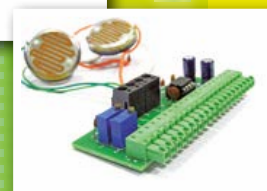
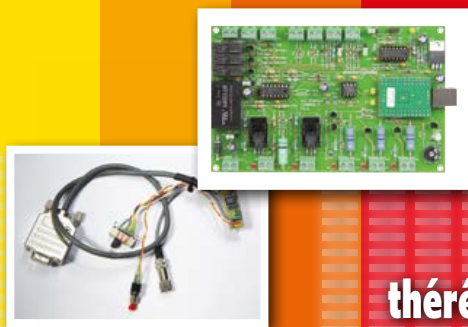


e lektor

édition spéciale – numéro double – 132 p. – été 2014

un arc-en-ciel de projets, d'idées et d'applications inédites



**taupes partez !
mon premier shield :-)**

lecture de cartes à puce par USB

thérémine optique avec myDAQ et LabVIEW

Arduino aiuto ! • petite introduction aux microrubans

LED de poche • 10 oscilloscopes Rohde & Schwarz à gagner !

faletés de fouris ! • détection capacitive de liquide avec Arduino

indicateur pour niveau à bulle • carte d'extension universelle IO-Warrior

interface opto-isolée PTT/CW • télémètre USONAIR • émulateur de Raspberry Pi

testeur de prise à LED bicolore • testeur IR à photoalimentation

780x-maison • du tac au tag • régie de scène Cue Light

LCR-mètre 0,05 % : retour d'expérience

outil pour assortir et classer les LED

afficheur à point • vidéo par fibre

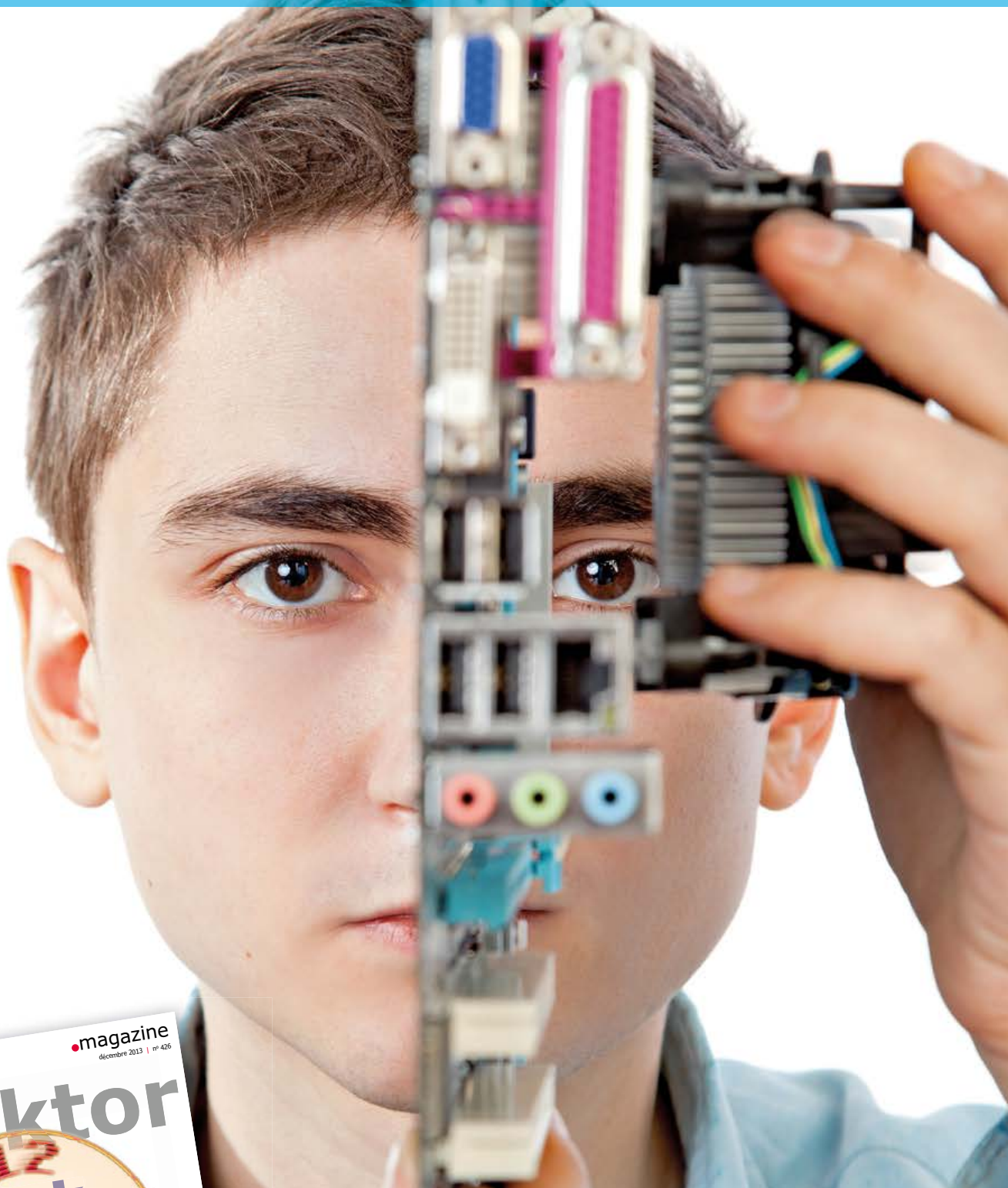
quand les dés sont à l'heure

diodes à effet tunnel

bonnes vacances

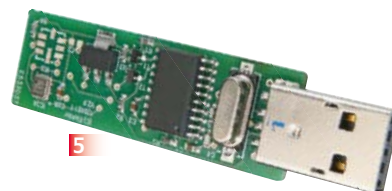
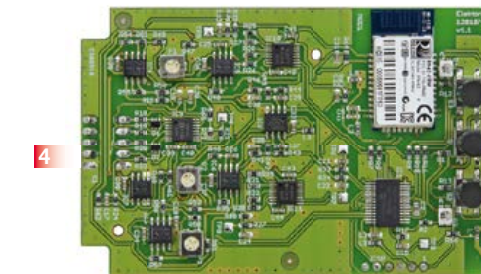
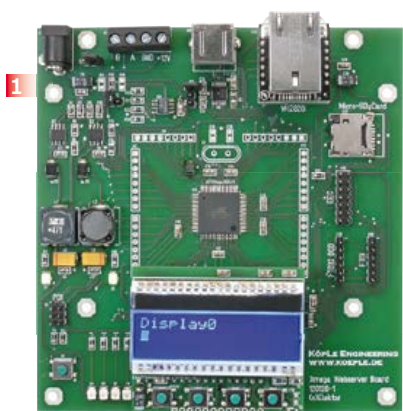


le XXI^e siècle vient seulement de commencer



explorez l'électronique,
lisez **elektor**

www.elektor.fr/abo



1 Xmega sur carte polyvalente

La voici enfin, la carte à microcontrôleur qui mesure, pilote et régule à qui mieux mieux ! Branchons-y un module TCP/IP, il en sortira un serveur internet ou d'autres applications en réseau. Sa mémoire de masse réside dans une micro SD. Pour s'en servir, il y a quatre boutons, autant de LED et un afficheur amovible. Et surtout plein d'interfaces sur la même carte.

Module contrôleur assemblée, testée prête à l'emploi réf 120126-91

Module d'affichage réf 120126-92

2 Andropod

Commandez vos montages avec un smartphone ou une tablette Android

Écran tactile à haute définition, méga puissance de calcul, connexion réseau et fonctions de téléphonie sans fil : les téléphones tactiles et les tablettes Android seraient des centrales de commande

presque idéales pour nos projets d'électronique s'il était plus facile de s'y connecter. Voici AndroPOD, votre interface série TTL et RS485. Décollage vertical garanti ! L'offre de matériel Android (par différents fabricants) et de logiciel est énorme et le code source du système d'exploitation est libre. Le puissant kit de fonctions logicielles ou *framework* d'Android offre accès à presque toutes les fonctions matérielles et permet de programmer des applications élégantes et conviviales.

