis lors rencontré aucun souci.

Le projet initial consistait en un circuit simple à relais avec boutons poussoirs pour l'ouverture et la fermeture, ainsi que des relais à lames souples comme interrupteurs de fin de course.

C'est un petit moteur à courant continu avec boîte de réduction de vitesse et une poulie sur l'axe de sortie qui se charge de la traction. Toutes ces pièces proviennent de chez Conrad.

Plus tard, le projet a été modifié pour le faire fonctionner automatiquement sur un programmeur horaire. L'horloge enclenche un petit relais sous 230 VAC à contacts inverseurs. Les deux temporisateurs électroniques servent à arrêter le moteur au bout de quelques secondes en cas d'embarras mécanique ou si la rencontre avec le relais à lames souples a été manquée.

Le circuit de la **figure 1** fonctionne de la manière suivante.

Au repos, les relais RE1 à RE3 ne sont pas excités et évidemment, le moteur ne tourne pas.

Ouverture du store :

Quand le programmeur alimente le relais RE3, la tension au point de jonction entre C1 et R1 passe au niveau haut et IC1 reçoit une impulsion de déclenchement sur la broche 2 du 555, après quoi la sortie de IC1 (broche 3) devient haute et RE1 est excité, ce qui met le moteur en rotation. Quand l'aimant atteint le relais à lames souples S1 (OPEN), le 555 est remis à zéro. Si pour une raison quelconque le relais à lames ne commute pas, le monostable du 555 fera retomber le relais RE1 après une période d'environ 5 s (= 1,1xRxC).

Fermeture du store :

Le programmeur entraîne Re3 à la chute, du coup, l'autre temporisateur à 555 (IC2) reçoit une impulsion de déclenchement. Le moteur se met à tourner dans l'autre sens. La suite du fonctionnement est pareille à ce qui concerne la phase Ouverture du store.

Les diodes D2 et D5 empêchent les sorties des 555 de devenir négatives lors de la chute du relais, ce qui pourrait occasionner des erreurs sur les temporisateurs.

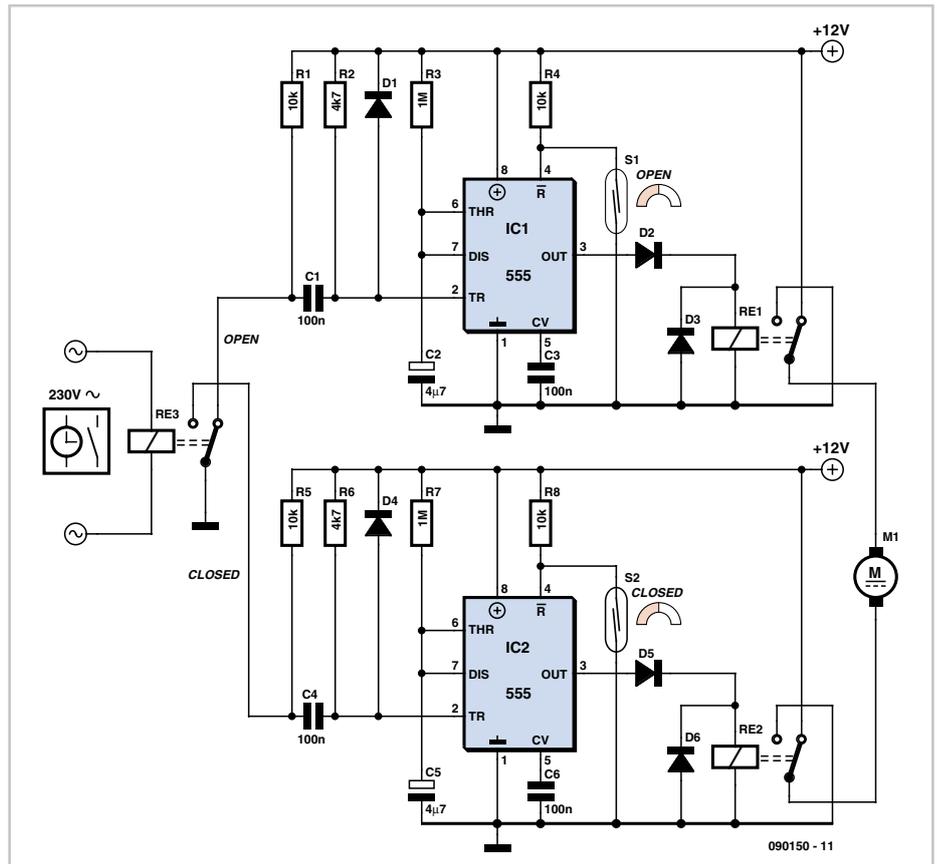
Les composants de l'automatisme proviennent tous de la firme Conrad [2] : le moteur à réducteur (type RB-35, code article 221936) et la poulie (roue pour courroie, code article 238341) sur l'axe de sortie. Sur la poulie, on place un revêtement de caoutchouc (O-ring) pour obtenir une friction suffisante pour entraîner la tirette du store vénitien. L'aimant qui doit attirer les lames souples des relais est un modèle rond percé d'un trou central (code article 503659) pour y faire passer la tirette du store à lamelles.

(090150-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090150

[2] www.conrad.fr



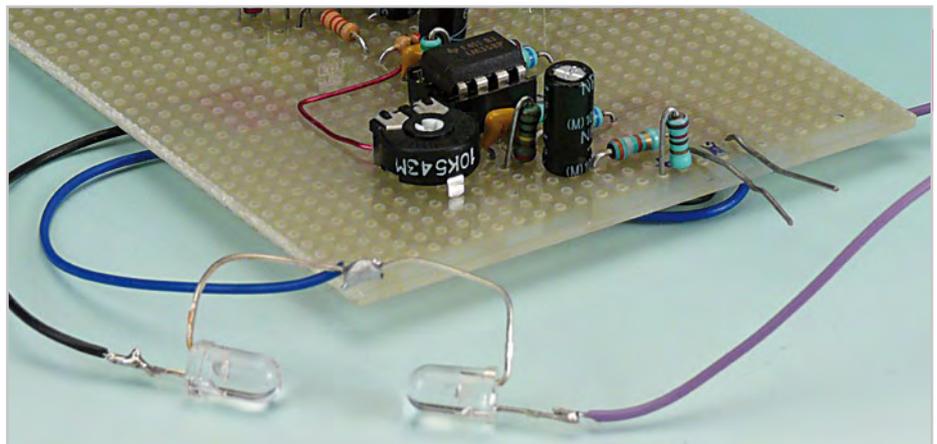
Stressomètre

Markus Bindhammer (Allemagne)

Ce qu'on nomme couramment « stress » est assez différent de ce qu'entendent les spécialistes – qui ne sont eux-mêmes pas unanimes à ce sujet. L'article de Wikipédia [1] donne une idée de la complexité du sujet. Il est donc parfaitement logique de se demander s'il est possible de mesurer le stress. Ce qu'on peut mesurer sans contester sont les réactions corporelles !

La nature du stimulus, extase, peur ou agression ne joue aucun rôle : le corps est placé en condition de réponse appropriée lorsque le stimulus est intense. Il faut une somme considérable d'énergie pour sauter et hurler de joie, fuir ou attaquer. L'accélération du rythme cardiaque est un effet parmi beaucoup d'autres. Elle constitue la réaction physique au stress la plus facile à détecter.

Le pouls au repos d'une personne en bonne santé est de 50 à 100 pulsations par minute ou bpm (beats per minute). Le pouls peut être mesuré électriquement par ECG ou par les fluctuations rythmiques de l'irrigation sanguine du tissu. La première méthode requiert un contact électrique entre les électrodes et la peau. Déconseillé avec un bricolage élec-



tronique. Il est par contre facile de saisir les modifications de l'irrigation sanguine par transillumination. L'irrigation sanguine est rythmique et absorbe la lumière selon ce rythme. La transillumination est particulièrement facile à réaliser avec un doigt ou le lobe d'une oreille.

L'auteur a transformé une vulgaire pince à linge en pince pour doigt ou lobe de l'oreille. Il a percé un trou de 5 mm de chaque côté de la partie antérieure. Il y a collé face-à-face une DEL IR type SFH487

et un phototransistor type SFH309FA (voir le croquis). La DEL IR peut être remplacée par un exemplaire rouge vif, voire une DEL blanche. Même une LDR fonctionne comme capteur optique. On peut aussi se procurer des attaches médicales (onéreuses) ou pour ergomètre (peu coûteuses) et autres appareils d'entraînement sportif.

Il passe environ 30 mA par la DEL IR avec 5 V de tension d'alimentation. Les faibles fluctuations de tension passent par le filtre passe-haut composé de C1 et R3 qui élimine

la dérive lente. Elles parviennent à l'entrée non inverseuse de l'ampli op IC1.A. C2 et R5 forment un filtre passe-bas qui élimine les perturbations haute fréquence. IC1.A amplifie par un facteur 100 la bande de fréquence admise centrée sur 100 bpm. IC1.B est un amplificateur filtrant similaire, mais amplifiant presque 500 fois. L'ampli op double LM358 convient particulièrement bien à ce circuit car, alimenté asymétriquement, il traite aussi des signaux d'entrée proches de 0 V. P1 permet d'ajuster l'amplification totale des deux étages. La sortie de IC1.B commande parallèlement T2 et T3. D2 clignotera donc au rythme de l'irrigation sanguine entre D1 et T1 du doigt ou de l'oreille.

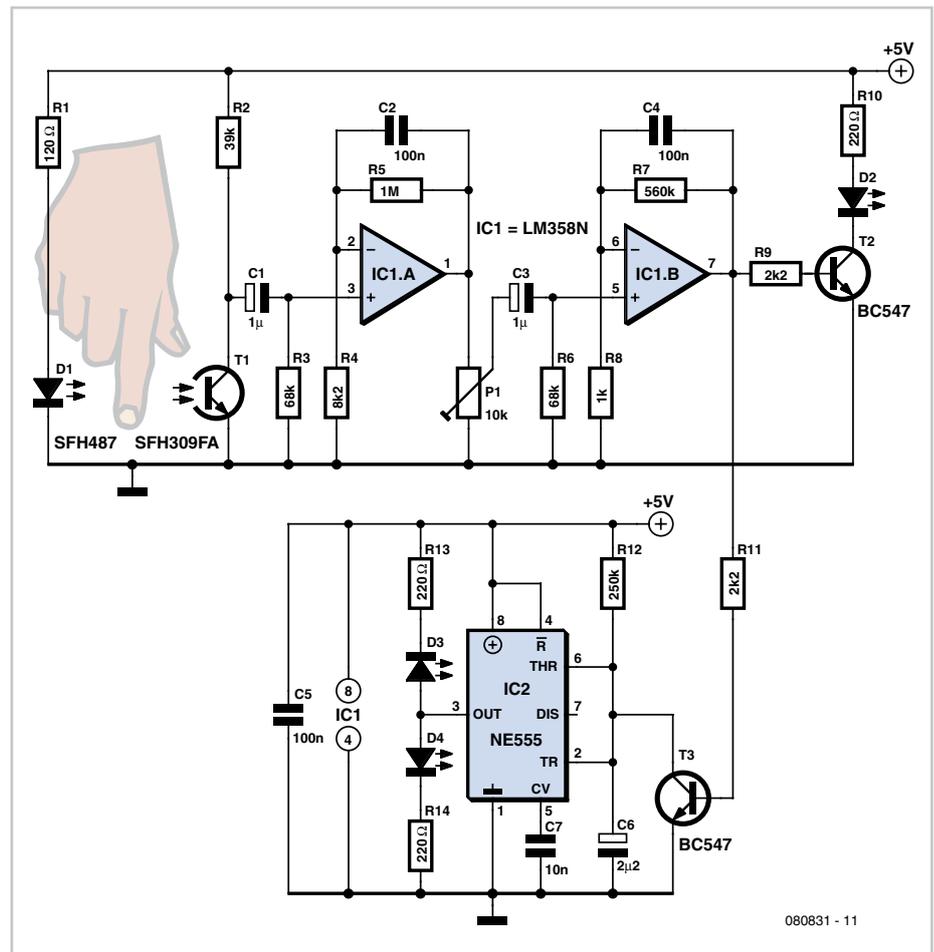
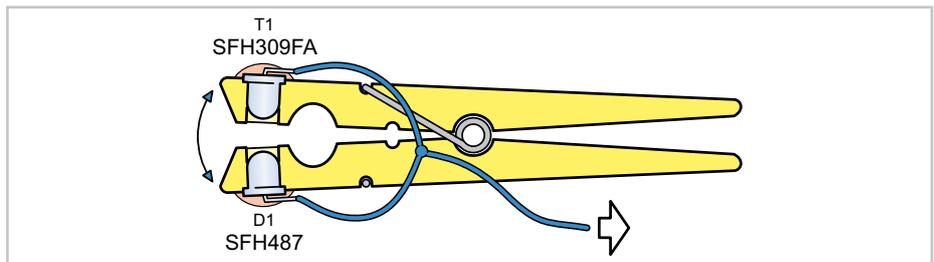
IC2, un temporisateur 555 usuel, permet d'afficher les « hyperfréquences » dénotant le stress. T3 court-circuite le condensateur C6 lorsque la diode D2 est allumée. La bascule RS interne du 555 est réinitialisée. La tension de la broche 3 est au niveau haut, ce qui maintient D4 allumée. Si D2 s'éteint, C6 peut se charger pendant ce temps par R12. Si le temps suffit pour augmenter la tension de C6 aux 2/3 de la tension d'alimentation, la sortie du 555 bascule, la DEL D4 s'éteint et D3 clignote brièvement. Donc, tant que D3 clignote rythmiquement, le pouls est lent. C6 et R12 sont choisis pour que D3 reste éteinte à partir d'un rythme cardiaque de 100 bpm.

Pour des raisons de sécurité, l'alimentation ne doit pas être une alimentation secteur. Le circuit fonctionne bien entre 4,5 V et 7 V. Quatre éléments alcalins, NiCd ou NiMH sont donc amplement suffisants.

(080831-)

Liens Internet

[1] <http://fr.wikipedia.org/wiki/Stress>



080831 - 11

Du courant pour un autre lecteur



Leo Szumylowycy (Allemagne)

Ceux d'entre vous qui n'hésitent pas à farfouiller dans leur ordinateur pour le compléter connaissent le problème : ils souhaitent installer un deuxième disque dur ou un ventilateur complémentaire mais ne trouvent plus de connecteur d'alimentation libre pour leurs nouveaux composants. Un câble répartiteur d'alimentation en Y résoudra élégamment le problème. Reste à le trouver. L'accessoire ne risque de vous manquer qu'après la fermeture des magasins et vous n'aurez d'autres ressources que de le fabriquer vous-même. Ce n'est pas très compliqué, si vous négligez

l'esthétique : un deuxième câble d'alimentation, quelques « sucres », quelques tours de vis et le tour est joué. Le bricolage fonctionne mais il n'est ni très joli ni très professionnel.

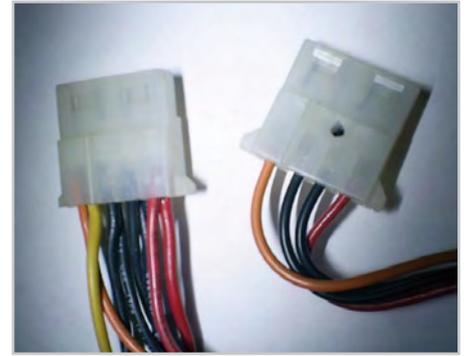
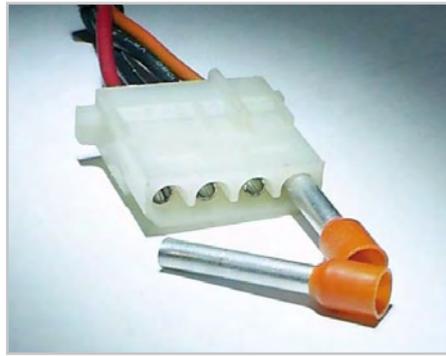
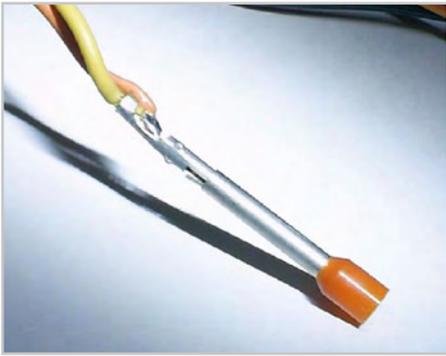
Il serait plus élégant, pensez-vous, de souder directement le câble d'alimentation de l'appareil intégré sur le connecteur de l'appareil déjà installé. Ce n'est pas très simple puisque les broches métalliques des prises d'alimentation présentes dans le PC ne sont, a priori, pas modifiables et sont inaccessibles, ancrées dans le corps de plastique du côté des extrémités tournées vers le câble. Une petite astuce, l'utilisation d'embouts de

câble, permet pourtant de pousser les broches hors de leur logement suffisamment pour y souder un câble supplémentaire vers l'appareil à installer.

Il vous faut des embouts de câble de 4 mm pour les fiches et des embouts de 6 mm pour les prises.

Commencez par appuyer solidement sur le contact du câble dans le support de plastique de façon à en prendre proprement et entièrement le ressort de blocage.

Posez ensuite les embouts sur la broche à pousser vers l'arrière et entrez-les lentement et avec prudence en butée dans le support



de plastique. Un peu avant d'arriver en butée, vous percevrez une résistance. Un déclic vous signalera que vous l'avez dépassée. C'est juste à l'instant du déclic que vous devez tirer le câble concerné avec sa broche par l'arrière pour le sortir du corps de plastique. Si ça ne fonctionne pas aussitôt, vous pouvez vous aider en tournant l'embout quand vous tirez. Un embout devrait suffire pour sortir environ quatre broches. Il est toutefois plus prudent

d'en prévoir quelques uns d'avance.

Soudez ensuite les extrémités libres du câble complémentaire avec soin et aussi peu de brasure que possible, comme sur les figures, sur les broches correspondantes, en les serrant bien contre le câble présent. Les gouttes de brasure en trop sont assez faciles à enlever à la tresse à dessouder. Pour terminer, recourbez légèrement les languettes de ressort de

contact vers l'extérieur avant de réintroduire les broches. Utilisez de préférence des embouts de câble longs puisqu'ils sont plus faciles à manipuler. Si vous disposez d'une bombe pour contacts, avant de commencer, projetez juste un tout petit peu de lubrifiant dans les prises de façon à mouvoir plus facilement les différentes pièces du connecteur.

(090201-I)

Digicode à deux boutons

Francis Perrenoud (Thaïlande)

Voici un digicode pas comme les autres car il n'a que deux boutons au lieu du pavé numérique habituel. Son fonctionnement est aussi simple que son clavier. Le bouton S1 est utilisé pour entrer les chiffres du code secret de façon pulsée, c'est-à-dire le chiffre à saisir détermine le nombre de fois qu'il faudra appuyer sur le bouton. Un téléphone à cadran utilise le même type de codage (tiens, une idée peut-être ?). Appuyer 4 fois pour un 4, 9 fois pour un 9, etc. Un appui sur le bouton S2 indique la fin du chiffre. Par exemple, pour saisir le code 4105 appuyez 4x sur S1 puis 1x sur S2, puis 1x S1, 1x S2, ensuite 0x S1, 1x S2 et enfin 5x S1, 1x S2. Si le code est exact, la LED verte D1 s'allume pendant 2 s et le relais est

activé pendant 2 s. Si le code est faux c'est la LED rouge D2 qui s'allume pendant 2 s et le relais reste inactive.

Pour changer de code, mettez un cavalier sur J1 et entrez le code actuel. Quand la LED verte D1 a clignoté deux fois, entrez le nouveau code de quatre chiffres. D1 clignotera trois fois et vous devrez confirmer le nouveau code. Si la confirmation est exacte, D1 clignotera quatre fois. Si la LED rouge D2 clignote quatre fois, c'est raté et il faut tout recommencer. Pour finir cette manipulation, enlevez le cavalier et coupez puis rallumer l'alimentation, le digicode est prêt à l'emploi avec le nouveau code.

Vous trouverez le logiciel sur la page Internet du montage [1]. Pensez à effacer la mémoire

EEPROM du microcontrôleur avant de le programmer afin de vous assurer que le code par défaut est bien 1234 et pas quelque chose d'inconnu qui se trouvait encore dans l'EEPROM.

Exercice pour le lecteur : transformez ce montage en digicode à un bouton en utilisant par exemple un appui long sur S1 à la place d'un appui sur S2 pour détecter la fin d'un chiffre.

(090127-I)

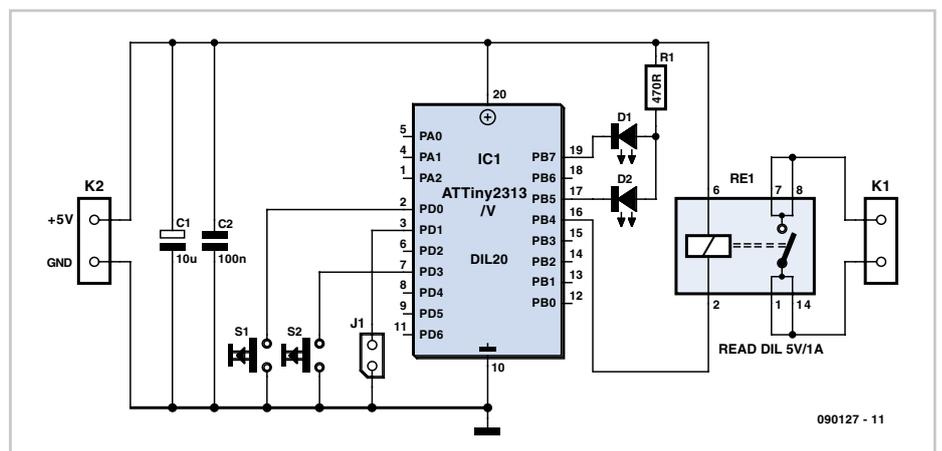
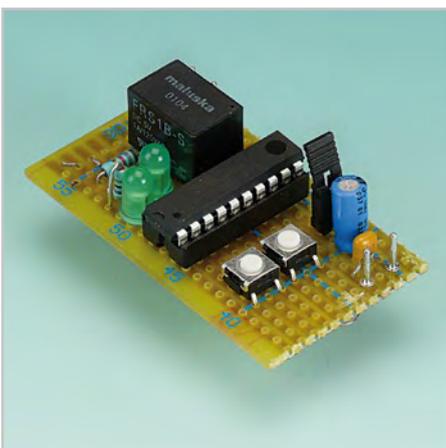
Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090127

Téléchargements & Produits

Logiciel

090127-11 Codes source et fichier Hex



090127 - 11

vrai ou faux ?

1. De deux panneaux photovoltaïques implantés l'un dans le Nord et l'autre dans le Sud de la France, c'est le second qui présente le meilleur rendement.

Vrai ou faux ?

2. L'utilisation domestique des énergies renouvelables est difficile.

Vrai ou faux ?

Dans les deux cas, la réponse est **FAUX**.
Et l'explication se trouve dans le nouveau livre de G. Guihéneuf, publié par Elektor.
En bref :

**1. Le rendement de panneaux photovoltaïques est meilleur quand leur température de fonctionnement est basse !
Ne confondons pas potentiel d'ensoleillement et rendement !**

2. Les applications possibles des énergies renouvelables ne manquent pas dans une maison individuelle et leur mise en œuvre est à la portée du particulier soucieux de réduire son empreinte écologique.

Pour répondre à une demande croissante, une nouvelle filière se développe au rythme accéléré de la création d'entreprises spécialisées qui nous submergent de propositions techniques épatantes mais pas forcément bien adaptées, même quand elles émanent de professionnels compétents. Il faut donc acquérir soi-même assez de compétences pour évaluer la pertinence des propositions techniques avancées par les professionnels ; pour chaque énergie renouvelable, il faut la connaissance du vocabulaire, des principes physiques, et des méthodes de dimensionnement des matériels.

C'est la mission assignée au présent ouvrage.

L'auteur propose aussi un dossier pédagogique en ligne, téléchargeable sous la forme de **7 diaporamas** :

1. Production électrique photovoltaïque raccordée au réseau
2. Production électrique photovoltaïque pour site isolé
3. Production électrique éolienne domestique (petit éolien)
4. Production électrique éolienne de grande puissance (grand éolien)
5. Chauffe-eau solaire individuel
6. Chauffage des locaux par géothermie et par aérothermie
7. Chauffage des locaux par bois-énergie

nouveau livre



**collection - technique pratique -
14 x 21 cm - 320 pages - 32,50 €
ISBN 978-2-86661-170-5
Pour commander :
www.elektor.fr/e-choppe**

La Réglementation

Tous les appareils électriques doivent être construits de telle manière à ce qu'ils respectent les normes définies par le pays dans lequel ils sont utilisés. Les normes ont pour effet de protéger contre un choc électrique tant lors d'une utilisation dans des conditions normales qu'en cas de panne. Il faut de ce fait que soit exclu tout risque d'entrée en contact avec des pièces de l'appareil véhiculant normalement une tension dangereuse ou pouvant être amenées à en véhiculer une en cas de panne par enrobage ou mise en place de capots voire leur implantation à des endroits inaccessibles. Il est également possible d'opter par une limitation des tensions et courants à des endroits accessibles à dessein voire involontairement par un dispositif de limitation de courant et/ou tension ou par une mise à la terre. L'intensité du courant présentant un danger pour le corps humain varie d'un individu à l'autre et dépend du mode de contact ou du corps, de la fréquence et de la durée d'application du courant. Il faut prendre les mesures de protection adéquates pour éviter un courant traversant le corps de plus de 30-mA. Les appareils dotés d'une connexion au secteur sont subdivisés en 3-classes d'isolation, les alimentations devant, outre l'isolation de base, être dotées de dispositifs de protection adaptés à la classe d'isolation.

Classe I

Les appareils de classe-I se caractérisent par le fait que leurs pièces sous tension accessibles qui pourraient devenir, au cas où l'isolation basique s'avérait défectueuse, dangereuses en cas de contact sont reliées à la ligne de masse du secteur (le cas échéant par le biais d'un câble flexible). Ainsi, en cas de défaillance de l'isolation primaire aucune pièce ne peut se mettre à véhiculer de tension. Si l'appareil est doté d'un câble secteur déconnectable, l'embase secteur de l'appareil doit être dotée d'un contact de terre en saillie. Le conducteur de terre (vert/jaune) ne doit jamais

servir à une autre fonction que celle de mise à la terre et sa section ne doit pas être inférieure à celle des fils de phase et de neutre (bleu). Outre cela, les appareils de classe-I peuvent être pourvus d'une isolation double ou renforcée. On peut également rencontrer des parties protégées par TBTS (Très Basse Tension de Sécurité) ou impédance différentielle (au cas où il a risque de contact avec des pièces sous tension).

Classe II

Les appareils de classe-II ne comportent pas de connexion de terre. La protection ne repose pas uniquement sur l'isolation de base mais aussi sur des dispositions constructives, à savoir:

Enveloppe en matériau isolant: Toutes les pièces sous tension accessibles sont englobées par un matériau isolant durable. Toutes les pièces conductrices ou non (vis, agrafes, etc.) qui traversent l'enveloppe d'isolation doivent, à l'intérieur de celle-ci, être doublement isolées. Si l'on remplaçait une vis en plastique par sa version métallique, l'isolation serait sinon réduite à néant.

Coffret métallique: Dans ce cas le coffret durable est en métal, l'isolation supplémentaire étant obtenue une isolation interne complète double ou renforcée. Il se peut qu'un appareil combine ces deux variantes.

Classe III

Les appareils de Classe-III sont alimentés uniquement par le biais de sources de courant à tension de sécurité extrêmement fiables.

Les transformateurs locaux alimentant ce type d'appareil doivent comporter une isolation de sécurité selon les normes. Les parties sous tension de service lors du fonctionnement ne doivent pas être en liaison avec la ligne de terre ou quelque autre ligne active d'autres boucles de courant. Les fiches des appareils de classe-III ne doivent pas comporter de contact de terre; il doit de plus, physiquement être impossible de les enficher dans des prises pour tensions plus élevées. Si la tension d'alimentation se situe en-deçà de 25-V en alternatif ou de 60-V en continu, il n'est pas nécessaire de prévoir de protection anti-contact. Les appareils de classe-III où l'on rencontre des tensions supérieures à 50-V CA ou 120-V CC au maximum (valeurs maximale de la classe-III) doivent eux être dotés d'une protection empêchant tout contact direct avec les pièces en question.



Figure-3. Fiche et embases d'entrée secteur de châssis.

Dans la pratique

Entrée secteur

Dans la pratique, ces règles de sécurité concernent plus spécifiquement l'utilisation de la tension du secteur de 230-V. La règle numéro-1 est de veiller à concentrer autant que possible les pièces véhiculant la tension du secteur, ce que l'on peut réaliser à l'aide d'une embase secteur de châssis (cf. figure-3). On trouve ce type d'embases avec et sans contact de terre, sur certains modèles à fusible et interrupteur secteur intégré ou encore avec filtre secteur. Si l'on n'utilise pas ce type d'embase le câble secteur doit être doté d'un dispositif anti-arrachement. Sur les appareils de classe-I la ligne de mise à la terre vert-jaune est à connecter

directement au niveau de l'entrée du contact PE ce dernier ayant une connexion conductrice avec le coffret et -si possible- avec le noyau du transformateur.

L'interrupteur

L'interrupteur secteur doit avoir une tension de service de 250-V-CA, caractéristique souvent indiquée sur le dos de l'interrupteur à côté du courant de mesure. Il est souvent indiqué (entre parenthèses) la valeur du courant de mesure dans le cas d'une charge inductive ou capacitive.

En cas de connexion d'un moteur il faut donc tenir compte de la valeur entre parenthèses. Il faudra se limiter d'utiliser, à proximité de l'alimentation de des composants respectant les normes (interrupteur secteur, porte-fusible, etc.). Tous les interrupteurs secteur devraient être bipolaires. Il existe des exceptions à cette règle (adaptateurs secteur, etc.), qui, dans le cas d'une réalisation personnelle ne permettent que peu de gain en encombrement. Les fusibles et composants des filtres anti-parasitage ne doivent pas être mis hors tension par leur biais, mais peuvent et devraient l'être si possible.

Câblage

Le câblage interne de parties se trouvant à la tension du secteur requiert un soin particulier. Les lignes actives doivent avoir une section d'au moins 0,75-mm², section fonction du courant nominal de l'appareil. La ligne de terre aura la même section. Pour des raisons de sécurité on préférera du câble secteur à isolation double (H05VV-F) à sa version simple isolation (H05V-F). Les âmes doivent être connectées aux contacts à vis ou à cosses de l'embase secteur. Il ne saurait en aucun cas être question de souder le câble secteur directement à la platine ou lui faire subir quelque effort mécanique que ce soit.

Les extrémités de câble devant être vissées à une borne doivent être dotées d'une protection anti-usure sous forme d'enveloppe métallique. Il est hors de question de torsader et de souder le fil car si se peut que l'on ait affaire à une soudure froide.

Il faut veiller, dans le cas d'appareils de classe-I, à ce que la ligne de terre soit reliée à toutes les pièces potentiellement conductrices avec lesquelles il y a un risque de contact, et donc aussi aux axes de potentiomètres et radiateurs.

Il faut en outre veiller à une ventilation adéquate des différents sous-ensembles électroniques. N'omettez jamais un fusible se trouvant sur le schéma. Dans le cas de réalisations-maison on optera comme courant maximal du fusible retardé au primaire, pour une intensité de courant supérieure de 25% au courant mesuré. S'il faut protéger le secondaire il faudra choisir comme courant pour le fusible rapide (qui sera mi-retardé ou retardé dans le cas de charges inductives ou capacitives) pour l'intensité du courant de fonctionnement de l'appareil.

Transformateurs

Pour des raisons de sécurité, on optera toujours, pour des réalisations personnelles, pour des transformateurs de sécurité ou des transfos à isolation galvanique. Ces transfos portent le symbole suivant:



Transfo de sécurité protégé contre les courts-circuits



Transfo de séparation non-protégé contre les courts-circuits

Les transfos prétendus protégés contre les courts-circuits comportent une protection en température intégrée (limitation en température) ou doivent être protégés à l'aide d'un fusible calibré.

Les transfos non-protégés contre les courts-circuits doivent, en fonction des données du fabricant, être protégés soit en entrée soit en sortie.

Lors du câblage côté entrée (côté secteur) d'un transformateur il faut effectuer une fixation supplémentaire des lignes actives de manière à ce qu'elles ne puissent jamais entrer en contact avec la partie secondaire (voir large quant aux écartements de sécurité >1-cm).

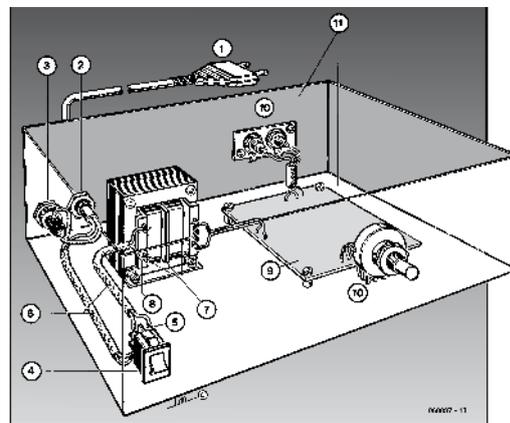
Ne pas utiliser d'autotransformateur pour l'alimentation d'appareil vu qu'ils ne possèdent pas d'isolation galvanique entre le côté «entrée» et le côté «sortie».

En fonction de leur construction, les transformateurs se laissent catégoriser dans les classes de sécurité-I à III, ce qui simplifie la réalisation d'appareils.

Vérifier, mesurer et tester

Il faut, à intervalle régulier fonction de la fréquence d'utilisation, vérifier le niveau de sécurité des appareils électriques. Citons au nombre des ces vérifications la continuité du système de mise à la terre (courant de test de 25-A, résistance de boucle >0,1-Ω) mais aussi l'état et la fixation du câblage interne.

Lors d'une intervention sur un appareil à des fins de mesure, de test ou de réparation il faut prendre des mesures de sécurité spéciales. On alimente l'appareil par le biais d'un autotransformateur (variac). On ne connecte jamais qu'un seul appareil (16-A max.) à un variac. Tout emplacement de travail doit être doté d'un interrupteur de sécurité de personne. Un interrupteur-disjoncteur activé à un courant de fuite de 30-mA constitue une sécurité suffisante.



Exemple d'appareil de classe-II

- 1.- Câble secteur à prise moulée bipolaire
- 2.- Dispositif anti-arrachement
- 3.- Porte-fusible
- 4.- Interrupteur secteur bipolaire (normé pour classe-II)
- 5.- Connexion à l'interrupteur secteur par cosse et dispositif anti-arrachement
- 6.- Câble secteur à double isolation
- 7.- Écart entre bornes du primaire vers le corps du transfo ou autres pièces de 6-mm au minimum (pour tension au secondaire <250-V)
- 8.- Câble de section cuivre minimale de 0,75-mm² pour intensité <6-A
- 9.- Fixation solide de la platine au fond du coffret avec respect d'un écart suffisant (>6-mm, compte tenu des picots et de la flexion)
- 10.- Les pièces pouvant être touchées (axes de potentiomètre, embases) peuvent être mises en contact galvanique avec le coffret
- 11.- Boîtier plastique. Dans le cas de boîtiers métalliques, une double isolation des boucles du primaire et du secondaire est nécessaire

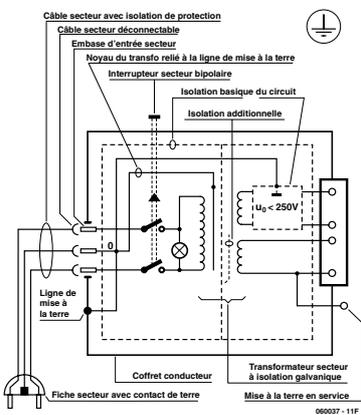


Figure-1. Appareil isolé en classe I.

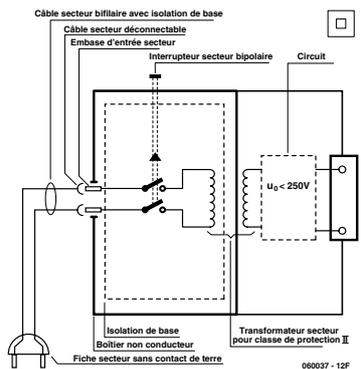


Figure-2. Appareil isolé en classe II.

Testeur de quartz



Christian Tavernier (France)

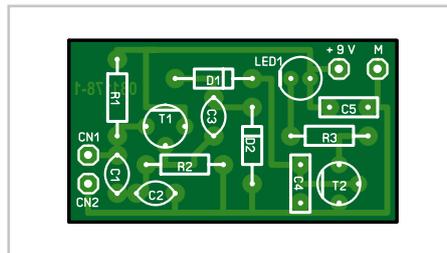
Si la majorité des composants passifs est généralement assez facile à tester, le bon fonctionnement d'un quartz ne peut être vérifié avec aucun appareil de mesure standard. Un quartz est en effet un composant fort simple dans son principe, puisque ce n'est qu'une lame de quartz, taillée précisément bien sûr, coincée entre deux électrodes métalliques ou sur laquelle on a déposé des métallisations qui en font office. Mais hélas, et du fait de ce mode de fabrication, un ohmmètre ou un capacimètre ne peuvent donc rien mesurer en présence d'un quartz car, qu'il soit bon ou mauvais, sa résistance est de plusieurs MΩ et sa capacité parasite de seulement quelques pF. La seule solution à notre disposition est donc de placer le quartz en situation, c'est-à-dire dans un montage oscillateur, et de voir s'il accepte d'osciller. C'est ce que réalise notre testeur pour un investissement dérisoire.

Comme les fréquences des quartz que nous manipulons peuvent être très diverses, typiquement comprises entre 1 et 50 MHz pour une grosse majorité d'entre eux, il faut réaliser un oscillateur capable de fonctionner sur une très large plage de fréquences. C'est là le rôle dévolu au transistor T1 qui est monté en oscillateur aperiodique, c'est-à-dire non accordé sur une fréquence particulière. Si vous connaissez ce type de schéma d'oscillateur, vous remarquerez que la capacité de réaction C1 est anormalement élevée, ce qui permet au montage de s'accommoder de quasiment n'importe quel type de quartz de fréquence comprise entre 1 et 50 MHz.

Si le quartz est de qualité suffisante, on dispose donc, sur l'émetteur de T1, d'un signal pseudo sinusoïdal à la fréquence d'oscillation fondamentale du quartz. Ce signal est redressé par D2 et charge le condensateur C4 grâce à D1. Dès que la tension aux bornes de ce dernier atteint une valeur suffisante, le transistor T2 devient conducteur et allume la LED située dans son collecteur qui indique alors que le quartz est bon pour le service.

Du fait de son principe de fonctionnement, ce montage ne permet évidemment pas de vérifier la fréquence d'oscillation du quartz, mais l'expérience montre que, lorsqu'un quartz est défectueux, il n'oscille plus du tout alors que, lorsqu'il accepte d'osciller, c'est sur la fréquence pour laquelle il a été taillé, ou sur un

des ses harmoniques (voir ci-dessous). Si la mesure de cette fréquence vous importe, il est possible de connecter un fréquencemètre ou un oscilloscope aux bornes de la résistance R2.



Le montage proprement dit ne présente aucune difficulté et pourra être réalisé sur le petit circuit imprimé dédié dont nous vous proposons le tracé [1] ou sur une plaquette

List des composants

Résistances

R1 = 22 kΩ
R2 = 1 kΩ
R3 = 880 Ω

Condensateurs

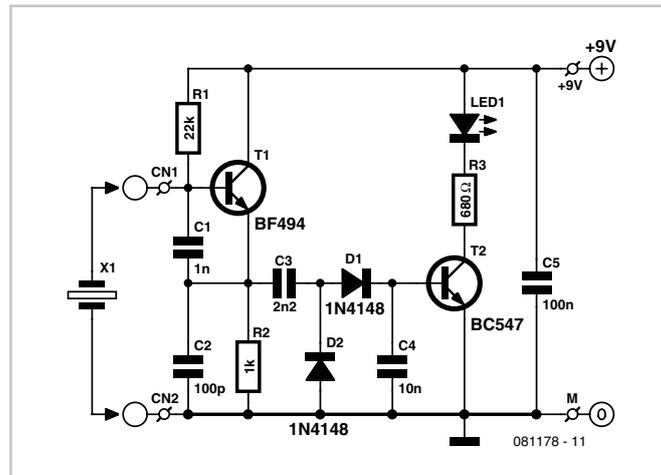
C1 = 1 nF
C2 = 100 pF
C3 = 2,2 nF
C4 = 10 nF
C5 = 100 nF

Semi-conducteurs

D1, D2 = 1N4148
T1 = BF494
T2 = BC547
LED1 = LED

Divers

Support pour quartz de type HC 6/U et/ou HC 18/U



pastillée de câblage rapide. Dans les deux cas, le matériau support devra impérativement être du verre époxy et non de la bakélite en raison des fréquences élevées pouvant être mises en jeu.

Pour la liaison au quartz à tester, deux supports de type HC 6/U et HC 18/U pourront être soudés en parallèle pour les quartz à broches rigides à ce format. Les quartz à fils souples quant à eux pourront être reliés sur l'un ou l'autre de ces supports sans difficulté.

L'alimentation est assurée par une source de tension de 9 V. Une simple pile de 9 V convient parfaitement compte tenu de la faible consommation du montage et, surtout, de son temps d'utilisation qui est toujours relativement bref.

Comme indiqué précédemment, le montage fonctionne pour tous les quartz dont la fréquence est comprise entre 1 et 50 MHz, c'est-à-dire pour quasiment tous les quartz du marché. Il faut savoir en effet que, même si l'on trouve des quartz sur lesquels est indiquée une fréquence supérieure à 50 MHz, ceux-ci fonctionnent rarement directement sur cette fréquence qui est en réalité la fréquence harmonique sur laquelle doit être accordé l'oscillateur dans lequel ils doivent être montés. Leur fréquence d'oscillation fondamentale est donc généralement inférieure à 50 MHz dans un rapport 2 ou 3 selon le rang de l'harmonique à utiliser. La raison d'être de cette curieuse façon de faire est liée à la technologie de fabrication de ces composants, qui impose à la lame de quartz d'être d'autant plus fine que la fréquence d'oscillation est élevée. On atteint donc les limites de la rupture spontanée de cette dernière si l'on souhaite monter trop haut en fréquence en oscillation directe sur le fondamental.

(081178-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/081178

Téléchargements & Produits

Platine

081178-1 Dessin de la platine disponible sur www.elektor.fr/081178

Expansion stéréophonique

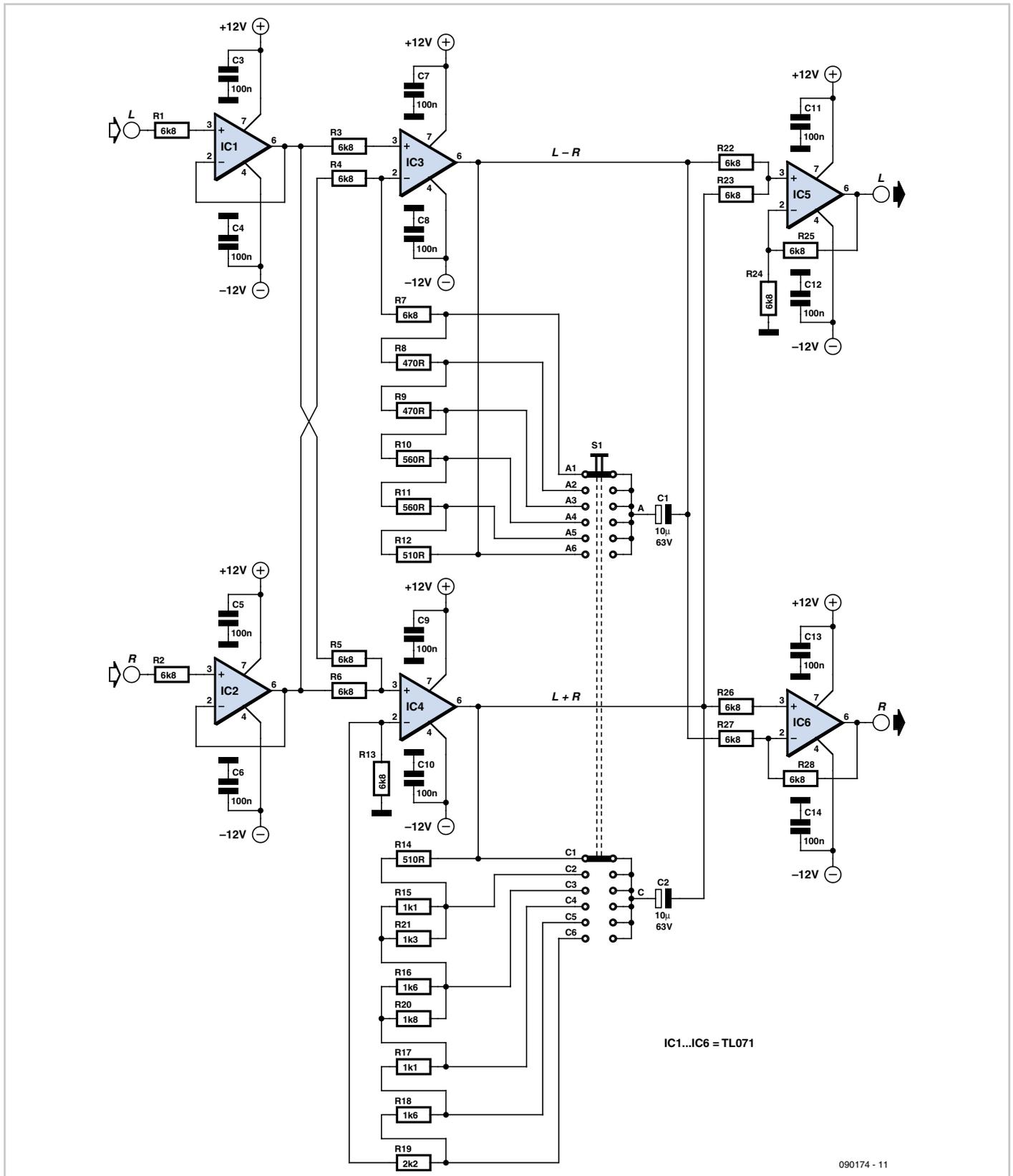


Huub Smits (Pays-Bas)

Le principe n'est pas neuf, pourtant, que ce soit sur les appareils portables, les Ghetto-

blaster, les enceintes pour PC et bien d'autres lecteurs aux dénominations variées, on utilise encore quotidiennement le système d'élargissement de l'image sonore. Pour pro-

duire la sensation du volume stéréophonique, il y a dans le canal gauche une partie du son du canal droit, mais avec un certain déphasage et vice-versa. Quand on veut élargir



l'image stéréo, on amplifie les signaux de différence dans les deux canaux.

Commençons donc par former les signaux de somme et de différence des deux voies. Quelques amplificateurs opérationnels nous permettent de créer un signal « gauche + droit » et un autre « gauche - droit ». Voyons cela en formule :

$$(G+D) + (G-D) = 2G \text{ et } (G+D) - (G-D) = 2D$$

Par une transformation, le signal gauche dans le canal gauche est plus fort et le signal droit moins fort. Une opération similaire se produit dans le canal droit. Pour garder le volume inchangé, il faut s'arranger pour que la puissance totale du signal soit la même.

Le schéma vous montre comment nous avons obtenu ce résultat. IC1 et IC2 sont les tampons d'entrée. Derrière eux, les signaux sont envoyés symétriquement à l'autre canal. IC3 fabrique le signal (G-D), tandis que IC4 forme le signal (G+D). Avec deux fois six résistances et un combinateur à six positions, on peut régler l'intensité de l'effet produit. Les valeurs des résistances R7 à R12 et R14 à R21 sont choisies de façon telle que le volume reste sensiblement le même en cours de réglage. Enfin, IC5 et IC6 reconstruisent les signaux du canal gauche et du canal droit à partir de informations (G+D) et (G-D).

Comme précaution supplémentaire, on peut insérer des condensateurs électrolytiques de

couplage de 10 µF/16 V aux entrées et sorties. À chacune des entrées de IC1 et IC2, il faut aussi une dérivation à la masse par une résistance de 10 kΩ, pour empêcher les amplificateurs opérationnels de se polariser à la tension d'alimentation.

L'alimentation réclame des tensions symétriques de + et -12 V. La plupart du temps, ces tensions seront disponibles dans l'amplificateur existant, nul besoin dès lors de construire une alimentation spéciale.

(090174-I)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090174

Testeur de transistors CMS



Ludwig Libertin (Autriche)

La contribution « Aide au soudage de CMS » de Gert Baars dans Elektor de février 2006 [1] a donné naissance à une version « électromécanique » (dans le vrai sens du terme) d'un testeur de transistors CMS en boîtier SOT23. Contrairement à la fixation réalisée par Gert Baars, essentiellement une bande de tôle, il s'agissait d'une structure assemblée par soudage à partir de matériau de cartes. La résine époxy renforcée aux fibres de verre manque d'élasticité par rapport à une bande de tôle. Ce facteur a été compensé par une barre exerçant une force de pression suffisante grâce à un ressort emprunté à un stylo bille. Le matériau choisi présentait un grand avantage : le TUT (*Transistor Under Test*) était directement pressé sur les pistes aboutissant à des bornes auxquelles il est possible de raccorder un testeur de transistors usuel. On pouvait donc déterminer simplement – sans soudage – l'état de santé du TUT.

Ce testeur de transistors CMS permettait de tester exactement comme avec les transis-

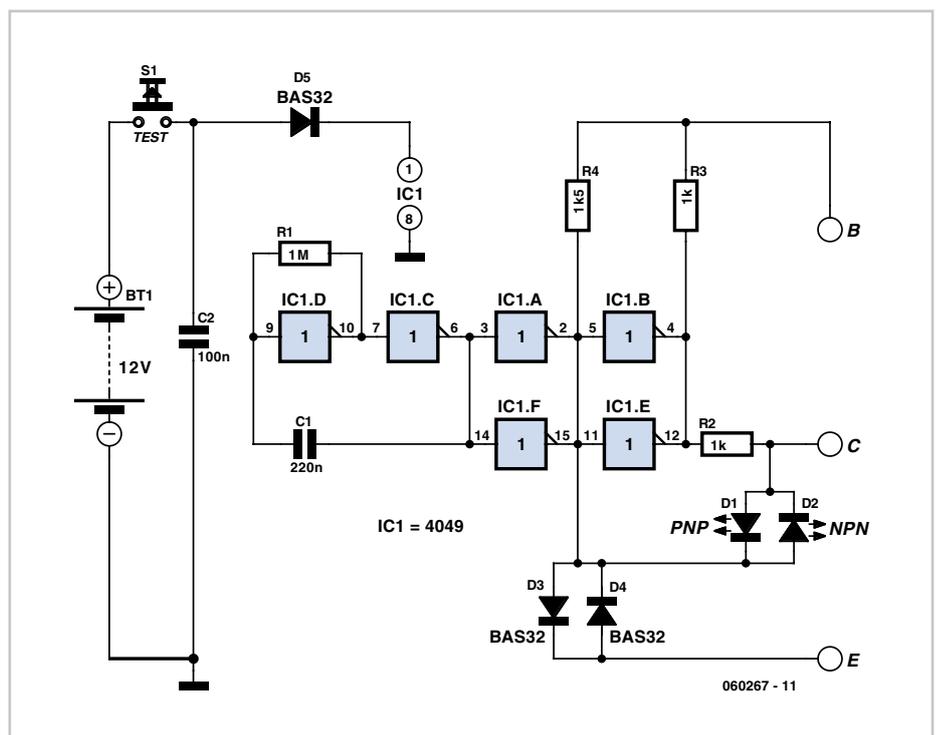
tors à fils. Il est toutefois amplement suffisant dans la majorité des cas de déterminer si un TUT est défectueux ou non et s'il s'agit d'un transistor NPN ou PNP. Il est donc superflu (et compliqué) de raccorder un testeur externe de transistors pour déterminer l'état.

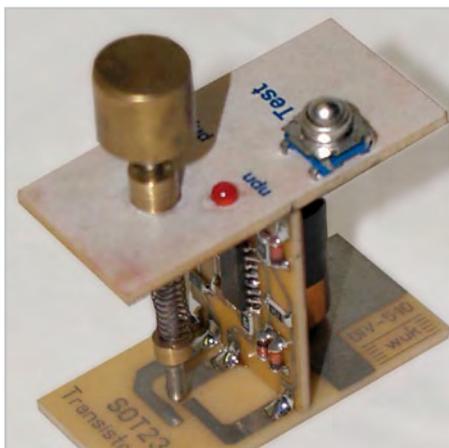
Aussitôt dit, aussitôt fait. Il en est résulté une carte servant à la fois de « support de test » pour le TUT et de base pour un testeur simple de transistors. Le circuit minimaliste est constitué d'un CD4049 (tampon HEX inverseur CMOS) et de quelques composants supplémentaires – tous en exécution CMS, il va de soi. IC1.D et IC1.C forment,

Caractéristiques

- Testeur autonome de transistors CMS
- Détecte les transistors défectueux
- Distingue entre NPN et PNP

avec R1 et C1, un générateur de signaux rectangulaires d'une fréquence avoisinant les 2 Hz. Ces signaux actionnent les inverseurs IC1.A et IC1.F branchés en parallèle pour obtenir un courant de sortie plus élevé. Ceux-ci commandent à leur tour IC1.B et IC1.E. En l'absence de TUT, les deux DEL D1

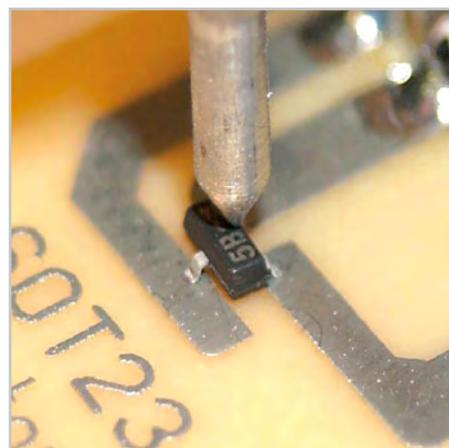




et D2 clignotent alternativement et la terminaison B se trouve à la moitié de la tension de fonctionnement. Si les deux DEL clignotent lorsque le TUT est raccordé, ce dernier présente une interruption – à jeter. Les deux DEL restent éteintes lorsqu'un court-circuit interne crée une liai-

son entre C et E. Un TUT NPN qui fonctionne ne conduit que si la tension de C est plus élevée que celle de E. La DEL D1 est alors court-circuitée pendant ce cycle. Seule D2 clignote. Inversement seule D1 clignote avec un TUT PNP. Le circuit ne consomme que 10 mA environ quand le bouton S1 est pressé, sa pile a donc tout l'avenir devant elle.

La pile 12 V type GP23A est intégrée dans l'assemblage mécanique en la coinçant simplement entre la carte fond et la carte couvercle. Pour obtenir un meilleur soutien, un morceau d'un petit tube de plastique scié est placé sur la carte perpendiculaire (2). La tige métallique en forme d'aiguille est introduite dans un petit tube en laiton soudé à la carte couvercle. Pour faciliter la reproductibilité, l'auteur a placé sur le site Internet de cet article [2] les fichiers du tracé des trois petites cartes représentées. L'utilisation de ces fichiers ne nécessite pas nécessairement une version complète du logiciel Sprint-Lay-out. On peut aussi ouvrir les fichiers à l'aide du Viewer [3] gratuit.



(060267-I)

Liens Internet

- [1] www.elektor.fr/060267
- [2] www.elektor.fr/magazines/2006/fevrier/aide-au-soudage-de-cms.68522.lynkx
- [3] www.abacom-online.de/html/dateien/demos/splan-viewer60.exe

Liste des composants

Résistances :

R1 = 1 MΩ
R2 = 1 kΩ
R3, R4 = 10 kΩ

Condensateurs :

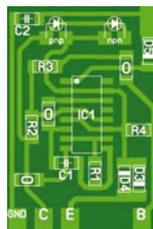
C1 = 220 nF
C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1, D2 = DEL, 3 mm
D3, D4 = BAS32
IC1 = 4049 (SO16)

N'oublions pas :

S1 = bouton, contact de travail
Pile 12 V GP23A
Mécanique selon description
Platines (voir texte)



Multivibrateur à TL431

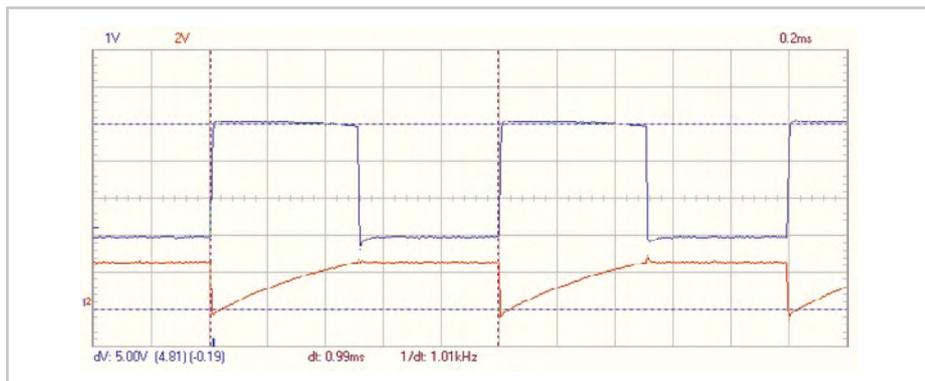
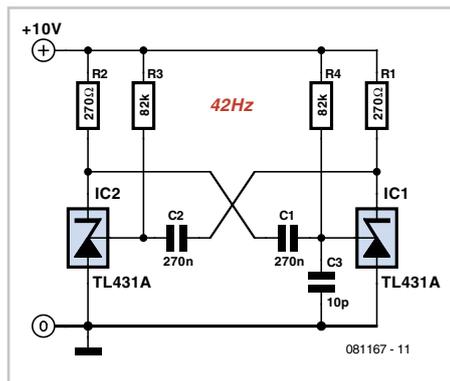


Gilles Clément (France)

J'aime les oscillateurs. Ils sont un peu vivants, puisqu'il y a quelque chose qui bat à l'intérieur, non ?
Ma dernière trouvaille est la « super Zener »

TL431, un composant standard facile à trouver. C'est un circuit à trois pattes : la cathode, l'anode et l'entrée Ref. Un ampli op compare Vref à une référence interne de 2,5 V et commande un transistor bipolaire qui shunte la cathode vers l'anode. La tension de cathode

Vk présente donc deux états stables : Vk = Valim si Vref < 2,5 V et Vk = 2 V (la Vce du transistor) si Vref > 2,5 V. Un peu comme un transistor qui fonctionne en tension et non en courant. On doit donc pouvoir le forcer à osciller entre ces deux états ?



Je teste l'idée de monter deux TL431 en multivibrateur astable et... ça marche. Mais, en fait, ça ne devrait pas, puisque l'entrée V+ de l'ampli op ne peut pas drainer le courant de charge du condensateur ! Alors, comment ça marche ?

En fait, le courant passe par une diode interne parasite liant Vref à la cathode (ce qui est bien notée sur quelques fiches techniques comme [1], mais pas sur toutes). Je l'ai vérifié avec l'excellent (et gratuit) simulateur LTSpice [2]. La fréquence est définie par R et C (et naturellement la tension d'alimentation). On obtient

un créneau très correct (voir graph) jusqu'à environ 50 kHz. Le signal est bien meilleur qu'avec des transistors bipolaires. La tension basse reste cependant à 2 V, mais ceci peut se résoudre en ajoutant un FET en sortie ou bien en utilisant des circuits similaires à tension de référence plus faible comme le TLV431 (seuil 1,24 V) ou le ZXRE060 (seuil 0,6 V) par exemple.

Le condensateur C3 de 10 pF n'est utile que pour faire démarrer correctement la simulation LTSpice, il n'est pas nécessaire dans le montage réel qui bénéficie des dissymétries

naturelles.

Le modèle LTSpice de l'auteur est disponible comme téléchargement gratuit sur [3].

(081167-1)

Références

[1] www.datasheetcatalog.org/datasheet/calogic/TL431.PDF

[2] www.linear.com/designtools/software/#Spice

[3] www.elektor.fr/081167

Convertisseur S-vidéo



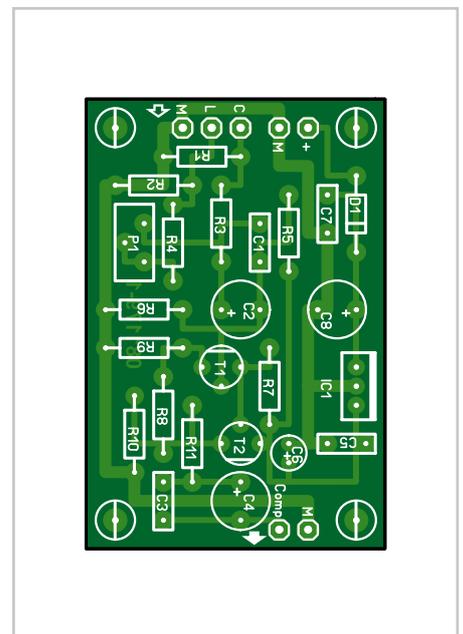
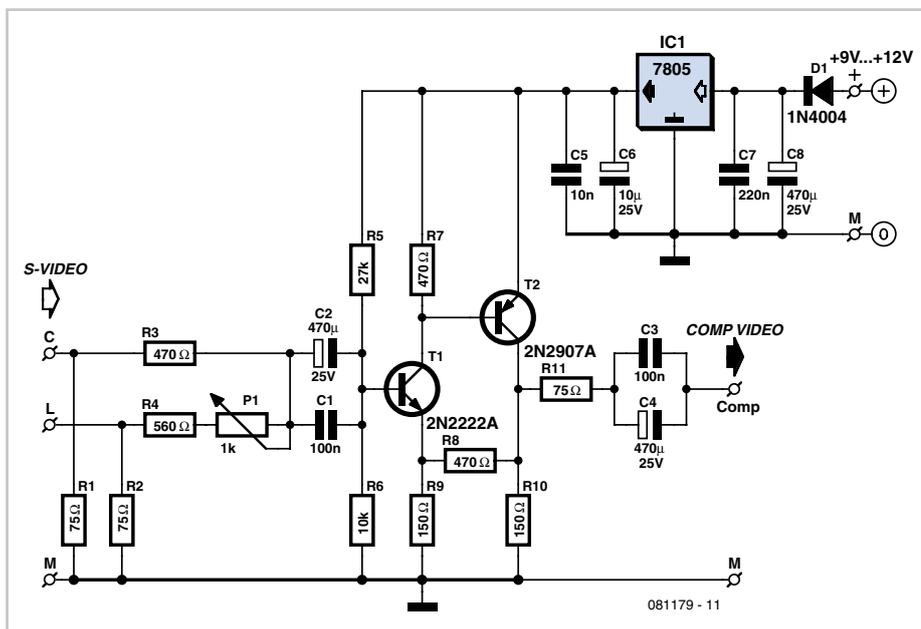
Christian Tavernier (France)

Avec le développement fulgurant du marché des écrans plats et de la télévision à haute définition, beaucoup de téléviseurs à tubes cathodiques se sont trouvés remis au grenier alors que nombre d'entre eux fonctionnaient encore parfaitement bien et pouvaient

que nous vous proposons de réaliser, fort simple puisqu'il n'utilise que deux transistors, permet de transformer n'importe quel signal S-vidéo en signal vidéo composite et vous permettra donc peut-être de donner une nouvelle vie à votre vieux téléviseur à tube.

Le principe de la S-vidéo est très simple

Il va donc être relativement simple de les mélanger pour reconstituer le signal vidéo composite attendu par notre téléviseur à tube. Pour que ce mélange soit correct, il suffit de respecter une seule contrainte relative aux niveaux respectifs des composantes puisque celui de la chrominance est deux fois plus faible que celui de la luminance.



ent donc servir d'appareils d'appoint, dans une chambre ou une pièce annexe par exemple. Malheureusement, si tous les récepteurs actuels à écrans plats sont richement pourvus et disposent d'entrées numériques via des connecteurs DVI ou HDMI et d'entrées analogiques au format S-vidéo, ce n'était pas le cas des téléviseurs à tubes cathodiques commercialisés il y a seulement quelques années qui n'étaient équipés le plus souvent que d'entrées vidéo composite, directement ou via leur prise péritel. Le convertisseur

puisque'il consiste tout simplement à faire voyager séparément les informations de chrominance et de luminance qui sont la base de tout signal vidéo couleur. En vidéo composite par contre, ces deux signaux sont mélangés sur une seule liaison et les inévitables interférences qui en résultent dégradent l'aspect de l'image ainsi visualisée. Heureusement, les composantes d'un signal S-vidéo, qu'il soit au standard SECAM, PAL ou même NTSC, sont presque identiques à celles que l'on retrouve dans un signal composite de même format.

Notre schéma prélève les composants sur les deux broches normalisées de la prise mini DIN à 4 broches habituellement utilisée pour la S-vidéo, appelée aussi prise Ushiden, en veillant à respecter l'impédance de 75 Ω grâce à R1 et R2. Le mélange est ensuite assuré au moyen de R3, R4 et P1 ; ce dernier permettant d'ajuster exactement les niveaux respectifs des deux composantes.

Les deux transistors qui suivent sont câblés de façon à réaliser un amplificateur à large bande passante dont le gain est fixé à 3 au

moyen du rapport de R8 et R9. En effet, le mélange des composantes d'entrée a eu pour effet de diviser l'amplitude globale du signal vidéo par 1,5 tandis que la résistance d'adaptation d'impédance de sortie divisera encore l'amplitude de ce dernier par deux, soit une perte totale de $2 \times 1,5$ ce qui correspond bien au gain que nous avons donné à l'amplificateur. Comme cela, l'insertion de notre convertisseur au sein d'une liaison vidéo ne modifie pas l'amplitude des signaux qu'elle véhicule.

La sortie vidéo composite a lieu au travers de la résistance R11 de 75Ω afin d'ajuster l'impédance du montage à celle de l'entrée vidéo composite de l'appareil auquel il est raccordé. Remarquez, tant au niveau de l'entrée que de la sortie, la mise en parallèle de C1 et C2 d'une part et de C3 et C4 d'autre part afin que les signaux vidéo, dont la plage de fréquence va de quelques dizaines de Hz à plusieurs MHz, puissent traverser ces condensateurs dans les meilleures conditions possibles.

Si l'on ne veut pas voir des variations de couleur ou de luminosité intempestives, il est impératif de stabiliser l'alimentation du montage, ce qui est réalisé ici grâce à un régulateur intégré trois pattes classique qui délivre au montage une tension de 5 V. L'ensemble

pourra ainsi être alimenté par un bloc secteur style « prise de courant » délivrant de 9 à 12 V sous une centaine de mA. La diode D1 est là uniquement pour prévenir toute inversion de polarité éventuelle à son niveau.

La réalisation ne présente aucune difficulté et peut faire appel au circuit imprimé que nous vous proposons [1] ou à une plaquette de câblage rapide pastillée mais, dans les deux cas, l'usage de verre époxy est conseillé en raison des fréquences élevées mises en œuvre au niveau des signaux vidéo.

Si vous voulez que votre convertisseur soit standardisé au niveau de sa connectique, vous veillerez à placer en entrée une prise S-vidéo femelle mini DIN à 4 broches, tandis que la sortie aura lieu sur une prise Cinch femelle (de couleur jaune pour les puristes !). Un simple jack d'un format adapté à celui du bloc secteur utilisé conviendra quant à lui pour l'alimentation.

Le fonctionnement du montage est immédiat et se résume à régler le potentiomètre P1 afin d'obtenir un signal vidéo composite qui donne un contraste et une colorimétrie corrects sur le récepteur TV utilisé.

(081179-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/081179

List des composants

Résistances

R1, R2, R11 = 75Ω
R3, R7, R8 = 470Ω
R4 = 560Ω
R5 = $27 \text{ k}\Omega$
R6 = $10 \text{ k}\Omega$
R9, R10 = 150Ω

Condensateurs

C1, C3 = 100 nF
C2, C4, C8 = $470 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$
C5 = 10 nF
C6 = $10 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$
C7 = 220 nF

Semi-conducteurs

D1 = 1N4004
T1 = 2N2222A
T2 = 2N2907A
IC1 = 7805

Divers

Connecteur mini DIN à 4 broches
Connecteur Cinch (jaune)
Connecteur d'alimentation

Téléchargements & Produits

Platine

081179-1 Dessin de la platine disponible sur www.elektor.fr/081179

SSR 2.0

Relais semi-conducteurs OptoMOS

Fredi Krüger (Allemagne)

Les relais OptoMOS ou PhotoMOS occupent une place à part : Leur structure permet de les classer quelque part entre les optocoupleurs ordinaires et les SSR (Solid State Relais = relais semi-conducteurs) conventionnels.

Un optocoupleur (analogique) convertit par DEL un courant de commande en lumière (généralement infrarouge) aussi proportionnelle que possible. Celle-ci est reconvertie à la sortie en un courant tout aussi proportionnel grâce à un phototransistor. Un relais semi-conducteur MOS, par contre, commute une charge. Les relais semi-conducteurs pour tension alternative, connus depuis longtemps, peuvent aussi commuter. Ils sont basés sur un optocoupleur intégré qui commande un thyristor ou un triac. Une électronique supplémentaire permet aussi d'effectuer la commutation lors du

passage par zéro de la tension alternative. Les exécutions les plus diverses des relais mécaniques leurs permettent de commuter les courants les plus divers ainsi que des tensions continues et alternatives. Les optocoupleurs, par contre, ne peuvent pas être détournés de leur fonction, sinon pour commuter sans potentiel des courants de l'ordre



du milliampère. Les relais semi-conducteurs conventionnels, par contre, sont disponibles pour des courants élevés et des tensions plus élevées. Ils ne peuvent toutefois pas être utilisés à courant continu ou à fréquence de commutation élevée.

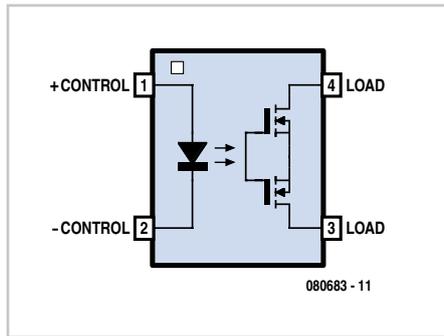
Comme on peut le voir dans le schéma de principe, un relais optique moderne contient,

comme un optocoupleur, une DEL émettrice. La lumière ne commande toutefois ni transistor ni Darlington ordinaire, mais deux MOSFET complémentaires en série. Ces composants peuvent commuter ainsi des tensions continues et alternatives en l'espace de quelques ms. Ils sont fabriqués par différentes entreprises pour des courants de 50 mA à 10 A, des tensions de 20 V à 2 kV et avec une résistance ON de moins de quelques $\text{m}\Omega$ à 100Ω . Le courant de commande se situe entre 2 et 10 mA. Ils servent principalement à remplacer les relais électromécaniques. Les distributeurs proposent par exemple les composants PS7141-2B (NEC), PVN012APbF (International Rectifier), LBB110 (Clare) et LH1502BB (Vis-

hay Semiconductors). Autres fabricants : Toshiba, Fairchild, Aromat (NAiS), Panasonic, Sharp, Cosmo et Avago. Avantages des relais OptoMOS :

- Exécution de petite taille – aussi comme CMS !
- Longue durée de vie
- Pas de contacts, donc pas d'usure
- Pas de rebondissement lors de la commutation
- Pas de formation d'étincelles
- Vitesse de commutation élevée
- Insensibilité aux chocs et vibrations
- Insensibilité aux champs magnétiques
- Pas de champs de fuite magnétiques
- Faible puissance de commande requise

Ces composants sont disponibles en différentes exécutions, certaines versions comportent entre autres jusqu'à huit relais dans le même boîtier. La nomenclature est importante et est basée sur le modèle suivant :



« X forme Y ». X représente le nombre de dispositifs de commutation dans un boîtier et Y le type de commutation : « B » indique un contact normalement fermé et « A » un contact normalement ouvert. Il existe même des exemplaires offrant un contact normalement ouvert (normally open) ET un contact normalement fermé (normally closed) avec lesquels on peut réaliser un commutateur. Le labo d'Elektor a testé le TLP4227G-2 de Toshiba. Ce relais est de type « 2 forme B ».

Il comporte donc deux contacts normalement fermés dans un boîtier DIP à huit broches. Il est prévu pour des tensions et des courants pouvant atteindre 350 V, respectivement 150 mA. Nos mesures sans courant de DEL ont fourni une résistance d'environ 15 Ω. On constate le début d'une augmentation de la résistance de sortie lorsque environ 0,5 mA passent par la DEL. À partir de 0,9 mA, la résistance de sortie saute à plus de 300 MΩ.

Il existe aussi des « MOSFET gate driver optocoupleurs » avec une tension de fonctionnement supplémentaire pour la sortie (tels que FOD3180 de Fairchild). Ils peuvent commuter très rapidement (250 kHz ou même plus). Des commutations aussi rapides causent bien entendu des problèmes de CEM.

(080683-1)

Liens Internet

www.toshiba.com/taec/components2/Datasheet_Sync/214/4495.pdf

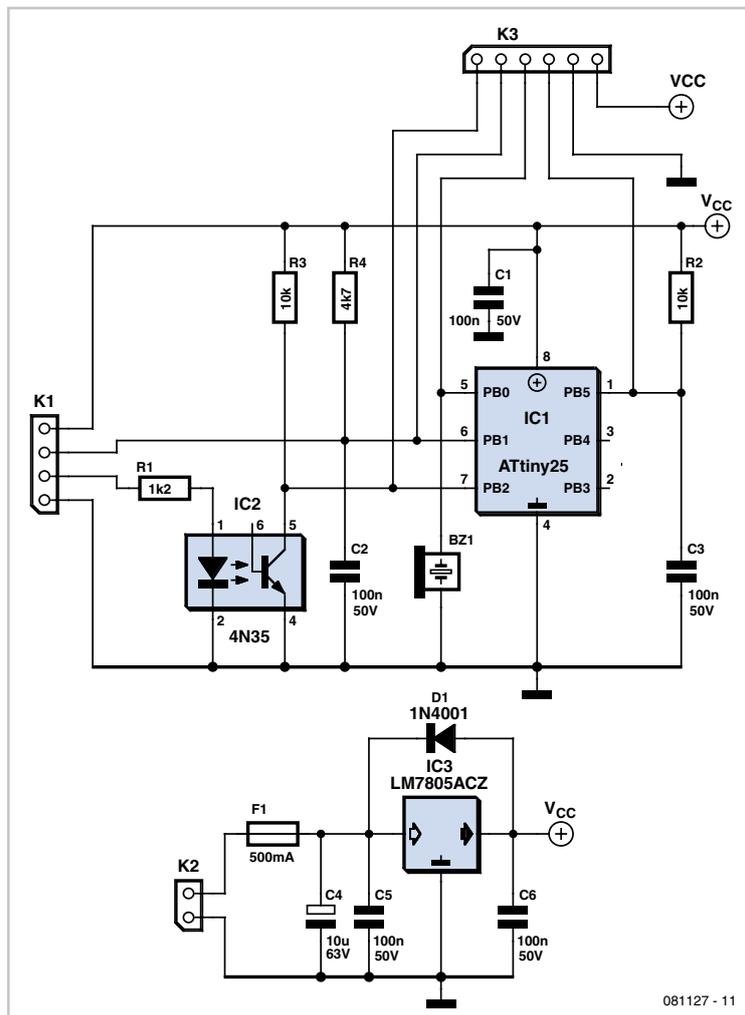
Flic sympa

Mark Donners (Pays-Bas)

L'auteur de ce montage a eu son attention attirée par un gadget bien utile, monté dans une automobile de marque Citroën, qu'il est impossible de se procurer chez les accessoiristes. Très apprécié à l'utilisation, il ne restait plus que la solution qui consiste à se le fabriquer.

Le principe est simple : arrivé à une certaine vitesse, on enclenche le dispositif qui ne fait rien d'autre que de signaler auditivement tout dépassement de cette vitesse. Ce n'est pas un régulateur de vitesse puisque le dispositif n'intervient pas sur la vitesse. Il ne fait que signaler de façon non répressive, ce qui en fait un flic éminemment sympa.

Le circuit consiste en un microprocesseur Atmel ATtiny25 cadencé à 1 MHz via son horloge interne. Le connecteur K1 comprend un poussoir câblé entre la broche 3 et 1 (PB1 et masse), que le conducteur manœuvre lorsqu'il atteint la vitesse de référence. Le microcontrôleur va alors



comparer en permanence la vitesse réelle avec cette vitesse de référence. Si la vitesse réelle est légèrement en excès, il y aura émission deux bips de courte durée. Si le dépassement de vitesse est plus conséquent, il y aura émission d'un son qui se rapproche d'un son continu.

La vitesse est mesurée via la broche 2 de K2 (PB1). On distingue un optocoupleur dont le but est de protéger le microcontrôleur contre les surtensions éventuelles que l'on peut rencontrer dans le monde de l'électricité automobile. Il existe différentes façons de capter l'information de vitesse. Une possibilité est de coller un petit aimant sur un axe lié aux roues ou à la sortie de boîte, qui vient frôler un relais Reed placé à proximité. On peut également utiliser un capteur inductif polarisé ou un détecteur à effet Hall.

Le logiciel est écrit en langage C, en utilisant

l'environnement de développement CodeVisionAVR. Les interruptions sont mises à profit, en mesurant le temps qui sépare deux impulsions sur PB2. Plus la vitesse est élevée, moins la durée est longue. Au cas où la durée est inférieure au seuil défini par l'utilisateur, une alarme sonore est générée.

Le connecteur K3 permet d'écrire le programme en mémoire Flash (broche 1 = SCK, 2 = MISO, 3 = MOSI, 4 = /RESET).

(081127-I)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/081127

Téléchargements & Produits

Logiciel

081127-11 Codes source et fichier HEX sur [1]

Détecteur d'absence d'impulsions élémentaire

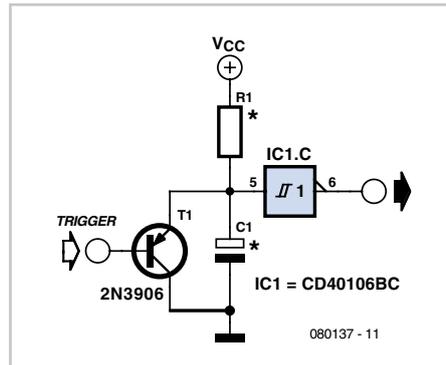
Lars Näs (Suède)

Un détecteur d'absence d'impulsions est un monostable redéclenché continuellement par des impulsions entrantes avant que le monostable ne puisse terminer un cycle. A température ambiante, la tension de seuil (V_{th+}) du trigger de Schmitt se situe entre 60% et 86% de sa tension d'alimentation (V_{cc} : 5 V à 15 V). Si on considère que le condensateur C1 met une constante de temps fixée par $R1 \times C1$ [secondes] pour atteindre 63% sa tension en pleine charge, la constante de temps est environ le temps que C1 met à atteindre V_{th+} , donc au changement d'état logique de la broche 6 de IC1.C.

Selon l'approximation faite plus haut, si une impulsion de niveau haut, d'une période plus courte que

$$T = R1 \cdot C1 \text{ [s]}$$

est présente sur la base de T1, le transis-



tor PNP restera à l'état bloqué. R1 charge le condensateur C1, mais pas suffisamment pour atteindre la tension de seuil sur l'entrée 5 de la porte. En conséquence, la sortie 6 du trigger de Schmitt restera au niveau haut. Pour une période d'impulsion retransmise de 3 s (ou 0,3 Hz), vous utiliseriez $R1 = 330 \text{ k}\Omega$ et $C1 = 10 \text{ }\mu\text{F}$.

Alors, si la durée d'impulsion du niveau haut sur la base du transistor T1 est plus longue

que T , le transistor reste bloqué, mais le condensateur va se charger jusqu'à ce que V_{th+} soit atteint et la sortie 6 du trigger de Schmitt passera au niveau bas.

Quand aucune impulsion (c.-à-d. un état logique bas) n'est présente sur la base de T1, le transistor arrive à saturation. Cela décharge immédiatement C1, réinitialisant les conditions initiales pour la prochaine impulsion.

Le signal de déclenchement peut être fournie, par exemple, par un capteur à effet Hall mesurant si une roue comprenant un aimant tourne ou non.

Ce circuit utilise une seule porte du CD40106BC, laissant les autres portes disponibles pour d'autres utilisations. Prenons bien en compte que les CD40106 de différents fabricants ou de différentes séries peuvent avoir des tensions de seuil légèrement différentes, ce qui nécessite un calcul minutieux sur T pour respecter les spécifications de la porte utilisée.

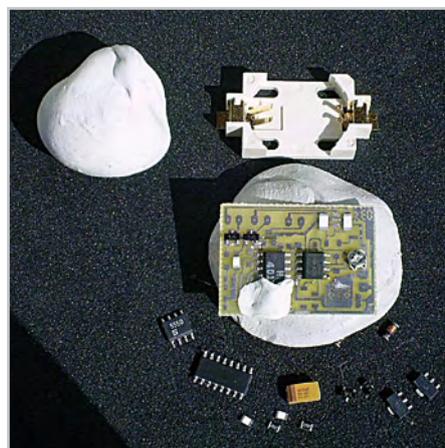
(080137-I)

Placement relax des CMS

Leo Szumyłowycz (Allemagne)

Il va sans dire que l'étau « troisième main », l'étau d'établi à vide ou le petit étau à fixer au bord de la table ont leur utilité quand il s'agit d'immobiliser des cartes pour placer des composants. L'étau troisième main n'est toutefois pas à la hauteur pour l'assemblage de cartes CMS. La main la plus ferme ne sert à rien lorsque la carte s'échappe de la pince croco à la moindre provocation. Les mains qui ne peuvent pas reposer confortablement sur la table pour ce travail se fatiguent rapidement.

L'auteur a trouvé une meilleure solution – qui semble étrange au premier abord : une masse plastique spéciale utilisée comme correcteur rapide avec les bonnes vieilles machines à écrire. On peut encore trouver ce produit dans les papeteries offrant un choix étendu.



Sinon, l'utilisation comme masse plastique de languettes adhésives servant à fixer des posters offre une « solution de fortune ». Remarquons que ces languettes adhésives « épais-

ses » ne laissent pas de traces sur la paroi lorsque le poster est détaché. Il faut disposer d'environ 45 languettes pour obtenir une « masse plastique » suffisante. Elle doit être pétrie avec zèle jusqu'à ce qu'elle devienne homogène.

Lorsque la masse a la consistance (élastique) voulue, on peut la presser sur la base de travail proprement dite et y poser la carte (voir la photo). Le diamètre de cette base quadratique ou circulaire devrait être de l'ordre de 20 à 25 cm. On pourra donc la faire pivoter à tout moment dans la position la plus favorable lors du placement des CMS sur la carte et la maintenir en place en y appliquant les deux mains. Si la base est faite d'un matériau conducteur, il est possible de la mettre à la terre pour dévier les charges statiques. On peut utiliser par exemple un tapis de souris avec la surface conductrice vers le haut.

La surface plastique peut être constituée d'autres matériaux tels que la pâte à modeler, voire la gomme à mâcher. L'auteur s'est toutefois abstenu d'effectuer des essais dans ce sens. Certains praticiens objecteront qu'il

serait tout aussi efficace d'utiliser une bande adhésive à deux faces pour immobiliser des cartes CMS lors de l'assemblage. La masse plastique possède toutefois un avantage supplémentaire. Elle permet de fixer cha-

que composant sur la carte avant soudage conformément à la position et à l'angle requis. On dispose alors de ses deux mains pour souder.

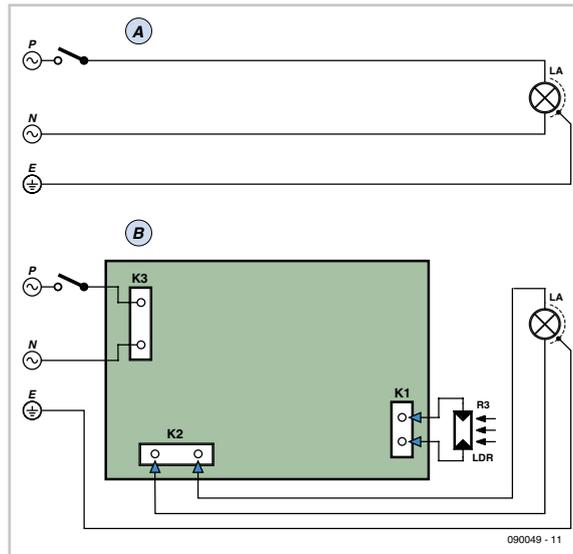
(090368-I)

Interrupteur crépusculaire



Mickael Bulet (France)

Ce projet avait été étudié pour l'illumination d'une enseigne d'un viticulteur. Le luminaire était contrôlé par un programmateur horaire simple qu'il fallait quotidiennement reprogrammer pour éviter que l'enseigne fonctionne pendant qu'il faisait encore jour. Ceci est laborieux et entraîne du gaspillage de l'électricité. Une meilleure solution sera donc un interrupteur automatique, capable de détecter la période crépusculaire entre le jour et la nuit. En outre, le cahier des charges spécifiait un appareil très compact, facile à installer et sans nécessiter de trop importantes modifications de l'installation électrique existante.

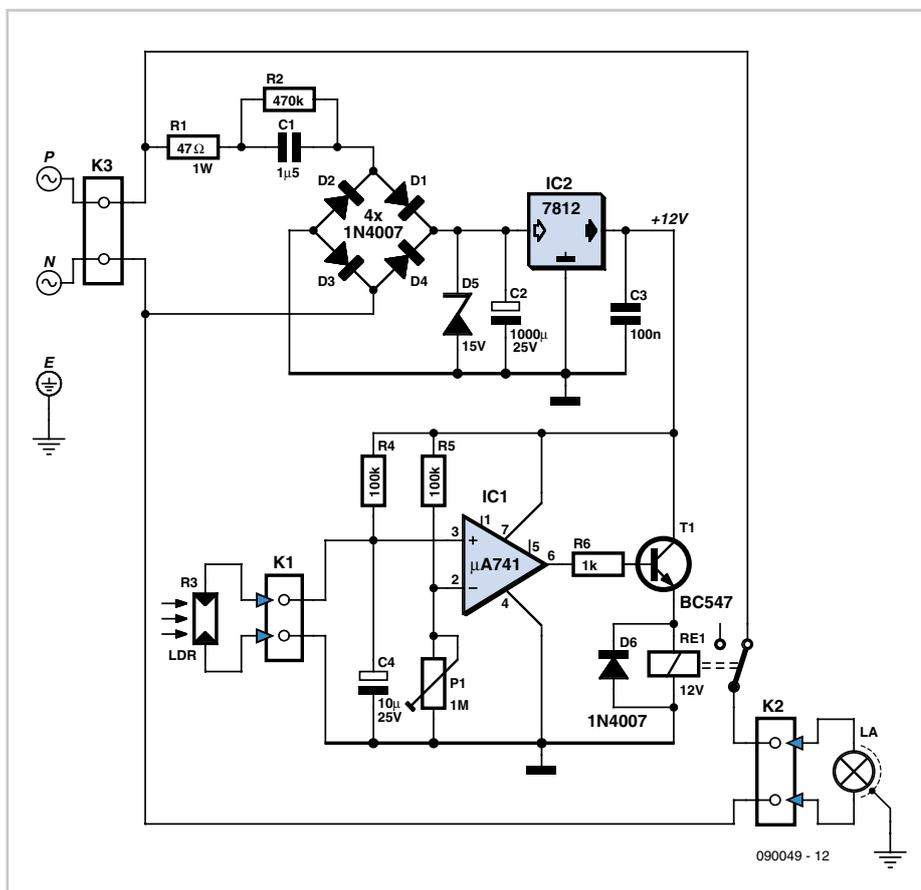


Legrand) de dimension 80 x 80 mm (dimensions intérieures) et est facile à installer ; il suffit de couper le câble qui va sur le luminaire et de brancher le montage en série.

L'alimentation du montage est de type secteur sans transformateur. On utilise l'impédance d'un condensateur pour diminuer la tension et limiter le courant. Le condensateur (C1) est protégé par R1 contre les pics de courant lors de la mise sous tension à l'allumage et il est déchargé par R2 lors de l'arrêt. Le redressement se fait avec un pont de Graetz, ce qui permet de doubler le courant utilisable par rapport au redressement traditionnel rencontré souvent dans ce type d'alimentation. Une diode Zener d'environ 15 V (minimum car il faut laisser du travail au régulateur 12 V) limite une première fois

Le montage présenté ici est compact : il se loge dans une boîte de dérivation IP55 (genre plexo

au régulateur 12 V) limite une première fois



Liste des composants

Résistances :

- R1 = 47 Ω 1 W
- R2 = 470 kΩ
- R3 = LDR
- R4, R5 = 100 kΩ
- R6 = 1 kΩ
- P1 = résistance ajustable multitours vertical 1 MΩ

Condensateurs :

- C1 = 1,5 μF 400 V MKT
- C2 = 1000 μF 25 V électrochimique axial
- C3 = 100 nF LCC 63 V
- C4 = 10 μF 25 V électrochimique radial

Semi-conducteurs :

- D1 à D4, D6 = 1N4007
- D5 = diode Zener 15 V 1,3 W
- T1 = BC547 ou équivalent
- IC1 = μA741 ou équivalent
- IC2 = régulateur 7812 ou, mieux, un modèle faible tension de déchet

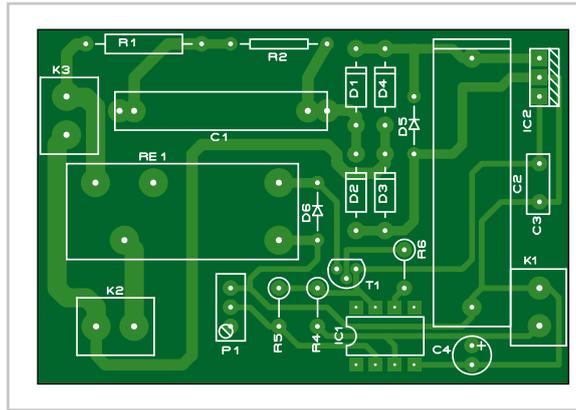
Divers :

- RE1 = relais bobine 12 V 1RT contact 10 A sous 240 V
- K1 à K3 = bornier à vis 2 contacts au pas de 5,08 mm
- Boîte de dérivation IP55 80 x 80 mm intérieur (plexo LEGRAND 922-06 par exemple) 20 mm de tube IRO diamètre 20 mm

la tension qui est ensuite filtrée par C2, puis régulé plus finement par IC2 et finalement découplée par C3. La tension stable de 12 V est surtout nécessaire pour le diviseur de tension qui sert de référence au comparateur.

La détection d'obscurité se fait par une résistance LDR qui, avec R4, forme un pont diviseur de tension dont la valeur est inversement proportionnelle à l'intensité de la lumière. Condensateur C4 absorbe les variations rapides de cette tension pour éviter des déclenchements intempestifs. R5 et P1 forment le diviseur de tension de référence du comparateur (IC1), c'est cette tension qui définit le seuil d'allumage du luminaire. Quand la tension sur la broche 3 d'IC2 est plus haute que la tension sur la broche 2, le comparateur active, par le biais de T1, le relais et l'enseigne s'allume.

Une platine a été dessinée (disponible gratuitement sur [1]) pour faciliter la réalisation



de l'interrupteur. Pensez à étamer les pistes commutées par le relais RE1 pour pouvoir faire passer un maximum de courant vers le luminaire à piloter.

Le montage se loge dans une boîte étanche IP55 genre boîte de dérivation. Percez un trou dans le couvercle de la boîte pour le passage des fils de la LDR préalablement collée sur

le couvercle. Placez devant la LDR un tube IRO de diamètre 20 mm d'environ 20 mm de long pour que la LDR ne soit pas influencé par la luminosité du luminaire que l'on veut commander. Installez l'interrupteur le plus loin possible du luminaire pour éviter de se retrouver avec un clignotant !

Finalement, réglez P1 sur le niveau lumineux à partir duquel le relais devra commuter.

Remarque importante

Lors de la manipulation du montage pendant d'éventuels essais, faites attention au choc électrique car la phase est présente sur une bonne partie de la platine.

(090049-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090049

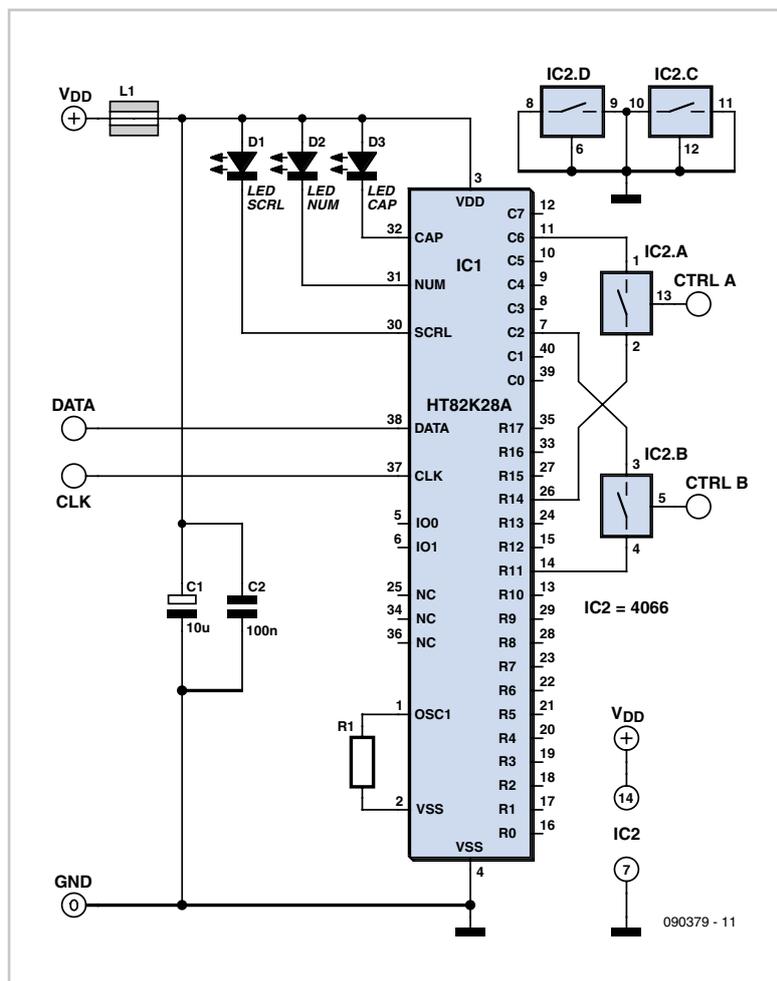
Interface PC par le clavier



Jacob Gestman Geradts
(France)

Quand on veut réaliser un système de commande ou de veille sur un PC, l'un des aspects les plus pénibles auquel on est confronté, c'est le couplage des capteurs à l'ordinateur. Outre le fait qu'il soit nécessaire de passer par une carte d'extension spécialisée, la programmation par interruptions représente souvent un obstacle infranchissable. Mais s'il s'agit d'un système simple qui se compose par exemple de quatre barrières lumineuses ou, en cas de nécessité, de pièges à fils qui délivrent un signal numérique tout ou rien si des intrus tentent une incursion, alors il existe une solution simple et efficace.

Comme interface, nous partons d'un (vieux) clavier d'ordinateur. On y trouve autant d'interrupteurs qu'il y a de touches. Ces interrupteurs sont branchés



dans une matrice qui est scrutée de nombreuses fois par seconde, à la découverte d'une touche actionnée. Le nombre de colonnes est généralement de 8 (C0 à C7 dans le schéma), le nombre de rangées varie selon le modèle de clavier et peut aller de 14 à 18 (R0 à R17 dans l'exemple de l'encodeur de clavier HT82K28A). À chaque interrupteur correspond une combinaison unique de ligne et de colonne.

La puce sert à envoyer un « A » dès que quelqu'un appuie sur la touche « A ». Dans ce but, il faut inspecter sur le clavier quelles liaisons de ligne et de colonne rejoignent la touche A. C'est alors entre ces deux liaisons qu'il faut placer l'un des quatre interrupteurs analogiques de cette puce CMOS 4066 que chacun connaît bien, donc en parallèle sur l'interrupteur A. Si l'entrée Control A du 4066 est activée par le capteur A, le clavier enverra la lettre A à

l'ordinateur qui devra y réagir (par exemple en déclenchant une phase d'alerte).

Le système ne se limite pas à la détection d'intrusion par PC. Une télécommande de téléviseur ou autre appareil électronique peut aussi bien servir de la même manière, en passant par le 4066. On peut ainsi imaginer de faire défiler de manière cyclique les différents canaux de la télévision en actionnant par un générateur de signaux carrés à 1 Hz la commande « canal suivant » avec l'un

des interrupteurs du 4066.

Dans le schéma, seuls les interrupteurs A et B sont reliés du 4066 à la platine du clavier. Naturellement, on peut utiliser les quatre interrupteurs et, s'il en faut encore davantage, y ajouter plusieurs puces 4066. Le câblage indiqué entre la puce du clavier et le 4066 est donné à titre d'exemple. À vous de repérer, en fonction du contrôleur de clavier que vous avez, quelle lettre faire « frapper ».

De toute façon, chaque interrupteur du 4066 doit se placer entre une connexion de rangée et une de colonne. Le signal de sortie des capteurs doit s'adapter aux caractéristiques du 4066 et à la tension de 5 V du clavier. L'alimentation du 4066, on peut la prélever sur le clavier.

(090379-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090379

LED 1 W sur accu AA

T. A. Babu (Inde)

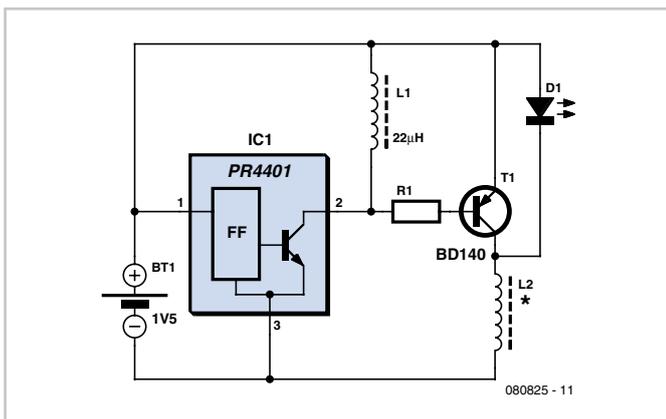
La puce PR4401 de Prema permet d'alimenter une LED à partir d'une seule pile ou accu, même partiellement déchargé. L'étage de sortie ne supportant que 250 mA en pointe, le transistor PNP repéré T1 a été ajouté, un BD140. Lorsque T1 est passant, il connecte l'inductance L2 sur le rail d'alimentation. L2 commence alors à emmagasiner de l'énergie magnétique suivant la rampe linéaire de courant qui la parcourt. Passé un certain temps, IC1 provoque le blocage de T1. La magie de la self-induction est que L2 va alors restituer toute son énergie emmagasinée en tentant de maintenir le sens et l'intensité du courant instantané qui la parcourait au moment de la commutation, via self-génération d'une FEM inverse.