Réf 110405-91

3 Pilote de moteur pas à pas Pour ElektorBus (module)

Voyager avec l'ElektorBus ouvre de nouveaux horizons. Grâce à sa modularité logicielle autant que matérielle, ce bus accélère le développement d'applications. Exemple pratique : la mise au pas des moteurs !

Réf 120509-91

4 Elektor Cardioscope

Un électrocardioscope à construire soi-même, utilisant une tablette ou un téléphone Android comme terminal sans fil de visualisation des électrocardiogrammes. La réalisation consiste à combiner habilement une petite interface à PIC pour commander un étage d'entrée analogique et beaucoup de logiciel.

Réf 120107-91

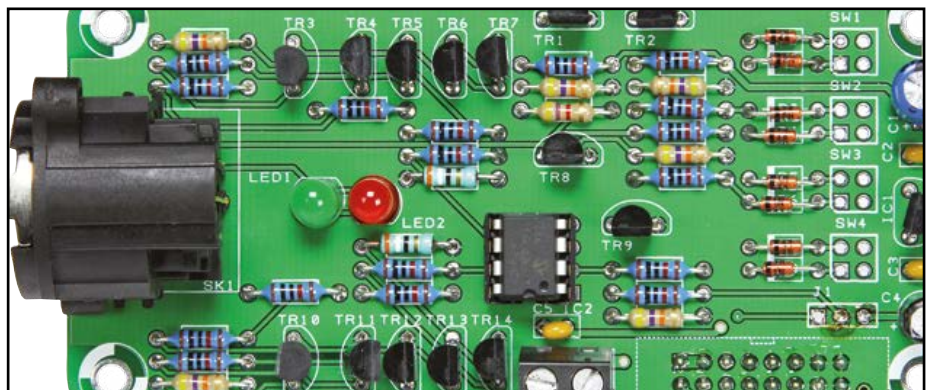
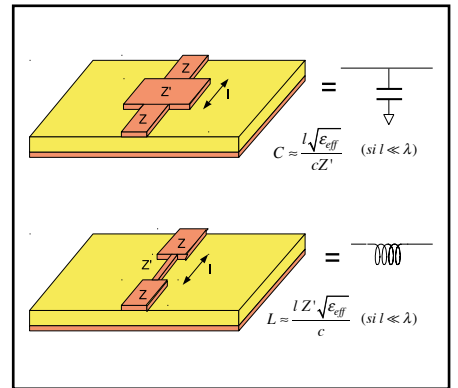
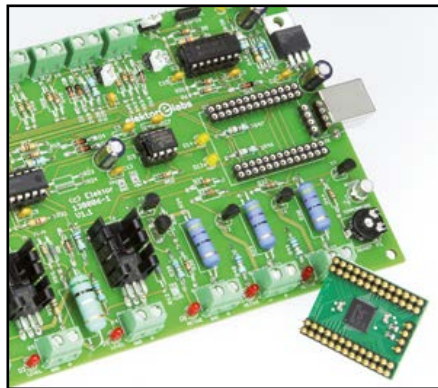
5 Barostick

Clés USB, clés du succès ? Elles sont partout, elles sont notre album d'images, de vidéos, de musiques préférées, d'articles, de fichiers et même de températures. Et la pression atmosphérique, y aviez-vous pensé ? C'est fait : sur un baromètre sans mercure, avec un capteur Bosch, hectopascals et degrés Celsius rejoignent Windows pour se faire tirer le portrait.

Réf 120481-91

Informations et gamme complète sur :

www.elektorpcbservice.com



● e-communauté

6 de nous à vous

● e-labs

8 MAS6510 convertisseur capacité/numérique

Pour interfacer des capteurs analogiques modernes, souvent capacitifs ou inductifs, il existe heureusement des circuits taillés sur mesure.

71 du tac au tag

Etiquetage sur www.elektor.labs des projets relatifs à la mesure du temps

99 Arduino aiuto !

Aide toi, Arduino t'aidera.

● DesignSpark

32 thérémine optique avec myDAQ et LabVIEW

Une application musicale (ou du moins sonore) de produits phares de National Instruments

72 tachymètre pour machine-outil

Accessoire universel non invasif, avec Arduino Micro & OLED

80 12^e jour : les bus

Pour améliorer la lisibilité des schémas, rien de tel que les bus (ouverts ou fermés ?)

105 diodes à effet tunnel

Dans la série « drôle de composant » le n°7 est un commutateur rapide.

● publiédactionnel

131 Nouvel oscilloscope Rohde & Schwarz

● e-projets

10 cadmium nickel au shaker

L'astuce pour charger des accus CdNi consiste à leur fournir un courant constant, entrecoupé de brèves périodes de décharge.

11 sycophante de fusible grillé

Une LED s'allume quand le fusible (230 V) qu'elle surveille est grillé. C'est pratique !

12 testeur IR à photoalimentation

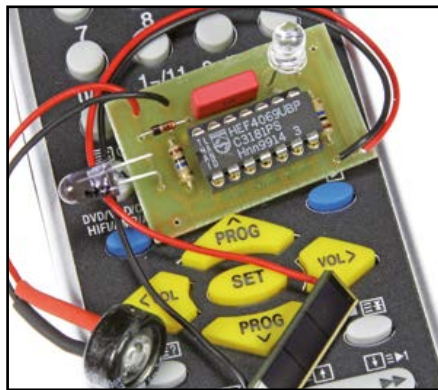
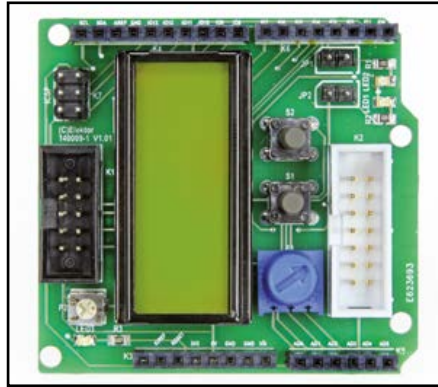
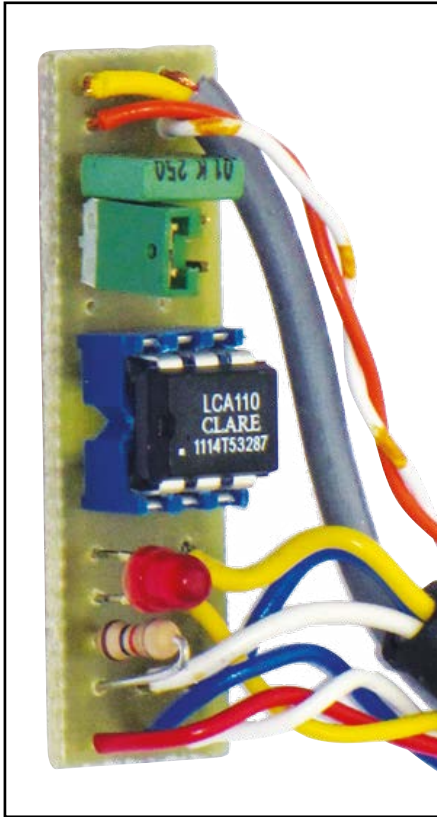
Il existe sans doute des moyens plus simples pour tester une télécommande mais l'idée d'utiliser une Goldcap est astucieuse.

13 780x-maison

Récupération de LM317 pour fabriquer des 780x maison, pour lesquels on fixe soi-même la valeur de x.

14 taupes partez !

Les dégâts causés insidieusement par les taupes dans un gazon bien nivelé font la désolation du jardinier. Envoyons-leur les PIC !