Cela provoque la mise en conduction de D1, la LED de puissance. Le circuit se referme à travers la pile, éventuellement découplée par un condensateur (non représenté). Durant la phase bloquée de T1, D1 est parcourue par le courant de L2, donc nativement pilotée en courant. L'inductance L2 qui se décharge progressivement voit alors son courant diminuer de façon linéaire avec le temps, ce courant pouvant éventuellement retomber à zéro avant le démarrage d'un nouveau cycle de charge. Rien de neuf sous le soleil, il s'agit bien d'une topologie *Flyback*. Si un nouveau cycle de charge démarre avant que le courant de décharge ne soit retombé à zéro, le courant dans L2 comporte une composante continue plus une composante triangulaire. La valeur maxi du courant dans L2 s'établit à :

$$I_{L2(pk)} = [(V_{batt} - V_{CEsat(T1)}) \times T_{on}] / L2$$

Dans cette équation, T_{on} est le temps de conduction de T1 et $V_{CEsat(T1)}$ est la tension de déchet de T1. En ce qui concerne D1, sur la totalité du cycle (charge et décharge), son courant moyen s'établit à :

$$I_{LED(avg)} = 1/2 \times I_{L2peak} \times [T_{dis} / (T_{on} + T_{off})]$$



Dans cette équation, T_{dis} est le temps de décharge de L2. On en déduit que la luminosité de la LED dépend de la valeur de L2, comprise entre 10 µH et 56 µH. La résistance R1 sert à définir le courant de base de T1 qui doit rester dans des limites acceptables avec une pile ou un accu neuf, mais qui doit néanmoins rester suffisant lorsque la pile ou l'accu est partiellement déchargé. L'inductance L2 ne pourra être miniaturisée à outrance, son circuit magnétique devant être capable de stocker l'énergie nécessaire sous peine de saturation magnétique qui provoquerait une baisse du rendement.

(080825-1)

Publicité

Schaeffer
AG

FACES AVANT ET BOÎTIERS

Pièces unitaires et petites séries à prix avantageux.

A l'aide de notre logiciel – *Designer de Faces Avant** – vous pouvez réaliser facilement votre face avant individuelle.

GRATUIT: essayez-le! Pour plus de renseignements, n'hésitez pas à nous contacter, **des interlocuteurs français** attendent vos questions.

*Vous en trouverez la dernière version sur notre site internet.

- Calcul des prix automatique
- Délai de livraison: entre 5 et 8 jours
- Si besoin est, service 24/24



Exemple de prix: 32,50€ majoré de la TVA/ des frais d'envoi

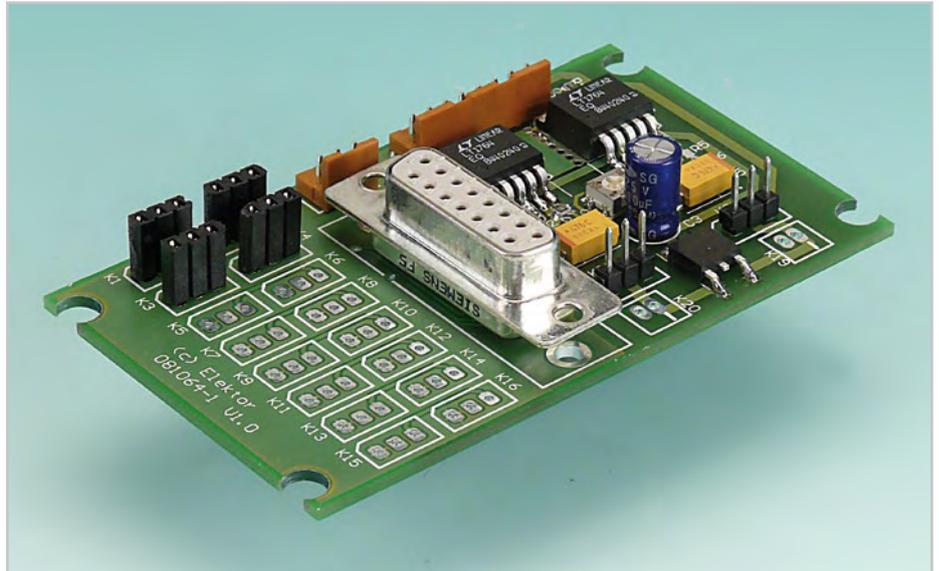
Schaeffer AG · Nahmitzer Damm 32 · D-12277 Berlin · Tel +49 (0)30 8 05 86 95-30
Fax +49 (0)30 8 05 86 95-33 · Web info.fr@schaeffer-ag.de · www.schaeffer-ag.de

Double alimentation linéaire pour modèle volant



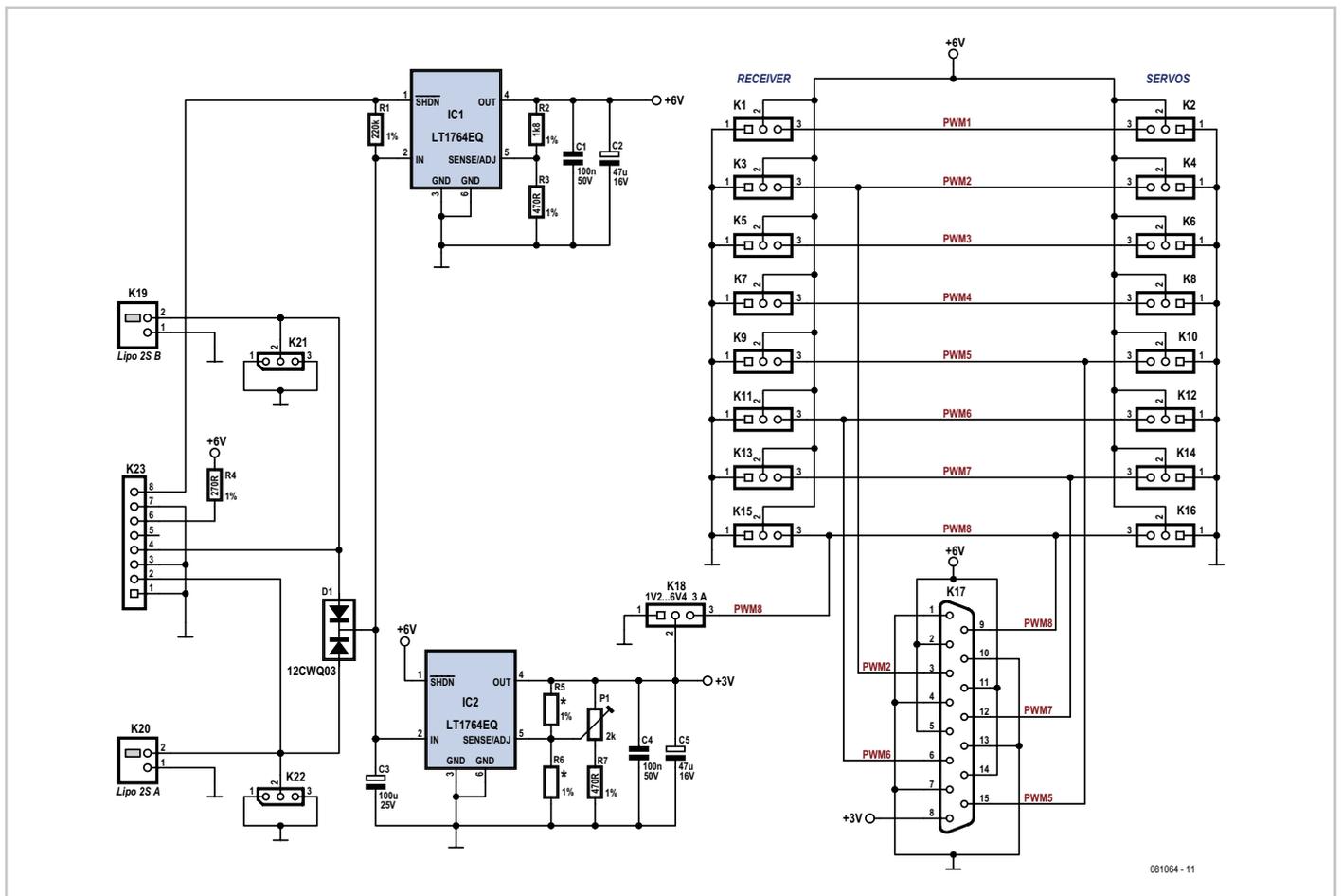
Michel Kuenemann (France)

En aviation « grandeur », les systèmes essentiels des avions sont doublés, voir triplés pour garantir des *taux d'événements critiques* parfois inférieurs à une par milliard d'heures de vol. Pourquoi ne pas adapter ces principes aux modèles réduits volants radio commandés ? Traditionnellement, l'alimentation du récepteur et des servos d'un modèle de planeur ou d'avion à moteur thermique est confiée à une batterie de 4 ou 5 éléments NiMH et à un simple interrupteur à glissière placé sur le côté du fuselage. Cette formule, bien qu'utilisée depuis le début du modélisme radio commandé présente un degré de sûreté très faible, puisqu'une simple panne de batterie, d'interrupteur ou de connectique conduit à la « perte du modèle » (doux euphémisme qui veut dire *crash*). Cette analyse est confirmée par la pratique, car bon nombre de crashes de modèles trouvent leur explication dans une panne d'alimentation électrique. Le calcul et l'expérience prouvent qu'une alimentation



basée sur deux sources indépendantes avec un minimum d'éléments communs réduit de façon drastique la probabilité de panne. Ce

type de système existe tout fait dans le commerce mais les modèles haut de gamme sont très coûteux et les produits plus simples ne



081064 - 11

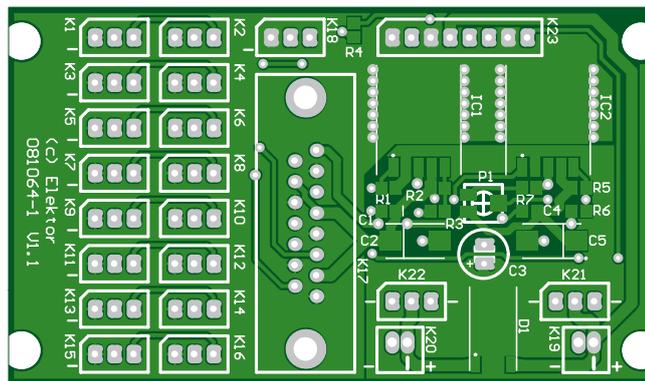
présentent pas toutes les caractéristiques que nous souhaitons. La carte décrite ci-dessous propose un système de double alimentation simple et efficace. Elle s'adresse à tout modèle volant à moteur jusqu'à une envergure de 2 m, non acrobatique (pour des raisons de courant disponible). Elle pourra aussi équiper des planeurs de taille supérieure. L'auteur l'a mise en œuvre sur un modèle de Spitfire d'une envergure de 1,83 m comportant 8 servos et un train rentrant électrique. Elle est en cours de généralisation sur tous ses modèles.

Les sources d'alimentation primaires sont deux batteries de type LiPo à 2 éléments d'une capacité unitaire typique allant de 500 à 1500 mAh. La connectique est de type barrette ou « Deans Micro Plug », selon vos préférences. Une double diode Shottky de puissance réalise un « OU » entre les deux sources. La sortie de cet étage attaque un étage de régulation linéaire équipé d'un régulateur Linear Technology LT1764A qui présente toutes les caractéristiques dont on peut rêver dans la classe des 3 ampères. Sa tension de sortie, ajustée à 5,9 V est disponible pour les servos et le récepteur. La mise en route du régulateur est réalisée au moyen de sa broche SHDN, polarisée de façon à ce que le régulateur démarre lorsque l'interrupteur est ouvert. Cette sécurité « positive » amène un niveau de sûreté supplémentaire non négligeable. Sur le modèle on pourra placer un interrupteur à glissière classique ou, comme l'auteur, une fiche jack comportant un court-circuit. En enlevant cette fiche, l'électronique est mise sous tension. Un second régulateur (optionnel) du même type se charge d'alimenter, le cas échéant, le servo du train rentrant électrique. La tension de sortie de ce régulateur pourra être ajustée de façon à « sous-alimenter » légèrement le servo de train et ainsi obtenir un mouvement plus réaliste en vol. Le réglage de la tension de sortie de ce régulateur pourra se faire, au choix, par deux résistances fixes (R5 et R6) ou est faite au moyen de potentiomètre P1 (monter soit R5 & R6, soit P1). Consulter la fiche technique du régulateur pour savoir comment calculer R5 et R6.

Le connecteur CN20 permet de raccorder les éléments suivants :

- Interrupteur Marche/Arrêt (ou embase jack 3,5 mm mono) ;
- Voyant à LED (optionnel) ;
- Connecteurs de mesure extérieure des tensions des batteries (optionnels, mais fortement recommandés).

Au chapitre des « petits plus » signalons que la connectique pour 5 servos d'aile est regroupée dans un unique connecteur sub-D de 15 points (voir **tableau 1**). On appréciera au terrain le confort et la sécurité de cette solution. La carte peut gérer jusqu'à 8 sorties



Liste des composants

Résistances

(1/8 W 1%, CMS 0805)
 R1 = 220 kΩ
 R2 = 1,8 kΩ
 R3, R7 = 470 Ω
 R4 = 270 Ω
 R5, R6 voir texte

Condensateurs

C1, C4 = 100 nF/50 V, céramique, X7R, CMS 0805
 C2, C5 = 47 µF/16 V, tantale, boîtier D (Farnell 498762)
 C3 = 100 µF/25 V, électrolytique, radial au pas de 2,54 mm

Semi-conducteurs

D1 = 12CWQ03, diode Schottky, 2x6 A, 30 V,

D-PAK (Farnell 9101160)
 IC1, IC2 = LT1764EQ, régulateur ajustable à faible chute de tension, D2-PAK (Farnell 1273623)

Divers

K1, K3, K5, K7, K9, K11, K13, K15 = barrette femelle, 3 contacts au pas de 2,54 mm
 K2, K4, K6, K8, K10, K12, K14, K16, K18, K21, K22 = barrette mâle, 3 contacts au pas de 2,54 mm
 K17 = embase sub-D femelle à 15 contacts, pour montage vertical sur CI (Farnell 1106813)
 K19, K20 = connecteur avec détrompeur Deans Micro Plug
 K23 = bornier vertical à 8 points avec détrompeur, au pas de 2,54 mm
 P1 = 2 kΩ, 5 mm trimmer, carré, mono-tour, CMS (Farnell 1557936)
 Platine 081064-1 (www.elektor.fr/081064)

de récepteur qui sont reliées à la carte par autant de rallonges de servos. Elle est compatible avec toutes les grandes marques de récepteur et de servos.

Les calculs réalisés par un expert en sûreté aéronautique ont montré que la probabilité d'avoir un événement critique menant à la perte de l'alimentation du modèle est 250 fois plus faible avec ce montage qu'avec la solution classique à simple batterie NiMH. De temps à autres, mesurez la tension (en charge) des deux batteries et vérifiez qu'il n'y a pas de « panne dormante » en débranchant alternativement chaque batterie. C'est

le seul moyen de s'assurer que le modèle ne décolle pas avec une panne sur une voie d'alimentation.

La sûreté potentielle assurée par cette carte ne doit cependant pas faire oublier tout le soin que doit apporter le modéliste à la réalisation et à l'entretien de ses avions et de ses batteries. Il en va de la sécurité des modèles et des personnes. Le meilleur des systèmes de double alimentation ne pourra éviter un crash si les deux batteries sont déchargées, défectueuses ou si le câblage du modèle est douteux.

(081064-1)

Tableau 1. Fonctions des servos

PWM1	Gaz
PWM2	Aileron gauche
PWM3	Profondeur
PWM4	Direction
PMW5	Aileron droit
PWM6	Volet gauche
PWM7	Volet droit
PWM8	Train

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/081064

Téléchargements & Produits

Platine

Commander 081064-1 ou télécharger le dessin de la platine sur [1]

Préaccentuation pour émetteur FM



Ton Giesberts (Labo Elektor)

Spécifications

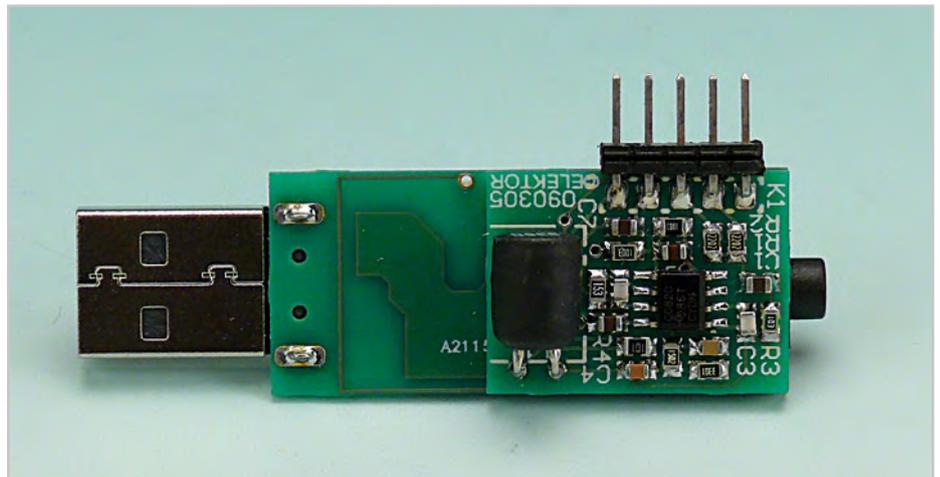
- réseau de correction pour l'émetteur FM 090827
- contient en plus un filtre 19 kHz
- consommation 3 mA

Ce circuit a été étudié pour être utilisé avec l'émetteur FM de ce numéro, mais il peut aussi être utile avec d'autres émetteurs.

Le montage utilise un double amplificateur opérationnel. Le premier IC1A fonctionne en sommateur et en tampon avant le réseau de correction qui suit. On peut régler la sensibilité d'entrée à l'aide de R3 (une valeur plus faible donne une plus grande sensibilité). La correction de 50 μ s de la préaccentuation est réalisée par C5 et R6. L'amplificateur IC1B tamponne le signal avant de le renvoyer vers l'émetteur par K1.

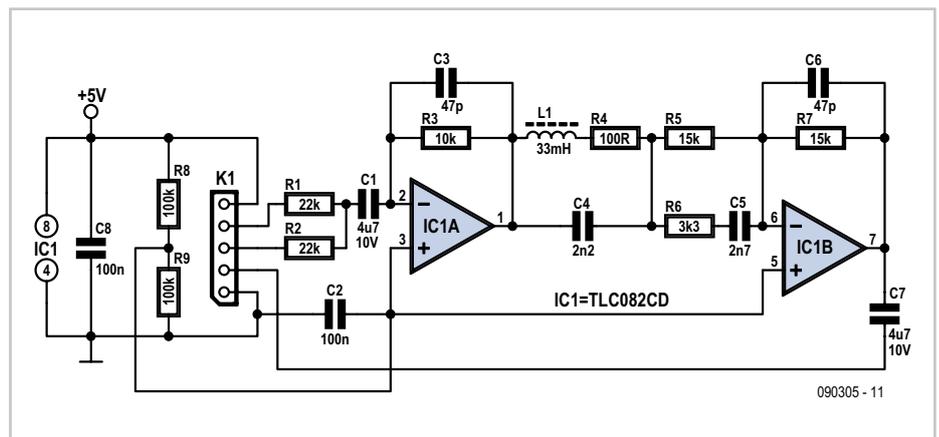
Vu que l'émetteur FM est en version monophonique, un filtre à 19 kHz est incorporé pour éviter que le récepteur commute intempestivement en mode stéréo s'il se trouve une composante à 19 kHz dans le signal reçu. Les fréquences proche de 19 kHz sont bloquées par un réseau accordé simple (L1/C4). La résistance R4 limite le facteur Q. Du fait des tolérances, la fréquence peut s'écarter un peu des 19 kHz (dans notre prototype, la fréquence de résonance se situe vers 20 kHz). Du fait de l'inductance nécessaire, on a utilisé un modèle traversant (voir liste de composants).

Sans le réseau parallèle, la fréquence de coupure du réseau de correction est d'environ 16,7 kHz. C'est plus que suffisant pour de l'audio FM. L'adjonction du réseau parallèle augmente un peu l'amplitude vers 10 kHz, ce qui met le point -3 dB vers 13,5 kHz. Sur le prototype, les tolérances font que la fréquence de coupure est supérieure de 1 kHz. La platine dessinée pour ce projet est aussi petite que possible, d'abord grâce aux composants montés en surface. La taille du circuit imprimé de l'émetteur a joué un rôle aussi.



C'est pour faciliter la connexion avec l'émetteur qu'une barrette a été prévue. Ce connecteur transporte la tension d'alimentation et les signaux audio. La platine est dessinée de façon à pouvoir se placer au dos de celle de

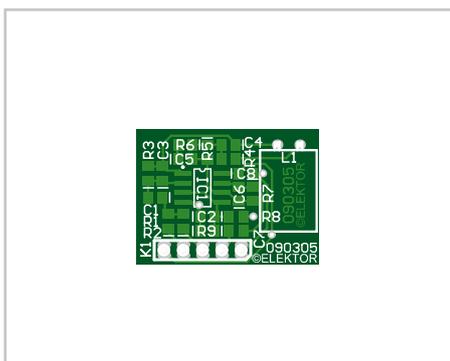
Pour apprécier l'effet du circuit de préaccentuation, nous avons mesuré la courbe de fréquence à la sortie d'un petit récepteur de radio. Le résultat est visible dans le graphique (1 = sans préaccentuation, 2 = avec). Il est évi-



l'émetteur ou à côté.

Si on utilise le circuit de préaccentuation, il faut supprimer de l'émetteur R1 et R2. Avec le circuit placé au dos de l'émetteur, le rayonnement de l'émetteur apparaît perturbé et il vaut mieux utiliser un fil séparé comme antenne (un via se trouve opportunément près de C4).

dent que les composantes à haute fréquence ont été atténuées par le filtre de désaccentuation du récepteur. Avec le circuit de préaccentuation connecté sur l'émetteur, on voit une courbe à peu près droite à partir de 1 kHz. La bosse vers 100 Hz est une sorte de *bass-boost* introduite par le récepteur pour rendre la sonorité plus flatteuse. Les deux condensa-



List des composants

Résistances

- (toutes en CMS 0805)
 R1, R2 = 22 k Ω
 R3 = 10 k Ω
 R4 = 100 Ω
 R5, R7 = 15 k Ω
 R6 = 3k3
 R8, R9 = 100 k Ω

Condensateurs

- C1, C7 = 4 μ 7/10 V
 C2, C8 = 100 nF
 C3, C6 = 47 pF
 C4 = 2n2
 C5 = 2n7

Semi-conducteurs

- IC1 = TLC082CD SO8 (Farnell réf. 8453713)

Divers

- L1 = 33 mH, p.ex. 22R336C Murata Power Solutions (Farnell réf. 1077046)

teurs de couplage du circuit de préaccentuation remontent quelque peu la fréquence de coupure basse, mais cela ne se remarque pas en pratique. La consommation de l'émetteur est augmentée par ce circuit de 2 mA à quelque 5 mA.

(090305-1)

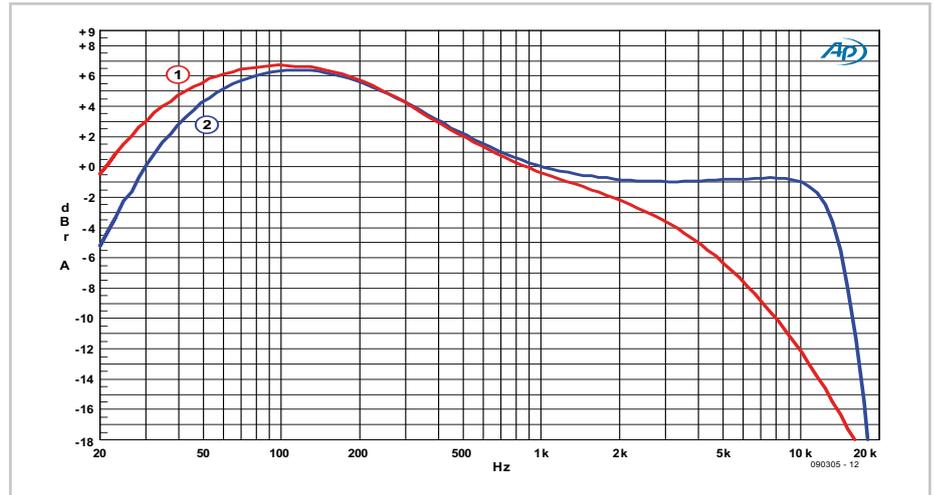
Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090305

Téléchargements & Produits

Circuit imprimé

090305-1 Dessin de platine à télécharger / disponible via www.elektor.fr/090305



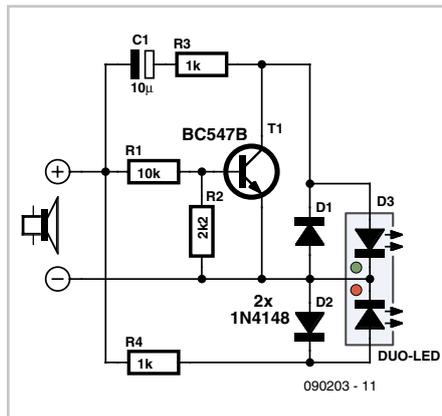
Wattmètre audio amélioré



Michiel Ter Burg (Pays-Bas)

Suite au wattmètre audio rustique publié dans le numéro double 2008, l'auteur a développé une version plus sensible. Normalement, on ne produit rarement plus de 1 W de puissance audio à la maison. C'est seulement quand on veut faire entendre aux copains la puissance de son ampli que l'on arrive à des crêtes au-dessus de 10 W.

Le montage présenté ici fait allumer la LED duo en vert à une puissance appliquée d'environ 0,1 W sous 8 Ω (0,2 W sous 4 Ω). Ceci dépend un peu de la LED utilisée. Il faut obligatoirement utiliser un modèle à faible courant. Le condensateur est d'abord chargé par D1 et ensuite déchargé par la LED verte. C'est



ce doubleur de tension qui a permis d'augmenter la sensibilité du montage. Au-dessus

1 W le transistor entrera en conduction, ce qui limitera le courant dans la LED verte. À cette puissance la LED rouge conduit déjà assez pour obtenir une couleur orangée à la LED duo. Au-dessus 5 W c'est la LED rouge qui dominera la couleur.

Il est bien sûr possible d'utiliser deux LED à faible courant à la place de la LED duo, mais dans ce cas il n'est plus possible d'obtenir le mélange orangé. Utilisez un générateur à sortie couplée en CC si vous voulez tester le montage, un condensateur à la sortie du générateur faussera les résultats.

(090203-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090203

Commande de ventilateur pour salle de bain



Heino Peters (Pays-Bas)

Dans beaucoup de salles de bain, il y a un ventilateur qui évacue la vapeur à l'extérieur pendant qu'on prend sa douche. Un tel extracteur peut être couplé en parallèle sur l'éclairage, mais alors il va aussi se mettre en marche quand vous voulez seulement vous brosser les dents. Plus évolué, c'est le ventilateur muni d'un détecteur d'humidité. L'inconvénient, c'est qu'il risque de ne commencer à tourner que lorsqu'il fait déjà trop humide. C'est pourquoi nous avons pensé à un circuit qui se base sur la température de la conduite d'eau chaude de la douche. Dès qu'elle chauffe, le ventilateur démarre. Et comme le tuyau res-

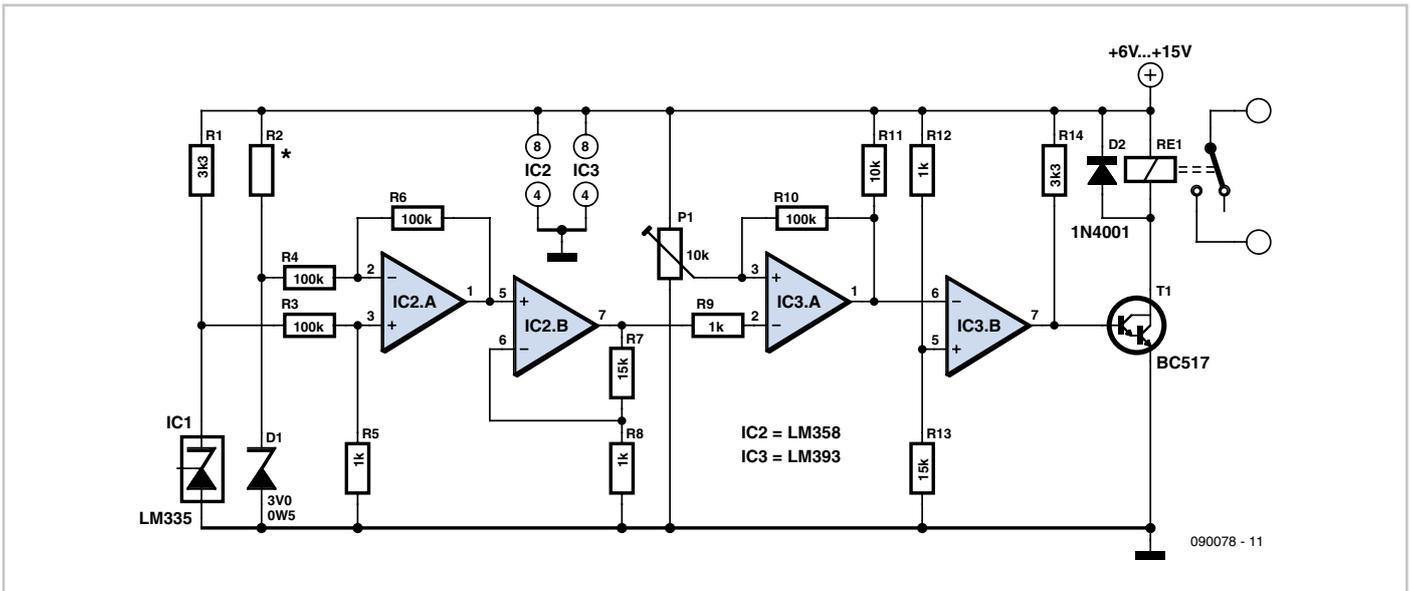
tera chaud quelques minutes après la fin des ablutions, il aura tout loisir d'éliminer le restant de vapeur, sans pour autant continuer à tourner sans nécessité. L'avantage, naturellement, c'est qu'il ne se rendra compte de rien si quelqu'un utilise l'eau chaude ailleurs.

Comme capteur de température, nous utilisons un LM335, qui fournit une tension de sortie égale à 10 mV par Kelvin. À une température de 30 °C elle vaut 3,03 V, à 50 °C c'est 3,13 V et ainsi de suite. Nous voulons que le ventilateur s'enclenche à une température située entre 40 et 50 °C. Pour y arriver avec précision, commençons par corriger le domaine de réglage, sinon, nous risquons des instabilités de commutation parce que

les différences de tension à la sortie de IC1 sont relativement faibles.

IC2 reçoit de IC1 une tension de précisément 3,0 V. La diode Zener D1 est là pour s'affranchir de la tension d'alimentation utilisée. Il faut choisir R2 en fonction de cette tension de manière à faire circuler à travers D1 environ 5 mA. Sous une tension d'alimentation de 6 V, on utilisera donc 600 Ω (560 Ω conviendront bien), sous 15 V, on trouve 2 400 Ω, ce qui donne en pratique 2,2 kΩ. Arrondissez plutôt vers le bas que vers le haut.

IC2.B amplifie d'un facteur 16 (= (R7+R8)/R8) la tension obtenue de IC2.A. Il en découle que, sur la sortie de IC2.B, on trouvera une tension de 0,48 V à 30 °C, de 2,08 V à 40 °C et de



3,68 V à 50 °C. Alors, IC3.A compare cette tension avec celle programmée sur P1. Comme la tolérance sur la valeur de la résistance produit une certaine dérive, mieux vaut ajuster la position de P1 par expérience. Pour commencer, on s'arrange pour avoir 2,5 V sur le curseur de potentiomètre, ce qui correspond théoriquement à 42,6 °C. Dès que la conduite d'eau chaude a atteint une température suffisante, la sortie de IC3.A passe au niveau bas. La résistance R10 veille à produire une hystérésis à la sortie de IC3.A de manière à abais-

ser légèrement la tension sur le curseur du potentiomètre pour que la sortie de IC3.A passe franchement au niveau bas. IC3.B fonctionne en inverseur, il commande T1 pour exciter le relais et faire démarrer le ventilateur. Après refroidissement du tuyau, le relais retombera et le ventilateur s'arrêtera. Si vous trouvez que cela va trop vite, vous pouvez diminuer la valeur de R11 à 33 kΩ, par exemple. Cela augmentera l'effet d'hystérésis. Le circuit consomme peu de courant et sa tension d'alimentation n'est pas critique.

Vous pouvez utiliser par exemple le bloc recharge d'un ancien téléphone mobile, par exemple. Si la tension d'alimentation chute un peu lors de l'enclenchement du relais, cela n'a pas beaucoup d'importance. La tension sur le curseur de P1 en est quelque peu diminuée et du même coup, on augmente légèrement l'hystérésis sur IC3.A.

(090078-1)

Liens Internet

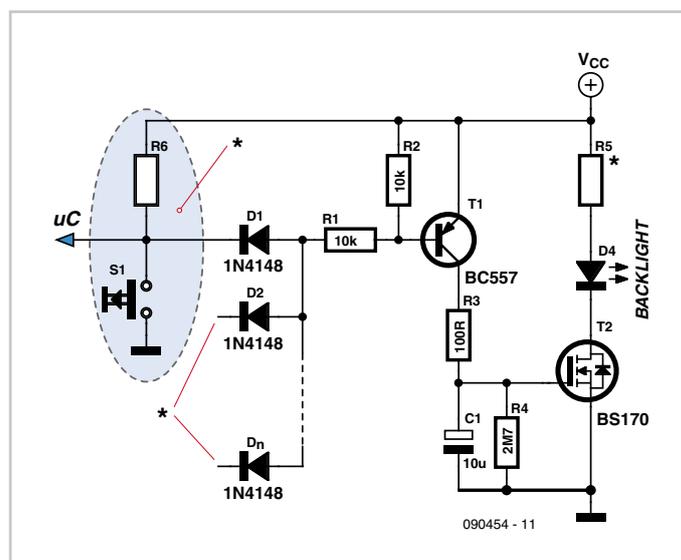
[1] www.elektor.fr/090078

Temporisateur pour rétroéclairage



Clemens Valens (Elektor France)

Beaucoup d'appareils sont équipés d'un afficheur à cristaux liquides (LCD). Qui dit LCD, dit rétroéclairage, l'option si utile pour bien visualiser le message affiché. Pour les appareils dont on ne scrute pas continuellement l'afficheur il n'est pas nécessaire que le rétroéclairage reste allumé tout le temps, souvent quelques secondes suffisent pour lire l'afficheur. Cela fait économiser un peu d'énergie et durer la vie du rétroéclairage. Les appareils équipés d'un LCD possèdent aussi un processeur et il est donc possible d'implémenter une fonction qui pilote le rétroéclairage directement dans le logiciel du processeur. Il arrive parfois qu'il n'est pas possible d'implémenter une telle fonction dans le microcontrôleur, parce que toutes les broches du contrôleur



Un montage à LCD possède en général au moins un bouton poussoir qui, dans le plupart des cas, tire une entrée du microcontrôleur vers le 0 V quand il est actionné. Si ce bouton n'existe pas, on peut le rajouter. Nous pouvons utiliser le signal du bouton pour contrôler le rétroéclairage. Dès que l'on appuie sur le bouton, le rétroéclairage est activé, puis désactivé quelques secondes plus tard grâce au temporisateur. Avec une porte OU il est possible d'utiliser plusieurs boutons pour déclencher le temporisateur.

La réalisation d'un tel temporisateur ne demande pas beaucoup de composants. La porte OU est constituée d'une résistance de rappel R1+R2 et d'autant de diodes qu'il y a de boutons. Grâce aux diodes le transistor T1 conduit pendant que l'on appuie sur l'un

des boutons, le condensateur C1 est donc chargé, le MOSFET T2 conduit et le rétroéclairage est allumé. Parce que la valeur de R3 est petite, le condensateur C1 se charge très vite et même un appui très court sur l'un des boutons suffit pour déclencher le temporisateur. Quand le bouton est relâché, T1 bloquera et C1 se décharge lente-

ment et uniquement par R4, car T2 présente une impédance très élevée. Quand la tension sur la grille de T2 est assez basse, ce transistor bloquera et le rétroéclairage s'éteint. Le temps que le rétroéclairage reste allumé après que tous les boutons ont été relâchés est d'environ $R4 (\Omega) \times C1 (F)$ secondes.

Bien sûr, ce montage peut aussi servir pour d'autres applications et il peut commuter autre chose qu'une LED, un relais par exemple. La valeur de R5 dépend de la charge à commuter. Pour une LED et une tension d'alimentation de 5 V une valeur d'environ 300 Ω suffira.

(090454-I)

Témoin secteur

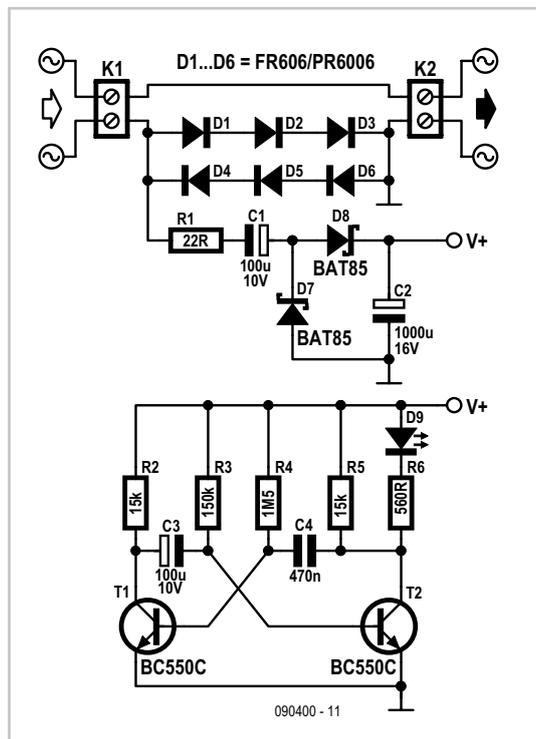
Ton Giesberts (Labo Elektor)

Certains appareils électroniques en fonctionnement ne signalent pas leur état de branchement sur le secteur. Ce peut être le cas d'un affichage si l'éclairage est éteint. Mais aussi, sur un appareil dont la consommation n'atteint pas 10 W, le témoin secteur n'est pas obligatoire. Donc, on oublie facilement de l'éteindre. Si l'on veut savoir si l'appareil consomme encore ou avoir une indication qu'il est sous tension, sans pour autant devoir l'ouvrir pour le modifier, alors ce circuit offre une solution.

Une possibilité de détecter le courant du secteur et se procurer une tension indépendante de la charge et assez constante, c'est de former deux rangs de diodes assemblés tête-bêche (anti-parallèle), le tout en série avec le raccordement au secteur. On a choisi des diodes de 6 A qui peuvent supporter un (et un seul) pic de courant de 200 A. Cette caractéristique est essentielle lors de la mise sous tension. Avantage des diodes choisies, leur chute de tension augmente en courant fort, pour 6 A on est à 1,2 V. Cela permet en plus de se faire une idée de la puissance consommée en observant la luminosité de la LED (aux puissances très basses).

Nous utilisons la tension aux bornes de ces diodes comme source pour alimenter la LED. Pour rendre le circuit plus sensible nous l'avons construit avec C1, D7, D8 et C2 en doubleur de la tension sur D1 à D6. On utilise de la sorte les deux alternances du courant alternatif. Ici, ce sont des diodes Schottky qui sont utilisées pour perdre le moins possible de tension dans la cascade.

Il nous a paru plus intéressant aussi de faire clignoter la LED. Cela permet de fournir davantage de courant à la LED pendant un bref instant et d'augmenter sa brillance pour qu'elle soit suffisante à très faible charge. Elle reste éteinte pendant à peu près 5 secondes et s'allume une demi seconde. Supposons un courant de 2 mA pour une bonne luminosité



3 V, le courant moyen avoisinera 0,5 mA (LED allumée 2,7 mA, éteinte 0,2 mA). La cellule C4 et R4 détermine le temps de conduction de la LED : 0,5 à 0,6 s). Le temps d'extinction dépend lui de C3 et R3 et fait un rien moins que 5 s. Théoriquement, cette période vaut $R \times C \ln 2$, mais en raison de la petitesse de la tension, en pratique, elle s'écarte légèrement de la valeur théorique.

Les diodes D1 à D6 ne doivent pas supporter de hautes tensions, la tension de pointe ne fait que quelques volts en raison de leur disposition tête-bêche. Il y a lieu de comparer la perte de tension qu'elles occasionnent à la grandeur absolue de la tension du secteur. La seule chose qui réclame l'attention, c'est la charge maximale permise. À plus de 1 kW, il faut utiliser de plus grosses diodes. En outre, à de telles fortes puissances, un refroidissement des diodes serait nécessaire.

Des mesures sur D1 à D6 donnent pour résultat que sous un courant de 1 mA, la chute de tension par diode est de 0,4 V environ. Nous avons fixé comme objectif que le circuit devait donner une indication convenable à partir de 1 mA. C'est réussi, mais une bonne LED à basse consommation est bien nécessaire.

Toute votre attention SVP : en totalité, le circuit est relié à la tension du secteur ! Ne travaillez jamais sur le circuit tant que la fiche est branchée. La manière la plus simple d'enfermer le circuit est de le mettre dans une petite boîte semi transparente de la même couleur que la LED. Pour les câbles secteur, en entrée comme en sortie, vers une petite boîte de dérivation, par exemple, il faut utiliser

des blocages anti-traction de bonne qualité. L'isolation de la LED elle-même n'est pas suffisante pour satisfaire à une quelconque classe d'isolation. Il doit être impossible de toucher la LED et elle ne peut pas percer le boîtier.

(090400-I)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090400

Transformez votre oscilloscope en réflectomètre



Christian Tavernier (France)

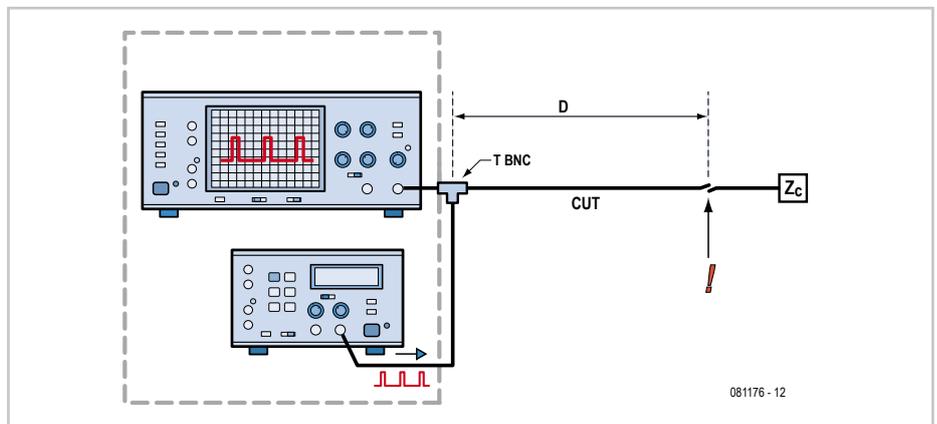
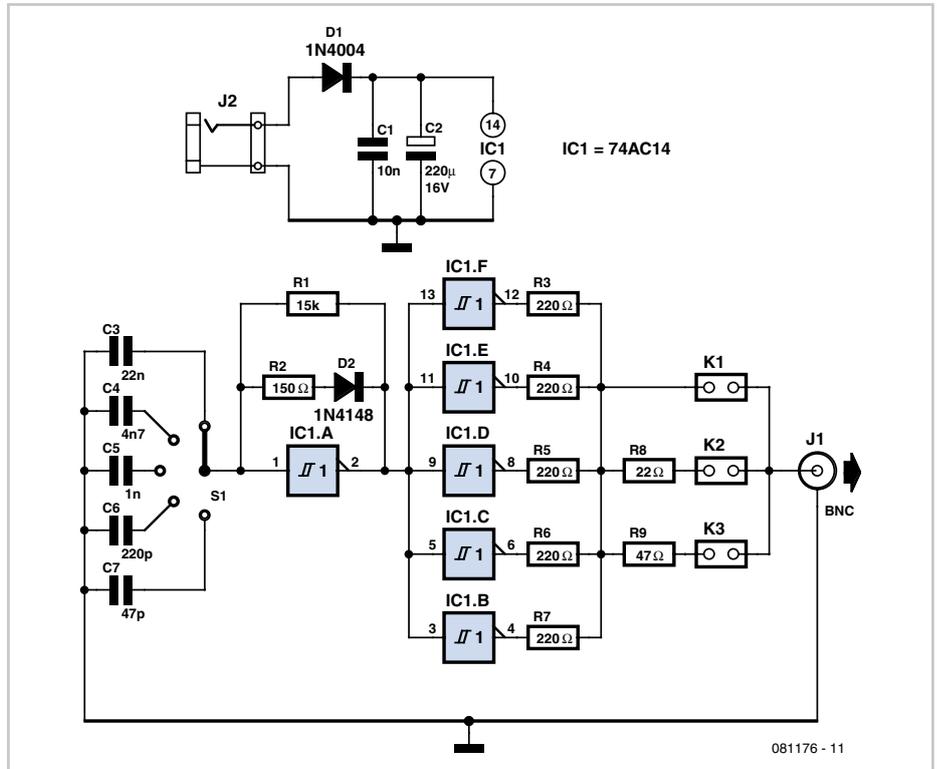
Si vous ne connaissez pas la théorie des lignes accordées, un réflectomètre doit vous sembler être un appareil magique. En effet, vous pouvez grâce à lui savoir automatiquement à quelle distance de l'extrémité d'un câble se trouve un défaut sans devoir y accéder physiquement. Il s'utilise en effet comme indiqué dans la figure.

Un générateur, connecté tout à la fois à un oscilloscope et au câble à tester (CUT, *Cable Under Test*), envoie sur celui-ci des impulsions à flancs très raides. La théorie des lignes nous enseigne alors que, si le câble est raccordé sur son impédance caractéristique, et donc s'il est en bon état, aucune impulsion n'est réfléchiée par celui-ci. L'oscilloscope ne visualise donc que l'impulsion émise.

Par contre, si le câble est désadapté, que ce soit par un court-circuit ou par un circuit ouvert (câble coupé), l'impulsion envoyée est victime de réflexions parasites et l'écran de l'oscilloscope affiche alors deux impulsions : celle émise et celle réfléchiée, et la simple mesure du temps qui les sépare permet de savoir précisément à quelle distance de l'extrémité se trouve le défaut.

Un tel appareil rend évidemment de grands services aux professionnels qui n'ont alors plus besoin de changer en aveugles de grandes longueurs de câbles puisqu'ils peuvent localiser très facilement l'emplacement du défaut, mais il est également intéressant pour les amateurs lors de la réalisation de câblage réseau par exemple ou bien encore pour savoir à quel endroit le câble de descente de l'antenne TV est coupé.

Hélas, un réflectomètre est généralement hors de portée de l'amateur en raison de son prix excessif car, pour réaliser un appareil autonome, il intègre habituellement le générateur d'impulsions à l'oscilloscope et lui associe en outre une partie microinformatique chargée du calcul de la distance du défaut. Pour peu que vous possédiez déjà un oscilloscope et que vous acceptiez de faire une règle de trois avec votre calculatrice, nous vous proposons aujourd'hui de réaliser un tel réflectomètre pour une vingtaine d'euros environ. Et ne vous attendez pas à ce que, pour ce prix là, ce soit un appareil au rabais. Il vous permettra en effet de réaliser les mêmes mesures que ses homologues professionnels comme le montrent, à titre d'exemples, les oscillogrammes qui illustrent cet article.



Notre réflectomètre ne comporte qu'un seul circuit intégré, en l'occurrence un sextuple inverseur en technologie AC (Advanced Cmos). IC1.A est monté en oscillateur astable de rapport cyclique très faible grâce à la diode D2. Il génère ainsi des impulsions très fines à une cadence relativement basse. La largeur de ces impulsions est réglable via S1 sur différentes valeurs fixes. En effet, pour les câbles les plus courts il faut disposer d'impulsions très brèves, faute de quoi l'impulsion réfléchiée arrive avant que ne soit terminée celle qui est émise, et le tracé affiché par l'oscilloscope est illisible. Pour les câbles plus longs par contre, l'énergie des impulsions

très brèves est insuffisante pour disposer d'un signal réfléchi d'amplitude bien visible, et il faut donc recourir à des impulsions plus larges et donc de plus haute énergie. Afin d'attaquer le câble dans de bonnes conditions et sous une impédance aussi proche que possible de son impédance caractéristique, les cinq autres inverseurs contenus dans IC1 sont montés en parallèle. L'impédance de sortie du montage est donc déterminée par celle de cet ensemble à laquelle on peut ou non ajouter R8 ou R9 selon que K1, K2 ou K3 est mis en place. On dispose ainsi de trois impédances de sortie : 50 Ω avec K1, 75 Ω avec K2 et 100 Ω avec

K3, afin de pouvoir adapter le montage aux câbles les plus courants.

L'alimentation doit avoir lieu sous une tension de 6 V provenant d'une alimentation de laboratoire si l'on travaille en atelier ou bien d'un pack de 4 piles de 1,5 V lors d'une utilisation autonome. La diode D1 protège le montage des inversions de polarité.

Afin de conférer à notre réflectomètre un fonctionnement stable, seul à même de garantir des mesures précises, nous vous conseillons de le réaliser sur la platine que nous avons dessinée [1]. Elle présente l'avantage de minimiser le câblage puisqu'elle supporte directement J1 et S1. Ce dernier est un modèle vertical à implanter sur circuit imprimé commercialisé par Lorlin sous la référence PT6422/BMH.

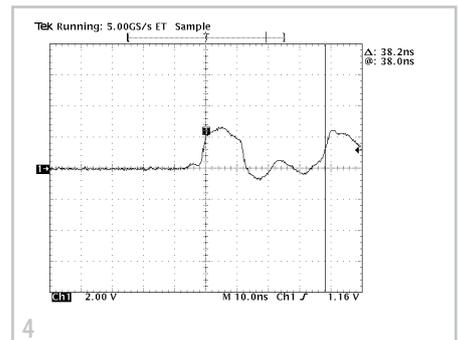
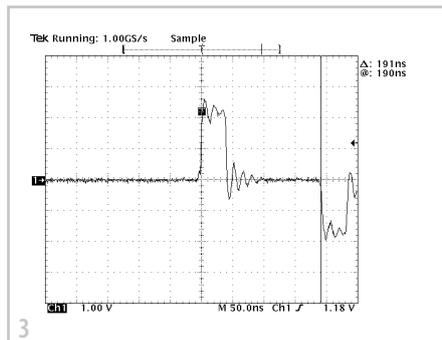
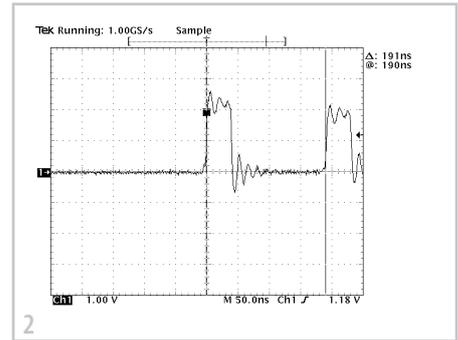
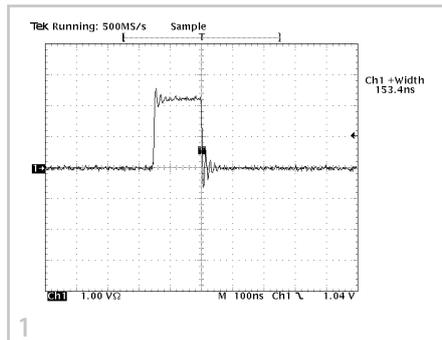
Bien que la sortie ait lieu via une prise BNC, notre montage n'est pas destiné qu'aux seuls câbles coaxiaux puisque l'on peut ajuster son impédance de sortie via K1, K2 et K3. Pour les autres types de câbles vous utiliserez donc un adaptateur BNC adéquat. Ceci étant, l'utilisation de l'appareil est fort simple et se déroule de la façon suivante.

Mettez en place K1 (50 Ω), K2 (75 Ω) ou K3 (100 Ω) en fonction de l'impédance du câble à tester. Raccordez le montage à l'entrée d'un oscilloscope et au câble à tester au moyen d'un T approprié comme schématisé dans le synoptique. Puis, mettez le montage en marche avec S1 en position 1 par exemple et réglez l'oscilloscope de façon à voir l'impulsion émise.

Si le câble est en bon état et correctement raccordé, vous ne verrez que cette seule impulsion comme indiqué sur l'**oscillogramme 1**. Si le câble est coupé, c'est-à-dire encore en circuit ouvert, vous verrez une impulsion réfléchie de même polarité que l'impulsion émise comme le montre l'**oscillogramme 2**. Si le câble est en court circuit, vous verrez une impulsion réfléchie de polarité inverse de celle de l'impulsion émise comme le montre l'**oscillogramme 3**.

Dans les deux derniers cas, il vous suffira de mesurer le temps qui s'écoule entre les fronts montants des deux impulsions (191 ns dans notre exemple) pour déterminer à quelle distance de l'extrémité du câble se trouve le défaut. En effet, il faut savoir que les signaux se propagent environ à 200 m/μs dans du câble coaxial et que l'impulsion doit faire un aller et retour jusqu'au défaut. La distance est ainsi fournie par la relation $D = (V \times T) / 2$ avec D la distance en mètres, V la vitesse dans le câble en m/μs et T le temps entre les deux fronts montants exprimé en μs. Dans notre cas le défaut était localisé à 19,1 m de l'extrémité du câble puisque le temps mesuré était de 191 ns.

Notez que, si le défaut n'est pas franc ou bien encore pour les impulsions les plus courtes



générées par le montage, les signaux peuvent être assez fortement déformés comme le montre l'**oscillogramme 4**. La mesure du temps entre les deux fronts montants reste cependant tout à fait réalisable comme le montre cet exemple réalisé dans le cas d'un défaut localisé à 3,8 m de l'extrémité du câble. Enfin, si vous voulez vraiment faire des mesures précises, sachez que vous pouvez utiliser la « vraie » valeur de la vitesse de propagation des signaux dans votre câble au lieu de la valeur moyenne indiquée ci-dessus. Il

suffit pour cela de consulter la fiche technique de ce dernier où elle doit, en principe, être mentionnée.

(081176-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/081176

Téléchargements & Produits

Platine

081176-1 Dessin de la platine disponible sur www.elektor.fr/081176

List des composants

Résistances

R1 = 15 kΩ
R2 = 150 Ω
R3 à R7 = 220 Ω
R8 = 22 Ω
R9 = 47 Ω

Condensateurs

C1 = 10 nF
C2 = 220 μF / 15 V
C3 = 22 nF
C4 = 4,7 nF
C5 = 1 nF
C6 = 220 pF
C7 = 47 pF

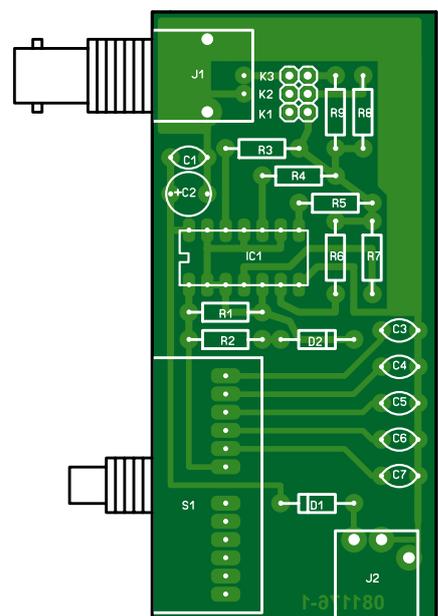
Semi-conducteurs

D1 = 1N4004
D2 = 1N4148
IC1 = 74AC14 (Farnell 1014022)

Divers

J1 = Connecteur BNC
J2 = Connecteur d'alimentation
K1 à K3 = Barrette sécable (1x2)

S1 = Commutateur à 5 positions Lorlin PT6422/BMH (Farnell 1123675)



Temporisateur longue durée

avec un ATtiny2313

Jürgen Stannieder (Allemagne)

Ce circuit temporisateur commande une charge sous 12 V dans une installation solaire, après une pression de touche pour la durée inscrite dans le microcontrôleur. Après écoulement du temps un relais bistable déconnecte la charge et le circuit temporisateur de l'alimentation 12 V. La durée souhaitée peut être réglée dans le code source du microcontrôleur.

Après la pression sur la touche S1, la bobine L1 du relais est sous tension et le relais connecte l'utilisateur. Comme le relais est bistable, il reste dans la position atteinte. Maintenant que le régulateur 78L05 (ou une version à faible tension de déchet) est aussi sous tension, le μC reçoit ses 5 V. Il exécute le programme Timer jusqu'à ce que la durée programmée se soit écoulée. Après écoulement de 90% de la durée, la LED d'avertissement D2 s'allume pour signaler que l'utilisateur sera bientôt



déconnecté. Naturellement cette durée aussi se programme dans le micrologiciel.

Quand le temps est passé, le μC passe une sortie (broche 7) au niveau haut et excite ainsi un optocoupleur CNY17-3 qui applique 12 V à la bobine L2 du relais. Le relais retombe en position arrêt et déconnecte le 12 V de l'utilisateur et en même temps du microcontrôleur, puisqu'il était alimenté par le même contact du relais.

Dans son prototype, l'auteur a utilisé un afficheur LCD 16x2 en version miniature HMC16223SG (52 x 20 mm). On peut aussi

bien utiliser une version standard avec contrôleur compatible HD44780, ou encore se passer d'afficheur et supprimer les lignes correspondantes du texte source.

L'écran LCD affiche sur la ligne supérieure la durée en secondes inscrite dans le programme, sur la ligne inférieure le temps déjà écoulé depuis la pression sur la touche. La fenêtre de programme représentée montre la configuration de l'écran avec BASCOM-AVR. Le code source du programme est disponible au téléchargement sous [1]. Remarquons encore que P1 sert seulement au réglage du contraste de l'afficheur. Si l'écran n'affiche rien, essayez de le tourner...

(080584-1)

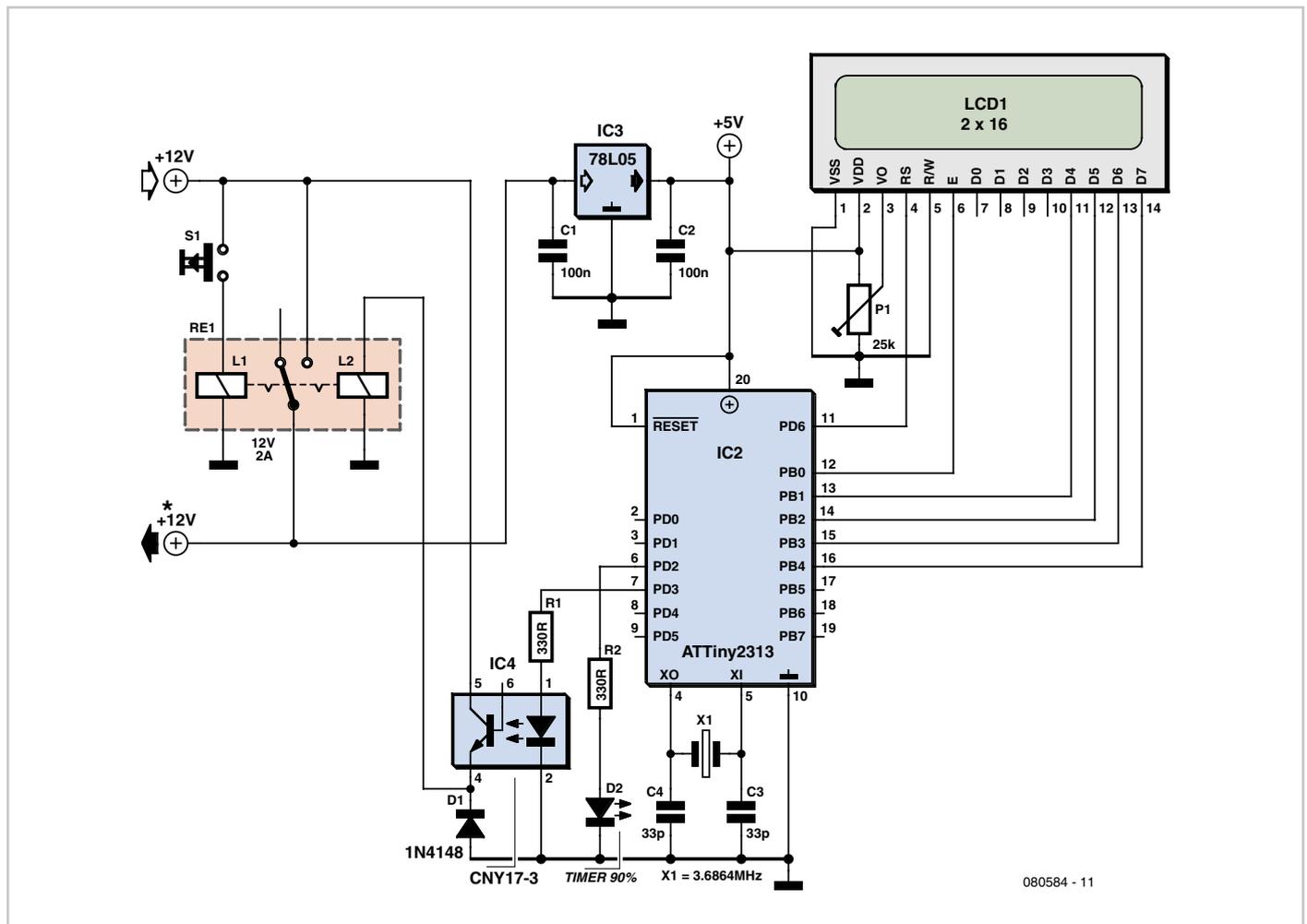
Liens Internet

[1] www.elektor.fr/080584

Téléchargements & Produits

Logiciel

080584-11 Codes source et fichier(s) Hex



080584 - 11

Poussez vos haut-parleurs plus loin



Consultez notre site Internet pour plus d'informations sur la nouvelle offre

DISTRIBUTEUR POUR L'EUROPE | tel. +31 (0)595 49 17 48
fax +31 (0)595 49 19 46
info@eltim.eu | www.eltim.eu



Ordinateur Multitâches
Avec
Ecran 1 /4 VGA Tactile



270 ht

- ✓ Tiny Tiger ou Tiny Tiger 2
- ✓ Ecran tactile Analogique de 120 x 90 mm
- ✓ 1 /4 VGA 320 x 240 pixels Bleu /Blanc
- ✓ RS232, RS485/RS422 , Ethernet, Usb , CAN V2.0
- ✓ Alimentation continue entre 8 et 30 V, RTC
- ✓ 2 Entrées analogiques 0 à 10 V, 0 à 20 mA
- ✓ Clavier MF2, son, Bus Tiger X 64 K de ports

EBCONNECTIONS 3 Rue St Vincent Paul
89420 Ragny
Tél : 0820 900 021
Fax : 0820 900 126
www.ebconnections.com
Sont également disponibles

Composants USB Maître Esclave

Composants RFID 13,56 MHz

L'équipement PRO pour votre Profiler existante

NOUVEAU

➔ **Fraisage 3D, perçage et gravure de qualité professionnelle**

Fraisage 3D, G-code, fraisage de circuits imprimés : grâce à une nouvelle carte contrôleur avec un puissant processeur ARM et à un axe Z plus robuste avec tête flottante, vous pouvez convertir votre Profiler existante en une version professionnelle. Le logiciel aussi est adapté et apporte un lot d'améliorations et de nouvelles fonctions.



- Contrôleur 3D câblé et testé (nouveau logiciel « ColiDrive » inclus) 380,00 €
- Axe Z (avec tête flottante) 454,00 €
- Tête de gravure (pour un fraisage de précision) 295,00 €

TVA incluse, port en sus.

Informations complémentaires, téléchargement gratuit, vidéo de démonstration et conditions sur

www.elektor.fr/profilerpro

PC-Engine RGB Amplifier



Marco Bettiol (Belgique)

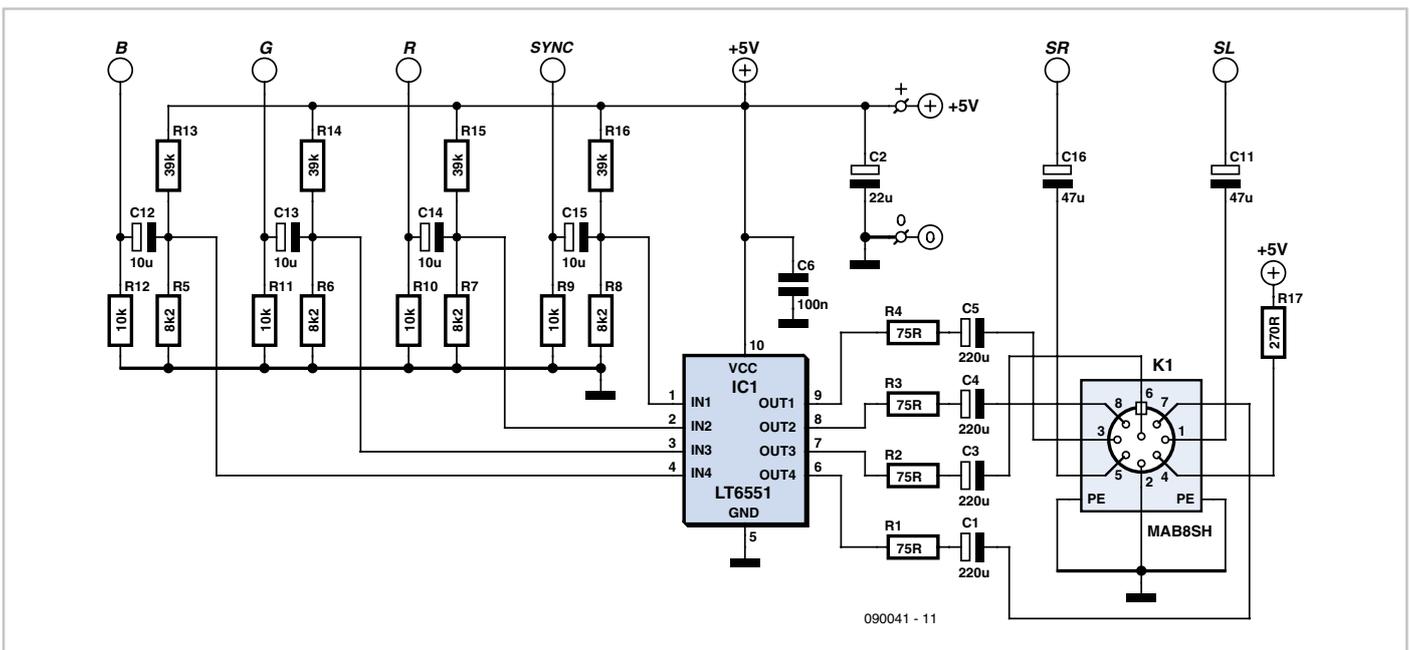
La PC-Engine [1] est une console de jeu 8 bits fabriquée par NEC/Hudson Soft et sortie au Japon en 1987. En terme d'unité de vente, elle surpasse durant quelques temps Nintendo et sa célèbre Famicom (NES sous nos latitudes). Malgré ce succès, elle n'est jamais distribuée en Europe de manière officielle. Seule la société Sodipeng entreprend de la commercialiser, mais cela reste assez confidentiel. Actuellement, les personnes qui désirent rejouer avec cette excellente machine se retrouvent face à un problème d'incompatibilité de signaux vidéo, la sortie vidéo NTSC de

tension situé à l'arrière de la machine. Ce port fournit aussi les signaux sonores gauche et droite ainsi qu'une alimentation de 5 VCC. Bien que les signaux RVB aient une tension standard de 0,7 V crête on ne peut directement les diriger vers le téléviseur car le HUC6260 n'est pas en mesure de piloter une charge de 75 Ω. C'est ici que nous sortons notre fer à souder, l'oscilloscope et la calculatrice !

Le principe de ce montage est très simple et repose sur l'utilisation d'un seul circuit, le LT6551 de Linear Technology. Le composant comprend quatre amplificateurs vidéo

chro, R10, 11 et 12 pour RVB. Ensuite, il faut se débarrasser de la composante continue de 3,6 V et fixer les signaux RVB à un niveau plus adapté. En effet, si le signal est amplifié sans modifications, l'amplification inévitablement. Le choix d'un niveau correct est donc primordial pour ne pas fausser le rendu de l'image à transmettre. Les condensateurs C12 à C15 s'occupent de faire la liaison et seule la composante alternative du signal utile passe à l'étage suivant.

Il faut maintenant fixer ce signal alternatif, le clamber, à un niveau optimal. Les caractéristiques du LT6551 nous proposent une plage d'entrée de 0 à 2,5 V maximum sous 5 V (voir



la PC-Engine n'étant pas compatible avec nos téléviseurs PAL/SECAM. La seule manière de pouvoir utiliser cette console et d'obtenir une image en couleurs est de se connecter directement sur le processeur vidéo (le HUC6260) qui fournit les signaux primaires rouge, vert, bleu et la synchro. Par chance, ces signaux sont directement disponibles sur le port d'ex-

distincts avec un gain fixe de 6 dB. Ce circuit est disponible au format MSOP ce qui permet de diminuer la taille globale du montage. Les signaux RVB plus synchro sont directement pris sur le port d'extension. Nous fixons l'impédance d'entrée de notre circuit à 10 kΩ de manière à ne pas surcharger le HUC6260. R9 pour le circuit de syn-

la fiche technique). Le couple R5-R13, et les trois autres groupes identiques, créent des ponts diviseurs de tension. En choisissant des valeurs comme 8,2 kΩ et 39 kΩ, nous obtenons un point de fonctionnement autour de 0,86 V. Petit calcul de vérification : 0,7 V plus 0,86 V donne un signal maximum en entrée de 1,56 V.

Câblage de la prise péritel [2]	
Masse	4, 5, 9, 13, 17, 18, 21, (14)
R	15
V	11
B	7
Vidéo/Synch	20
Audio gauche	6
Audio droit	2
Commutation RVB	16

Port d'extension de la PC-Engine (ressemblant au DIN 41612) [3]	
A1	son gauche (SL)
C1	son droit (SR)
C2, 20	masse
A2, 21	+5 V
A23	rouge (R)
B23	vert (G)
C23	bleu (B)
C22	synchro (SYNC)

Il est important de choisir correctement la valeur du condensateur de liaison en fonction de la valeur de ces résistances. Ensemble, ils constituent un filtre passe-haut qui atténue le signal utile dans ses basses fréquences. La règle empirique nous demande de calculer ce filtre de manière à fixer la fréquence de coupure dix fois plus basse que la fréquence minimale à faire passer, 30 Hz dans notre cas, la fréquence de rafraîchissement d'une trame NTSC (25 Hz pour le PAL/SECAM). Nous prenons donc 3 Hz comme fréquence de coupure. L'équation pour la fréquence de coupure d'un filtre du premier ordre $f_c = 1/(2\pi RC)$ nous donne $C = 3.9 \mu F$ (avec $R = R5//R13 = 6775 \Omega$ et $f_c = 3 \text{ Hz}$) et nous choisissons une valeur proche supérieure, 10 μF par exemple. Le LT6551 amplifie le signal vidéo deux fois (6 dB) et nous retrouvons à ses bornes de

sortie un signal de 1,4 V ainsi qu'une composante continue. Un condensateur (C1, C3, C4, C5) supprime cette composante continue inutile et une résistance fixe l'impédance de sortie à la valeur standard de 75 Ω (R1 à R4). Cette impédance de sortie de 75 Ω est mise en série avec l'impédance de l'étage d'entrée du téléviseur de 75 Ω ce qui divise la tension par deux et le signal vidéo retrouve ainsi sa valeur standard de 0,7 V. Voilà pourquoi un ampli de gain de 6 dB s'imposait. Pour rendre la carte la plus compacte possible une embase DIN à 8 broches (plutôt qu'une connecteur péritel) regroupe les signaux RVB et la synchro. Les signaux de son sont aussi filtrés de toute composante continue et connectés sur les pins 1 et 3. Pour que le téléviseur commute sur ses entrées RVB, il faut lui fournir un signal de commande via la broche 16 de sa prise péritel. C'est le

rôle de la broche 4 de K1. Si la broche 16 de la prise péritel est connectée à 0 V (par sa résistance de rappel de 75 Ω par exemple), le téléviseur utilise l'entrée vidéo composite. De 1 à 3 V, le téléviseur commute sur le format RVB ($5 \text{ V} * 75/(75+270) = 1 \text{ V}$). Il ne reste plus qu'à assembler un câble-adaptateur mini-DIN 8 vers péritel en suivant le brochage du tableau.

Ce petit montage permet de nous rappeler que les jeux vidéo peuvent être générateurs d'activités très sérieuses et qu'en électronique rien n'est jamais choisi au hasard. Bon jeu !

(090041-1)

Liens Internet

- [1] <http://fr.wikipedia.org/wiki/PC-Engine>
- [2] <http://fr.wikipedia.org/wiki/Peritel>
- [3] <http://www.gamesx.com/misc/tech/pcebp.php>

Commande de vitesse d'extracteur

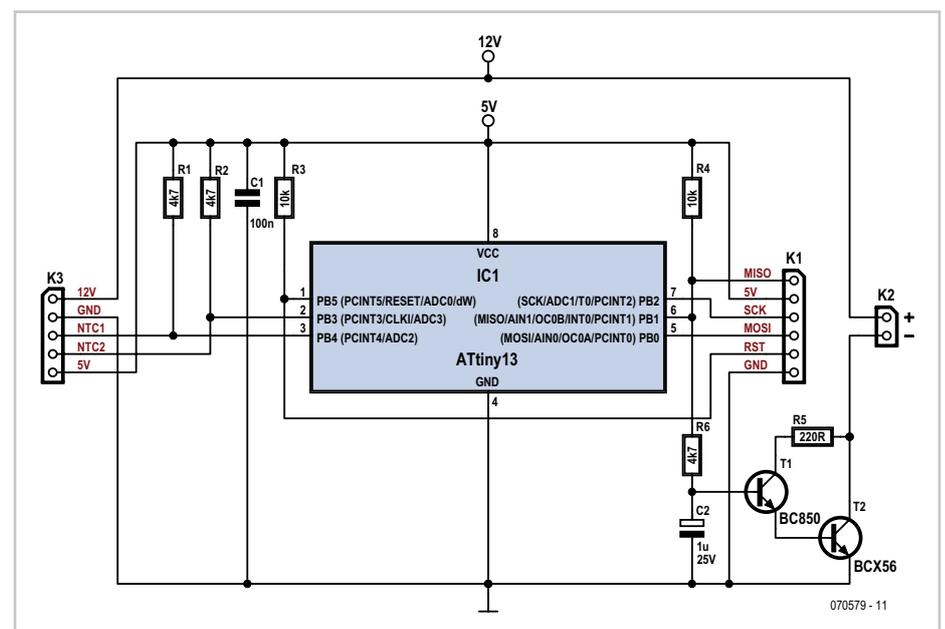


Andreas Vogel (Allemagne)

Ah ! Qu'il est doux de travailler avec un PC silencieux ! Ce n'est pas sans raison que l'on voit pulluler les sites Internet qui proposent des utilitaires et des accessoires pour rendre le PC moins bruyant. On peut déjà éliminer une source notoire de vacarme en remplaçant le ventilateur du processeur par un gros radiateur passif dont les ailettes sont judicieusement positionnées dans le courant d'air produit par l'extracteur de chaleur de l'alimentation secteur.

La spécification ATX prévoit aussi un radiateur passif, mais on peut encore en attendre d'avantage d'un tel projet, à condition de disposer d'une unité centrale à faible dissipation, spécialement en mode de veille. Les processeurs haut de gamme en technologie à 45 nm offrent à cet égard une très bonne opportunité. Bien entendu, la carte mère, le boîtier et l'alimentation secteur peuvent aussi y contribuer largement. Ce qui importe, c'est d'instaurer un flux d'air convenable sur le radiateur du processeur et autour de lui. Il y a encore malheureusement une légère difficulté qui peut finir par donner du souci. Le ventilateur de l'alimentation est d'habitude réglable, mais le thermomètre ne surveille pas spécifiquement la température du processeur.

La solution réside dans l'addition d'un contrôleur pour gérer l'extraction d'air chaud. Il devra mesurer la température de l'air dans l'alimentation, mais aussi celle du radiateur de l'unité centrale et régler la vitesse de rotation du ventilateur en fonction de la plus haute des deux. Dans ces conditions, on ne



risque pas « d'allumer » quoi que ce soit. Ces considérations ont amené l'auteur à développer une commande de vitesse de ventilateur d'usage général, qui possède son propre microcontrôleur (IC1), un ATtiny13 de chez Atmel. Il s'agit d'un petit contrôleur à 8 bits et autant de pattes, ce qui ne l'empêche pas de disposer de suffisamment d'entrées analogiques avec une résolution de 10 bits. Le circuit, on en a vite fait le tour : les résistances R1 et R2 servent à fournir le courant à deux résistances CTN de 10 k Ω dont l'autre borne est à la masse. La chute de tension sur chacune des CTN reflète la mesure de sa température. On applique ces tensions aux

entrées analogiques ADC2 et ADC3 du microcontrôleur. Selon la température la plus haute relevée, IC1 peut régler la vitesse de rotation parmi les dix programmées. Il le fait par une modulation de la largeur d'impulsions (MLI) sur la broche 6, laquelle attaque le circuit Darlington composé de T1 et T2. La MLI à une fréquence de 15 Hz est intégrée par R6/C2 de manière à ce que le ventilateur ne produise pas de bruit à la vitesse de commutation. Les tensions de 12 V et 5 V à brancher sur K3 peuvent aisément être prélevées sur une prise d'alimentation d'un lecteur de disquette inutilisé ou prévue pour un disque dur supplémentaire. K1 est une prise ordinaire à six

contacts pour la programmation en circuit du microcontrôleur. La résistance R4 sert uniquement à faire tourner l'extracteur à plein régime si jamais IC1 se plante ou si une panne survient.

Le circuit est tellement simple qu'il peut tenir aisément sur un bout de platine perforée et sera placé dans un petit boîtier en plastique. On collera ensuite une des deux CTN, n'importe laquelle, sur le radiateur du processeur en veillant à la tenir électriquement isolée. L'autre CTN devra être positionnée dans

le courant d'air déplacé par l'extracteur de l'alimentation secteur. Si celui-ci est réglé d'origine de façon autonome par sa propre CTN (ce que l'on remarque aisément), il est possible généralement de la remplacer par une résistance fixe. Essayez par exemple 1 kΩ.

Le micrologiciel pour IC1 a été rédigé en assembleur et peut en principe convenir aussi pour d'autres petits contrôleurs AVR de la série ATtiny.

(070579-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/070579

Téléchargements & Produits

Contrôleur programmé

070579-41 contrôleur ATtiny13

Logiciel

070579-11 Codes source et fichier(s) Hex

Séquenceur de mise en marche



Christian Tavernier (France)

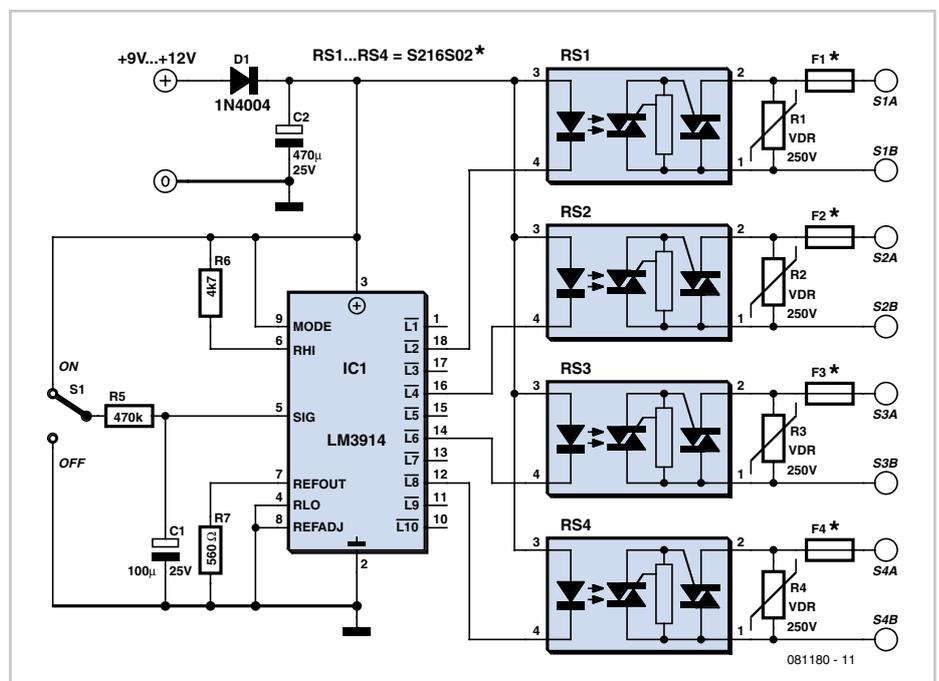
Que ce soit pour une installation de home cinéma ou de micro informatique, il est très fréquent de devoir mettre sous tension ou d'arrêter les divers appareils qui la composent dans un ordre bien déterminé ou tout au moins de façon automatique. La réalisation d'un tel automatisme est à la portée de tout électronicien digne de ce nom mais, à notre époque du « tout numérique », la majorité des schémas de ce type que l'on découvre dans les magazines ou sur les sites d'électronique amateur fait appel à un microcontrôleur. S'il s'agit là d'une solution logique, c'est le cas de le dire (!), et que l'on pourrait presque qualifier de solution de facilité ; elle pose problème à tous ceux d'entre vous qui ne sont pas (encore) équipés pour programmer de tels circuits. Nous avons donc décidé aujourd'hui de vous proposer une approche très différente puisque ne faisant appel qu'à un simple circuit intégré analogique fort répandu et peu coûteux et qui ne nécessite, bien sûr, aucune programmation. Notre montage utilise en effet comme « tête pensante » un ... LM3914 ; circuit bien connu de chez National Semiconductor que l'on destine habituellement à la réalisation de vumètres à LED.

Avant de voir le schéma retenu pour notre réalisation, rappelons que ce circuit dispose d'une entrée analogique et de dix sorties destinées à commander des LED. Il peut fonctionner en mode point, dans lequel les LED s'allument tour à tour, de la première à la dernière, en fonction de la tension d'entrée, mais où une seule LED est allumée à un instant donné. Mais il peut aussi fonctionner en mode barre (généralement c'est le mode utilisé par les vumètres) et dans cas les LED s'allument à la suite les unes des autres en fonction de la tension d'entrée de façon à former un ruban lumineux plus ou moins long. C'est dans ce dernier mode que nous allons

utiliser le LM3914 au moyen du schéma que nous vous invitons à découvrir.

Pour pouvoir commander les appareils alimentés par le secteur gérés par notre séquenceur, nous avons fait appel à des relais statiques, quatre dans notre exemple, étant entendu que vous pouvez modifier ce nombre dans un sens ou dans l'autre, avec un maximum de dix. Comme l'organe d'entrée d'un relais statique est une LED, ces derniers peuvent être commandés directement par les sorties du LM3914 puisqu'il est prévu pour

déterminer le courant injecté dans les LED par les sorties du LM3914. Il a été fixé ici à 20 mA puisque c'était la valeur attendue par les relais statiques choisis. La tension d'entrée du LM3914, appliquée à la patte 5, n'est autre que celle présente aux bornes du condensateur C1 et c'est là que réside toute l'astuce de ce montage. En effet, lorsque l'interrupteur est positionné du côté marche, C1 se charge lentement au travers de R5 et les LED des relais statiques placées en sorties s'allument les unes après les autres au fur et à mesure que cette tension progresse, mettant ainsi en marche les appa-



cela. Nous avons réparti ici nos relais sur les sorties L2, L4, L6 et L8 puisque nous n'en avons que quatre, mais vous pouvez choisir toute autre disposition selon que vous avez plus ou moins de relais.

La résistance R7, reliée à la patte 7 du LM3914,

reils commandés dans l'ordre de votre choix. Lors de l'arrêt, il suffit de basculer l'interrupteur pour que C1 se décharge dans R5 et que les LED s'éteignent dans l'ordre inverse de leur allumage, arrêtant à leur tour dans ce même ordre les appareils raccordés aux relais statiques. Facile n'est ce pas ?

est écologique, puisque les accumulateurs peuvent être rechargés, contrairement à une pile bouton type CR2035.

Les messages se créent à l'aide d'un fichier Excel dans lequel il suffit de compléter une zone avec des 0 ou des 1 en fonction du caractère que l'on souhaite afficher. Le fichier donne alors directement le code en hexadécimal pour la constante correspondante. Ce fichier est bien sûr disponible dans le télé-

chargement qui accompagne cet article [1]. L'utilisation du montage est aussi simple que son principe de fonctionnement. Un appui bref sur le bouton poussoir lance la séquence pour afficher le mot. Il suffit alors simplement de synchroniser ses mouvements avec l'appui sur le bouton. Pour pouvoir bien lire le mot, il est préférable de répéter cette opération. Plusieurs mots peuvent être enregistrés dans la mémoire flash du PIC (dans la limite de la

capacité de cette dernière, bien entendu). Pour passer au mot suivant il faudra presser le poussoir durant au moins 0,6 s. Le rendu sera d'autant mieux que le niveau d'éclairage ambiant sera faible.

080441-1

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/080441

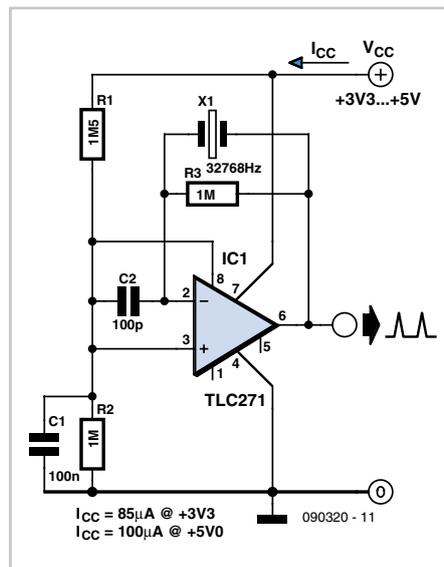
Oscillateur à quartz à faible consommation



Rainer Reusch (Allemagne)

Un oscillateur à quartz pour circuits numériques consiste usuellement en un oscillateur de Pierce avec un inverseur. L'inverseur fonctionne comme amplificateur linéaire et nécessite un peu plus de courant. Un oscillateur à quartz peut être aussi basé sur un amplificateur opérationnel ! Si la fréquence est très basse, par exemple 32.768 Hz (quartz de montre), un ampli op à faible consommation un peu plus lent suffira pour assurer le fonctionnement.

L'exemple illustré ici est basé sur un modèle courant, le TLC271. La broche 8 permet d'ajuster la *bias mode*. On a le choix entre « rapide et consommation élevée » ou « lent et économie de courant ». Le réglage médian suffit encore pour le quartz de montre. La



broche 8 est donc raccordée au diviseur de tension R1/R2.

Le courant consommé par l'ensemble du circuit est étonnamment bas ! Il n'atteint que 56 µA à 5 V ! Chose étonnante, l'oscillateur fonctionne encore à 3,3 V. Le courant baisse dans ce cas jusqu'à la valeur de 41 µA, encore plus respectueuse pour la capacité de la pile. Le prototype réalisé dans le labo d'Elektor consommait un peu plus (la valeur indiquée dans le schéma).

Il faut préciser que le signal de sortie du circuit n'a qu'une vague ressemblance avec un rectangle. Une petite manip cosmétique s'impose donc. Un trigger de Schmitt connecté en aval pour économiser le courant. En exécution CMOS, ça va de soi (par exemple 74HC14).

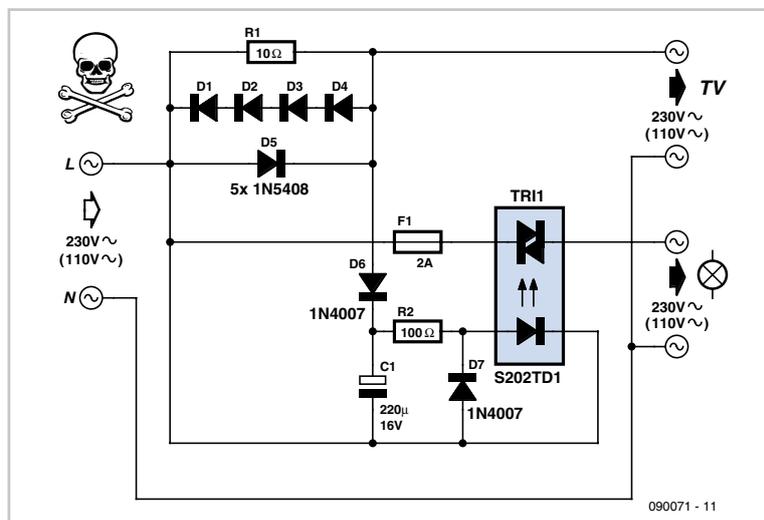
(090320-1)

Eclairage d'ambiance automatique



Piet Germing (Pays-Bas)

L'auteur de ce montage est l'heureux possesseur d'une TV dotée d'un système Ambilight située dans son living. Dans la chambre à coucher, il y a aussi une TV, mais sans Ambilight. Désirant augmenter le confort visuel, on lui a donc adjoint un petit luminaire qui éclaire le mur arrière. Mais comment arriver à allumer et à éteindre ce luminaire automatiquement en même temps que le téléviseur ?



Facile : il n'y a qu'à déclencher en fonction de la consommation du téléviseur. Le montage prend place dans un petit

boîtier externe, situé entre la prise de courant et le téléviseur. Il n'est donc pas nécessaire

d'ouvrir le téléviseur.

Venons-en au schéma. La résistance R1 est interposée sur une des phases du secteur. Aux bornes de celle-ci naît une tension lorsque le téléviseur est en fonction, qui consomme aux environs de 500 mA. L'on peut négliger le courant de repos du téléviseur, inférieur à 50 mA. La résistance R1 ayant une valeur de 10 Ω, une tension d'environ 5 V s'y développe, tension qui adopte en principe l'allure d'une demi-sinusoïde. Cette tension qui est redressée et filtrée par D6 et

C1, définit au moyen de R2 un courant dans la DEL du photo-triac TRI1. Celui-ci se met à

conduire, sa charge n'étant autre que le luminaire et son fusible.

La chaîne de diodes D1 à D4 permet de limiter la valeur de la tension qui se développe aux bornes de R1, quelle que soit la consommation du téléviseur. La diode D5 permet de ne pas perdre de tension sur les alternances qui ne sont pas exploitées par le circuit de détection, et diminue donc de moitié la dissipation de R1. Tant que le circuit fonctionne correctement, D7 n'est pas nécessaire. En réalité, on veut éviter que la mort d'un composant aussi peu onéreux que D6 et/ou C1 n'entraîne la mort de TRI1, un S202T01F de Sharp, composant pas vraiment bon marché qui intègre une logique de commutation au passage par zéro. Les tests ont été réalisés avec un téléviseur

LCD de 82 cm de diagonale. Il pourrait être nécessaire d'augmenter la valeur de R1 jusqu'à 22 Ω ou 33 Ω si l'on y connecte un téléviseur moins gourmand. Il faut choisir pour R1 une résistance capable de dissiper 3 W sans échauffement excessif.

Si la lampe reste allumée malgré que le téléviseur soit éteint, cela veut dire que le téléviseur consomme un courant de repos trop important, et il faudra diminuer la valeur de R1 pour réduire la sensibilité.

Suivant la provenance du téléviseur et le pays où l'on se trouve, il peut arriver que le fil sur lequel on pratique la mesure du courant ne véhicule aucun courant significatif. Cela peut être le cas d'une installation asymétrique, à l'anglaise, lorsqu'à la suite d'une erreur on a

permuté les fils N et L, et qu'il existe une voie autre pour le courant de retour, comme un bornier de terre séparé.

Confort doit rimer avec sécurité. Si le circuit est câblé sur une plaque d'essai, on veillera à gratter toutes les pastilles qui ne sont pas utilisées, et à implanter les composants sur une grille de 7,5 mm pour ménager au moins 3 mm entre pistes voisines. Si on cible une isolation équivalente à la Classe II, il faut s'assurer qu'il y ait toujours au moins 6 mm entre une piste et les parties métalliques du coffret.

(090071-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090071

Répétiteur de sonnerie de téléphone



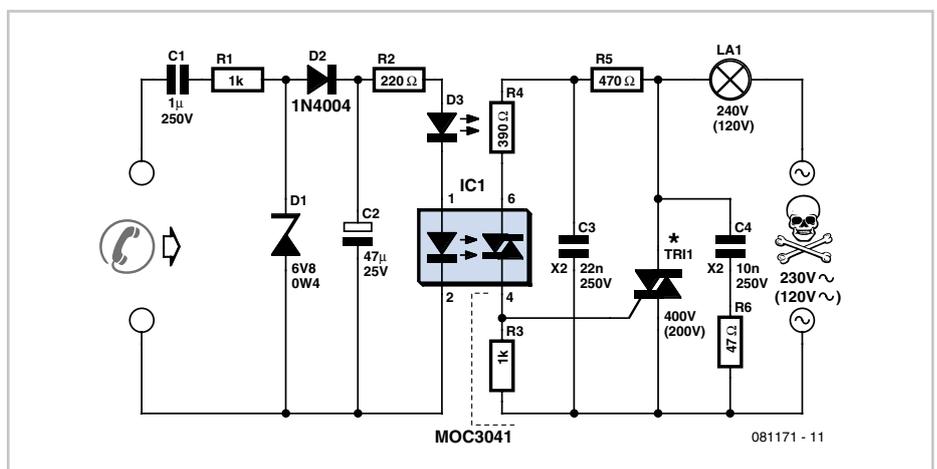
Christian Tavernier (France)

Même si les téléphones sans fil ont envahi nos habitations, on ne les a pas toujours à portée de main et, comme leurs sonneries ont en général un volume nettement plus faible que celles des anciens appareils analogiques à cadran rotatif, il peut arriver que l'on manque l'appel tant attendu pour peu que l'on vaque à ses occupations habituelles. Jusqu'à un passé relativement récent, on trouvait encore assez facilement des sonneries déportées à raccorder à n'importe quelle prise téléphonique standard afin de bénéficier d'une sonnerie supplémentaire, mais il semble que ces accessoires soient actuellement en voie de disparition. Nous avons donc décidé de vous proposer mieux, avec ce répétiteur de sonnerie de téléphone qui permet, à partir du signal de sonnerie présent sur n'importe quelle ligne d'abonné, de commander tout appareil relié au secteur EDF et ce avec toutes les garanties de sécurité et d'isolement que l'on est en droit d'attendre. Il est donc capable de commander une sonnerie, voire même une sirène de forte puissance pour vous alerter lorsque vous êtes au jardin par exemple, mais il peut tout aussi bien faire allumer une lampe pour « sonner en silence » et ainsi ne pas réveiller un bébé qui dort. Notre schéma a été conçu pour être compatible de tous les systèmes téléphoniques (à notre connaissance) mais aussi pour être totalement autonome. En outre, et même si, dans certains pays, il est interdit de raccorder au réseau téléphonique public des appareils qui ne sont pas homologués, notre montage peut être relié sans danger à ces derniers. Afin de comprendre son principe, il suffit de savoir que le signal de sonnerie présent sur

une installation téléphonique est une tension alternative dont l'amplitude et la fréquence varient quelque peu selon les pays mais dont les ordres de grandeur restent comparables. Par contre, lorsque la ligne est au repos ou qu'une communication est établie, seule une tension continue y est présente. Le condensateur C1 permet de prélever la seule tension alternative de sonnerie qui est redressée par

ment reliée au secteur, il agit sur la gâchette du triac TRI1 qui est, lui, un modèle tout à fait classique de 400 V et X ampères, X étant choisi selon la puissance maximum de la charge que vous désirez commander avec ce montage.

Les résistances et condensateurs R5 et C3 d'une part et R6 et C4 d'autre part contribuent à éliminer les parasites de commutation



D2 et dont l'amplitude est limitée par D1. La tension continue résultante charge alors le condensateur C2 qui permet de faire allumer LED D3 ainsi que la LED contenue dans le photocoupleur IC1. Ce dernier n'est pas un photocoupleur ordinaire mais est en fait un photo-triac à détection de passage par zéro du secteur afin de commander la charge choisie en générant pas ou peu de parasites, ce qui ne serait pas le cas avec un photo-triac classique. Son triac de sortie n'étant pas assez puissant pour commander une charge directe-

qui sont déjà intrinsèquement faibles en raison de la commutation au passage par zéro du secteur assurée par IC1. La réalisation ne présente aucune difficulté mais nécessite quelques précautions quant au choix de certains des composants. Le condensateur C1 tout d'abord doit être un modèle de type MKT, mylar ou équivalent, de 250 V de tension de service en raison de l'amplitude relativement importante de la tension de sonnerie. Les condensateurs C3 et C4 seront impérativement (pour des raisons de sécurité) des modèles autocicatrisants des-

tinés à fonctionner sur le secteur alternatif à 250 V. Ces condensateurs sont connus sous le nom de condensateurs de classe X ou X2. Le triac quant à lui est un modèle de 400 V de tension de service et de courant maximum légèrement supérieur au courant maximum consommé par la charge commandée. Comme cette dernière sera généralement une sonnerie ou une ampoule, un modèle de 2 A

suffira amplement dans la majorité des situations. Comme le fonctionnement du montage est de courte durée, il n'est pas nécessaire de monter ce triac sur un radiateur. Dernier point important : comme la partie droite du montage est directement reliée au secteur, il est impératif de placer ce dernier dans un boîtier entièrement isolant pour d'évidentes raisons de sécurité.