16 afficheur à point

Au lieu d'afficher une barre de longueur variable, un point, c'est tout !

18 indicateur pour niveau à bulle

Cet accessoire émet un signal à l'instant précis où la bulle d'air du niveau à bulle se trouve entre les repères.

19 testeur de prise à LED

Quatre résistances, deux LED bicolores et un bouton poussoir pour s'assurer du bon câblage des prises électriques.

20 interface opto-isolée PTT/CW

L'isolation galvanique entre radio et ordinateur empêche les retours de HF de l'émetteur vers l'ordinateur.

24 télémètre USONAIR précis jusqu'à 4 m

Pour les distances entre 2 cm et 4 m, ce télémètre offre une résolution de 3 mm.

27 outil pour assortir et classer les LED

Une application visuelle de la source de courant de précision d'Elektor

28 le vieux jeu du loup, de la chèvre et du chou

Abstraction, stratégie, raisonnement, logique et analyse

36 lecture de cartes à puce par USB

L'USB joue à l'UART pour parler I²C

39 LED de poche

Toujours mieux que ce qu'on achète

42 mon premier shield :-)

LED, boutons, LCD, potentiomètre... tout pour plaire et pour encourager les débutants

47 détection capacitive de liquide

Encore une application exemplaire de l'Arduino

50 quand les dés sont à l'heure

Une horloge qui donne l'heure sous la forme de dés lumineux

60 rira bien qui soudera le dernier

Ménagez les contacts du thermostat de votre bon vieux fer Weller !

61 faletés de fouris !

Souriez, vous êtes piégées. Et vous allez bientôt démanéger.

66 commande de vitesse de moteur cc
Pour modèles radiocommandés, petite et polyvalente

76 LCR-mètre 0,05 % retour d'expérience

Compilation des compléments d'information essentiels sur cet appareil de mesure.

79 NFC : communication sans fil en champ en rapproché

Saviez-vous que votre carte de membre d'Elektor comporte une puce NFC ? Testez-la.

82 régie de scène Cue Light

Bon pour l'image... bon pour le son... Mômeur... ACTION !

90 émulateur de Raspberry Pi

Vous n'avez pas encore votre Raspberry Pi ? Simulez-en un sur votre PC !

92 vidéo (ou audio) par fibre

Fréquence et budget bien modulés pour acheminer des signaux à la vitesse de la lumière.

100 hors-circuits : introduction aux microrubans

Robert Lacoste déroule pour vous les lignes à impédance contrôlée

106 l'atelier du microcontrôleur (4)

Avec « *mon premier shield* » de la page 42, Elektor propose des interfaces pour l'utilisateur

114 carte d'extension universelle IO-Warrior

Mesurer, commander et réguler par PC

● e-magazine

54 banc d'essai : Diligent Analog Discovery

Oscilloscope USB pas cher ou... mouton à cinq pattes, dents en or, amphibie et ovipare

126 calculatrice Hewlett Packard 71B (1984)

Plus qu'une calculatrice...

129 hexadoku

Plus qu'un casse-tête pour électronicienne(s)

130 avant-première

Bientôt dans Elektor

37^{ème} année, n° 433/434
juillet & août 2014

ISSN 0181-7450
Dépôt légal : juin 2014
CPPAP 1113 U 83713
Directeur de la publication : Donatus Akkermans

Elektor est édité par :
PUBLITRONIC SARL
c/o Regus Roissy CDG
1, rue de la Haye
BP 12910
FR - 95731 Roissy CDG Cedex

Tél. : (+33) 01.49.19.26.19
du lundi au jeudi de 8h30 à 17h
le vendredi de 8h30 à 12h30
Fax : (+33) 01.49.19.22.37
www.elektor.fr | www.elektor-magazine.fr

Banque ABN AMRO : Paris
IBAN : FR76 1873 9000 0100 2007 9702 603
BIC : ABNAFRPP

DROITS D'AUTEUR :

© 2014 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.