Le fonctionnement est immédiat sans problème mais, si vous deviez constater un allumage insuffisant de D3 et donc un déclenchement incorrect ou erratique du triac à cause d'une tension de sonnerie trop faible, sachez qu'il suffirait alors de réduire la valeur de la résistance R1 pour que tout rentre dans l'ordre.

(081171-1)

Horloge à impulsions pilotée par DCF

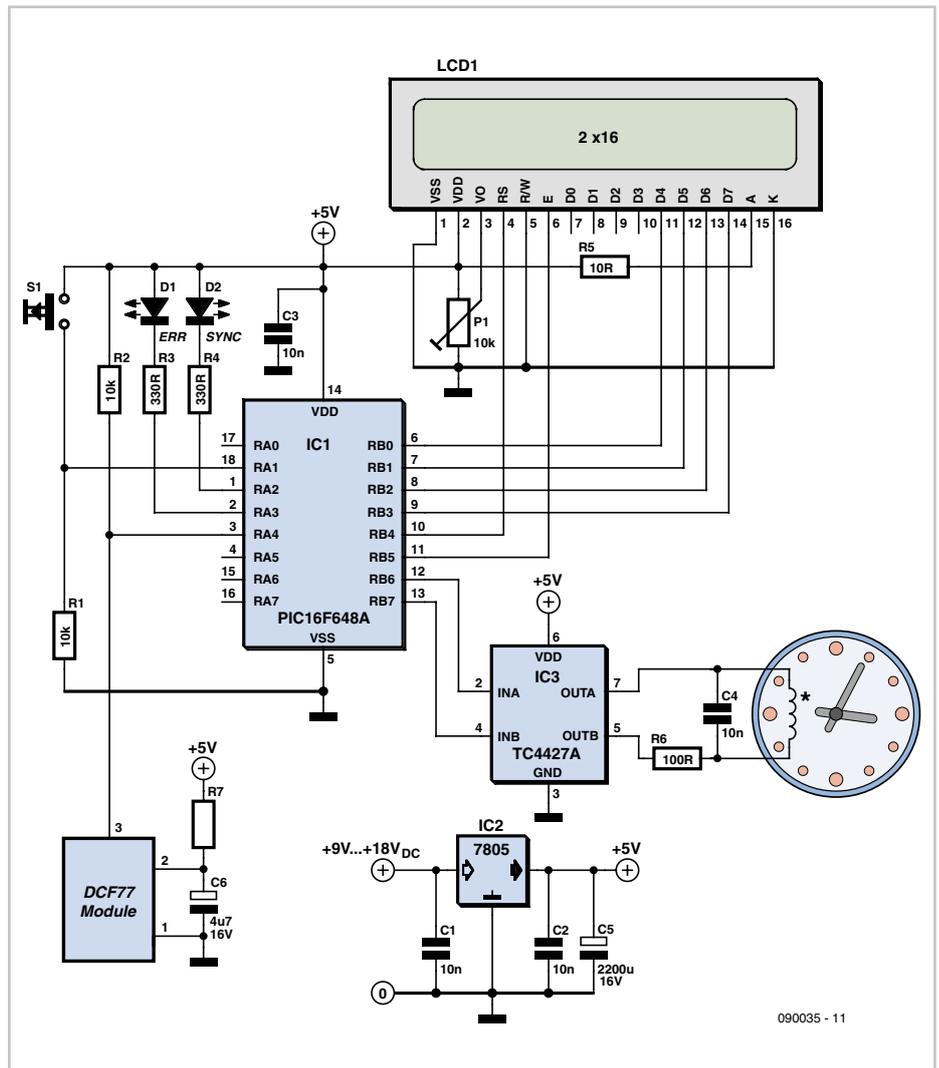


Hans Oostwal (Pays-Bas)

On a parfois l'occasion de dénicher pour peu d'argent une belle horloge de gare ou de bureau. Dans une société comme les chemins de fer, pour garder synchrones toutes ces horloges et s'éviter les chinoïseries de l'heure d'été ou d'hiver ainsi que le souci des piles usées, elles sont toutes connectées en réseau sur une horloge mère, souvent pilotée elle-même par un signal radio. Le réseau distribue toutes les minutes une impulsion dont la polarité est chaque fois inversée.

Si vous voulez installer pareille horloge à la maison, naturellement, vous voudrez aussi qu'elle donne toujours l'heure juste. C'est pourquoi le présent circuit offre les fonctions suivantes.

- Piloté par un module DCF77, donc toujours à l'heure exacte.
- Bon marché grâce à l'utilisation d'un microcontrôleur (dans ce cas-ci un PIC16F648A), le montage ne compte que peu de composants et peut se construire aisément sur un morceau de platine perforée.
- Fournit chaque minute une impulsion dont la polarité est l'inverse de la précédente.
- Indique aussi l'heure et la date sur un écran LCD.
- Passage automatique à l'heure d'été et d'hiver.
- Sauvegarde du temps lors d'une coupure de courant (EEPROM du PIC).



090035 - 11

Quand vous mettez en service ce genre d'horloge, vérifiez s'il n'y a pas de petits shunts que l'on peut déplacer pour adapter la tension de service. Choisissez alors la tension la plus basse, souvent 24 V. D'expérience, l'auteur sait que les horloges des PTT fonctionnent encore bien sous 12 V.

La **figure 1** vous donne à voir le schéma du matériel. Au cœur du circuit, vous voyez un PIC16F648A scandé par son horloge interne à 4 MHz. Branché dessus, un écran LCD

standard à deux lignes (compatible avec le HD44780) sur lequel s'affichent les instructions de réglage ou l'heure et la date.

L'alimentation provient d'un adaptateur secteur qui fournit du courant continu sous 9 à 18 V. On en dérive le courant pour l'électronique en 5 V après stabilisation par le régulateur IC2. La tension de l'adaptateur va directement à la puce d'attaque à MOSFET, un TI4427A qui commande la bobine

de l'horloge. Cette puce admet des tensions de service comprises entre 4,5 et 18 V et peut fournir au maximum 500 mA (1,5 A en pointe). C'est bien suffisant pour la plupart des horloges. Pour fournir davantage de courant, vous pouvez ajouter d'autres transistors ou relais. Comme la bobine de l'horloge est fort inductive, l'alimentation est largement découplée par des condensateurs à la céramique (C1 à C4) et l'électrolytique C5.

Pour capter les signaux horaires, il y a un récepteur DCF77 et un module décodeur de chez Conrad (code article 641138). Il prend aussi son alimentation sur le stabilisateur 7805. La sortie non inversée de ce module est raccordée à la ligne de port RA4 du contrôleur. Comme le signal des grandes ondes de DCF n'est pas toujours facile à capter partout, et sûrement pas dans un boîtier métallique, il est conseillé de loger le module DCF dans une petite boîte en plastique que l'on peut installer à une certaine distance de l'horloge.

Le code source du logiciel, disponible sur le site d'Elektor sous la référence 090035-11, a été rédigé en Flowcode 3 Pro. Il est inspiré du programme écrit pour le projet « DCF en E-blocks » (075094-11) paru en décembre 2007. Il a été adapté et complété de la partie qui génère, sur les sorties B6 et B7, le signal des minutes à polarité inversée d'une minute à l'autre.

La manipulation se fait principalement par le poussoir S1. Il est raccordé à la ligne de port A1 et dispose de plusieurs fonctions.

- Si, lors de l'enclenchement de la tension d'alimentation, on n'appuie pas sur S1, c'est un démarrage « à chaud » qui aura lieu. C'est la situation normale. Après une coupure de tension, le temps analogique et la polarité sont conservés dans l'EEPROM et ils seront rétablis après le démarrage à chaud.

- Appuyer sur S1 lors de la mise sous tension entraîne un démarrage « à froid » qui est nécessaire pour la première mise en service du circuit (cf. infra).

- Si l'on appuie sur S1 en usage normal, la deuxième ligne de l'écran indique « a_hrXX » et « a_minuteXX » pour inviter au réglage de l'horloge analogique.

Pour synchroniser l'horloge analogique avec l'horloge numérique, il faut commencer par régler les aiguilles sur 00:00. Si vous ne pouvez avancer votre horloge que par les impulsions, donc sans possibilité de faire tourner les aiguilles manuellement (comme avec un bouton), effectuez un démarrage à froid et continuez à pousser sur S1 de manière à envoyer continuellement des impulsions. Arrêtez sur 00:00 en lâchant le bouton. Si le réglage manuel est possible, mettez les

aiguilles sur midi puis allumez l'alimentation avec S1 enfoncé. Lâchez-le quand apparaît le message « cold start done » à l'écran. Après réception du signal DCF correct, l'horloge analogique sera remise à l'heure.

Si l'horloge analogique présente une différence d'une minute par rapport à la numérique ; c'est que la polarité des impulsions ne correspond pas à l'état du moteur pas à pas. On rétablit la concordance en inversant les fils de la liaison. Il faut effectuer la manœuvre pendant la minute.

(090035-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090035

Téléchargements et produits

Contrôleur programmé

090035-41 PIC programmé

Logiciel

090035-11 code source Flowcode plus fichier Hex

Advertisement

RUBRIQUE PUBLI-RÉGION

Liste d'annonceurs classés par pays, puis par région
(fabricants, distributeurs, revendeurs, librairies...).

HAMEG
Instruments

A Rohde & Schwarz Company

- Oscilloscopes
- Alimentations
- Appareils de mesure
Radio-Fréquences
- Appareils
programmables

Great Value in
Test & Measurement

www.hameg.com

FRANCHE COMTÉ (39)

IMPRELEC

NOUVELLE ADRESSE

32, rue de l'Égalité - 39360 VIRY
Tél: 03 84 41 14 93 - Fax: 03 84 41 15 24
E-mail: imprelec@wanadoo.fr

Réalise vos CIRCUITS IMPRIMÉS de qualité professionnelle SF ou DF, étamés à chaud et percés sur V.E. 8/10° ou 16/10°, Œillets, trous métallisés, sérigraphie, vernis d'épargne. Face aluminium et polyester multicolours pour façade.

De la pièce unique à la série, vente aux entreprises et particuliers. Tarifs contre une enveloppe timbrée, par Tél. ou mail.

Pour tous renseignements sur cette rubrique,
veuillez contacter
SL Régie - Sophie Lallonder
12, allée des Crételles, 37300 Joué-Lès-Tours
Tél. : 02 47 38 24 60
E-mail : sophie.lallonder@wanadoo.fr

Répertoire des annonceurs

EBCONNECTIONS	www.ebconnections.com	95
ECE/IBCFRANCE	www.ibcfrance.fr	136
ELTIM AUDIO	www.eltim.eu	95
EUROCIRCUITS	www.eurocircuits.fr	63
HAMEG	www.hameg.com	103
IMPRELEC		103
LEXTRONIC	www.lextronic.fr	2
MIKROELEKTRONIKA	www.mikroe.com	19, 27, 47
NATIONAL INSTRUMENTS	www.ni.com/nielvis/f	35
PICO	www.picotech.com/scope1020	15
SCHAEFFER	www.schaeffer-ag.de	85
SELECTRONIC	www.selectronic.fr	55, 135

Réservation d'espaces publicitaires

Réservez dès aujourd'hui votre espace publicitaire dans le magazine Elektor du mois octobre 2009 !
Date limite de réservation : **le 25 août 2009**

Pour toute information concernant la publicité aussi bien dans notre magazine que sur notre site internet www.elektor.fr contactez :

SL Régie - Sophie Lallonder
12, allée des Crételles, 37300 Joué-Lès-Tours
Tél. : 02 47 38 24 60
E-mail : sophie.lallonder@wanadoo.fr

Logique pour Luxeon

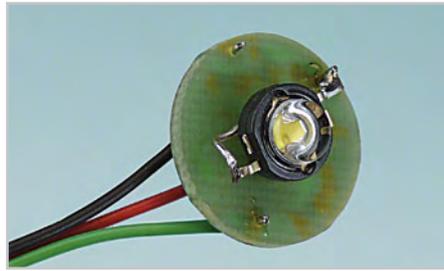


Gradateur pour lampe de poche à LED

Oliver Micic (Allemagne)

Les petites LED surpuissantes Luxeon de Philips conviennent à merveille pour de nombreuses applications, par exemple pour une petite lampe de poche très élégante, mais surtout très lumineuse. On n'a d'ailleurs pas besoin tout le temps de pareille intensité, mais comment s'y prendre pour la réduire facilement ? C'est la question qui tracassait l'auteur et voici sa réponse. Un ATtiny permet une commande très pratique à l'aide d'un simple poussoir. À chaque appui, on sélectionne une intensité lumineuse différente et au quatrième coup, on éteint. Comme le microcontrôleur tombe alors en mode de veille, la consommation dégringole à 1,2 µA. En service normal, il lui faut un courant de 12 mA environ, à quoi s'ajoute celui de la LED. Sous 4,5 V, l'auteur a mesuré des consommations totales de 50 mA, 97 mA et 244 mA selon la puissance choisie.

On peut atteindre d'autres courants de LED dans le circuit en changeant la valeur de R1, mais sans dépasser 350 mA dans la LED. Si l'on veut en allumer plusieurs, il faudra choisir un autre type de transistor, le 2N2222



Spécifications

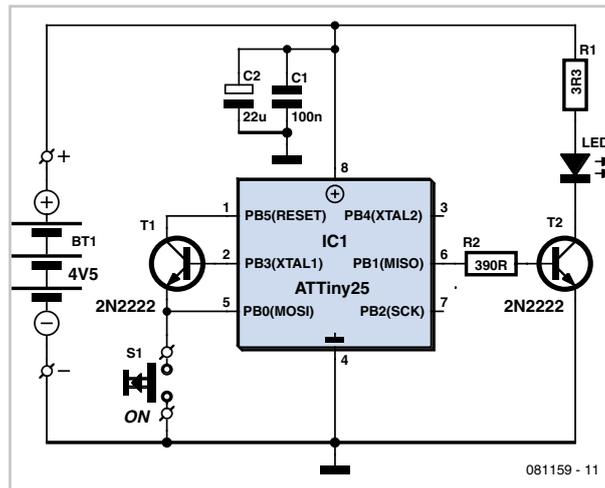
- Réglable sur trois luminosités
- Commande par un seul bouton
- Pilotage par microcontrôleur
- Consommation en veille : seulement 1,2 µA

n'est prévu que pour supporter 600 mA au maximum.

Par souci de simplicité du circuit, l'ATtiny25 fonctionne sans quartz, sur son horloge interne à 8 MHz. Dans le micrologiciel [1] rédigé en BASCOM et qui travaille en MLI (modulation en largeur d'impulsion), on utilise le diviseur interne (1:8). Mieux vaut le laisser en service en cas de modification, le micrologiciel tourne de la sorte à 1 MHz, ce qui économise le courant.

Vous pouvez télécharger (gratuitement, comme d'habitude) le tracé de la petite platine sur le site Internet d'Elektor [1]. L'auteur [2] lui a donné une forme ronde qui s'intègre fort bien dans une lampe de poche pour trois piles AA.

(081159-I)



Liens Internet

- [1] www.elektor.fr/081159
- [2] www.dg7xo.de

Téléchargements & Produits

Platine

081159-1 à télécharger de www.elektor.fr/081159

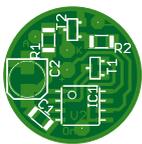
Contrôleur programmé

081159-41 contrôleur ATtiny25

Logiciel

081159-11 code source et fichier Hex

Liste des composants



Résistances :

R1 = 3,3 Ω (1206)
R2 = 390 Ω (1206)

Condensateurs :

C1 = 100 nF (1206)
C2 = 22 µF / 10 V (CMS)

Semi-conducteurs :

T1, T2 = 2N2222 (SOT-23)
CIRCUIT INTÉGRÉ1 = ATtiny25-20SU (SOT-8)
LED1 = LED Luxeon 1 W (CMS) blanche

Divers :

Bouton poussoir
Platine 081159-1 (1)

Préamplificateur pour vobulateur



Gert Baars (Pays-Bas)

Le vobulateur HF avec analyseur de spectre publié dans l'Elektor d'octobre 2008 dispose d'une option de réception qui le transforme en récepteur à conversion directe. Cet appareil présente en fait un seuil de bruit de -80 dBm, alors qu'il faudrait -107 dBm pour atteindre une sensibilité de 1 µV. Pour

en faire un bon poste, force est donc de lui adjoindre une amplification supplémentaire. Un amplificateur à large bande génère beaucoup de bruit, il ne nous procurerait aucune amélioration.

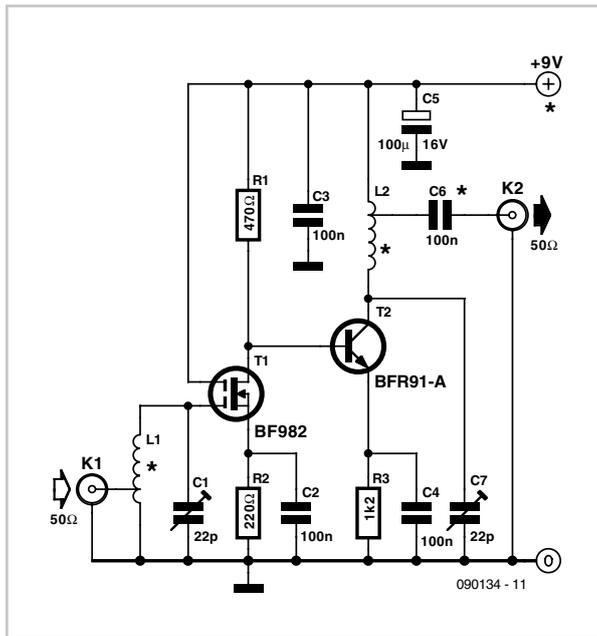
En guise d'expérience, l'auteur a développé un récepteur sélectif d'une largeur de bande voisine de 4 MHz. Comme il fallait un gain minimum de 35 dB, le préamplificateur se

compose de deux étages.

L'amplificateur d'entrée met à profit un MOSFET à double grille du type BF982. Il produit relativement peu de bruit et procure un gain élevé. L'étage de sortie fait appel à un BFR91A pour une amplification complémentaire.

Les préamplificateurs dont la grille et le drain sont accordés doivent souvent se battre avec la rétroaction due à la capacité interne. On

l'évite ici en maintenant à relative-
ment basse impédance le circuit de
drain. Sur le prototype, les circuits
d'entrée et de sortie ont été orientés
perpendiculairement l'un à l'autre
pour réduire le couplage inductif
(voyez sur la photo). Malgré le grand
gain, l'amplificateur était parfaite-
ment stable, même sans blindage.
Les deux selfs à air du montage se
composent de 4 spires de fil de cui-
vre argenté de 1 mm bobinées sur un
diamètre intérieur de 6 mm, avec une
prise sur la première spire.
L'amplificateur est prévu en principe
pour la bande amateurs des 2 mètres,
mais d'autres bobines permettent de
le régler par exemple pour la bande
de radiodiffusion MF. La détection de
la modulation de fréquence s'obtient
en accordant sur le flanc le filtre FI.
Avec un décalage de 15 kHz, l'affai-
blissement n'est que de quelques dB
par rapport à la fréquence centrale, il n'est
en fait pas décelable. La sensibilité mesurée
dans la bande des 2 mètres était d'environ
1 μ V (6 dB).
Une bonne antenne améliore toujours la
réception. Une antenne extérieure à large
bande (pour scanner) donnera de bons



résultats. On obtient, avec l'option récepteur
du vobulateur, une image intéressante de ce
qu'on peut capter. Si vous réglez les bornes
de balayage de l'analyseur de spectre sur
144 et 146 MHz avant de lancer le balayage,
vous verrez directement toutes les émissions
dans cette bande. Quand un signal est perçu,

vous cliquez sur le bouton d'arrêt du
balayage, puis avec le bouton droit
de la souris sur le signal à l'écran. Le
récepteur se focalise immédiatement
sur cette fréquence et vous entendez
le signal. Vous pouvez encore relancer
le balayage de fréquence et aller
découvrir d'autres émissions.
Pour la détection MF à bande étroite,
il faut choisir sur l'écran du récepteur
le bouton radio FMN qui règle le
décalage approprié à la démodulation
par le flanc avec une bande pas-
sante de 25 kHz. Cette valeur se règle
par le menu « setting » (12 500 Hz par
défaut) et l'on peut encore la modi-
fier expérimentalement pour obtien-
ir le meilleur résultat.
Comme alimentation pour le circuit,
on peut utiliser une pile de 9 V. Il est
aussi possible d'alimenter l'amplifi-
cateur directement sur le vobulateur
en court-circuitant le condensateur

de sortie C6. Dans le menu « options », il faut
cocher la case « use probe ».

(090134-I)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090134

Port série bon marché pour le Mac



Gerrit Polder (Pays-Bas)

Que l'Apple Macintosh soit un ordi-
nateur fantastique, nul n'en doute.
Depuis longtemps, malgré tout, sa popula-
rité a baissé auprès des électroniciens.



les couleurs, mais hélas sans RS-232.
Seulement les temps ont changé depuis et
Apple regagne des parts de marché, y com-
pris parmi les électroniciens. Et en ce
qui concerne les autres marques, prati-
quement plus aucun portable n'est
équipé en RS-232. Pourtant ce port
sériel est toujours très apprécié des
amateurs. Il ne sert plus que sur les
circuits à microprocesseur et main-
tenant le plus souvent sous 3 V plutôt
que sur 5 V. Les ± 12 V des ports RS-232
ne sont pas toujours aussi pratiques. Rai-
son pour laquelle nous vous proposons un
plan par étapes pour ajouter à peu de frais
un port RS-232 sous 3 ou 5 V à votre Macin-
tosh (ou tout autre ordinateur).

1. Acheter un câble GSM/USB au magasin,
au marché ou via Internet à Hongkong ; il ne
vous en coûtera que quelques euros.
2. Regarder sur <http://pinouts.ru> pour voir le
brochage de la fiche. Vous y trouverez aussi
les raccordements RS-232 et la tension utilisée.
Pour la majorité des téléphones modernes, ce
sera 3 V, les modèles plus anciens sont en 5 V.

3. La plupart du temps, le câble est livré avec
un logiciel pour Windows, donc si c'est celui
que vous utilisez, vous voilà paré.

4. Les utilisateurs du Mac doivent encore par-
courir une étape. Branchez le câble sur l'ordi-
nateur et allez voir dans les Informations Sys-
tème (Applications/Utilitaires) sous Matériel/
USB de quel type d'interface il s'agit.
Vous y trouverez par exemple ceci :

usb data cable :

Version :	1.00
Courant disponible (mA) :	500
Vitesse :	Jusqu'à 12 Mb/s
Fabricant :	Silicon Labs
Identifiant du produit :	0x10c5
Numéro de série :	0001
Identifiant du fournisseur :	0x10ab

5. Nous voyons ici qu'il s'agit d'une interface
« Silicon Labs ». Sur le site Internet de la firme
[1] nous pouvons télécharger le pilote CP210x
USB to UART Bridge Virtual COM Port (VCP)
driver pour Mac OS X.

6. On installe le pilote d'un double clic sur

SLAB_USBtoUART Installer.

7. Les Product ID et vendor ID ne correspondent malheureusement pas à celles du câble GSM, mais il est facile de les adapter. Les deux ID que nous avons demandées dans l'étape 4, nous pouvons les introduire dans le fichier : /Système/Bibliothèque/Extensions/SLAB_USBtoUART.kext/Contents/Info.plist. Encore quelques manipulations pour charger le pilote.

8. Ouvrez une session et saisissez :
`$ sudo kextload /Système/Bibliothèque/Extensions/SLAB_USBtoUART.kext`
`$ touch /Système/Bibliothèque/Extensions`
`$ ls -al /dev/tty.SLAB*`

Si tout va bien, vous verrez alors ceci :

```
crw-rw-rw- 1 root wheel 9, 8 Oct 18 08:32 /dev/  
tty.SLAB_USBtoUART]
```

comme preuve que le nouveau port COM est disponible.

(090092-1)

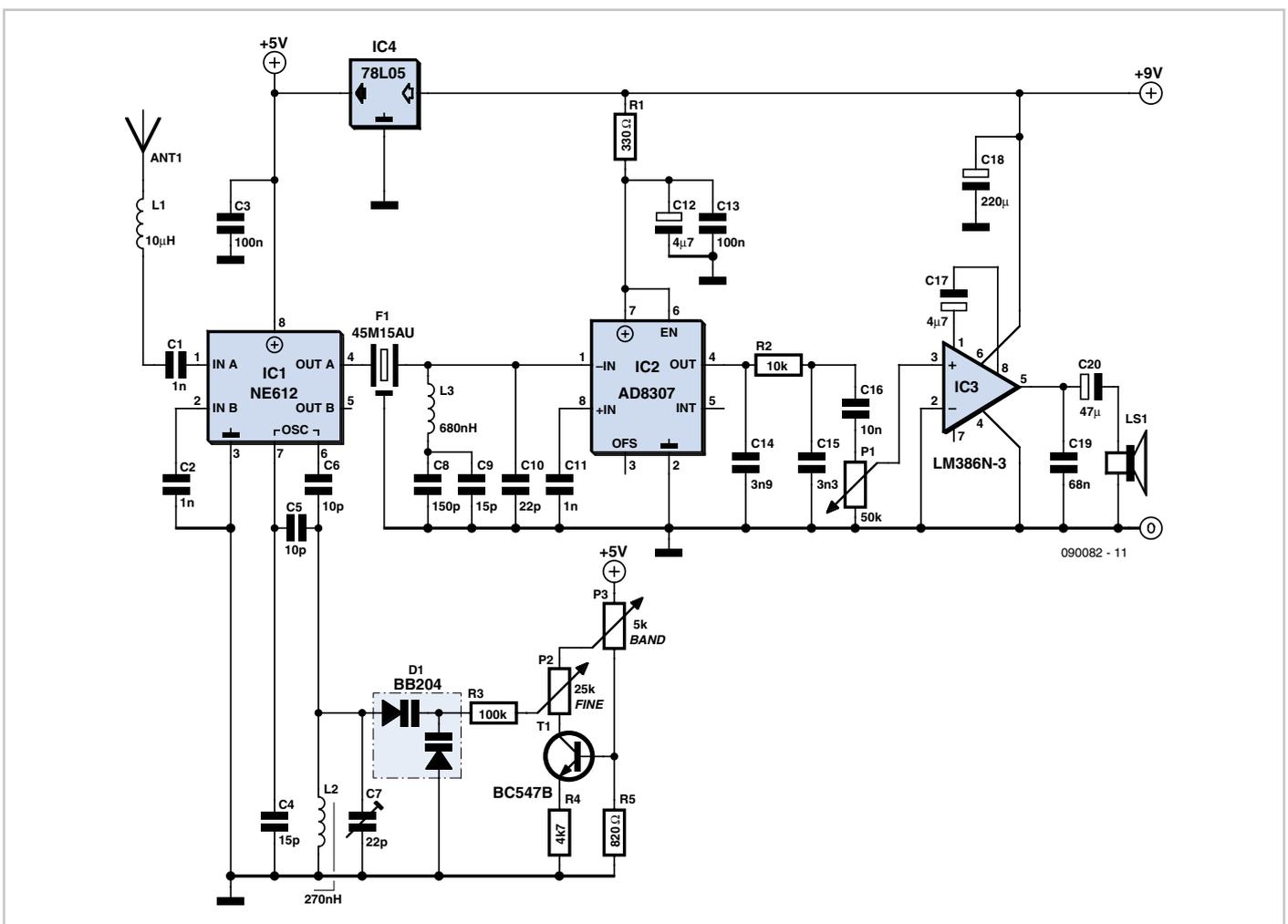
Liens Internet

[1] www.silabs.com

[2] <http://pinouts.ru>

[3] www.elektor.fr/090092

Récepteur jusqu'à 18 MHz



Gert Baars (Pays-Bas)

Le récepteur basé sur le schéma ci-joint offre à peu près les mêmes caractéristiques que sur celles que l'on avait coutume d'appeler des radios mondiales, capables de recevoir les GO, OM et OC. Elles montaient jusqu'aux environs de 20 MHz et étaient bourrées à ras bord de transistors. Du fait de son caractère à petit budget, ce circuit-ci se passera de cadran de syntonisation, il restera aussi simple que possible. N'empêche, l'appeler « Mini récepteur mondial » ne serait nullement déplacé.

Dans les bandes HF jusqu'à 30 MHz, pratiquement toutes les stations se situent en dessous de 18 MHz. Il est alors concevable de faire un récepteur adéquat avec un circuit simple. Une simplicité primordiale, mais qui ne signifie pas du tout que ses résultats auront à en pâtir. Bien au contraire. Le récepteur est un superhétérodyne à conversion unique dont la particularité est de n'avoir qu'une seule gamme de fréquence qui s'étend sans intervalle du continu jusqu'à 18 MHz. Le circuit fait usage d'une fréquence inter-

médiaire (FI) haute. Il en résulte que la fréquence image apparaît à une distance telle que son atténuation en devient simplissime. Tout bénéfique pour éviter la complexité du montage. En outre, le rapport entre la plus basse et la plus haute fréquence que devra générer l'oscillateur local variable (VFO) reste petit, lui aussi. Le parcours commence par IC1, un mélangeur NE612 qui contient aussi un oscillateur. Il s'agit d'un oscillateur Colpitts qui est accordé par une double diode varicap (D1).

Derrière le mélangeur, suit un filtre à quartz dont la fréquence centrale est de 45 MHz et la largeur de bande de 15 kHz. Cette bande passante est un peu large pour la modulation d'amplitude (MA), mais en revanche, le prix du filtre du type 45M15AU est particulièrement attractif.

Avec une FI de 45 MHz et une plage de réception du continu à 18 MHz, la fréquence du VFO doit donc aller de $F_i + F_0 = 45$ à 63 MHz. La fréquence image se situe alors 90 MHz plus haut que la fréquence de réception souhaitée, entre 90 et 108 MHz. Une simple bobine en série avec l'antenne fournira une atténuation suffisante de ces fréquences. Difficile de faire plus simple.

Après le filtre FI, on trouve une combinaison LC qui atténue la fréquence de base du filtre FI (le 45M15AU est du type 3e harmonique) et augmente aussi l'atténuation plus loin. Comme amplificateur FI, nous avons choisi un détecteur logarithmique. L'avantage principal est qu'il ne requiert qu'un minimum de composants extérieurs. Le détecteur est un AD8307 (IC2) qui a une sensibilité d'environ -75 dBm, ce qui correspond à peu près à 40 μ V. De concert avec l'amplification du mélangeur (± 17 dB), la sensibilité du récepteur atteint environ 5 μ V. Le caractère logarithmique du détecteur rend inutile un réglage automatique de gain (AGC).

Un filtre RC simple produit ensuite une atténuation supplémentaire de la porteuse et du souffle.

Derrière ce filtre, il y a l'amplificateur à basse fréquence (BF) configuré pour fournir un gain de 200 fois. Cela permet d'attaquer convenablement un haut-parleur pour couvrir le bruit ambiant. On peut éventuellement réduire le volume à l'aide du potentiomètre P1.

La syntonisation sur une plage de réglage aussi large demanderait réellement un potentiomètre multi-tours. Mais en raison de l'exigence de prix raisonnable, nous l'avons plutôt dédoublé. Une source de courant constant à transistor applique au potentiomètre de réglage fin (P2) une tension constante de 1 V environ. Le potentiomètre de sélection de bande (P3) n'influence que peu la tension de l'autre potentiomètre, mais il fait varier le potentiel des deux côtés de P2. De cette manière, il sert à sélectionner une « fenêtre » dans laquelle on peut effectuer un réglage fin de l'accord. Le rapport est d'environ 1 à 5. Si vous préférez une plage de 1 à 10, il vous suffira d'augmenter la résistance d'émetteur R4 de 4,7 k Ω à 10 k Ω .

Comme le VFO doit être bien stable, seule l'alimentation de la puce du mélangeur et de l'oscillateur local est stabilisée. Quant à l'AD8307, une résistance ramène sa tension d'alimenta-

tion à une valeur de sécurité. L'amplificateur final, lui, s'alimente directement sur la batterie. Le circuit consomme moins de 20 mA sans signal ; avec un son bien audible, il lui faut environ 50 mA. Tout va bien tant que la tension d'alimentation atteint au moins 6,5 V. Autant dire qu'un petit bloc de 9 V peut facilement tenir un bon bout de temps.

Le réglage du circuit n'est pas compliqué. Il faut d'abord mettre les deux potentiomètres dans la position de la plus basse fréquence. Trouver ensuite sur le condensateur d'ajustage C7 un point qui rend bien audible le ronflement à 50 Hz. La fréquence de réception correspond alors à 0 Hz. On peut aussi choisir une station en grandes ondes comme début de gamme.

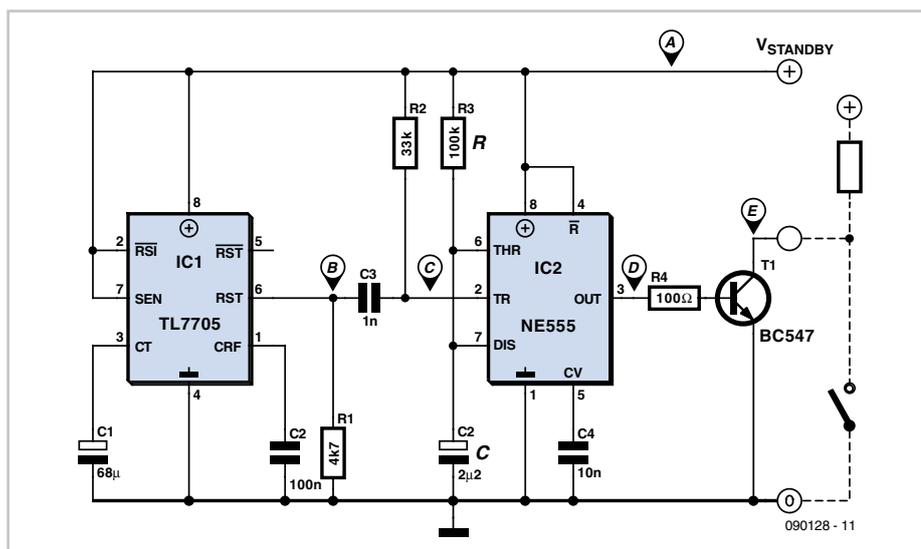
Il faut au moins une simple antenne télescopique de 50 cm avec laquelle le récepteur reste parfaitement portable. Sur cette antenne, on reçoit en soirée des dizaines de stations. Un morceau de fil électrique de quelques mètres comme antenne augmente nettement la force du signal reçu, surtout pendant la journée, mais ce n'est pas absolument indispensable.

(090082-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090082

Démarrage automatique pour PC



Egbert Jan van den Bussche (Pays-Bas)

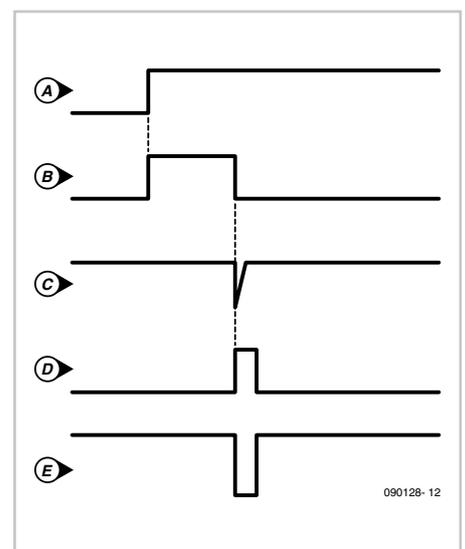
Parce que l'un des serveurs de l'auteur ne redémarrera pas automatiquement après une coupure d'électricité, un circuit a été conçu pour corriger ce problème.

Les PC plus récents disposent souvent d'un paramètre dans le BIOS qui permet le redémarrage après une coupure d'électricité, mais

pas le PC en question. Par contre, il possède un mode veille. Il y a donc bien du +5 V disponible en veille, mais il faut appuyer brièvement sur un bouton pour redémarrer l'ordinateur. Avec le montage présenté ici le PC redémarrera automatiquement après environ une seconde après le retour de l'alimentation. Le bouton marche/arrêt reste bien sûr

utilisable.

Le montage est réalisé autour de deux circuits bien connus, un NE555 monté en monostable et un TL7705 moniteur de tension. Ce dernier fournit une impulsion d'environ une seconde après l'application de la tension d'alimentation. Le front descendant de cette impulsion produit une courte impulsion grâce au circuit



RC entre le TL7705 et le NE555. Suite à cette courte impulsion le monostable produit une impulsion bien définie de $1,1 \times RC$. Durant cette impulsion le transistor de sortie conduit et court circuit l'interrupteur marche/arrêt du PC : le PC

démarrera. D'autres applications nécessitant un bref contact après le retour de l'alimentation sont bien sûr possibles.

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090128

(090128-I)

Extension de ports



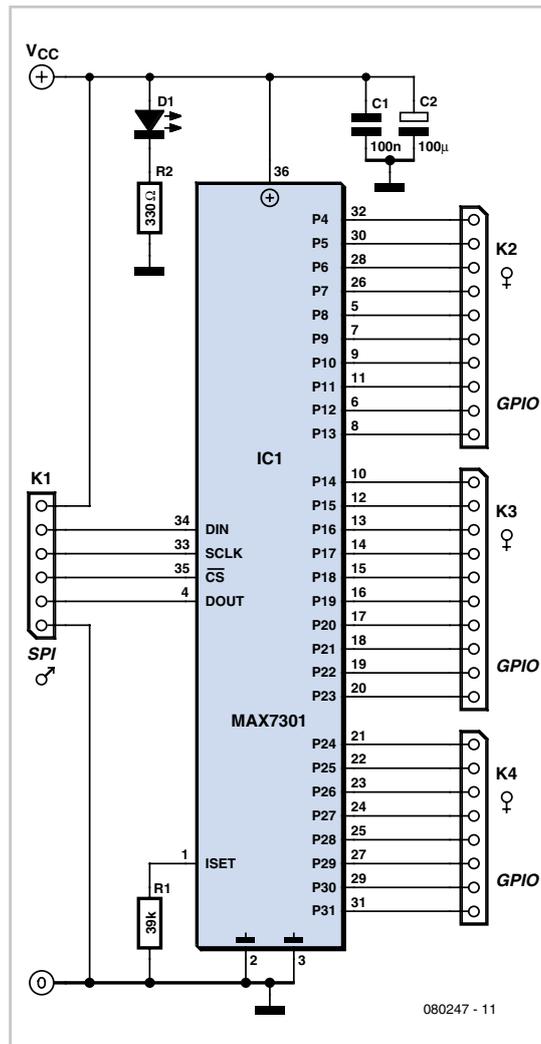
Steffen Graf (Allemagne)

Il arrive parfois qu'un microcontrôleur ne possède pas assez d'entrées/sorties pour ce qu'il a à faire, quand il faut piloter un LCD en mode parallèle par exemple ou quand le montage comporte beaucoup de touches. Dans ce cas il est possible de faire appel à un circuit d'extension de port pour rajouter des ports E/S. Le schéma présenté ici emploie le MAX7301 I/O-Portexpander de Maxim [1]. Ce circuit possède une plage d'alimentation de 2,5 à 5,5 V, ce qui permet son utilisation dans des montages alimentés sous 3,3 V ou 5 V (la résistance R2 dans le schéma a été dimensionnée pour 3,3 V).

L'extension de port est contrôlé par un port SPI qui ne demande que quatre E/S du contrôleur : données entrantes, données sortantes, horloge et sélection d'esclave. Beaucoup de microcontrôleurs possèdent un port SPI matériel, mais au cas où le contrôleur n'en a pas, ce type de interface est aussi facilement réalisable en logiciel.

Le composant offre 28 E/S génériques (GPIO), chacun configurable en entrée, en entrée avec résistance de rappel ou en sortie. Si le contrôleur en est capable, les E/S peuvent commuter à une fréquence jusqu'à 26 MHz.

L'auteur a écrit une petite librairie en C, disponible comme téléchargement gratuit sur la page Internet de ce projet [2],



qui permet de configurer les E/S ainsi que de les lire et écrire.

La commande

```
io_max7301(0xF, Portpins);
```

configure `Portpins` en sortie. Noter qu'il faudra remplacer `Portpins` par un macro du style `PCONF8_11`, c'est-à-dire les broches 8 à 11.

La commande

```
io_max7301(0x0, Portpins);
```

configure `Portpins` en entrée.

Pour écrire une valeur, utiliser

```
set_max7301(data, Portpins);
```

où `data` contient les données en binaire.

Enfin, la commande

```
data = get_max7301(Portpins);
```

permet de lire les entrées.

(080247-I)

Liens Internet

[1] datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX7301.pdf

[2] www.elektor.fr/080247

Téléchargements & Produits

Logiciel

080247-11 Codes source

Allumer, mais en douceur !



Dirk Visser (Pays-Bas)

L'allumage progressif d'une lampe, on peut l'obtenir de différentes façons. Ce circuit-ci illustre l'une d'entre elles. Il offre en outre la particularité de pouvoir se transformer aisément en potentiomètre de puissance.

La gradation s'opère de la manière suivante. Au moment de l'enclenchement, il y a sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel la même tension que sur l'entrée non inverseuse,

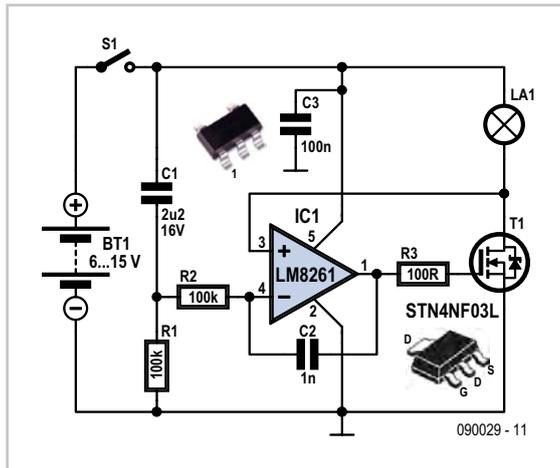
à savoir la pleine tension d'alimentation. Le condensateur C1 commence alors à se charger, ce qui fait baisser la tension sur l'entrée inverseuse. L'évolution prend la forme d'une courbe de charge, mais à l'envers. La décroissance de cette tension fait monter celle de la sortie de IC1 et pousse T1 progressivement en conduction. L'ampoule reçoit alors une tension dont la variation reprend l'aspect normal d'une courbe de charge, mais par l'entremise du transistor, le

courant délivré peut être très fort.

Dans le choix de l'amplificateur opérationnel, il nous faut tenir compte du domaine de mode commun, lequel doit, dans ce circuit, couvrir la totalité de la tension d'alimentation. Nous devons donc faire appel à un suiveur de tension dont l'excursion de sortie peut aller d'une ligne à l'autre de l'alimentation. Notre choix s'est porté sur un LM8261 au boîtier particulièrement minuscule (SOT23-5, 2,92 x 2,84 mm)

et dont la plage d'alimentation s'étend de 2,7 à 30 V. Bien peu d'amplificateurs opérationnels dits « rail to rail » disposent d'une telle latitude. En raison de sa rapidité, le produit du gain par la bande passante (GBWP) vaut 21 MHz, l'amplificateur opérationnel doit être découplé par C3. La vitesse n'est ici absolument pas critique. On a interposé R3 en série avec le MOSFET pour inhiber toute oscillation parasite.

L'idée de tout construire en CMS (composant monté en surface) s'impose presque d'elle-même. Le condensateur à la céramique multicouche C1 est logé en boîtier 0805 et tous les autres composants sont aussi disponibles dans la gamme des CMS. Comme MOSFET, nous avons choisi chez ST une variante en SOT-223, le STN4NF03L. Il est capable de commuter plus de 6 A, valeur remarquable en comparaison des dimensions : 7 x 6,5 mm. Pour atteindre plus de puissance que celle de sa dissipation maximale de 3,3 W (à 25 °C), rien n'empêche de mettre en service un plus gros FET, en boîtier D2PAK, par exemple. On en trouve beau-



coup sous ce format qui autorisent nettement plus de courant et de puissance. Pour l'éclairage halogène normal en 12 V, on peut en prendre un sous boîtier TO-220 et prévoir un certain refroidissement. Avec les valeurs mentionnées pour R1 et C1, T1 prend environ un dixième de seconde pour donner pleins feux. La puissance est évidemment fonction de la lampe qui y est branchée. La tension néces-

saire entre grille et source du MOSFET détermine la plage de tensions d'alimentation. Le maximum absolu de tension est ici de 16 V et le minimum représente quelques volts pour atteindre une résistance de canal suffisamment basse (<0,05 Ω pour U_{GS} = 5 V). Il en découle que la tension d'alimentation pour ce circuit doit se situer entre 6 et 15 V et que, pour C1, un modèle de 16 V conviendra.

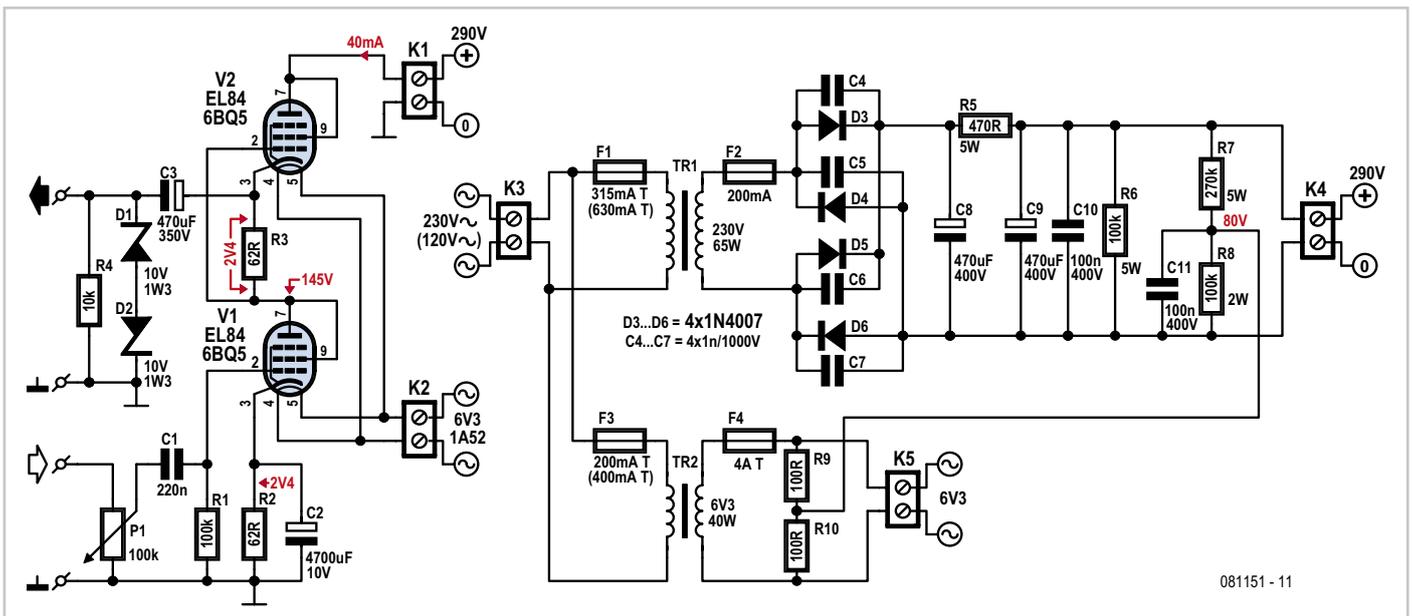
Remplacer C1 et R1 par un potentiomètre dont le curseur sera relié à R2 convertit le circuit en potentiomètre. Mais alors un potentiomètre d'une fameuse puissance. L'amplificateur opérationnel IC1 met le MOSFET en conduction de manière à maintenir l'équilibre entre les tensions sur les deux entrées de IC1. La tension de drain est donc égale à celle présente sur le curseur du potentiomètre.

(090029-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090029

Ampli casque SRPP



Martin Louw Kristoffersen (Danemark)

Il suffit de parler d'amplis à tubes pour que les concepteurs dépriment immédiatement à l'idée de devoir chercher un transformateur de sortie convenable. Ce composant restera dans les livres d'histoire en tant qu'ésotérique, gros et cher puisque, soi-disant, il était conçu et fabriqué pour un type de tube et

une puissance spécifiques. Il existe des livres épais à propos de ces transformateurs, et des passionnés les étudiant et bobinant leurs transfos à la main ! Cependant, moyennant quelques concessions sur la distorsion (mais une grosse économie), un circuit connu sous le nom de SRPP (*Series Regulated Push-Pull*) permet la construction d'un ampli à lampes de faible puissance sans utiliser un de ces

satanés transformateurs de sortie. Ce circuit, normalement cantonné aux étages préamplificateurs, utilise deux triodes dans ce qui ressemble à un arrangement cascade. Nous utilisons ici deux pentodes de puissance EL84 (6BQ5) dans une configuration SRPP. Les raisons d'utiliser l'EL84 sont que celle-ci est peu onéreuse, largement disponible et tolère certains mauvais traitements. Ici, deux de ces

tubes sont « SRPPés » en un amplificateur qui à coup sûr donnera ce chaud son thermoïonique tant demandé de nos jours.

Avant de décrire le fonctionnement du circuit, il est impératif de préciser que la réalisation de ce montage ne doit pas être tentée sans expérience des tubes et des aux hautes tensions, ou l'aide et les conseils de quelqu'un d'expérimenté. Par précaution, deux diodes Zener montées « tête-bêche » sont disposées à la sortie de l'ampli. Ces composants protègent la sortie (c.-à-d. votre casque et vos oreilles) des tensions dangereuses qui peuvent apparaître à la mise sous tension, ou

lors d'une rupture de C3.

L'alimentation est dimensionnée pour deux voies, donc une version stéréo de l'ampli. Les valeurs entre parenthèses sont pour les lecteurs d'Elektor en 120 VAC. Notez la valeur double des fusibles F1 et F3. L'alim est d'un design classique, exception faite du 6,3 V de chauffe des filaments qui se trouve porté à un potentiel d'environ +80 V par le diviseur formé par R7-R8. Ceci est fait afin de ne pas dépasser la tension maximale admissible par l'EL84 entre cathode et tension de chauffe. La résistance R6 a pour rôle de décharger rapidement mais de manière contrôlée les

condensateurs réservoirs C8 et C9 lors de la mise hors-tension de l'ampli. Les diodes de redressement D3 à D6 sont chacune dotées d'un condensateur « anti-bruit ».

En supposant que les tubes de l'ampli ont à peu près la même émission, une tension de polarisation d'environ +145 V existe à la jonction de l'anode de V1 avec la grille de contrôle de V2. Le SRPP n'entraînant pas d'exception, il faudra utiliser de préférence des condensateurs neufs, pas seulement pour la qualité sonore ou la reproductibilité mais aussi pour la sécurité.

(081151-I)

Joyeuse entrée en robotique LEGO



Tilo Gockel (Allemagne)

Début 2006, la firme danoise LEGO a transposé sa ligne de produits robotiques de « Robotics Invention System » en Système NXT. Par conséquent, de nombreuses écoles et universités ont acquis de nouvelles boîtes NXT et les ensembles Invention se retrouvent actuellement en vente sur eBay ou d'autres bourses en ligne. En cas de matériel en panne ou de pièces manquantes, il existe une bonne source d'approvisionnement en pièces de rechange [1].

Une idée pour celui qui veut faire plaisir à son fils, son neveu, son petit-fils ou à lui-même et construire pareil ensemble. Il subsiste cependant une difficulté, c'est que le logiciel correspondant n'est pas compatible, officiellement du moins, avec les systèmes d'exploitation Windows XP ou Vista. Comment se tirer d'embarras, la suite vous le dira.

D'abord, on essaie d'installer le CD comme il est prévu. Avec un peu de chance, cela peut réussir. On choisira l'installation complète et ensuite la case de Quicktime 2.1, pas celles de Quicktime 3.0 ni de DirectX 6.1. On peut supposer qu'il y a déjà une version actuelle de DirectX sur le PC. Pour Quicktime, il faut absolument la version 2.1, les plus récentes ne seraient pas reconnues.

Si cette manière de procéder ne fonctionne pas, on s'en aperçoit après avoir appelé probe.exe : l'application se fige en mémoire et il n'y a plus aucune sortie qui apparaît. Il faut alors effectuer certaines modifications.

1. Supprimer le logiciel (Program Files / LEGO MINDSTORMS / ... / Supprimer)
2. Supprimer toutes les versions de Quicktime (démarrer / Panneau de configuration / Ajouter ou supprimer des programmes...)
3. Recommencer l'installation du logiciel

LEGO en choisissant Quicktime 2.1.

4. **démarrer** / Panneau de configuration / Système / Avancé / Performances : Paramètres / Avancé / Mémoire virtuelle / Modifier, pour la réduire à 384 Mo.

Cette dernière opération est nécessitée par le fait que Quicktime Player se plaint de ce qu'il dispose de trop peu de mémoire et ne démarre pas — un bogue assez bizarre.

Maintenant, il y a encore une autre modification à effectuer. On clique du bouton droit de la souris sur

l'icone « **démarrer** » du

bureau. Ensuite, Exécuter et dans

le champ qui s'affiche, changer « Program Files\LEGO MINDSTORMS\probe.exe » en « Program Files\LEGO MINDSTORMS ».

Pour finir, il existe encore dans certains rares cas une difficulté avec le Service d'installation Windows qui se plante (Erreur 1281). Pour l'éviter, on peut **Redémarrer** le système avant chaque nouvelle installation ou encore arrêter le service d'installation manuellement par le chemin : **démarrer** / Panneau de configuration / Performances et maintenance / Outils d'administration / Gestion de l'ordinateur / Services / Étendu / Windows Installer. Là, on clique du bouton droit et l'on choisit l'option « Arrêter le service ». À présent, il est possible de lancer le logiciel LEGO par son icône sur le bureau, tout en laissant bien le CD

dans le lecteur. Si une difficulté survient dans l'interprétation des couleurs, avec l'ancienne version 1.0 de Robotics Invention, vous trouverez une solution possible en suivant le lien [2].

Encore quelques astuces, fruits de l'expérience. Pendant la transmission entre la station émettrice et la brique, il ne faut pas exposer l'émetteur à une source de lumière intense, comme une lampe de bureau. On sait que la transmission s'opère quand la LED verte de l'émetteur est allumée. Si le système doit rester assez longtemps inemployé, mieux vaut retirer les piles de la station d'émission à infrarouges.

Si votre PC n'est pas équipé d'une interface sérieuse, il existe des émetteurs infrarouges à USB (sur eBay, on en trouve pour environ 35 euros), mais il est plus intéressant de se procurer une interface de conversion USB/RS232.

Disons encore un mot, en finale, au sujet de la programmation. Pour des projets conséquents, comme par exemple ceux que l'on trouve via le lien [3], un compilateur de langage évolué convient mieux que le système de programmation graphique qui accompagne l'appareil. Un bon choix, c'est le Cross-Compiler Not Quite C (NQC) gratuit, qui travaille dans une syntaxe proche du C [4].

(081129-I)

Liens Internet

[1] <http://shop.lego.com/ByCatalog>
<http://technik-lpe.info/LEGO/Schulprogramm/Preisliste>

[2] www.crynrw.com/cgi-bin/ezmlm-cgi/7/21888
[3] www.tik.ee.ethz.ch/tik/education/lectures/PPS/mindstorms/#finished
www.informatik.uni-kiel.de/rtsys/lego-mindstorms/projekte/#c1798

www.youtube.com/results?search_type=&search_query=lego+mindstorms&aq=f
[4] <http://bricxcc.sourceforge.net/nqc/>

Ventilateur fantôme

Thomas Scherer (Allemagne)

Le but de ce montage n'est pas de vous faire prendre des vessies pour des lanternes, mais de mystifier un circuit réputé « intelligent », de lui faire croire qu'il y a un ventilateur alors qu'il n'y en a pas. Cette manière électronique de jouer des tours se révèle parfois payante !

Sur son petit serveur privé, l'auteur avait installé un NAS (*Network Attached Storage*, mémoire en réseau) recommandé par un de ses amis, lequel avait trouvé plus tard un magasin où se procurer des SSD (*Solid State Drive*, lecteur à semi-conducteurs) à bon prix, capables de remplacer tout de suite les disques durs tournants par une mémoire à semi-

conduite, il offre aussi fort opportunément une sortie à collecteur ouvert dans le bon domaine de tensions.

Avec le même bonheur, le circuit ne réserve aucune surprise. En légère variante du schéma classique du circuit intégré, la résistance qui détermine le temps, ici R1 en série avec P1, se branche à la sortie en push-pull sur la broche 3, ce qui ne fait pas que libérer la broche 7 à collecteur ouvert, mais fixe aussi le rapport cyclique à 50 %. Avec les valeurs inscrites, on peut régler la fréquence entre 15 Hz et 150 Hz environ, gamme qui devrait satisfaire à tous les cas répertoriés.

Sans souci, on peut naturellement assembler pareil circuit sur un bout de platine perforée, mais avec un petit circuit imprimé « étudié pour », la chose prend une allure beaucoup plus professionnelle. Le tracé de ses pistes, comme d'habitude, est disponible sur le site Internet d'Elektor sous la référence du présent article [1]. Le champ d'application de ce ventilateur fantôme ne se limite évidemment pas aux serveurs domestiques. Si vous voulez construire un PC à refroidissement passif étendu, vous pouvez faire l'économie d'une commande d'extracteur d'air intégrée si vous arrivez à la désactiver individuellement dans le BIOS. Sinon, un ventilateur fantôme résout la question beaucoup plus vite que de fastidieuses recherches pour une modification du BIOS. Rien n'empêche de rendre virtuel lui aussi un ventilateur à quatre fils, seuls les trois fils que nous avons identifiés sont vraiment indispensables. S'il ne faut pas de réglage de régime simulé, vous pouvez aussi faire l'impasse sur le potentiomètre P1, le remplacer par un pont de câblage et donner à R1 la valeur adéquate. La formule de la fréquence de l'oscillateur astable est :

(090445-1)

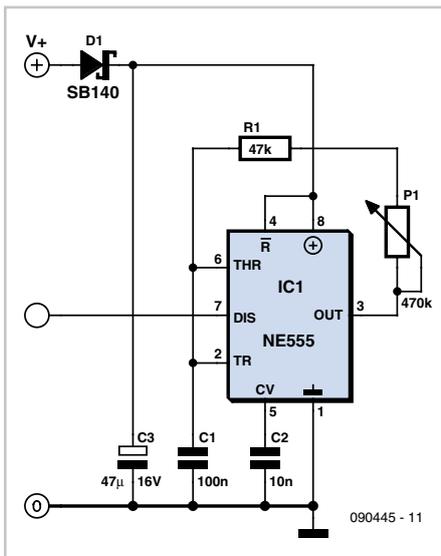
Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090445

Téléchargements et produits

Platine

090445-1 commander la platine ou télécharger les dessins sur [1]



il faut absolument une puce spécialisée. Si jamais vous ne pensez pas tout de suite au nombre magique 555, votre punition sera de souder ensemble deux transistors pour en faire un multivibrateur. Le temporisateur 555 n'est pas seulement la puce la plus ven-

Caractéristiques

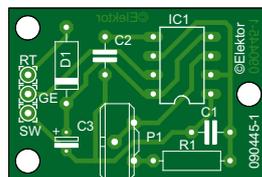
- Simule un ventilateur de n'importe quelle taille
- Régime moteur virtuel réglable de 15 à 150 Hz
- Consomme moins de 5 mA
- Fonctionne sous 4 à 15 V
- Absolument silencieux

conduite et rendre le serveur encore plus économe en énergie. Et cela procurait du même coup la possibilité de réduire le bruit. Enfin, il devait bien être possible de ramener la consommation en dessous de 5 W en se débarrassant du petit ventilateur de 60 mm. Aussi longtemps qu'on reste dans les bonnes intentions, tout va bien. Dans la réalité, en revanche, on peut se faire rappeler à l'ordre par un avertisseur entêté, non pas à cause d'une élévation de température, mais parce que l'électronique du NAS surveille la rotation du ventilateur. S'il s'arrête, l'alerte s'enclenche. Retour au coin de bricolage...

Très vite, on s'aperçoit que le ventilateur est un modèle « classique » sur trois fils. Le rouge, c'est le +5 à 12 V, le noir, c'est pour la masse et sur le jaune, le ventilateur génère à vitesse réduite un signal rectangulaire à une fréquence d'environ 35 Hz. Alors, on va lui refiler un ventilateur fantôme, à semi-conducteurs aussi, qui enverra un signal rectangulaire et basta !

Devant cette besogne affreusement difficile, c'est une évidence pour tout électronicien,

Liste des composants



Résistances :

R1 = 47 kΩ
P1 = 470 kΩ, petit modèle, vertical

Condensateurs :

C1 = 100 nF
C2 = 10 nF
C3 = 47 µF/16 V

Semi-conducteurs :

D1 = SB140 (diode Schottky)
IC1 = NE555

Divers :

Câble de dérivation d'alimentation avec fiche à 3 pôles
Platine 090445-1

Remplissez la grille de façon à ce que **tous** les chiffres hexadécimaux de 0 à F (0 à 9 et A à F) ne soient utilisés **qu'une seule et unique fois** dans chaque rangée, colonne et carré de 4 x 4 cases (identifiés par des couleurs différentes) d'un sous-Hexadoku (identifiés par une ligne plus grasse).

Certains chiffres sont déjà placés dans la grille et en définissent ainsi sa situation de départ.

La solution de ce casse-tête vous permettra de gagner de jolis prix. Il vous suffit de nous envoyer les **5 chiffres** en jaune et de **haut en bas**.

Participez et gagnez !

Nous tirerons au sort l'une des réponses internationales correctes qui nous seront parvenues; son auteur recevra un **E-blocks**

Starter Kit Professional d'une valeur de **365,75 €**; nous offrons en outre **3 bons Elektor** d'une valeur de **50 €** chacun. Faites travailler vos méninges !

6	8	1	0	7	D	4	5	B	2	E	3	A	C	9	F
D	C	9	F	8	B	0	3	4	5	A	1	7	2	6	E
2	A	3	5	E	F	C	9	0	8	7	6	B	D	1	4
B	4	7	E	2	A	6	1	F	D	C	9	8	3	0	5
E	5	4	D	0	7	2	A	3	9	1	B	6	8	F	C
7	2	F	8	C	6	3	E	A	0	5	4	9	B	D	1
0	6	B	C	9	4	1	F	8	7	D	E	3	5	2	A
1	3	A	9	B	8	5	D	2	6	F	C	0	E	4	7
9	E	8	B	4	1	A	2	5	F	6	D	C	0	7	3
A	1	C	4	3	0	D	7	E	B	8	2	F	9	5	6
F	0	D	3	5	C	E	6	1	A	9	7	2	4	8	B
5	7	2	6	F	9	8	B	C	3	4	0	E	1	A	D
8	9	E	2	1	5	7	C	6	4	B	A	D	F	3	0
4	D	5	7	A	3	B	8	9	C	0	F	1	6	E	2
C	F	6	1	D	2	9	0	7	E	3	5	4	A	B	8
3	B	0	A	6	E	F	4	D	1	2	8	5	7	C	9

Où envoyer ?

Envoyez votre réponse (les 5 chiffres des cases jaunes et de haut en bas) **avec vos coordonnées** par courriel, télécopie ou courrier **avant le 1^{er} septembre 2009** à :

Elektor c/o Regus Roissy CDG
Le Dôme
1, rue de la Haye
BP 12910
95731 Roissy CDG
Courriel : hexadoku@elektor.fr

Tout recours est exclu de même que le sont, de ce jeu, les personnels d'Elektor International Media et leur famille.

Les gagnants

La solution de l'Hexadoku du n°371 (mai) est : **857C9**

Le gagnant du **E-blocks Starter Kit Professional** est : **Marcel Delomenede** (France).

Les **3 bons Elektor** d'une valeur de **50 €** chacun vont à :

Adrian Bradshaw (Royaume-Uni), **Thomas Raith** (Allemagne) et **Heinz-Dieter Richter**

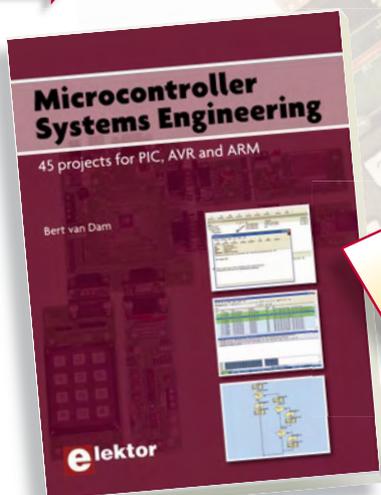
Nos félicitations aux lauréats !

(081169-1)

Publicité

Microcontroller Systems Engineering

➔ Ce livre est intégralement en anglais



NOUVEAU

elektor
CHOPPE

Ce livre traite de *Flowcode*, un outil de programmation moderne, parfaitement adapté à la programmation des microcontrôleurs dans le cadre d'applications pratiques. Il commence par des exemples très simples, dont la mise en œuvre est décrite pas à pas. À mesure que vous progresserez, vous découvrirez des notions nouvelles et apprendrez vite à les utiliser vous-même. Chaque réalisation est soigneusement décrite, aussi bien pour ce qui est du matériel que pour le logiciel : illustrations, diagrammes, schémas, copies d'écran, tous les moyens pédagogiques sont réunis pour faciliter l'apprentissage. Le code-source, soigneusement commenté, est intégralement disponible.

Ce livre peut être lu comme une compilation de montages à réaliser, mais il peut aussi être lu comme un guide d'apprentissage et de conception de systèmes à microcontrôleurs PIC, AVR et ARM.

329 pages • 17 x 23,5 cm • ISBN 978-0-905705-75-0 • 39,50 €

Elektor / Publitrone SARL
1, rue de la Haye
BP 12910
95731 Roissy CDG Cedex
Tél. : +33 (0)1.49.19.26.19
Fax : +33 (0)1.49.19.22.37
E-mail : ventes@elektor.fr

Informations complémentaires et catalogue complet sur
www.elektor.fr/e-choppe

Deux téléviseurs sur un seul récepteur



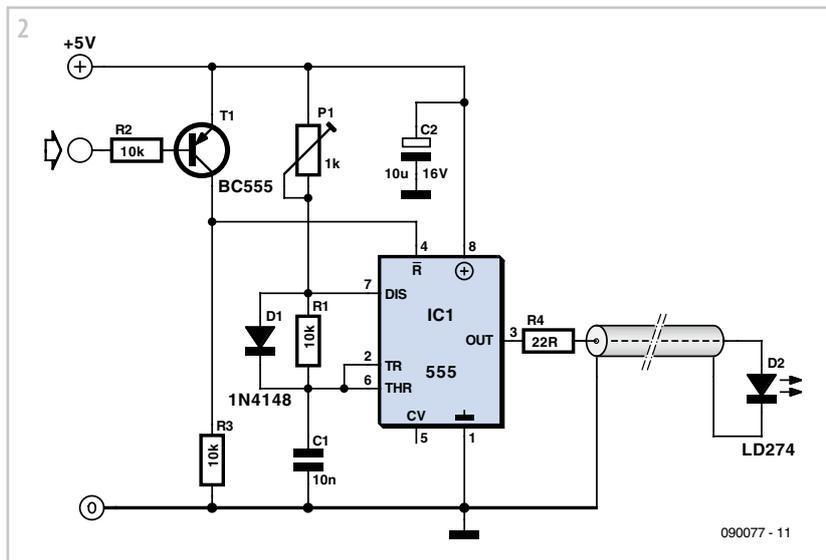
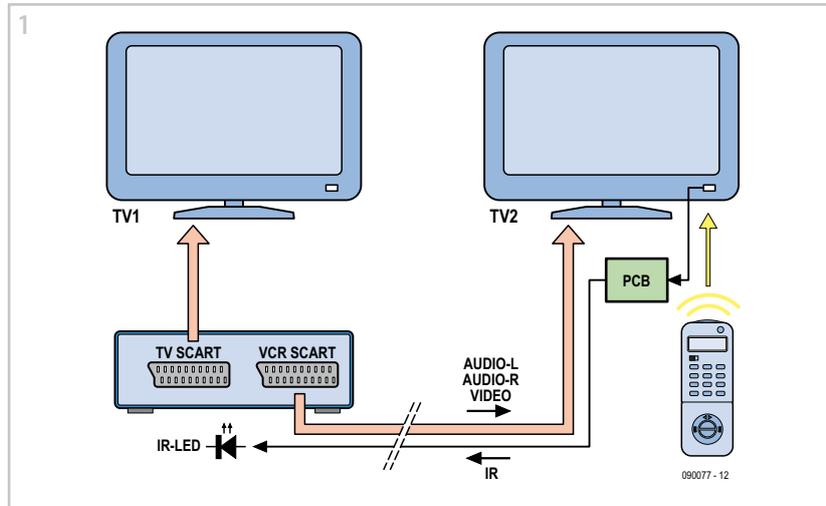
Heino Peters (Pays-Bas)

Avec l'avènement de la télévision numérique, il est souvent nécessaire d'utiliser un récepteur séparé. Si vous avez plusieurs téléviseurs à la maison, vous devez acheter un récepteur (et l'abonnement) pour chacun d'eux. La solution décrite ici vous permet de regarder la télé en deux (ou plusieurs) endroits de la maison à partir d'un seul récepteur numérique, tout en le commandant à distance de chacune des positions. Le circuit proposé ici sera alimenté par la seconde télé (cf. **figure 1**).

La liaison s'opère par un câble à quatre conducteurs faradisés (par ex. n° de commande Conrad 606502) entre le récepteur numérique et le second poste. Deux conducteurs blindés servent à transmettre le son (audio G et D) du récepteur vers la seconde télé, un autre pour le signal vidéo et le quatrième pour le transfert

du signal infrarouge de la télécommande utilisée près de la seconde TV vers le récepteur qui se trouve près du premier téléviseur. La photodiode infrarouge de la deuxième télé capte le signal de la télécommande du récepteur numérique et l'envoie à travers un petit circuit vers une LED IR dirigée vers la photodiode du récepteur numérique près de la première télé. Là, il est bien pratique de prévoir une autre télécommande (programmable) pour ne pas avoir à balader avec celle d'origine d'une pièce à l'autre.

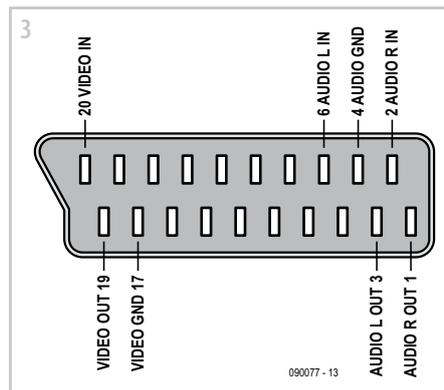
La plupart des récepteurs numériques sont équipés de deux prises SCART (Syndicat des constructeurs d'appareils radiorécepteurs et téléviseurs), aussi appelées péritélévision, pour y raccorder la TV et l'enregistreur vidéo. Nous pouvons parfaitement utiliser le second connecteur SCART pour y prélever les signaux à destination de la deuxième télé (comme à la **figure 2**). Si elle est déjà occupée, rien ne vous empêche naturellement de les prélever sur



les douilles tulipes pour les signaux audio et vidéo.

La **figure 3** vous présente le circuit nécessaire à la réception du signal infrarouge près de la seconde télé pour en former un nouveau qui alimentera la LED infrarouge placée en vue du récepteur numérique.

Le signal infrarouge de la télécommande se

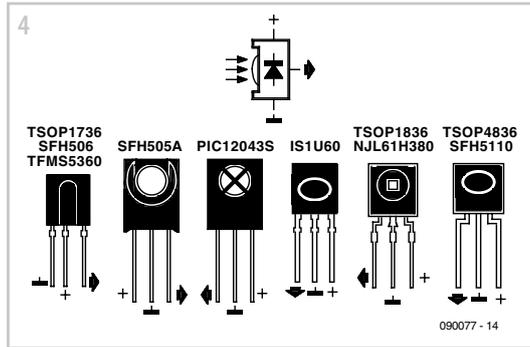


compose de trains d'impulsions du rayonnement IR modulé. La fréquence de modulation varie d'une marque à l'autre entre 30 et 56 kHz (B&O utilise même 455 kHz). Mais en pratique, elles se situent pour la plupart entre 36 et 40 kHz. La fréquence centrale des cellules réceptrices IR se déduit souvent de l'immatriculation du composant, un TSOP1736 est sensible à une fréquence de modulation de 36 kHz, le TSOP1838 à 38 kHz et ainsi de suite. La **figure 4** vous montre une ribambelle de récepteurs IR ainsi que leur brochage. Une cellule IR est suffisamment sensible aux autres fréquences proches. Nous avons installé dans notre circuit une cellule pour la fréquence de modulation de 38 kHz, elle couvre le domaine qui va de 36 à 40 kHz. Le récepteur IR démodule le signal infrarouge et le produit est appliqué à l'entrée de notre circuit qui refait un nouveau signal modulé pour la LED IR à placer près du récepteur numérique.

L'auteur a ouvert sa deuxième télé (attention aux éventuelles hautes tensions dans l'appareil !) pour utiliser le récepteur IR qui s'y trouvait et aussi pour en dériver la tension d'alimentation pour le circuit de modulation. Mais vous pouvez parfaitement munir le circuit de son propre récepteur IR et de l'alimenter par un bloc d'adaptation secteur.

On utilise le signal de sortie du récepteur IR pour activer un multivibrateur astable construit à partir d'un célèbre 555. La ligne de données de la cellule IR est au niveau haut au repos et bas quand un signal IR modulé arrive. Comme l'entrée de mise à zéro du 555 réagit à un signal actif au niveau bas, on l'inverse à l'aide de R2, T1 et R3. Nous réglons avec P1, R1 et C1 la fréquence de modulation pour la LED IR D2 aux alentours de 38 kHz. D1 fait en sorte que le rapport cyclique du signal de sortie soit inférieur à 50 %, sinon la diode ne tiendrait pas le coup. Le temps de mon-

tée de l'oscillateur sur l'entrée de déclenchement du 555 est déterminé par P1 et C1, le temps de descente par R1 et C1. Le rapport entre P1 et R1 détermine le rapport cyclique qui est ici d'à peu près 30 %. Pour une tension d'alimentation de 5 V, le potentiomètre d'ajustage P1 est sur 1 k Ω , mais pour de plus basses tensions, il faut diminuer cette valeur aux environs de 500 Ω . Si possible, utilisez un oscilloscope pour régler l'oscillateur sur 38 kHz (période de 26,3 μ s). Pour un signal de test à la sortie du 555, nous relierons l'entrée du circuit momentanément à la masse. Il convient de placer la LED IR D2 de manière



à ce qu'elle rayonne sur la cellule IR du récepteur numérique. Utilisez la tresse du câble à quatre conducteurs blindés entre le récep-

teur et la TV2 pour la tension négative de D2. La résistance R4 est choisie pour qu'un courant de 100 mA environ circule dans la LED IR. Avec une tension d'alimentation de 3,3 V, il faut abaisser la valeur de R4 à 3,3 Ω .

Ce circuit trouvera aussi à s'employer comme rallonge ou répéteur de télécommande pour des appareils audio et vidéo enfermés dans une armoire, par exemple.

(090077-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090077

Testeur de capteurs inductifs

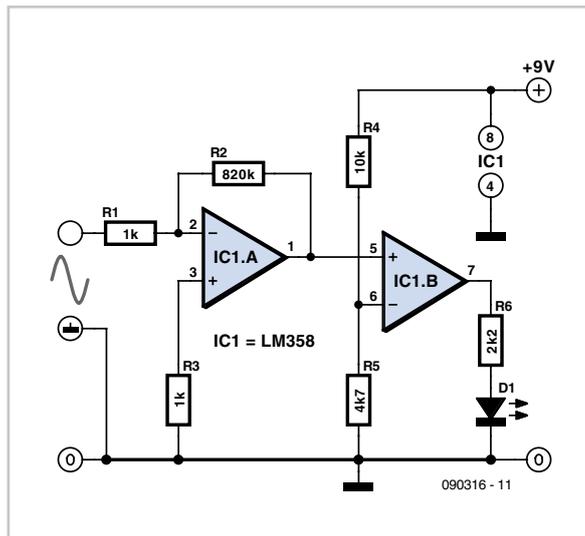
Hugo Stiers (Belgique)

Ce testeur indique au moyen d'une DEL si un capteur inductif produit un signal ou pas. Il peut être utilisé pour tester les capteurs inductifs que l'on trouve dans des systèmes de freinage anti-blocage (ABS) ou électroniques (EBS) de voiture ou autre système de mesure de vitesse de rotation (arbres à cames, volants).

Le montage est construit autour d'un ampli op LM358. Le faible signal du capteur (quand l'inducteur tourne lentement) est une tension alternative. La période négative du signal est amplifiée 820 fois par le premier ampli op monté en amplificateur inverseur.

Un comparateur construit avec le deuxième ampli op fait clignoter la DEL.

Pour juger la qualité du signal du capteur il faut faire tourner l'inducteur lentement. Si la DEL clignote, le capteur produit un signal et la distance entre le capteur et l'inducteur (ou pignon) est correcte. Si cette distance est trop grande, le capteur ne produira pas de signal



pour une rotation lente et la DEL clignotera seulement pour des vitesses de rotation élevées. Un capteur encrassé ou un inducteur (ou pignon) endommagé peut provoquer des irrégularités dans le clignotement de la DEL. Quand on mesure le signal de la DEL avec un oscilloscope pendant que le moteur tourne, on observe un signal carré qui correspond aux dents du pignon et dont la fréquence

est identique à celle du signal alternatif fourni par le capteur.

Il est aussi possible de vérifier la polarité des connexions du capteur. Détacher le capteur et l'éloigner doucement de l'objet en métal. La DEL s'éteindra ou s'allumera. Si on inverse les connexions du capteur, le fonctionnement de la DEL sera inversé quand on répètera le mouvement.

Le circuit fonctionne parfaitement, il a été testé longuement dans différents ateliers avec des véhicules différents. L'auteur a essayé le testeur avec des capteurs de moteurs en marche, comme par exemple les capteurs de l'arbre à cames ou des volants d'un camion Volvo (moteur D13 A). Le capteur de l'arbre à cames fait clignoter la LED au démarrage, après il n'est plus possible de distinguer les clignotements car la fréquence est trop élevée.

(090316-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090316

Terminal radio à USB

Rainer Schuster (Allemagne)

À propos des modules radio à 868 MHz du type RFM12, caractérisés entre autres par leur prix intéressant, le magazine Elektor de janvier 2009 vous a relaté combien il est sim-

ple de les connecter à un contrôleur ATmega. Des listages d'exemples en BASCOM vous ont aussi montré comment réaliser aisément une transmission de données [1]. Le circuit présenté ici relie un module radio

RFM12 à une platine de contrôleur R8C/13 décrite quant à elle dans l'édition de février 2009. Dans le cadre du projet « Traceur de courbes caractéristiques U/I » [2] nous vous y avons présenté une telle platine équipée d'un

connecteur USB. Elle est disponible toute montée à l'e-choppe.

Depuis l'arrivée de ce Terminal radio à USB, on peut désormais échanger, sans fil, des données au moyen d'un programme de terminal pour PC par exemple, avec un autre microcontrôleur doté lui aussi d'un module radio. Avec les cartes disponibles en ordre de marche et vérifiées (les modules radio peuvent également être commandés auprès d'Elektor [3]), il n'y a plus la moindre difficulté à construire ce projet. Il suffira de relier quelques broches du connecteur K1 de la carte contrôleur R8C/13 aux 6 broches du module radio. Parmi elles, on trouve le +5 V et la masse qui permettent de faire alimenter le module radio par la carte du contrôleur. L'interface SPI du module radio est commandée par les broches de port P1.0 à P1.3 du contrôleur (voyez le schéma).

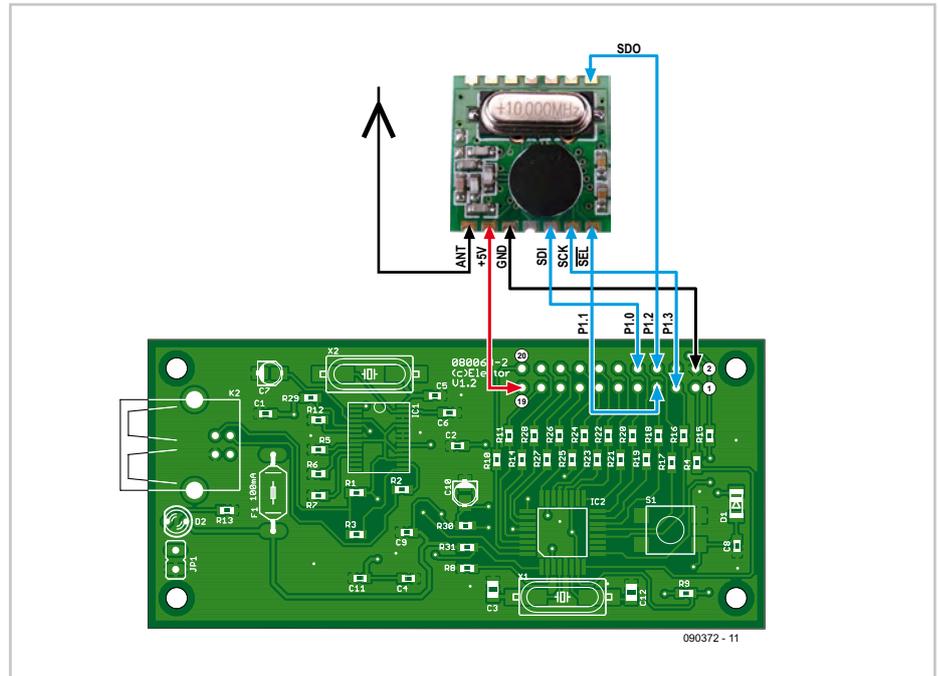
De son côté, la carte du contrôleur s'alimente sur un PC par le câble USB.

L'auteur a rédigé en C le micrologiciel du R8C et vous en trouverez le code source et les fichiers Hex sur le site d'Elektor [3]. Le fichier Hex de Motorola a été chargé à l'aide de l'outil de développement Flash [2] [4] par l'interface USB. Pour y arriver, il faut placer le cavalier JP1 sur la carte contrôleur et appuyer brièvement sur le bouton de mise à zéro. Après la programmation, ne pas oublier de retirer le cavalier et de refaire une mise à zéro !

Le micrologiciel consiste en fait en une modification et une transposition en C des routines Bascom de Burkart Kainka [1]. On y a encore ajouté des fonctions pour l'interface UART1 qui est raccordée à la puce USB sur la platine.

Le programme attend d'une part l'arrivée de signes par l'USB et les place dans une mémoire intermédiaire jusqu'à réception de <CR><LF>. Sur quoi, il fait transiter les données reçues par l'émetteur du module radio sous un protocole spécial.

Dans l'autre sens, le micrologiciel attend aussi des signes de la part du récepteur du



module radio. Dès qu'il a reçu le signe <STX> (Start of Text = 0x02), il envoie lui aussi tous les codes dans une mémoire intermédiaire et cela jusqu'au signe d'arrêt <ETX> (End of Text = 0x03). Après la chaîne de caractères, il faut encore une somme de vérification d'un octet (donc en tout : <STX><String><CS><ETX>). Si la somme de vérification est correcte, il enlève <STX>, <ETX> et la somme de vérification de la chaîne reçue, y accole <CR><LF> et l'envoie au PC par le port USB.

Naturellement, on peut aussi transmettre par radio des chaînes de caractères ou des commandes pour d'autres applications. Il conviendra éventuellement d'adapter le protocole. Pour la transmission, il faut bien penser que la RAM du R8C/13 est petite (1 Ko) et la mémoire intermédiaire ne fait que 200 octets, ce qui devrait quand même suffire dans la plupart des cas.

Le logiciel prévoit d'origine un débit binaire

de 9600 bauds, 8 bits de données, 1 bit d'arrêt, pas de parité ni de mise en communication. Il faut reproduire ces paramètres dans le programme de terminal (Hyperterminal par exemple).

(090372-1)

Liens Internet

- [1] www.elektor.fr/071125
- [2] www.elektor.fr/080068
- [3] www.elektor.fr/090372
- [4] www.elektor.fr/r8c

Téléchargements et produits

Module radio 868 MHz

071125-71, monté et testé disponible sur [3]

Carte contrôleur R8C

080068-91, montée et testée disponible sur [3]

Logiciel

090372-11 code source et fichiers Hex.

Question pour un champion

Joseph Kopff (France)

Le titre fait référence à un jeu télévisé dans lequel les joueurs disposent d'un bouton poussoir. L'animateur du jeu pose une question et le premier joueur qui appuie sur son bouton fait allumer un voyant sur son poste. Automatiquement les boutons des autres joueurs sont inhibés, afin que l'on voie quel joueur a appuyé le premier et qui

a donc le droit de répondre à la question.

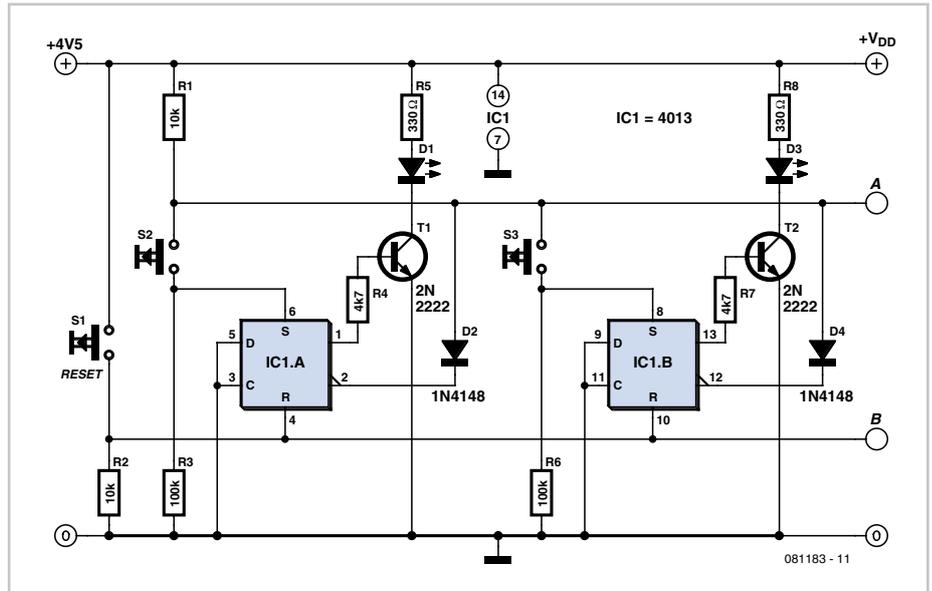
Le montage présenté ici montre comment réaliser un tel dispositif d'arbitrage soi-même avec des moyens simples et sans microcontrôleur, ce qui est assez rare de nos jours. Le circuit de base est pour deux joueurs, mais il est facilement extensible grâce à sa conception modulaire.

Le schéma présente trois boutons poussoirs : S2 et S3 sont les boutons des deux joueurs, S1 est le bouton de l'animateur qui permet de réinitialiser le circuit avant chaque nouvelle question. Le cerveau du montage est IC1, une double bascule D de type 4013 dont nous n'utilisons que les entrées Set et Reset. Ce circuit possède une plage d'alimentation assez large de 3 à 15 V et notre montage fonc-

tionne donc aisément avec une pile de 4,5 V (la consommation est minimale).

IC1 est initialisé par un appui sur S1 (reset). Dans cet état les sorties non inversées (broches 1 et 13) sont à 0 et les sorties inversées (broches 2 et 12) sont à 1. Ainsi la ligne A est à l'état haut par R1, car les diodes D2 et D4 ne sont pas polarisées. Si le joueur 1 appuie sur le bouton S2, la sortie non inversée de la bascule IC1.A passe à 1 et, par le biais de T1, la LED D1 est allumée pour indiquer que le joueur 1 a appuyé le bouton. En même temps, la sortie inversée de la bascule passe à 0, ce qui entraîne la diode D2 en conduction. La ligne A passe maintenant à 0 et le bouton S3 du joueur 2 ne peut plus activer la deuxième bascule. Le fonctionnement est inverse si c'est le joueur 2 qui appuie en premier son bouton S3.

Le circuit est extensible pour 4 ou 6 joueurs (voire même plus) si l'on ajoute un deuxième ou un troisième circuit intégré 4013. Il suffit de répéter le schéma (sans R1, R2 et S1) et



de le connecter à droite aux lignes A, B, Vdd et 0 V.

(081183-I)

Alarme moto à prix plancher



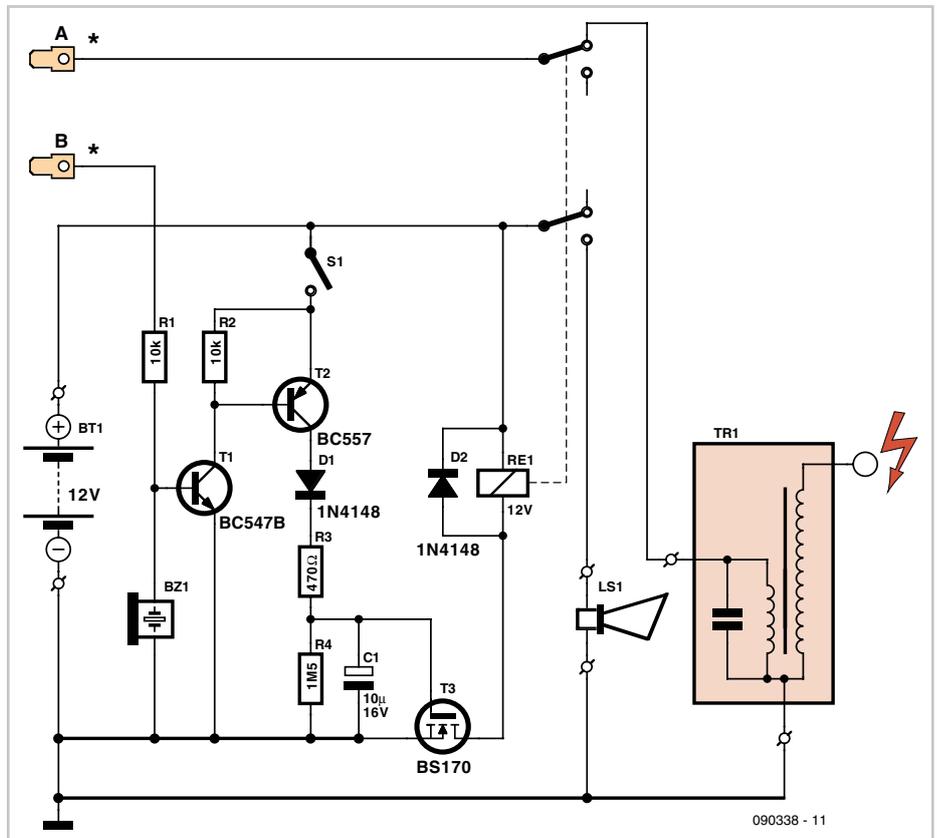
T.A. Babu (Inde)

Les motos sont souvent une cible pour les voleurs. Voici une alarme puissante, peu onéreuse et facile à construire. Son activation ou désactivation se fait à l'aide d'un interrupteur caché, S1. Ce petit circuit ne décharge pas démesurément la batterie étant donné qu'il consomme très peu au repos.

Pour activer l'alarme, fermez l'interrupteur S1. Si quelqu'un essaie de démarrer la moto, le +12 V du contacteur (relié à B) entraîne la mise en conduction de T1 puis de T2. La sirène (LS1) retentit alors pendant environ 20 s, durée déterminée par le monostable constitué autour du FET T3. La sirène est un modèle piézo haute puissance, type « prête à l'emploi » avec un oscillateur intégré.

Un autre composant piézoélectrique est présent dans le circuit, mais à un tout autre dessein : BZ1 détectera toute tentative de manipulation ou déplacement du véhicule moteur éteint. Ce transducteur piézo doit être monté de manière à ce qu'il reçoive au mieux les vibrations du cadre lors d'une tentative de manipulation de la moto.

Un des jeux de contacts du relais RE1 est utilisé pour déconnecter efficacement la bobine d'allumage afin d'empêcher le démarrage de la moto lorsque quelqu'un essaie de la voler. Habituellement, on utilise un fil allant de l'alternateur (point A) à la bobine d'allumage (TR1), qui doit être relié au contact repos du



relais. S1 sera de préférence un modèle miniature mais tout autre modèle conviendra.

Pour désactiver l'alarme, ouvrez S1 afin de

désactiver le détecteur de mouvements ainsi que la sirène lorsque que la clé de contact est tournée...par son propriétaire légitime !

(090338-I)

Fréquence et temps de référence avec un ATtiny2313



Vladimir Mitrovic (Croatie)

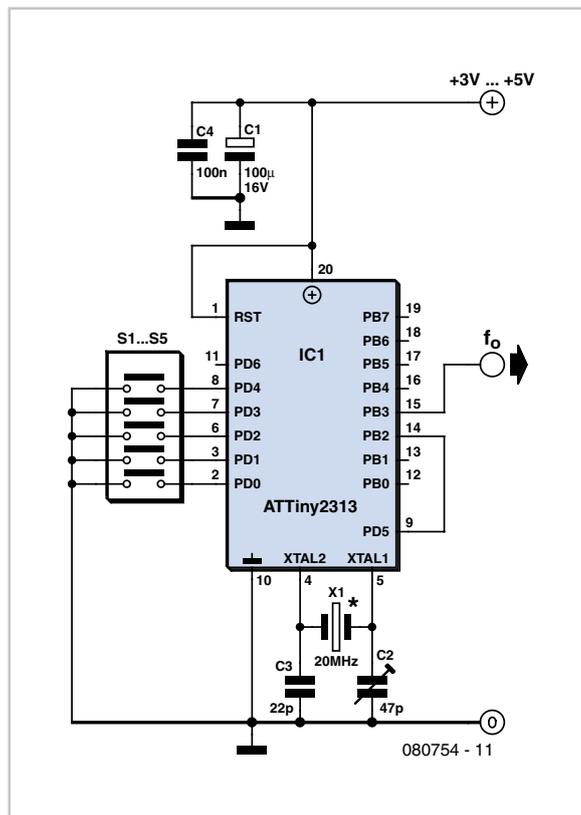
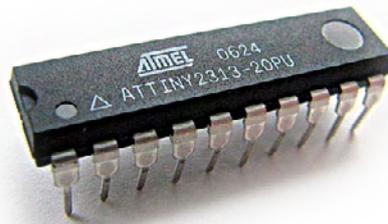
Dans ce projet, un microcontrôleur AVR ATtiny2313 agit comme un diviseur de fréquence variable, offrant des fréquences de référence très stables de duty cycle de 50 %, couvrant un spectre allant de 0,1 Hz à 4 MHz par pas de 1, 2, 4 ou 8. Le circuit est très simple car tout est fait par microcontrôleur. Dans le programme, 31 fréquences différentes sont prédéfinies sélectionnables par les interrupteurs S1 à S5 conformément au **Tableau 1**.

Le ATtiny2313 possède deux temporisateurs/compteurs (T/C), T/C1 (16 bits) et T/C0 (8 bits), offrant tous deux divers modes de fonctionnement. Le mode *Clear Timer on Compare Match* (CTC) est le plus approprié pour générer une forme d'onde en sortie. En mode CTC, le T/Cx s'incrémente sur les fronts montants de l'horloge système ou d'une horloge externe jusqu'à la valeur contenue dans le registre OCRxA (*Output Comparer Register xA*). Cette dernière atteinte, le compteur est remis à zéro et la broche OCxA (PB3 pour compteur 1, PB2 pour compteur 0) bascule. Des facteurs de division de 2×65536 (pour le Timer1) et 2×256 (pour le Timer0) peuvent être obtenus en chargeant les valeurs adéquates dans OCR1A et OCR0A. En plus du facteur de division, la fréquence de sortie est déterminée par l'horloge système, le prédiviseur (1-2-4-8-16-32-64-128-256) et le prédiviseur du compteur (1-8-64-256-1024). Dans ce projet, un quartz de 8 MHz ou 20 MHz pourrait être utilisé en X1 (20 MHz sur le schéma du circuit), mais non à l'aveuglette parce que le logiciel correspondant devrait résider dans l'ATtiny.

Il existe évidemment plusieurs paramètres appropriés pour générer une fréquence donnée mais comme le choix de l'horloge système et de son prédiviseur influe également sur la consommation globale (basse fréquence = baisse de la consommation), nous choisirons toujours la fréquence d'horloge du CPU la plus basse possible. En supposant que $X1 = 8$ MHz et pour la plage de fréquence 1 Hz à 4 MHz, seul le T/C1 est utilisé. Il compte les fronts de l'horloge système prédivisée et la fréquence de sortie est calculée comme suit :

$$f = 8000000 / [2 \times \text{valeur_prédiviseur_horloge_système} \times (1 + \text{valeur_OCR1A})]$$

Pour les fréquences plus basses, le T/C0 est utilisé comme prédiviseur additionnel (facteur de division : 10) entre l'horloge système prédivisée et le T/C1, option sélectionnable dans les modes du compteur. La sortie OC0A



(PB2) du T/C0 et l'entrée externe T1 (PD5) du T/C1 sont alors interconnectées et ce dernier compte les fronts du signal issu de la broche OC0A. La fréquence de sortie peut être calculée comme suit :

$$f = 8000000 / [2 \times \text{valeur_prédiviseur_horloge_système} \times (1 + \text{valeur_OCR1A} \times 2 \times (1 + \text{valeur_OCR0A}))]$$

Le programme, disponible en téléchargement gratuit [1], est écrit avec BASCOM AVR

et scrute constamment les interrupteurs S1 à S5. Si un changement intervient dans les réglages, la sous-routine *Set_f* est appelée pour définir une nouvelle fréquence. Elle stoppe les compteurs, les reconfigure, charge les valeurs dans les différents registres pour obtenir le bon facteur de division et redémarre les compteurs. Les valeurs pour les registres sont définies dans trois tableaux.

1. *Clock_prescale_table* contient les valeurs allant de 1 à 256 (seules les valeurs en 2^n sont autorisées) utilisées pour calculer la valeur appropriée du registre CLKPR (*Clock Prescale Register*).

2. *Ocr1a_table* contient les valeurs allant de 1 à 65535 utilisées pour calculer la valeur appropriée de OCR1A. Seules les valeurs en 5^n (1, 5, 25, 125, 625, 3125 et 15625) sont utilisées ici. Un 0 indique que le T/C1 est arrêtée pour cette fréquence. Notez que la valeur de la table est décrémentée de 1 avant d'être écrite dans OCR1A.

3. *Ocr0a_table* contient les valeurs allant de 1 à 255 utilisées pour le calcul de la valeur appropriée de OCR0A. Seules les valeurs 0 et 5 sont utilisées ici : un 0 indique que le T/C0 est arrêtée pour cette fréquence, tandis qu'un 5 divise l'horloge système par 10. Si des fréquences encore plus faibles sont nécessaires, d'autres valeurs en 5^n (25 et 125) peuvent être utilisées pour obtenir des facteurs de division de 100 et 1000. Notez que la valeur de la table est décrémentée de 1 avant d'être écrite dans OCR0A.

Le programme *Fref_ATtiny2313_Elector_8MHz.bas* doit être compilé et le code hexadécimal résultant chargé dans le microcontrôleur ATtiny2313

avant la première utilisation. Veuillez à mettre le bit *Flash Fuse* à la valeur appropriée pour l'utilisation d'un quartz (CKSEL3...0 = 1111) car par défaut, c'est l'oscillateur RC interne qui est sélectionné. Le fichier HEX pour la version 8 MHz est disponible en téléchargement à l'adresse [1]. Un condensateur variable (C2) est prévu pour calibrer le quartz à exactement 8,000 MHz si possible. Si vous êtes satisfait de la précision du quartz, remplacez C2 par un condensateur avec une valeur fixée. Configurez les interrupteurs conformément

au tableau 1 pour obtenir la fréquence voulue.

Alimentée sous 3 V, la version 8 MHz pourrait encore être utilisée avec la plupart des familles logiques fonctionnant sous 5 V : CMOS, LSTTL, HC, HCT... Toutefois, soyez prudent et empêchez tout retour de courant des circuits alimentés en 5 V dans le microcontrôleur à travers la broche PB3. Ceci pourrait provoquer la charge de la batterie par l'intermédiaire des diodes de clamping du microcontrôleur avec des résultats imprévisibles tant pour la batterie que pour le microcontrôleur. S'il y a risque, placez une diode Zener 3 V entre PB3 et la masse afin de limiter la tension. Attention : le composant pré-programmé 080754-41 de la boutique Elektor est programmé pour la configuration à 20 MHz et ne fonctionne pas sous 3 V. Augmenter la tension d'alimentation de

5 V double approximativement le courant à 15 mA (max), mais vous permet aussi de relever la fréquence d'horloge à 20 MHz et d'obtenir des fréquences plus élevées du circuit. Si la consommation n'est pas un problème, vous pouvez envisager l'utilisation d'un oscillateur à quartz de précision pour cadencer le microcontrôleur.

Le programme *Fref_AtTiny2313_Elektor_20MHz.bas* produira des fréquences de référence de 0,001 Hz à 10 MHz par pas de 1, 2 ou 5. La principale différence avec la version 8 MHz est que le prédiviseur du T/C0 est utilisé ici pour produire des fréquences inférieures à 0,01 Hz. Un tableau appelé *Timer0_prescale_table* est ajouté au programme. Il contient les valeurs 0 (si le T/C0 n'est pas utilisé), 1 (si il est utilisé, mais pas prédivisé) ou 8 (si il est utilisé et prédivisé par un facteur 8). Les fréquences fournies par la version 20 MHz

sont données dans le **tableau 2**. Les deux plus basses fréquences, marquées par un astérisque (*) dans le tableau, ne peuvent pas être obtenue exactement, mais l'erreur de division est bien dans la tolérance du quartz et peut donc être totalement négligée.

(080754-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/080754

Téléchargements et produits

Microcontrôleur programmé

080754-41 ATtiny2313, préprogrammé, configuration 20 MHz

Logiciel

080754-11 Fichier source et hex pour 8 MHz et 20 MHz
Adresse : www.elektor.fr/080754

Tableau 1. Configurations des interrupteurs DIP pour X1 = 8 MHz

S5	S4	S3	S2	S1	PD4...PD0	Fréquence de sortie	
on	on	on	on	on	00000	4	MHz
on	on	on	on	off	00001	2	MHz
on	on	on	off	on	00010	1	MHz
on	on	on	off	off	00011	800	kHz
on	on	off	on	on	00100	400	kHz
on	on	off	on	off	00101	200	kHz
on	on	off	off	on	00110	100	kHz
on	on	off	off	off	00111	80	kHz
on	off	on	on	on	01000	40	kHz
on	off	on	on	off	01001	20	kHz
on	off	on	off	on	01010	10	kHz
on	off	on	off	off	01011	8	kHz
on	off	off	on	on	01100	4	kHz
on	off	off	on	off	01101	2	kHz
on	off	off	off	on	01110	1	kHz
on	off	off	off	off	01111	800	Hz
off	on	on	on	on	10000	400	Hz
off	on	on	on	off	10001	200	Hz
off	on	on	off	on	10010	100	Hz
off	on	on	off	off	10011	80	Hz
off	on	off	on	on	10100	40	Hz
off	on	off	on	off	10101	20	Hz
off	on	off	off	on	10110	10	Hz
off	on	off	off	off	10111	8	Hz
off	off	on	on	on	11000	4	Hz
off	off	on	on	off	11001	2	Hz
off	off	on	off	on	11010	1	Hz
off	off	on	off	off	11011	0.8	Hz
off	off	off	on	on	11100	0.4	Hz
off	off	off	on	off	11101	0.2	Hz
off	off	off	off	on	11110	0.1	Hz
off	off	off	off	off	11111	standby	

Tableau 2. Configurations des interrupteurs DIP pour X1 = 20 MHz

S5	S4	S3	S2	S1	PD4...PD0	Fréquence de sortie	
on	on	on	on	on	00000	10	MHz
on	on	on	on	off	00001	5	MHz
on	on	on	off	on	00010	2	MHz
on	on	on	off	off	00011	1	MHz
on	on	off	on	on	00100	500	kHz
on	on	off	on	off	00101	200	kHz
on	on	off	off	on	00110	100	kHz
on	on	off	off	off	00111	50	kHz
on	off	on	on	on	01000	20	kHz
on	off	on	on	off	01001	10	kHz
on	off	on	off	on	01010	5	kHz
on	off	on	off	off	01011	2	kHz
on	off	off	on	on	01100	1	kHz
on	off	off	on	off	01101	500	Hz
on	off	off	off	on	01110	200	Hz
on	off	off	off	off	01111	100	Hz
off	on	on	on	on	10000	50	Hz
off	on	on	on	off	10001	20	Hz
off	on	on	off	on	10010	10	Hz
off	on	on	off	off	10011	5	Hz
off	on	off	on	on	10100	2	Hz
off	on	off	on	off	10101	1	Hz
off	on	off	off	on	10110	0.5	Hz
off	on	off	off	off	10111	0.2	Hz
off	off	on	on	on	11000	0.1	Hz
off	off	on	on	off	11001	0.05	Hz
off	off	on	off	on	11010	0.02	Hz
off	off	on	off	off	11011	0.01	Hz
off	off	off	on	on	11100	0.005	Hz
off	off	off	on	off	11101	0.002	Hz*
off	off	off	off	on	11110	0.001	Hz*
off	off	off	off	off	11111	standby	

Générateur sinus + vobulateur



Avec commande numérique de fréquence

Wilfried Wätzig (Allemagne)

Le projet Vobulateur audio du numéro d'avril 2009 d'Elektor, avec un microcontrôleur SX28 de Parallax a incité l'auteur à développer un projet comparable avec un ATmega48. Il est apparu que les performances du circuit à ATmega48 atteignent presque celles du circuit à SX28.

La fréquence DDS (*Direct Digital Synthesis*) du générateur de sinus est une caractéristique importante pour la comparaison. Les deux valeurs ne sont pas très éloignées :

SX28 : $DDS-f = 50 \text{ [MHz]} / 28 \text{ [cycles]} = 1,78 \text{ MHz}$,

ATmega48 : $DDS-f = 25 \text{ [MHz]} / 18 \text{ [cycles]} = 1,39 \text{ MHz}$,

L'ATmega48 est légèrement surcadencé à 25 MHz ; la feuille de caractéristiques autorise un maximum de 20 MHz. Aucun dysfonctionnement ne s'est manifesté en marche permanente. Un autre élément du circuit est le convertisseur numérique-analogique (CN/A) sur le port D du μC . Il est réalisé par un réseau R-2R et reproduit une tension de sortie sinusoïdale avec une fréquence d'horloge de 1,39 MHz. Les valeurs sont lues dans une table en mémoire.

Un filtre passe-bas passif (Butterworth du sixième ordre) avec une fréquence de coupure de 500 kHz sert à lisser la tension de sortie sinusoïdale particulièrement pour les fréquences les plus élevées.

L'organe de commande important est le clavier de téléphone à douze touches. En mode vobulateur les rangées de touches (1-2-3), (4-5-6), (7-8-9) et (*-0-#) servent de touches de fonctions pour régler le marqueur de fréquence (up/down et fast-up/fast-down).

En mode générateur sinusoïdal, la fréquence désirée est entrée en hertz directement au clavier. La



plage utilisable va de 10 Hz à 500 kHz. Pour une fréquence de 12 kHz par exemple, la saisie est : *12000#.

Les sorties numériques du port B sont protégées contre les courts-circuits par des résistances.

Le niveau du signal sinusoïdal de sortie se règle par P1 entre 0 et 4,5 V crête à crête.

Pour la programmation de l'ATmega48 le circuit est muni d'une interface ISP avec un connecteur à 10 points. Le micrologiciel - le programme Digiwobsin - a été écrit en assembleur avec le système de développement AVRStudio-4 (V4.14). Les fichiers du projet (source et objet hex) sont disponibles au téléchargement gratuit sur [1]. Le fichier zip contient aussi une copie d'écran qui indique la configuration des fusibles dans AVRStudio. Au lieu de programmer soi-même, on peut aussi se procurer par l'e-choppe un microcontrôleur programmé.

(080577-1)

Spécifications

Fonctionnement en vobulateur numérique :

- Plages de fréquence : 100 à 100 000 Hz/50 à 15 000 Hz,
- Échelle logarithmique de 256 valeurs
- 2 cadences : 0,2/0,4 ms par valeur de fréquence (la fréquence est modifiée par l'incrément de phase toutes les 0,2 ou 0,4 ms)

Sorties en mode vobulateur :

- fonction sinus
- impulsion marqueur de fréquence (rectangulaire)
- impulsion marqueur de position
- impulsion de synchronisation au début du cycle de vobulation

Fonctionnement en générateur sinusoïdal :

- Saisie de la fréquence en hertz au clavier
- Format : * = début du nombre
chiffre(s) 0 à 9
= fin du nombre, démarrage en générateur sinusoïdal

Sortie en mode sinusoïdal :

- fonction sinus (0 à 4,5 V)
- impulsion marqueur/fréquence (rectangulaire)

Pour obtenir un signal sinusoïdal propre en fonction générateur, on désactive l'interruption du temporisateur, de façon à ne pas perturber l'exécution de la boucle DDS. Dès la pression sur une touche, le temporisateur est réactivé par PCINT (Pin-Change-Interrupt) pour qu'une nouvelle valeur numérique puisse être saisie.

La fréquence du sinus a la précision du quartz, donc elle dépend de la qualité du quartz 25 MHz. Toutefois il peut y avoir des écarts par rapport à la fréquence absolue du fait d'erreurs d'arrondi dans le calcul de l'incrément de phase.

Les valeurs de différence de phase pour les fréquences DDS sont mémorisées dans un tableau :

valeur-DDS = $freq \cdot 2^{24} \cdot cycle / F_{osc}$
pour $freq = 2^k$, $k = 0$ à 19.

Ainsi la valeur-DDS instantanée est calculée sur 24 bits.

Les caractéristiques les plus importantes sont résumées dans les encadrés. La fonction des interrupteurs S1 à S3 est indiquée dans le tableau 1.

Les sorties numériques du port B sont protégées contre les courts-circuits par des résistances.

Le niveau du signal sinusoïdal de sortie se règle par P1 entre 0 et 4,5 V crête à crête.

Pour la programmation de l'ATmega48 le circuit est muni d'une interface ISP avec un connecteur à 10 points. Le micrologiciel - le programme Digiwobsin - a été écrit en assembleur avec le système de développement AVRStudio-4 (V4.14). Les fichiers du projet (source et objet hex) sont disponibles au téléchargement gratuit sur [1]. Le fichier zip contient aussi une copie d'écran qui indique la configuration des fusibles dans AVRStudio. Au lieu de programmer soi-même, on peut aussi se procurer par l'e-choppe un microcontrôleur programmé.

(080577-1)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/080577

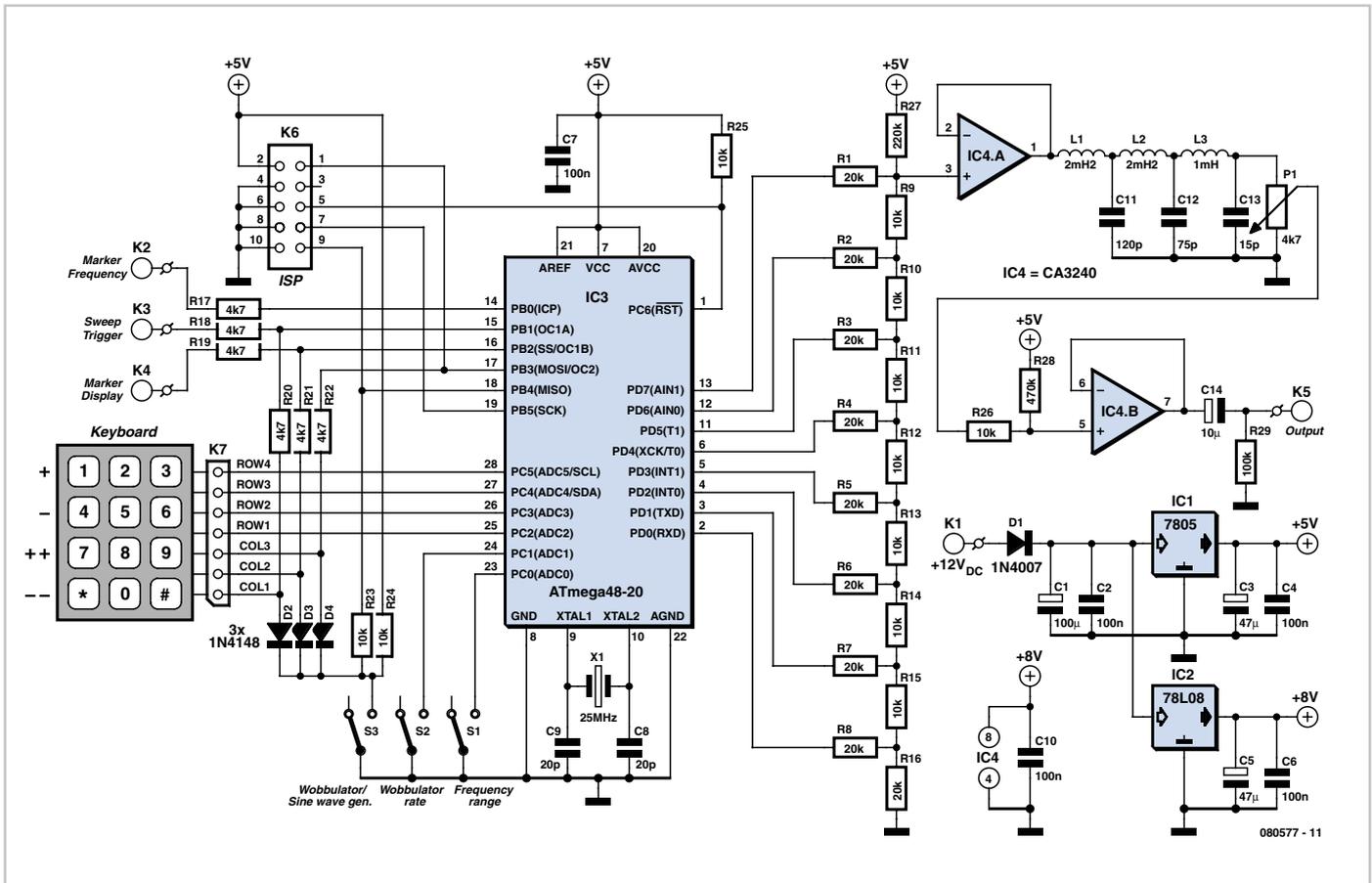
Téléchargements & Produits

Contrôleur programmé
080577-41 µC ATmega48

Logiciel
080577-11 Codes source et fichier(s) Hex

Tableau 1. Fonctions des interrupteurs S1 à S3

	Ouvert	Fermé
S1 (Plage de vobulation)	50 Hz...15 kHz	100 Hz...100 kHz
S2 (Cadence de vobulation)	0,2 ms	0,4 ms
S3 (Générateur/Vobulateur)	Générateur sinus	Vobulateur



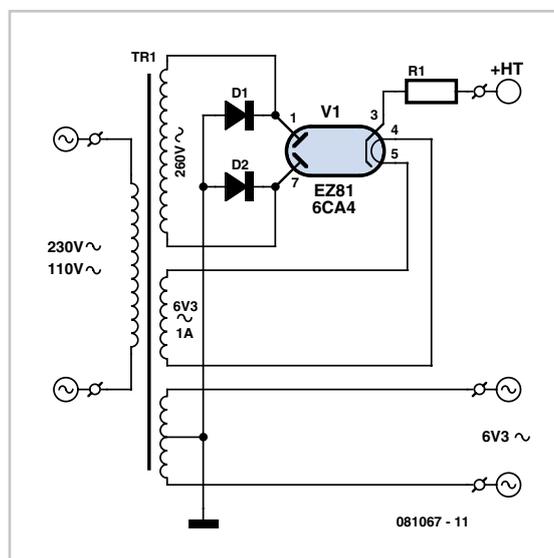
Alimentation thermoionique hybride



Malcolm Watts (Nouvelle-Zélande)

Les amplis et préamplis à tube n'ayant pas dit leur dernier mot, on se demande pourquoi il n'en est pas de même du côté des alimentations HT, qui font souvent appel à un pont redresseur à quatre diodes au silicium.

La raison est qu'il n'existe pas de pont redresseur à tube, seulement des tubes redresseurs doubles à cathode commune. Par conséquent le redressement double alternance thermoionique n'est possible qu'avec un transformateur à double secondaire dans une configuration à point milieu, topologie réputée pour son inefficacité et son manque de fiabilité. En effet, le routage du point milieu crée une discontinuité qui fragi-



lise le secondaire, et du fait que chaque enroulement n'est actif que la moitié du temps, le volume du bobinage secondaire se trouve multiplié par deux.

Penchons-nous sur le schéma de notre jolie alimentation thermoionique hybride, ici capable de délivrer un courant de 100 mA. On y distingue l'enroulement secondaire unique de 260 V, garant d'une bonne efficacité, suivi du redresseur en pont hybride constitué des diodes D1 et D2 pour la partie négative, et du tube redresseur V1 (EZ81 ou 6CA4) pour la partie positive. C'est ce dernier qui procurera cette subtile distorsion non linéaire via l'impédance interne qui évolue doucement au rythme de la modulation, qui procure une forme de compression appréciée

par de nombreuses oreilles. La résistance R1 est prévue, qui introduit une impédance fixe qui vient en série avec l'impédance du redresseur à vide. Il y a donc intérêt à diminuer R1 tant que possible, mais cela introduit un compromis au niveau de la longévité de l'ensemble. Car, contrairement aux

diodes silicium qui encaissent des courants de pointe élevés, répétitifs à 100 Hz, de l'ordre de la dizaine d'ampères, il n'en n'est pas de même pour les redresseurs à vide, qui, si surchargés, voient leur cathode perdre leur enrobage à haut pouvoir émissif. Le reste de l'alimentation n'est pas repré-

senté sur le schéma. Il faut bien évidemment y ajouter le condensateur réservoir et l'une ou l'autre self de filtrage bien dimensionnée. On se doute qu'il n'y a pas grand intérêt à faire suivre telle alimentation d'un régulateur de tension.

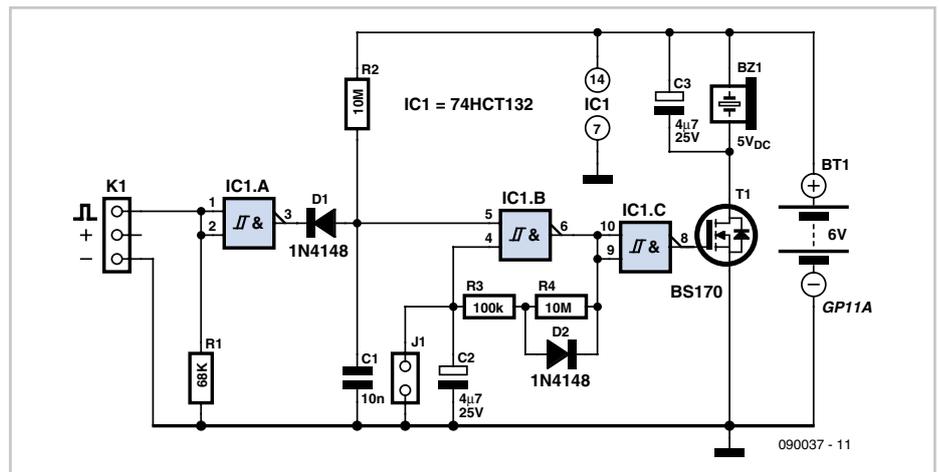
(081067-I)

ELT acoustique

Werner Ludwig (Allemagne)

Un ELT (*Emergency Locator Transmitter*, en français « radiobalise de détresse » ou « émetteur localisateur d'urgence ») est un émetteur de détresse mis en marche manuellement ou automatiquement par un capteur d'impact. Il sert à localiser les avions accidentés. L'ELT acoustique est conçu pour les modèles réduits d'avions télécommandés échappant au contrôle et disparaissant le plus souvent dans les fourrés. L'avertisseur sonore de localisation décrit ici permet de retrouver les modèles réduits d'avions atterrissant « hors-champ ». Il dispose même de sa propre alimentation.

La petite pile pour appareil photo figurant dans le schéma permet à l'émetteur acoustique d'émettre un bref signal toutes les 10 secondes pendant plus de 25 heures après la perte de la liaison radio. La consommation en mode d'attente et en fonctionnement passif (lorsque le cavalier J1 est inséré) est négligeable. Le rythme du signal acoustique d'alerte



est assuré par un générateur d'horloge avec un rapport cyclique asymétrique. Il est basé sur la porte AND à trigger de Schmitt IC1.B. Il commutent un avertisseur 5 V à courant continu par le MOSFET T1. L'oscillateur est bloqué par IC1.A et D1 tant que des impulsions positives sont engendrées continuellement à la sor-

tie du récepteur RC. Le cavalier J1 inséré en parallèle à C2 cause un blocage et « désarme » l'émetteur d'urgence.

(090037-I)

Liens Internet

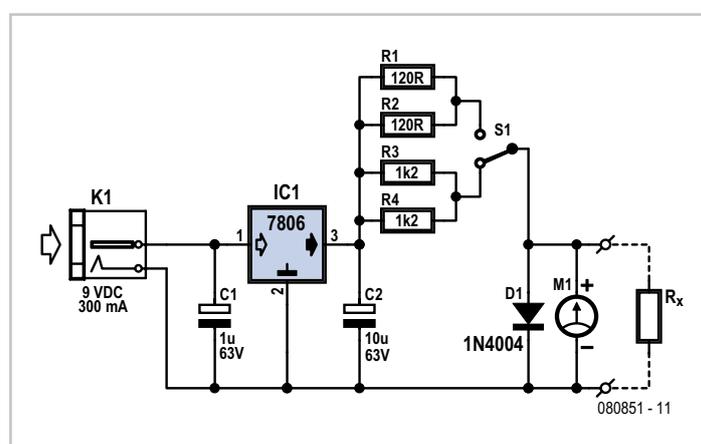
<http://de.wikipedia.org/wiki/Notfunkbake>

Mesure de milliohms par multimètre

Klaus Bertholdt (Allemagne)

Une petite résistance peut avoir des grosses conséquences. Par exemple, une résistance de contact de 50 mΩ par laquelle passent 10 A cause une chute de tension de 0,5 V et une perte de puissance de 5 W. Ces 5 W peuvent déjà provoquer une combustion à l'emplacement d'une borne à visser.

Les multimètres usuels ne permettent pas de mesurer de très petites résistances. Les milliohmmètres, d'autre part, ne sont pas donnés. Le circuit peu complexe présenté ici permet à chaque multimètre de mesurer des résistan-



ces dans le domaine du milliohm. Le circuit comporte essentiellement un régulateur de tension 6 V. La tension continue de 9 à 12 V

appliquée à son entrée provient d'un bloc d'alimentation secteur fournissant jusqu'à 300 mA environ.

La sortie comporte des résistances commutables de 60 Ω et 600 Ω prévues pour un courant de mesure de 100 mA et 10 mA. Chacune des deux valeurs peut être obtenue en plaçant deux résistances de la série E6 (120 Ω et 1,2 kΩ respectivement) en parallèle. Le courant de mesure est appliqué à la résistance à mesurer par deux câbles de mesure munis de pointes de touches. Le multimètre désigné par M1 fonctionnant comme voltmètre mesure la chute de tension. Une

tension de 1 mV mesurée pour un courant de 100 mA correspond à une résistance de 10 mΩ. La même tension mesurée pour un courant de 10 mA (position inférieure du commutateur S1 dans le schéma) correspond à une résistance de 100 mΩ. Le multimètre numérique peut usuellement afficher 0,1 mV, ce qui correspond à 1 mΩ. Le seul rôle de la diode D1 consiste à protéger le voltmètre des tensions trop élevées.

Si le voltmètre est relié à la sortie du circuit comme représenté ici, la résistance des câbles de mesure et la résistance de contact

des pointes de mesure sont comprises dans la mesure. Il est donc préférable de mesurer tout d'abord avec les pointes de mesure placées au même endroit (une des terminaisons de la résistance à mesurer), puis aux deux terminaisons de la résistance. La première mesure permet de déterminer la résistance des câbles et la résistance de contact. La deuxième mesure est égale à la somme de toutes les résistances (y compris celle devant être mesurée). La différence fournit donc la valeur correcte.

La précision dépend en outre de la résistance

des contacts du commutateur S1 et de la précision des résistances (R1 à R4), de la précision de la tension 6 V et de celle du voltmètre.

Il faut placer C1 à proximité de la broche 1 d'IC1 lors du montage pour assurer un découplage efficace. Si le courant fourni par le bloc d'alimentation secteur est trop ondulé, on peut brancher un condensateur électrolytique plus gros (par exemple 470 μF) à l'entrée du circuit.

(080851-1)

Détecteur de courrier

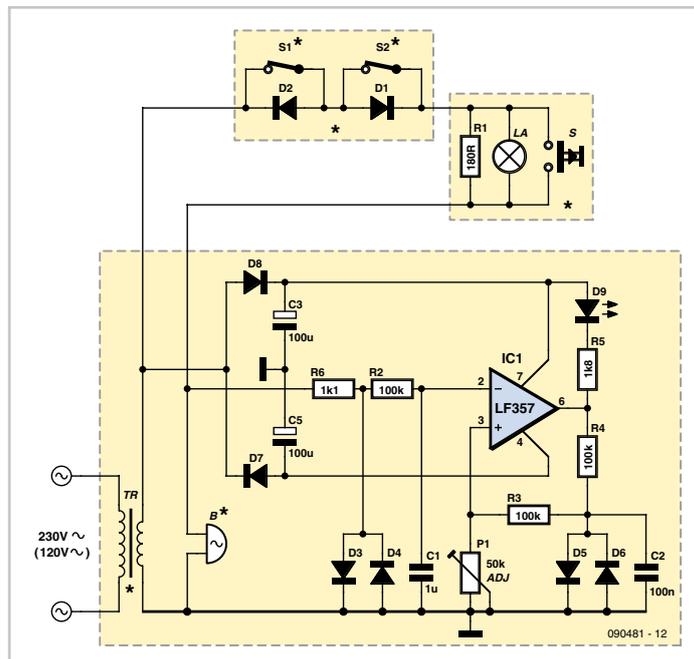
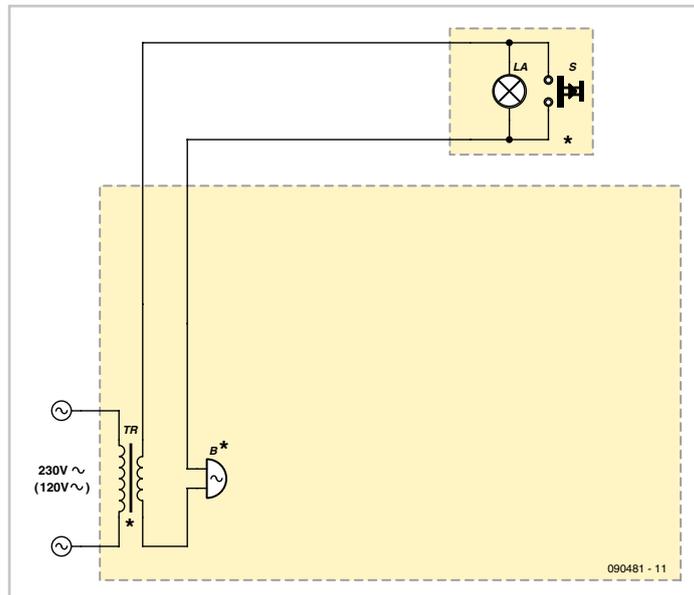


Philippe Temporelli (France)

La boîte aux lettres se trouvant à l'extérieur et assez éloigné de sa maison, l'auteur était intéressé par un moyen simple pour savoir si le facteur était passé sans avoir à sortir de chez lui (contrairement aux idées reçues, il ne fait pas toujours beau dans le sud de la France). On trouve régulièrement des montages pour effectuer cette « télédétection » mais cela nécessite de tirer des fils entre la boîte aux lettres et le circuit de détection situé dans la maison. Voulant éviter de tirer des fils supplémentaires, l'auteur avait comme idée d'utiliser les fils existant de la sonnette installée tout près de sa boîte aux lettres.

La boîte aux lettres a deux accès, l'un coté rue pour le facteur, l'autre coté jardin pour récupérer le courrier. Un microswitch qui allume un voyant déporté dans la maison et qui témoigne du passage du facteur est installé sur la porte de la boîte aux lettres coté rue. Un deuxième microswitch qui éteint le témoin lumineux lorsque l'on récupère le courrier est installé sur la porte de la boîte aux lettres coté jardin. La difficulté réside alors dans la connexion de ces palpeurs à un circuit déporté dans la maison qui mémorise le passage du facteur.

L'idée était d'utiliser les alternances du signal alternatif se trouvant sur les lignes du bouton poussoir de la sonnette pour



transmettre l'information selon la logique suivante :

- Présence des deux alternances : pas de changement dans l'état du détecteur de courrier.
- Interruption (même brève) d'une alternance : allumage permanente du témoin lumineux.
- Interruption (même brève) de l'autre alternance : extinction du témoin lumineux.

À noter que le signal est mesuré aux bornes de la bobine de la sonnette/carillon au travers de R6 et du couple de diodes en tête bêche (pour limiter le signal en particulier lors de l'activation de la sonnette). Le signal est ensuite filtré par R2/C1 avant d'être utilisé par IC1 monté en comparateur avec hystérésis. Le seuil de déclenchement est réglé par P1 en utilisant deux diodes montées en tête bêche comme référence de tension (positive ou négative en fonction de l'état de la sortie).

Le circuit du bouton poussoir doit être fermé pour assurer la détection, ce qui est en général fait avec l'ampoule qui éclaire le bouton. La résistance R1 est rajoutée pour palier l'absence ou la défaillance de cette ampoule. Pour des raisons de simplicité, le circuit est alimenté par le transformateur même de la sonnette (220 V / 8 V). L'auteur a réussi à loger le petit circuit dans le boîtier de la sonnette/carillon avec la DEL traversant le boîtier et donc visible facilement dans l'entrée de sa maison.

(090481-1)

Les montages Elektor et la Compatibilité ElectroMagnétique, consignes générales de réalisation

La réglementation CEM

À compter du 1^{er} janvier 1996, tout appareil de réalisation personnelle doit tenir compte de la réglementation CEM. Cette réglementation dit qu'un appareil, quel qu'il soit, ne doit pas produire de rayonnement gênant (parasites) et qu'il ne doit pas non plus être sensible aux rayonnements parasites extérieurs. Sous le terme générique de parasites on entend toutes sortes de phénomènes tels que champs magnétiques et décharges électrostatiques, sans oublier le parasitage des lignes du secteur dans l'acceptation la plus large de cette notion.

La législation

Même l'amateur n'est autorisé à utiliser son appareillage que lorsqu'il s'est assuré que celui-ci répond à la législation en vigueur. Les hautes instances sont relativement réticentes lorsqu'il s'agit d'appareils de réalisation personnelle et ne procédera à un contrôle du respect des dispositions légales qu'en cas de plainte. S'il s'avère que l'appareillage en question ne respecte pas les recommandations de la législation l'utilisateur (vous en l'occurrence) peut être tenu pour responsable des dommages encourus.

La marque CEM



L'amateur de réalisations personnelles n'est pas tenu à apposer la marque d'approbation CEM sur son appareil.

Elektor

Les réalisations proposées par Elektor s'attachent à respecter la recommandation légale. Nous faisons de notre mieux, dans le cas de réalisations critiques, de donner le maximum d'informations additionnelles dans l'article. Il n'y a cependant aucune obligation légale à ce sujet pour Elektor qui ne peut pas non plus être tenu pour responsable des (ou mis en cause pour les) conséquences au cas où un appareil ne répondrait pas aux exigences fixées par la recommandation. Cette page donne un certain nombre de mesures pouvant être prises pour que le montage réponde aux exigences de la réglementation. Cela ne signifie en rien qu'il soit nécessaire à chaque fois de recourir à ces mesures. Ce n'est que dans certains cas qu'il pourra s'avérer nécessaire d'appliquer les recommandations données ici. Il y a bien longtemps que d'autres mesures, pour l'appareillage audio en particulier, sont prises et il n'y a donc rien de neuf sous le soleil.

La CEM, pourquoi ?

L'avantage majeur (à long terme) pour le consommateur est que tous les appareils électriques et électroniques pourront, chez soi ou au bureau fonctionner tranquillement les uns avec les autres.

Émission

La forme la plus ancienne et la plus courante de problème CEM est une émission trop importante : l'appareil émet de l'énergie HF gênante par l'intermédiaire de son boîtier ou de ses câbles. Il est bon de savoir qu'il existe, outre des limites à l'émission, également une interdiction d'appliquer à la ligne du secteur une énergie source de parasites même s'ils se trouvent dans le spectre des basses fréquences.

Immunité

Les exigences posées au niveau de l'insensibilité (ou immunité) sont elles au contraire toutes neuves. L'appa-



Exemples de filtres de ferrite pouvant être utilisés pour le passage de câbles.

reil doit, dans un environnement pollué électriquement dans certaines limites définies bien entendu, continuer de fonctionner normalement. Les exigences sont très variées et s'adressent à toutes les sources de parasites imaginables.

Appareillage micro-informatique

Les appareils micro-informatiques forment le groupe concerné par l'application de la recommandation. Non seulement en raison du fait que les ordinateurs et les microprocesseurs sont des générateurs notoires de parasites mais aussi parce qu'ils sont, de par l'exécution séquentielle des instructions, particulièrement sensibles aux parasites. Le fameux crash sans raison d'un PC en est l'expression la plus courante.

Le boîtier selon CEM

Un micro-ordinateur de réalisation personnelle ne pourra respecter les exigences CEM que s'il a été mis dans un coffret métallique. Il faudra au minimum faire en sorte que le fond et le dos du coffret aient une forme de L en une seule pièce. Tous les câbles se rejoignant sur la dite pièce ou y subissent un filtrage. Si l'on a besoin de connecteurs sur la face avant il faudra utiliser un fond de coffret en U. On obtient encore de meilleurs résultats par la mise en place sur toute la largeur de la face arrière d'un ruban de cuivre (2 cm de large, 1 mm d'épaisseur). Ce ruban pourra être doté à intervalles réguliers de serre-câbles qui serviront à la fixation des câbles de terre. Le ruban est fixé tous les 5 cm à la face arrière à l'aide d'une liaison à vis non isolée. Un coffret fermé donne de meilleurs résultats qu'un fond en L ou en U. Il faut en outre s'assurer que les lignes de contact ont parfaitement étanches au rayonnement HF, caractéristique obtenue par l'utilisation d'un nombre suffisant de vis, caoutchouc conducteur ou ressorts de contact. Il ne faudra pas oublier d'enlever la couche de peinture ou d'oxydation éventuellement présente.

L'alimentation selon CEM

Il faudra tenir compte, lorsque l'on réalise une alimentation avec les parasites entrants et sortants. On utilisera donc un filtre secteur standard qui se trouve, par l'intermédiaire de son enveloppe métallique, directement en contact avec le coffret métallique ou la surface de terre en métal. Il n'est pas recommandé de tenter de réaliser soi-même de type de filtre sachant qu'il est extrêmement difficile de mettre la main sur les composants sophistiqués qu'ils nécessitent. On utilisera de préférence un exemplaire de filtre à entrée secteur incorporée (embase euro) éventuellement dotée d'un porte-fusible et d'un interrupteur marche/arrêt incorporés. La simple utilisation d'un filtre de ce genre permet quasi-automatiquement de respecter une bonne part des exigences de sécurité électrique. On terminera le primaire du filtre avec son impédance caractéristique, dans la plupart des cas à l'aide d'une résistance-série de 50 Ω/1 W et un condensateur de 10 nF/250 V_{ac}, classe X2.

Les périphériques et leur mise à la terre

Tous les câbles allant vers des périphériques, des capteurs de mesure, des relais de commande, etc doivent traverser l'enveloppe métallique ou le profil en L. Les lignes de terre des câbles sont reliés directement au ruban de mise à la terre à l'intérieur du boîtier à l'aide d'une liaison courte (< 5 cm). En cas d'utilisation d'embases le blindage devra être fixé à un connecteur métallique à blindage total. En principe, toutes les lignes de signal non blindées doivent être pourvues d'un filtre composé au minimum d'un tore de ferrite (30 mm) par câble, disposé le cas échéant autour de l'ensemble des câbles véhiculant des signaux. Il est permis de disposer ce tore à l'extérieur du boîtier (sur un PC par exemple). Les lignes dont il est admis qu'elles puissent avoir une résistance-série de 150 Ω seront dotées à l'intérieur du coffret d'une résistance-série de 150 Ω connectée au connecteur. Si cela est techniquement réalisable on pourra en outre doter ce point d'une capacité vers la masse (ruban de mise à la terre). Il est également admis d'utiliser des filtres en T ou en pi plus coûteux vendus dans le commerce. Dans tous les autres cas les liaisons doivent être faites à l'intérieur du boîtier à l'aide de câble blindé mis à la terre des 2 côtés sur le circuit imprimé d'un côté et sur le ruban de terre de l'autre. Les lignes symétriques sont faites de conducteur double blindé torsadé également mis à la terre à ses 2 extrémités. Le plan de masse CEM du circuit imprimé du montage

doit être relié du mieux possible au ruban de masse, si possible même à l'aide d'une mise à la terre flexible ou d'un nombre de conducteurs parallèles, un morceau de câble multibrin par exemple.

L'électricité statique

Toutes les pièces du montage accessibles de l'extérieur doivent être constituées, de préférence, par du matériau antistatique non conducteur. Tous les organes traversant le boîtier et accessibles de l'extérieur (potentiomètres, inverseurs, interrupteurs et autres axes) doivent être reliés galvaniquement à la terre (par le biais d'une résistance de 1 MΩ dans le cas d'un appareil de classe II). Toutes les entrées et sorties dont les conducteurs ou les âmes d'embase sont accessibles doivent être dotées d'un blindage (un enclot métallique mis à la terre par exemple), par l'intermédiaire duquel pourront s'écouler d'éventuelles décharges. La solution la plus simple pour ce faire est d'utiliser des contacts en retrait (embase sub D par exemple) à protection métallique mise à la terre et/ou dotés d'une protection des contacts.

Les alimentations

Un transformateur d'alimentation doit être doté d'un réseau RC d'amortissement (snubber) tant au primaire qu'au secondaire. Les ponts de redressement doivent être filtrés à l'aide de réseaux RC. Le courant de charge (de crête) au secondaire dû aux condensateurs électrochimiques doit être limité par l'intermédiaire de la résistance interne du transformateur ou par le biais d'une résistance-série additionnelle. Il est recommandé de mettre du côté 230 V, un varistor (350 V/2 W) pris entre la phase et le neutre par rapport à la terre, ou entre la phase et le neutre. Il peut être nécessaire, côté secondaire, d'ajouter un suppresseur de transitoires que l'on placera de préférence en aval du condensateur de l'alimentation. Si l'alimentation est destinée à système numérique on pourra prendre, en vue de limiter les émissions, une self en mode commun dans les lignes alternatives du secondaire. Pour les applications audio il est recommandé en outre de prendre un blindage de terre entre le primaire et le secondaire du transformateur secteur. On reliera le dit blindage au ruban de mise à la terre à l'aide d'une courte liaison. L'alimentation doit être en mesure de compenser 4 périodes d'absence de tension du secteur et de supporter des variations de -20 à +10% de la tension du secteur.

Les montages audio

Dans le cas des montages audio c'est l'immunité qui constitue l'exigence la plus importante. On blindera de préférence tous les câbles. Cette précaution est souvent impossible dans le cas des câbles allant vers les haut-parleurs de sorte qu'il faudra les doter d'un filtrage distinct. On trouve dans le commerce des filtres en T ou en pi spéciaux forts courants n'ayant pas d'effet néfaste sur la reproduction des graves. On implante un filtre de ce genre dans chaque ligne, filtre à placer dans le coffret de protection métallique entourant les bornes de connexion des câbles.

Les champs magnétiques Basse Fréquence

Les câbles blindés à l'intérieur du boîtier ne fournissent pas de protection contre les champs magnétiques BF générés par le transformateur d'alimentation; cela n'est vrai que pour une fréquence supérieure à quelques kHz. De ce fait, il faudra disposer ces câbles le plus près possible des parties métalliques du boîtier et les mettre, à l'une de leur extrémité, à la terre prévue pour les champs électriques. On pourra, dans les cas extrêmes, envisager de mettre l'alimentation dans un compartiment métallique distinct. On pourra obtenir une réduction supplémentaire du ronflement par l'utilisation d'un transformateur spécial à anneau de distribution.

Les champs Haute Fréquence

Les champs magnétiques HF ne doivent pas pouvoir entrer dans le boîtier métallique (il est déconseillé d'utiliser un boîtier en plastique pour un système haut de gamme). Tous les câbles audio externes doivent être blindés et le blindage doit être fixé à l'extérieur du boîtier. Ici encore on utilisera uniquement des connecteurs totalement métalliques. Tous les blindages internes de câble doivent être connectés au ruban de mise à la terre à l'intérieur du boîtier. Il est recommandé d'utiliser un boîtier d'une épaisseur suffisante (> 2 cm) en raison de l'effet péliculaire (skin effect), vu que sinon les champs intérieur et extérieur ne sont pas suffisamment séparés l'un de l'autre. Les éventuels orifices percés dans le



Exemple de filtre secteur standard. Il comporte une entrée secteur euro, un interrupteur marche/arrêt et un filtre efficace. Son enveloppe en métal doit être reliée au métal du boîtier.

boîtier doivent rester de faible diamètre (< 2 cm) et seront dotés de treillis métallique.

Les radiateurs

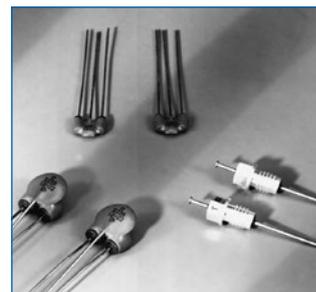
On mettra les radiateurs, que l'on placera de préférence à l'intérieur du boîtier, à autant d'endroits que possible à la terre par rapport au rayonnement HF. Les radiateurs d'une alimentation à découpage que l'on a omis de mettre à la terre sont une source garantie de problèmes ! On pourra éventuellement disposer un blindage de terre entre le transistor et le radiateur. Les orifices percés dans les radiateurs doivent être de faible diamètre et dotés de treillis métallique. Les ventilateurs aussi doivent être mis à l'intérieur du boîtier.

Câbles

Sous l'aspect CEM les câbles peuvent faire office d'antennes (d'émission) et sont éminemment aptes à émettre des parasites (voire à en capter). Ceci est également vrai pour les câbles blindés. Le blindage d'un câble (coaxial) doit venir se glisser dans un connecteur faisant contact sur tout son pourtour. Le blindage pourra être utilisé comme conducteur de retour de courant pour la réalisation d'un blindage magnétique HF. Il est préférable, pour la protection magnétique BF, d'utiliser des paires de câbles torsadés (twisted pair) avec blindage. Dans le cas d'un câble multibrin il est préférable que chaque ligne de signal soit séparée de l'autre par un conducteur de terre et que l'ensemble du câble soit doté d'un blindage général. Les câbles dont une composante du signal qu'ils véhiculent dépasse 10 kHz, et qu'il n'est pas possible de filtrer à l'intérieur du boîtier seront dotés d'un tore en ferrite faisant office de self en mode commun.

Mise en coffret

Les circuits imprimés dessinés par Elektor sont actuellement dotés d'orifices de fixation entourés d'un flot de cuivre nu relié à la masse du circuit. Il est facile ainsi, par l'utilisation d'entretoises métalliques, d'assurer automatiquement une bonne liaison (HF) entre la platine et le plan de terre. Des réalisations critiques ont un plan de terre que l'on pourra, par exemple, relier au ruban de terre à l'aide d'un morceau de câble multiconducteur à 25 brins. Sur ce type de platine il n'est pas prévu d'autres points de fixation; de même, les orifices de fixation ne comportent pas de cuivre et partant sont isolés.



Les filtres en T ou en pi évitent l'entrée ou la sortie de parasites par les lignes de signal. Il en existe divers modèles pour différents courants et plages de fréquence.

Éclairage automatique pour vélo



Ludwig Libertin (Autriche)

Cet éclairage automatique pour vélo vous dispense presque de tout travail (sauf naturellement de pédaler). Le circuit tient compte de la lumière ambiante et allume l'éclairage dès qu'il fait sombre. La lumière est coupée si on cesse de rouler pendant une minute ou s'il y a à nouveau de la lumière. Le grand avantage est qu'il n'a besoin d'aucun organe de commande. Ainsi on n'oublie jamais d'éteindre la lumière. C'est l'idéal pour les enfants et les « têtes en l'air ».

Pour détecter si le vélo est en cours d'utilisation (si les roues tournent), le circuit utilise un contact Reed ou ILS (Interrupteur à Lame Souple) S1 monté sur le cadre près de la roue. Un petit aimant est fixé dans les rayons (comme celui de la plupart des compteurs de vélo), il ferme l'interrupteur à chaque tour de la roue. Quand la roue tourne, des impulsions sont appliquées par C1 à la base de T1. Il en résulte une charge d'un petit condensateur chimique (C2). Quand il fait assez sombre et que la photorésistance (LDR) présente une résistance assez forte, T2 entre en conduction et la lumière s'allume. À chaque tour de roue, le condensateur C2 se recharge. La charge de C2 fait que T2 conduit pendant encore une minute environ après que la roue a cessé de tourner. On peut connecter à la sortie du circuit à peu près n'importe quel éclairage.

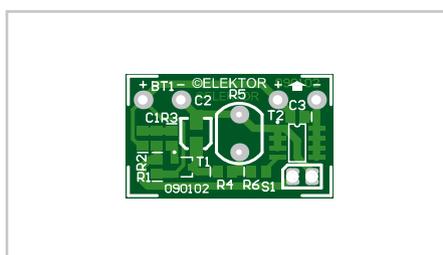
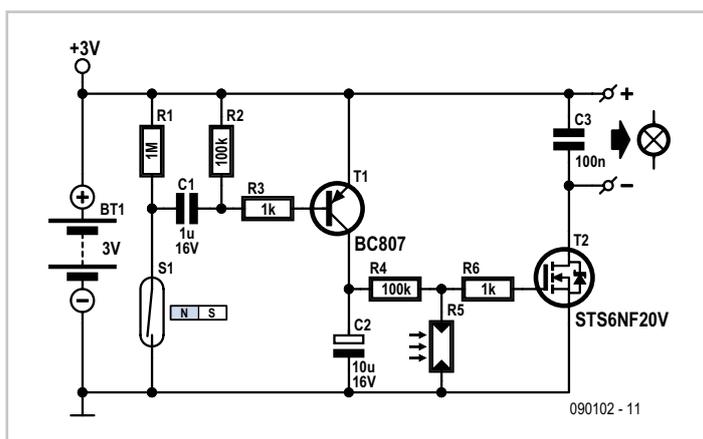
Avec une tension d'alimentation de 3 V, le courant de repos avec l'ILS ouvert n'est que de 0,14 mA. Si l'aimant se trouve par hasard dans une position telle que S1 est fermé, le courant passe à 3 µA. Dans les deux cas l'alimentation par pile ne pose pas de problème. Par ailleurs la tension peut aller de 3 à 12 V, en fonction de l'éclairage commandé. Comme il est probable que le circuit sera monté dans un phare de vélo, il est important de faire attention aux dimensions. C'est pourquoi le circuit imprimé est très compact, avec des com-



posants à montage en surface (CMS). La plupart sont en boîtier 0805. Le condensateur C2 est aussi sous forme de *chip*. Le circuit est à simple face avec les soudures au-dessus.

Le dessin du circuit pour la LDR (R5) ne correspond pas exactement à la forme du composant indiqué dans la liste. L'impression est une forme plus générale, parce que les types de boîtiers de LDR sont plutôt nombreux. On peut donc monter un autre type de LDR, par exemple si le seuil d'éclairement n'est pas satisfaisant. La LDR peut être placée de l'autre côté, en fonction de l'installation de la carte.

Pour le MOSFET aussi de nombreux types de remplacement sont disponibles, comme les FDS6064N3 de Fairchild, SI4864DY de Vishay Siliconix, IRF7404 de IRF ou NTMS4N01R2G de ONSEMI. De même pour le contact ILS on trouve toutes sortes de formes, même des modèles étanches avec sortie par fils. Pour le raccordement de l'éclairage, on peut opter pour des picots sur le circuit imprimé ou souder les fils directement sur la platine. On peut couper le bout des picots pour qu'ils ne dépassent pas de l'autre côté du circuit imprimé.



Cela réduit le risque de court-circuit avec des parties métalliques du phare.

Attention si vous alimentez le circuit avec une dynamo ! La tension alternative doit d'abord être redressée. Les moyeux-dynamos aussi produisent un courant alternatif.

(090102-1)

Liste des composants

Résistances

R1 = 1 MΩ (CMS 0805)
R2, R4 = 100 kΩ (CMS 0805)
R3, R6 = 1 kΩ (CMS 0805)
R5 = LDR p.ex. FW150 Conrad réf. 183547

Condensateurs

C1 = 1 µF/16 V (CMS 0805)
C2 = 10 µF/16 V (CMS chip)

C3 = 100 nF (CMS 0805)

Semi-conducteurs

T1 = BC807 (CMS SOT23)
T2 = STS6NF20V (CMS SO8)

Divers

S1 = ILS (en-dehors du CI) + barrette à deux broches (coudées)
BT1 = 3 à 12 V (voir texte)

Liens Internet

[1] www.elektor.fr/090102

Téléchargements & Produits

Platine

090102-1 Téléchargement du dessin / platine disponible via [1]

Diviseur à sorties symétriques



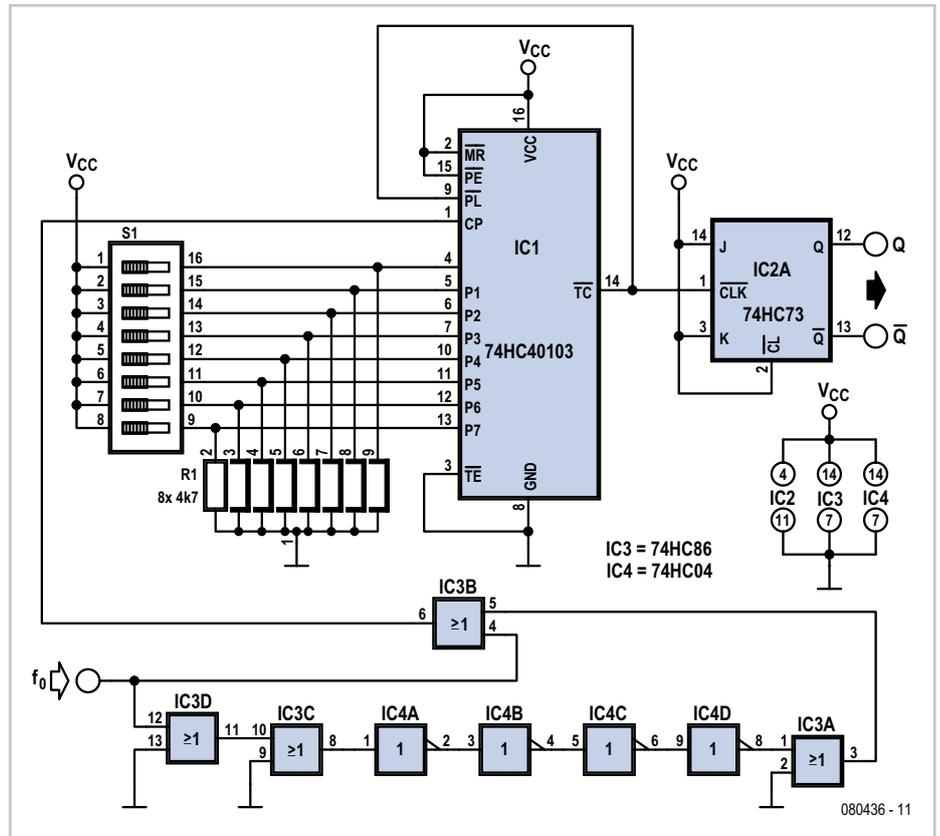
Roland Heimann (Allemagne)

Au concepteur de circuits, il incombe souvent la tâche de diviser une fréquence d'horloge, que ce soit pour un microcontrôleur ou un appareil de mesure. Le montage présenté ici est capable de diviser une cadence sur entrée symétrique dans un rapport variable qui peut aller jusqu'à 1 à 255 et il le fait tout en restituant la symétrie en sortie.

Au cœur du système, il y a IC1, un compteur à rebours sur lequel on peut présélectionner le rapport diviseur par interrupteurs DIP. À l'entrée d'horloge, il faut des impulsions brèves engendrées par le délai de propagation d'une série de portes logiques (IC3 et IC4) à partir du signal d'entrée f_0 . La sortie TC du compteur fait finalement commuter une bascule JK.

Pour la formation des impulsions, que les portes soient inverseuses ou non ne fait aucune différence, tout ce qui compte, c'est le nombre de portes et la grandeur du retard de propagation. Sept portes HC suffisent à coup sûr à obtenir la largeur d'impulsion voulue (vous pouvez vérifier leur temps de parcours ou *propagation delay* dans la feuille de caractéristiques des portes utilisées). Il faut s'assurer que le flanc positif aussi bien que le négatif du signal d'entrée produisent effectivement une impulsion.

Le compteur à rebours décrémente le total à chaque coup d'horloge quand CP est à 1. Lorsque le décompte est à zéro, la sortie TC devient brièvement négative. Cette impulsion vers le bas atteint l'entrée PL (Parallel Load), ce qui provoque le chargement de la



combinaison binaire prévue sur les interrupteurs DIP. Le compte à rebours en est immédiatement relancé.

Le bistable JK est configuré en bascule T (de *Toggle*) du fait que J et K sont fixés au niveau haut. Chaque flanc positif à l'entrée CLK fait changer d'état les sorties Q et \bar{Q} qui passent de 0 à 1 et inversement.

En définitive, le rapport de division correspond exactement à la valeur affichée en binaire sur les interrupteurs DIP. Si, par exemple, vous voulez diviser par 23 la fréquence d'entrée, vous les placerez dans la position 00010111, soit P4, P2, P1 et P0 sur High (contact établi).

(080436-I)

La détection de sens de rotation tombe à PIC



Lionel Grassin (France)

Dans le domaine de la robotique, mais aussi



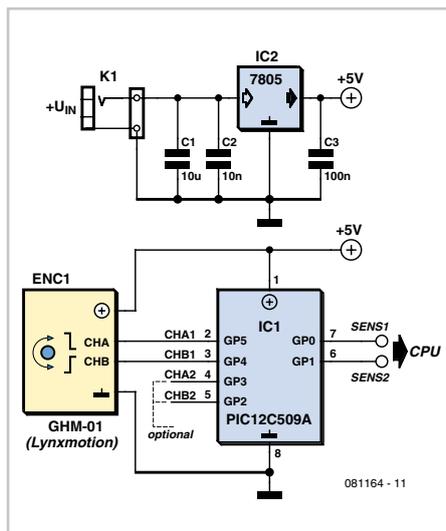
dans nombre d'applications où un moteur intervient (les imprimantes par exemple), il est souvent nécessaire de mesurer la vitesse et l'accélération ou le sens de rotation d'un moteur. Une technique simple est de monter un encodeur en quadrature sur l'axe du moteur à contrôler. Un encodeur en quadrature (voir photo) est un dispositif qui produit deux signaux carrés avec un décalage de 90° quand il tourne. Le sens de rotation de l'encodeur détermine lequel des deux signaux est en avance (sur l'autre), ceci permet la détection du sens de rotation.

Un algorithme pour détecter le sens de rotation n'a pas besoin d'être complexe, mais il doit être assez rapide pour pouvoir suivre les

vitesse et les variations de vitesse de rotation élevées. Il est possible de l'implanter dans la logique programmable (FPGA, GAL, PAL ou autre), mais l'auteur a voulu utiliser un petit microcontrôleur bon marché. Son choix



s'est porté sur le PIC12C509A de Microchip, un microcontrôleur à huit broches dont six entrées/sorties. Deux entrées et une sortie suffisent pour un détecteur de sens de rotation, le petit PIC pourra donc traiter deux encodeurs en quadrature en même temps. L'algorithme mis au point par l'auteur fonctionne de manière asynchrone, ce qui assure une plage de fonctionnement très large mais qui dépend des capacités du microcontrôleur. Le temps de boucle de l'algorithme est de 20 µs pour un PIC12C50X avec l'utilisation de l'oscillateur interne à 4 MHz, il est donc en théorie possible de suivre un signal impulsionnel jusqu'à 50 kHz. Ceci correspond à une vitesse de 3000 tours par minute (rpm) pour un moteur équipé d'un encodeur en quadrature à 1024 impulsions par tour. Et cela pour



deux moteurs/encodeurs en même temps ! Vous trouverez tous les détails de l'algorithme (et bien plus encore) sur le site Internet de l'équipe Fribotte dont l'auteur fait partie [1]. Le micrologiciel (codes source et fichier HEX) est disponible comme téléchargement gratuit sur la page Internet de cet article [2].

(081164-1)

Liens Internet

[1] <http://fribotte.free.fr/bdtech/detectsens/detectsens.html>

[2] www.elektor.fr/081164

Téléchargements & Produits

Logiciel

081164-11 Codes source et fichier HEX [2]

Adaptateur de chant pour ampli guitare-basse



Jérémie Hinterreiter (France)

De nos jours, la musique a pris une place importante en tant que loisir des jeunes et des moins jeunes. Beaucoup de personnes s'adonnent à cette passion et rêvent de plus en plus à montrer leur talent sur scène. Mais un des problèmes majeurs rencontré très souvent est le coût du matériel musical. Combien de groupes de musique amateurs chantent sur un amplificateur récupéré chez le guitariste ou même chez le bassiste ?

C'est à ce moment que l'on rencontre des problèmes techniques, non pas au niveau de la fiche jack 6,3 mm, mais au niveau de la qualité du son (les paroles sont à peine compréhensibles), le volume du son (l'amplificateur semble restituer moins de décibels que pour une guitare). De plus, le larsen aléatoire peut engendrer des dommages aux haut-parleurs et c'est très désagréable à l'ouïe. Ces problèmes techniques peuvent être résolus grâce à ce petit montage facilement réalisable et à moindre coût.

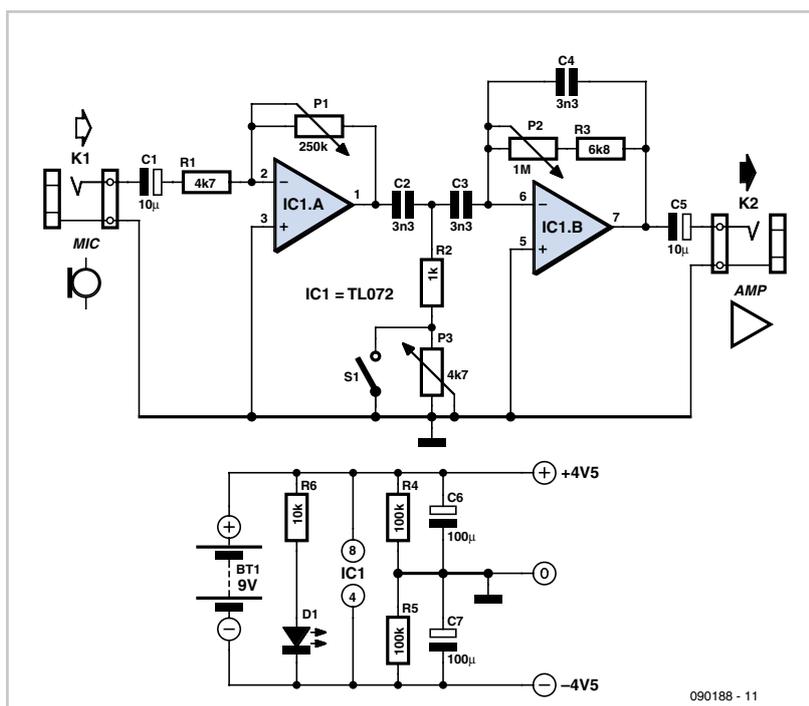
Un amplificateur pour guitare (ou basse) est surtout conçu pour restituer le mieux possible le son

de la guitare (ou basse). La bande passante de l'ampli n'a pas besoin d'être aussi large et aussi plate qu'en hi-fi (notamment dans les aigus) et un tel amplificateur ne permet donc pas de reproduire fidèlement la voix. Si on réalise un adaptateur qui compense la bande passante limitée de l'ampli en amplifiant en amont les fréquences qui sont ensuite atténuées par l'ampli, il est possible d'améliorer la qualité du son vocal. C'est ce que ce montage tente de faire.

L'adaptateur est construit autour d'un double amplificateur opérationnel à FET TL072CN, un composant à faible bruit et avec un bon rapport qualité/prix. Presque à même qualité sonore le NE5532 peut aussi être utilisé, mais le coût sera (un peu) plus élevé. Le montage se décompose en deux étages. Le premier étage sert à amplifier le signal du microphone et à adapter l'impédance de l'entrée. Pour un petit amplificateur guitare ou basse de 15 W, le gain utilisé est d'environ 100 (gain = P1/R1). Pour les amplificateurs

plus puissants le gain peut être réduit jusqu'à environ 50, grâce à P1. Le second étage amplifie la bande de fréquences (ajustable avec P2 et P3) qui est atténué par l'ampli guitare, pour permettre de reproduire la voix d'un chanteur ou chanteuse aussi claire, distingué et précise que possible. Pour affiner l'adaptateur et de l'accommoder au mieux avec votre amplificateur et son haut-parleur, n'hésitez pas à expérimenter avec les valeurs des composants et le type des condensateurs.

Le montage s'alimente facilement avec une pile de 9 V, grâce au pont diviseur R4/R5 qui le transforme en alimentation symétrique de $\pm 4,5$ V.

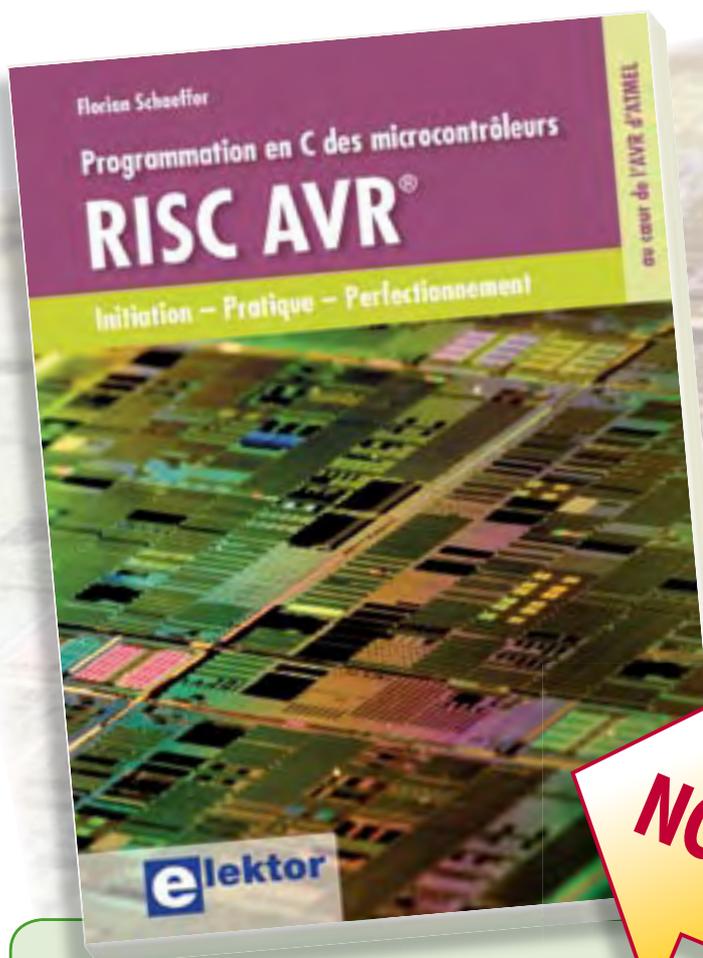


090188 - 11

(090188-1)

Morceaux choisis

La bibliothèque des passionnés d'électronique



NOUVEAU

Initiation – Pratique – Perfectionnement

Programmation en C des microcontrôleurs RISC AVR

L'auteur met son expertise au service du débutant comme du professionnel confirmé et les guide dans la découverte des microcontrôleurs modernes AVR. Ce livre est l'occasion d'acquérir, de rafraîchir, d'approfondir les connaissances en électronique et en programmation liées aux microcontrôleurs. La combinaison du langage C et des processeurs actuels d'Atmel, conçus pour lui, constitue une plate-forme durable.

Après une introduction et la présentation de l'environnement de développement nécessaire, le livre décrit pas à pas des projets variés. La plupart de ces projets reposent sur la platine Mini-Mega, une carte d'expérimentation décrite dans le magazine ELEKTOR. Cela garantit la réalisation sans difficulté des projets présentés. Naturellement, l'utilisation de plates-formes matérielles personnelles est possible. Elle est même recommandée, puisque le but affiché du livre est d'amener le lecteur au point où il pourra, finalement, concevoir et réaliser ses propres applications.

248 pages • ISBN 978-2-86661-169-9 • 49,50 €

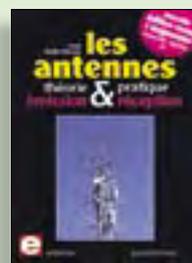


Réalisez & programmez

12 applications pratiques pour maîtriser le PICBASIC PB-3B

Si avant d'utiliser un tel composant il faut apprendre l'assembleur ou le langage C, l'amateur ou l'électronicien débutant risquent de décrocher bien avant le stade des premières satisfactions, celui à partir duquel tout devient possible. Grâce à la simplicité des microcontrôleurs PICBASIC programmables en langage BASIC, l'électronique numérique programmable est désormais à la portée de tous. Ces 12 applications pratiques du microcontrôleur PICBASIC PB-3B couvrent des domaines variés : la domotique (gradateur à 2 voies pour convecteurs, thermomètre numérique, gestionnaire d'éclairage), la protection des biens (centrale d'alarme, disjoncteur programmable), etc.

280 pages • ISBN 978-2-86661-166-8 • 42,50 €



Nouvelle édition augmentée

Les antennes

La première partie traite de la propagation des ondes dans l'espace et sur les lignes ainsi que des caractéristiques fondamentales des antennes (gain, rayonnement, courant, tension...). Cette étude théorique est suivie de réalisations pratiques : antennes filaires, antennes à gain, antennes THF, antennes courtes, antennes à large bande et multibandes, antennes de réception.

La dernière partie est consacrée aux ultimes réglages : adaptation des impédances, appareils de mesure, conseils de sécurité (poussée du vent, résistance des matériaux, pylônes et haubans, foudre...).

472 pages • ISBN 978-2-86661-165-1 • 48,50 €



Software Defined Radio

Construire une radio logicielle

Pour dessiner une radio à l'ancienne, prenez un HP et une antenne, et entre les deux des transistors, bobines, transformateurs, diodes, condensateurs etc. Pour une radio logicielle (ou définie par le logiciel), on garde juste l'antenne et les HP du PC. Entre les deux on écrit quelques équations appliquées par un traitement numérique du signal (DSP) sur l'ordinateur. Imaginez les possibilités inouïes de ce procédé !

Le matériel est certes extensible et adaptable, mais les logiciels, par nature, le sont infiniment plus. Ils sont tous mis à disposition gratuitement et enrichis en permanence par des auteurs passionnés.

176 pages • ISBN 978-2-86661-163-7 • 33,50 €

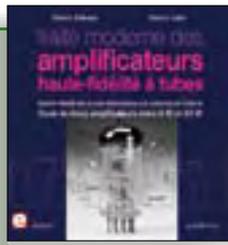


Ecoutez la DRM, c'est magique !

Construire des récepteurs de radio numérique sur ondes courtes

Ce livre d'Elektor dit tout ce que vous avez toujours voulu savoir sur les récepteurs superhétérodynes, à détection directe, pour les bandes amateur ou bien encore à tubes simples (audion), la transmission de données par radio, la radio numérique, les antennes intérieures, les oscillateurs programmables, les techniques de mesure... Mais il ne s'arrête pas là.

210 pages • ISBN 978-2-86661-157-6 • 35,50 €



À la recherche de l'optimal par l'étude des circuits élémentaires

Traité moderne des amplificateurs haute-fidélité à tubes

Les amplificateurs haute-fidélité à tubes électroniques, restés les favoris des audiophiles, reviennent sur le devant de la scène. Pendant cinq ans, les deux auteurs, G. Fiderspil et G. Lallié, ont effectué 6000 simulations informatiques et disséqué pas moins de 1200 maquettes de circuits à tubes pour en livrer les secrets et en découvrir les limites. Dans ce livre, le lecteur acquiert une connaissance approfondie de la conception des amplificateurs à tubes pour mieux apprécier la qualité du matériel existant et optimiser ses propres créations.

344 pages • ISBN 978-2-86661-160-6 • 45,00 €



Entièrement en couleurs

Traité de paléoelectronique

Tubes audio anciens & récents

À l'heure des nano-technologies Western-Electric fabrique toujours la triode 300B. Qu'y-a-t-il donc de magique dans ces tubes de verre pour qu'ils continuent de nous enchanter ? Quels secrets les rendent irremplaçables à nos oreilles de mélomanes ?

Rien d'autre que le savoir faire transmis – et enrichi – sur plus de quatre générations d'hommes passionnés.

128 pages • ISBN 978-2-86661-155-2 • 39,50 €



Ce livre est intégralement en anglais

Design your own Embedded Linux Control Centre on a PC

Grâce à l'évolution récente des techniques de commande et de régulation qui permet une grande efficacité à partir de moyens techniques bien meilleur marché qu'il y a encore quelques années, la domotique est aujourd'hui un sujet encore plus passionnant pour les électroniciens. Ce nouveau livre en anglais ne traite ni de ZigBee, ni de Z-wave ni de X10 ni d'aucun autre protocole commercial, mais propose un système fait à la maison, à partir d'éléments récupérés.

234 pages • ISBN 978-0-905705-72-9 • 32,50 €

Informations complémentaires et gamme complète sur notre site www.elektor.fr flambant neuf !

Elektor / Publitrone SARL

1, rue de la Haye

BP 12910

95731 Roissy CDG Cedex

Tél. : +33 (0)1.49.19.26.19

Fax : +33 (0)1.49.19.22.37

E-mail : ventes@elektor.fr

elektor
CHOPPE

livres



NOUVEAU

Bonus : plus de 100 articles sur les LED

DVD LED Toolbox

Après avoir ronronné pendant au moins une décennie, les LED ne se cantonnent plus dans le rôle de simples voyants lumineux et connaissent un essor extraordinaire. Leurs qualités principales restent robustesse, puissance, fiabilité, encombrement faible, etc. Cependant leur variété pléthorique est aujourd'hui telle que leur choix et leur mise en oeuvre n'est pas aussi simple qu'autrefois. Suivant le principe de la série TOOLBOX*, ce DVD-ROM contient une documentation technique complète (propriétés optiques, caractéristiques électriques, montage, durée de vie...) sur et autour des LED.

ISBN 978-90-5381-245-7 • 32,50 €



NOUVEAU

Plus de 68.000 composants !

ECD 5

Cet ensemble consiste en une quadruple banque de données (circuits intégrés, transistors, diodes et optocoupleurs) complétée par neuf applications satellites, au nombre desquelles on trouvera notamment de quoi calculer la valeur de la résistance associée à une diode zener, à un régulateur, à un diviseur, ou un multivibrateur astable, mais aussi le code de couleur de la résistance et de l'inductance.

ISBN 9978-90-5381-159-7 • 29,50 €

NOUVEAU

Le MSP430 à l'essai

(Elektor mai 2009)

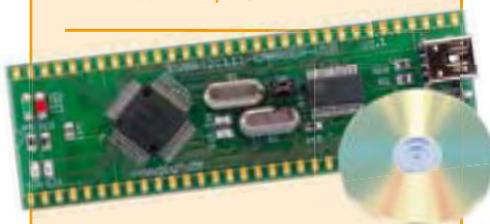
Elektor et l'école d'ingénieur de Rotterdam (Pays-Bas) ont développé ensemble un système de développement économique qui vise surtout l'initiation à la programmation de microcontrôleurs. Le système est basé sur la clef USB MSP-eZ430 de Texas Instruments. Un environnement de développement et un langage de programmation de haut niveau (C) sont disponibles gratuitement. La carte d'expérimentation annexe offre beaucoup de possibilités grâce à un ronfleur, un afficheur à 7 segments, quelques LED et plusieurs boutons poussoirs embarqués. En plus, la carte comprend une interface SPI et un bus I²C.

Platine montée et testée

Réf. : 080558-91 • 42,50 €

Platine dotée de composants, boîtier et kit d'évaluation TI eZ430-F2013

Réf. : 080558-92 • 29,95 €



Kit à µC R32C/111

(Elektor avril 2009)

Le kit d'initiation comporte un module microcontrôleur dénommé carte-support R32C (R32C Carrierboard) équipé du R32C/111 et le CD des outils de développement nécessaires. Comme dans le cas du projet R8C/13, la carte-support R32C-est aussi une réalisation de Glyn. Ce kit d'initiation à prix modique offre tout le nécessaire pour effectuer les premiers essais pratiques avec le nouveau contrôleur 32 bits. L'alimentation est assurée par le port USB du PC.

Kit d'initiation : Module R32C/111 (32-bit carte contrôleur) + logiciel sur CD-ROM

Réf. : 080928-91 • 32,50 €



Banc de rodage automatique

(Elektor avril 2009)

Même si les moteurs électriques brushless ont largement supplanté les moteurs thermiques dans les modèles d'avions radio commandés de taille petite ou intermédiaire, de nombreux modélistes restent cependant attachés aux moteurs thermiques. Si un moteur électrique peut être utilisé à pleine puissance dès sa mise en service, un moteur thermique devra être rodé avant de pouvoir délivrer sa puissance maximale. Le projet décrit ici a pour but d'automatiser cette importante opération.

Kit de composants, platine-1 avec composants CMS montés et l'affichage

Réf. : 080253-71 • 209,00 €

ARMée carte microcontrôleur II (montée et testée)

Réf. : 090146-91 • 57,50 €



CANtrôleur pour l'automobile

(Elektor avril 2009)

Conçu en partenariat avec l'association Timploto [1], ce nouveau montage a pour but de parfaire la formation dans le bouillonnant secteur de l'automobile. Embarquant le microcontrôleur Atmel AT-90CAN32, il se prête à quantité d'autres applications.

Kit de composants, platine avec composants CMS montés

Réf. : 080671-91 • 62,50 €

F373/374 juillet-août 2009+++ Retrouvez sur www.elektor.fr toutes les références disponibles +++**F372 juin 2009****Régulateur de camping**

060316-1 Platine 24,00

Garde-accus

030451-72 Afficheur 12,50

080824-1 Platine 14,50

080824-41 Contrôleur programmé LPC2103 18,50

F371 mai 2009**Le MSP430 à l'essai**

080558-91 Platine montée et testée 42,50

080558-92 Platine dotée de composants,
boîtier et kit d'évaluation TI eZ430-F2013 29,95**F370 avril 2009****Banc de rodage automatique**080253-71 Kit de composants, platine-1 avec composants CMS montés
et l'affichage 209,00

090146-91 ARMée carte microcontrôleur II (montée et testée) 57,50

CANtrôleur pour l'automobile

080671-91 Kit de composants, platine avec composants CMS montés 62,50

La machine 32 bits080928-91 Kit d'initiation : Module R32C/111 (32-bit carte contrôleur) +
logiciel sur CD-ROM 32,50**F369 mars 2009****Brique processeur**080719-91 Kit composants, platine TinyBrick avec contrôleur, CMS prémontés
plus autres composants 64,95**F368 février 2009****Traceur de courbes pour transistor**

080068-1 Platine 34,50

080068-91 Platine montée et testée only PCB-2 72,00

Décodeur d'éclairage de voiture

080689-1 Platine 9,50

080689-2 Platine 9,50

080689-3 Platine 7,50

080689-41 Contrôleur programmé 7,95

F367 janvier 2009**Du hertzien pour le contrôleur / Emission-réception réussie !**

071125-71 Platine montée et testée 8,50

De parole et d'argent

080396-41 Contrôleur programmé 9,95

Accès au 32 bits

080632-91 Platine montée et testée 44,50

Détection capacitive et appareils distributeurs

080875-91 Kit d'évaluation Boutons capacitifs 32,50

080875-92 Kit d'évaluation Variateur capacitif 32,50

F366 décembre 2008**Pilote pour DEL de puissance**

071129-1 Platine 7,50

Luminaire 3D

080355-1 Platine 32,50

Casque sans fil haute fidélité

080647-1 Platine (émetteur) 12,50

080647-2 Platine (récepteur) 12,50

Toupie électronique080678-71 Kit composants, platine avec composants en CMS
et contrôleur programmé 49,95

vos favoris

livres

- ➔ **12 applications pratiques** pour maîtriser le PICBASIC PB-3B
ISBN 978-2-86661-166-8 42,50 €
- ⬆ **Microcontroller Systems Engineering**
ISBN 978-0-905705-75-0 39,50 €
- ➔ **Les antennes**
ISBN 978-2-86661-165-1 48,50 €
- ➔ Traité moderne des **amplificateurs haute-fidélité à tubes**
ISBN 978-2-86661-160-6 45,00 €
- ➔ **Construire une radio logicielle**
ISBN 978-2-86661-163-7 33,50 €

cd & dvd-rom

- ⬆ **DVD LED Toolbox**
ISBN 978-90-5381-245-7 32,50 €
- ➔ **ECD 5**
ISBN 978-90-5381-159-7 29,50 €
- ➔ **Cours FPGA**
ISBN 978-90-5381-225-9 19,95 €
- ➔ **DVD Elektor 2008**
ISBN 978-90-5381-235-8 27,50 €
- ➔ **DVD Elex**
ISBN 978-2-86661-156-9 44,50 €

kits & modules

- ⬆ **Le MSP430 à l'essai**
Réf. : 080558-91 42,50 €
- ➔ **Kit à µC R32C/111**
Réf. : 080928-91 32,50 €
- ➔ **Toupie électronique**
Réf. : 080678-71 49,95 €
- ➔ **DigiButler**
Réf. : 071102-71 39,00 €
- ➔ **Télécommande par téléphone portable**
Réf. : 080324-71 69,95 €

Commandez tranquillement sur

www.elektor.fr/e-choppe

ou à l'aide du bon de commande encarté à la fin de la revue.

Les commandes en ligne de livres ou de CD & DVD-ROM bénéficient

d'une **remise spéciale de 5%**.


Elektor / Publitrone SARL
1, rue de la Haye • BP 12910
95731 Roissy CDG Cedex
Tél. : +33 (0)1.49.19.26.19
Fax : +33 (0)1.49.19.22.37
E-mail : ventes@elektor.fr

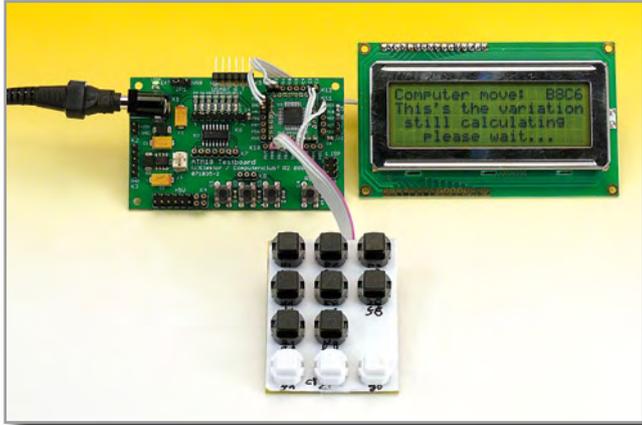
GPS-datalogger

Les modules GPS sont aujourd'hui utilisés dans beaucoup d'applications. Souvent il s'agit uniquement de déterminer la position géographique, mais dans ce projet il était aussi nécessaire de stocker les positions sous un format exploitable par Google Earth pour une visualisation ultérieure de la trace sur l'écran d'un ordinateur. Quelques modules de Parallax ont permis de réaliser ce projet : un Basic Stamp Super Carrier Board, un module récepteur GPS et un module enregistreur à clé USB. Les données sont stockées sur une clé USB courante sous forme d'un fichier KML facile à importer par un ordinateur.



Nouveau : Labcenter

À partir du numéro de septembre le labo d'Elektor, le coeur de toute les connaissances et activités techniques d'Elektor, prendra littéralement une place plus centrale dans la revue. Chaque mois quelques pages au milieu du magazine seront consacrées aux activités du labo, tel que des essais de produits ou des trucs et astuces techniques, bref les choses qui occupent quotidiennement un concepteur d'électronique. Pour le numéro de septembre nous avons prévu un compte rendu des expériences du labo avec un nouvel oscilloscope de Yokogawa que les gens du labo ont pu essayer pendant un mois. Quels sont les points forts et faibles de l'oscilloscope d'après nos concepteurs ? Vous le lirez le mois prochain.



ATM18, le génie des échecs

La simplicité et la facilité de la transformation de notre système ATM18 en jeu d'échecs électronique sont déjà surprenantes. L'extension matérielle se limite aux quelques touches d'un clavier bon marché. L'essentiel réside donc dans le programme en C, et le loger dans les 8 Ko de la mémoire flash de l'ATmega88 n'a pas été une mince affaire. Notre petit génie des échecs est peut-être de petite taille, mais c'est un concurrent à ne pas sous-estimer.

Il arrive que la publication de certains articles soit retardée par des impératifs rédactionnels. Attention, le numéro de septembre 2009 devrait être en kiosque à partir du 19 août.



Prix au numéro

France	11,45 €
DOM Surface	15,10 €
DOM Avion	18,90 €
Belgique	13,10 €
Suisse	25,00 FS
Canada	16.30 \$Can

Abonnement d'un an standard

France	68,00 €
Belgique	75,00 €
Suisse	126,00 FS
DOM Surface	89,00 €
DOM Surface Priorité	116,00 €
Étudiant	-/- 20%

Abonnement de 2 ans standard

France	120,00 €
Belgique	135,00 €
Suisse	228,00 FS
DOM Surface	160,00 €
DOM Surface Priorité	208,00 €
Étudiant	-/- 20%

Abonnement PLUS d'un an

France	80,50 €
Belgique	87,50 €
Suisse	154,00 FS
DOM Surface	101,50 €
DOM Surface Priorité	128,50 €
Étudiant	-/- 20%

Abonnement PLUS de 2 ans

France	145,00 €
Belgique	160,00 €
Suisse	280,00 FS
DOM Surface	185,00 €
DOM Surface Priorité	233,00 €
Étudiant	-/- 20%

Sous réserve de modification de prix.

Abonnements
E-mail : abonnements@elektor.fr

Commandes/Ventes
E-mail : ventes@elektor.fr

Il est possible de faire démarrer un abonnement à tout moment. Nous vous rappellerons en temps utile l'approche de la fin de votre abonnement.

La méthode la rapide et la moins chère de vous abonner est de le faire par le biais de notre site Internet www.elektor.fr/abo, mais vous pouvez également le faire à l'aide du bon de commande se trouvant en fin de magazine. Il est possible de commander d'anciens numéros dans la limite de leur disponibilité (cf. le bon de commande, leur prix est celui d'un numéro à l'unité).

Veillez SVP nous fournir un changement d'adresse au moins 3 semaines auparavant en mentionnant votre numéro d'abonné (cf. le label accompagnant votre magazine), l'ancienne et la nouvelle adresse.

Le département Clients est accessible du lundi au jeudi de 8h30 à 17h00 et le vendredi de 8h30 à 12h30.

Si vous avez des questions concernant votre abonnement, vous pouvez appeler ce département au numéro 01.49.19.26.19.

Pour le traitement de votre abonnement, Elektor vous demande des données personnelles. Conformément à la loi « Informatique et Liberté », vous bénéficiez d'un droit d'accès à ces données et vous pouvez en demander la rectification. Sauf refus écrit de votre part auprès du service Abonnement, ces informations pourront être utilisées par des tiers.

Selectronic SPÉCIALISTE de l'éclairage à LEDs

Plafonnier à LEDs



Remplacez vos vieux plafonniers gourmands en énergie par nos plafonniers de LUXE À LEDs

Modèles STANDARD - 12/24V

4W de consommation pour 30W d'éclairage "Halogène"

• 100% lumière halogène • 100% LEDs



Le plafonnier LAITON	012.7880-1	65,00 €TTC
Le plafonnier INOX	012.7880-2	65,00 €TTC
Le plafonnier LAQUÉ BLANC	012.7880-3	65,00 €TTC

Modèles BAS profil - 12/24V et 230VAC

2W de consommation pour 20W d'éclairage

NOUVEAU

Hauteur encastrée : 9mm



Version 12/24VDC - 2W - Éclairage "HALOGÈNE"

Le plafonnier bas profil LAITON	012.5850-1	55,00 €TTC
Le plafonnier bas profil INOX	012.5850-2	55,00 €TTC
Le plafonnier bas profil LAQUÉ BLANC	012.5850-3	55,00 €TTC
Le plafonnier bas profil ALU	012.5850-4	55,00 €TTC

Version 12/24VDC - 2W - Éclairage ROUGE

Le plafonnier bas profil LAITON	012.5850-31	55,00 €TTC
Le plafonnier bas profil INOX	012.5850-32	55,00 €TTC
Le plafonnier bas profil LAQUÉ BLANC	012.5850-33	55,00 €TTC
Le plafonnier bas profil ALU	012.5850-34	55,00 €TTC



Version 230VAC - 2W - Éclairage "HALOGÈNE"

Le plafonnier bas profil LAITON	012.5850-51	55,00 €TTC
Le plafonnier bas profil INOX	012.5850-52	55,00 €TTC
Le plafonnier bas profil LAQUÉ BLANC	012.5850-53	55,00 €TTC
Le plafonnier bas profil ALU	012.5850-54	55,00 €TTC

ULTRA LED - Ø5mm

NOUVEAU

TRÈS HAUTE LUMINOSITÉ : jusqu'à 100.000 mcd !

• Nouvelle génération de LEDs ultra lumineuses • Boîtier "cristal" incolore transparent • Angle d'éclairage (50% lv) $\theta = 15^\circ$ • Cathode avec languette de refroidissement.

BLANC froid - 60.000mcd - VF typ. = 3,3 V @ 50mA	la LED 012.5867-10	1,35€TTC
BLANC chaud - 35.000mcd - VF typ. = 3,3 V @ 50mA	la LED 012.5867-11	1,35€TTC
BLEU - 30.000mcd - λ : 470nm - VF typ. : 3,3 V @ 50mA	la LED 012.5867-9	0,85€TTC
VERT pur : 100.000mcd - λ : 525nm - VF typ. : 3,3 V @ 50mA	la LED 012.5867-8	1,00€TTC
ROUGE : 55.000mcd - λ : 624nm - VF typ. : 2,2 V @ 70mA	la LED 012.5867-5	0,60€TTC
JAUNE : 55.000mcd - λ : 590nm - VF typ. : 2,2 V @ 70mA	la LED 012.5867-6	0,60€TTC
ORANGE : 55.000mcd - λ : 605nm - VF typ. : 2,2 V @ 70mA	la LED 012.5867-7	0,60€TTC
ROSE : 10.000mcd - VF typ. : 3,3 V @ 50mA	la LED 012.5867-12	1,35€TTC



LED clignotante BICOLORE - Ø5mm

NOUVEAU

HAUTE LUMINOSITÉ

• Fréq. de clignotement : 1,8Hz • Angle d'éclairage (50% lv) θ : 30° • VF typ. : 3,3 V @ 20mA

JAUNE + BLEU (boîtier incolore diffusant)	la LED 012.6204-6	0,60€TTC
JAUNE + BLEU (boîtier "CRISTAL" incolore transparent)	la LED 012.6204-3	0,60€TTC
ROUGE + BLEU (boîtier incolore diffusant)	la LED 012.6204-4	0,60€TTC
ROUGE + VERT Pur (boîtier incolore diffusant)	la LED 012.6204-5	0,75€TTC

Réglettes à LEDs en ALUMINIUM

Très faible consommation • 12VDC • Eclairage blanc "chaud" (3500°K) • Fixation facile (clips, collage ou vis)



NOUVEAU



Réglette L: 25cm

• Nombre de LEDs 27 • Puissance : 3W
• 110 Lumens • Dim. (l x h) : 24 x 12mm
012.2010-1 10,90€TTC

Réglette L: 50cm

• Nombre de LEDs 54 • Puissance : 6W
• 220 Lumens • Dim. (l x h) : 24 x 12mm 012.2010-2 17,50€TTC

Réglette L: 1m

• Nombre de LEDs 108 • Puissance : 9W
• 440 Lumens • Dim. (l x h) : 24 x 12mm 012.2010-3 35,60€TTC

Rubans SOUPLES à LEDs 12V - DÉCOURPABLES

Parfait pour décoration, éclairage, enseigne lumineuse, éclairage indirect, etc.

• Ruban souple découpable à la longueur voulue • Avec adhésif de fixation au dos
• Alimentation directe 12VDC (batterie, etc) • Faible consommation • Équipés de LEDs hautes performances • Angle d'éclairage : 120° • ANODE commune

Caractéristiques électriques pour 1m :

- BLANC chaud :

• P. @ 12VDC : 4,8W • I nom. : 400mA
• Intensité lumineuse par LED : 1100mcd

- RGB (3 couleurs modulables) :

• P. consommée @ 12VDC / 7,2W • I nom. : 600mA • Intensité lumineuse par LED :
ROUGE : 1000mcd / VERT : 1000mcd / BLEU : 500mcd

BLANC CHAUD 600 LEDs - le rouleau de 10m 012.6061-1 199,00€TTC

RGB 300 LEDs - le rouleau de 10m 012.6061-2 269,00€TTC

ROULEAU de 10m



Contrôle RGB avec télécommande

Convient également pour des ampoules à incandescence



• Adressable : pilotez jusqu'à 7 unités indépendantes • Intensité réglable par canal • Vitesse des effets réglable • Sélection facile des effets • 256 niveaux d'intensité/canal • Limite de courant possible (nécessite une résistance) Alim. : 10 à 15VDC / 9A max.
• Dim: 80 x 70 x 23mm • 5 chartes de couleur paramétrables

012.9414-2 49,50€TTC

Modules d'éclairage à LEDs

12VDC

Ø32mm

NOUVEAU



Pour illumination, déco, éclairage

• Équipés de 12 LEDs "CMS" - 120° d'ouverture • Faible consommation - forte luminosité • Facile à installer • Alimentation directe 12VDC • Consommation typique : 60mA • Régulation intégrée • Dimensions : Ø 32 x 5mm • Poids : 3g

BLANC CHAUD : 1000mcd / LED	Le module 012.8280-12	12,00€TTC
BLANC FROID : 1500mcd / LED	Le module 012.8280-11	12,00€TTC
ROUGE : λ : 625nm - 1000mcd / LED	Le module 012.8280-6	11,50€TTC
ORANGE : λ : 605nm - 1000mcd / LED	Le module 012.8280-7	11,50€TTC
JAUNE : λ : 590nm / 1000mcd / LED	Le module 012.8280-8	11,50€TTC
VERT : λ : 530nm - 900mcd / LED	Le module 012.8280-9	12,00€TTC
BLEU : λ : 475nm - 400mcd / LED	Le module 012.8280-10	10,50€TTC
ROSE : X=0.45 - Y=0.17 - 300mcd / LED	Le module 012.8280-13	12,00€TTC

Découvrez aussi notre "Offre spéciale Été 2009" sur www.selectronic.fr

Des CADEAUX vous y attendent...

* : offre et prix valables du 2 juin au 14 août 2009



Selectronic
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

B.P 10050 59891 LILLE Cedex 9

Tél. 0 328 550 328 - Fax : 0 328 550 329

www.selectronic.fr

NOS MAGASINS LILLE (Ronchin): ZAC de l'Orée du Golf - 16, rue Jules Verne 59790 RONCHIN

PARIS: 11 Place de la Nation - 75011 (Métro Nation) - Tél. 01.55.25.88.00 - Fax : 01.55.25.88.01

Conditions générales de vente : Règlement à la commande : frais de port et d'emballage 8,00€, FRANCO à partir de 150,00€. Livraison par transporteur : supplément de port de 18,00€. Tous nos prix sont TTC

NOUVEAU Catalogue Général 2010

(parution le 15 septembre 2009)

Coupon à retourner à : **Selectronic BP 10050 - 59891 LILLE Cedex 9**

EK OUI, je désire réserver et commander le "NOUVEAU Catalogue Général 2010" Selectronic à l'adresse suivante (ci-joint 12 timbres-poste au tarif "lettre" en vigueur ou 8,00€ en chèque):

Mr Mme : Prénom :

N° : Rue :

Ville : Code postal : Tél :

"Conformément à la loi informatique et libertés n° 78.17 du 6 janvier 1978, vous disposez d'un droit d'accès et de rectification aux données vous concernant"



ESPACE COMPOSANT ELECTRONIQUE

66 Rue de Montreuil 75011 Paris, métro Nation ou Boulet de Montreuil.
Tel : 01 43 72 30 64 / Fax : 01 43 72 30 67 / Mail : ece@ibcfrance.fr
Ouvert le lundi de 10 h à 19 h et du mardi au samedi de 9 h 30 à 19 h

www.ibcfrance.fr
Commande sécurisée

PLUS DE 30.000 REFERENCES EN STOCK

HOT LINE PRIORITAIRE pour toutes vos questions techniques : 08 92 70 50 55 (0.306 € / min)

Un petit labo USB complet
Oscilloscope 2 voies +
Générateur de fonctions



PCSGU250
199 €

Oscilloscope
bande passante: deux canaux DC to 12 MHz ±3dB
Générateur de fonction:
formes d'onde standard: sinus, carré, triangle
amplitude: 100mVpp tot 10Vpp
diverses fonctions: enregistreur de signaux transitoires,
Bode plotter, analyseur de spectres, etc

GENIAL !!!



Convertisseur infra rouge
vers Bluetooth pour PS3
Telecommandez votre PS3 avec
une telecommande infra-rouge
conventionnelle et profitez de toutes
les fonctions de lecture

RE-BL.....59.00€

N°Indigo 0 825 82 59 04

IBC METABOX



Récepteur COMBO satellite haute définition et
terrestre (TNT) haute définition.
En façade 2 lecteurs PCMCIA, lecteur smat card, USB,
PVR ready (disque dur), connectique multiple, HDMI,
RS 232C, S/PDIF, USB 2.0, Y/Pb/Pr **399 €**

INSTALLATION SATELLITE
COLLECTIVE !!!



Commutateur TV satellite et terrestre professionnel pour
installations collectives, utilisation avec LNB quattro
et couplage du terrestre

- 5x6.....1 parabole + 1 terrestre ->6 abonnes.....85.50€
- 5x8.....1 parabole + 1 terrestre ->8 abonnes.....89.70€
- 5x12.....1 parabole + 1 terrestre ->12 abonnes.....134.10€
- 5x16.....1 parabole + 1 terrestre ->16 abonnes.....178.20€
- 9x4.....2 paraboles + 1 terrestre ->4 abonnes.....116.70€
- 9x8.....2 paraboles + 1 terrestre ->8 abonnes.....149.70€
- 9x12.....2 paraboles + 1 terrestre ->12 abonnes.....196.20€
- 9x16.....2 paraboles + 1 terrestre ->16 abonnes.....239.40€
- 17x12.....3 paraboles + 1 terrestre ->12 abonnes.....486.00€
- 17x16.....3 paraboles + 1 terrestre ->16 abonnes.....606.00€
- Utilisation avec des LNB quattro.....19.90€

Vous avez raté le flashage du bios de votre carte mère ???
Pas de problèmes, ramenez l'EEPROM et le fichier
binaire et nous la reprogrammerons
6.10€

INCROYABLE

Caméra miniature sans fils
40 Grammes livrée avec
son receptrer en 2.4 g +
avec 2 alimentations secteur
+ cordon vidéo + porte pile +
antenne (pas de micro conformément à la
legislation en vigueur)

L'ensemble 59.00€



Nouveau Programmeur
USB SMART

Un tout nouveau programmeur. Son
fonctionnement en smartmouse ou phoenix est compatible
avec windows, linux et même les demodulateurs équipés
de linux, comme la dreambox ou il se comporte comme un
lecteur de cartes supplémentaire pour vos abonnements.
Une particularité intéressante, ce nouveau
programmeur ne nécessite pas de drivers.
Utilisable en 3.58mhz, 3.68mhz ou 6mhz,
Livré avec cordon USB

USB SMART 49 €

ensemble video surveillance
avec 4 cameras + enregistreur
numerique et ethernet



CCTVPROM4..649€

Les prix sont donnés à titre indicatif et peuvent être modifiés sans préavis, vérifiez les prix sur internet pour les ventes par correspondance. Tous nos prix sont TTC. Les produits actifs ne sont ni repris ni échangés.
Forfait de port 8.85€ sauf colis de plus de 1.5kg (excepoteaux). Photo non contractuelle.