Imprimé aux Pays-Bas
par Senefelder Misset - Doetinchem

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

Prenez-en de la graine

L'édition spéciale de l'été 2014 que vous avez sous les yeux est le fruit d'un travail collectif*. Comme la plupart des fruits, il contient aussi des graines, par lesquelles seront assurées la reproduction et la survie de l'espèce. Ces semences, ce sont **les idées** qui naissent dans votre esprit. Pour les faire germer, adressez-les nous sous forme de nouvelles propositions : vos contributions sont notre bien commun le plus précieux. Toutes proportions gardées, nous autres, membres de la rédaction et du labo d'Elektor, sommes comme des chefs de cuisine ; dès potron-minet, ils vont faire leur marché ou guettent à l'entrée de service de leur restaurant l'arrivage des cageots de leurs fournisseurs. Comme nous, ils dépendent en grande partie de la qualité et de la variété de l'offre.

Le site www.elektor-labs.com remplit de mieux en mieux sa fonction de pépinière de projets. Nos outils informatiques progressent et nous facilitent de plus en plus le choix puis la préparation des nouveaux articles. Ce faisant, nous nous efforçons d'écourter sensiblement la procédure de validation ou de refus de chaque proposition, aujourd'hui trop longue, j'en conviens. Depuis l'établissement initial d'un contrat de publication en bonne et due forme, et sa signature, après détermination d'une rémunération pour l'auteur, jusqu'à la relecture de l'article fini, la communication entre le labo, la rédaction et les auteurs des projets est primordiale ; sans oublier les phases intermédiaires de construction de prototypes, de test et de préparation de la production. Rien n'est plus précieux qu'une coopération étroite avec vous.

J'invite donc nos lecteurs créa(c)tifs à nous soumettre le fruit de leurs cogitations pour que nous envisagions ensemble les modalités de leur publication sous forme d'un ou plusieurs articles. Toutes les idées inédites sont bienvenues, petites et grandes. Même si vous n'êtes pas membre abonné, vous pouvez demander un accès au site www.elektor-labs.com pour y déposer votre proposition (cliquez dans le cadre *Not a member* ?). Si l'anglais n'est pas votre tasse de thé, rédigez donc votre description en français, l'essentiel est de partager votre enthousiasme.

Et si la procédure ne vous plaît vraiment pas, mon adresse électronique figure ci-dessus.

Denis Meyer

* Je n'ai pas compté, mais j'estime à une bonne quarantaine – l'eussiez-vous cru ? – le nombre de personnes impliquées directement dans la production du contenu de ces 132 pages.

Notre équipe

Rédacteur en chef :	Denis Meyer (redaction@elektor.fr)
Rédaction internationale :	Harry Baggen, Jan Buiting, Jaime Gonzalez Arintero, Jens Nickel
Laboratoire :	Thijs Beckers, Ton Giesberts, Wisse Hettinga, Luc Lemmens, Mart Schroijsen, Clemens Valens, Jan Visser, Patrick Wielders
Coordination :	Hedwig Hennekens
Ont coopéré à ce numéro :	Robert Grignard, Hervé Moreau, Kévin Petit, Guy Raedersdorf, NN
Service de la clientèle :	Jolanda van Kruchten
Graphiste :	Giel Dols
Elektor en ligne :	Daniëlle Mertens



**France**

Denis Meyer
+31 46 4389435
d.meyer@elektor.fr

**United Kingdom**

Carlo van Nistelrooy
+44 20 7692 8344
c.vannistelrooy@elektor.com

**USA**

Carlo van Nistelrooy
+1 860-289-0800
c.vannistelrooy@elektor.com

**Germany**

Ferdinand te Walvaart
+49 241 88 909-17
f.tewalvaart@elektor.de

**Netherlands**

Ferdinand te Walvaart
+31 46 43 89 444
f.tewalvaart@elektor.nl

**Spain**

Jaime González-Arintero
+34 6 16 99 74 86
j.glez.arintero@elektor.es

**Italy**

Maurizio del Corso
+39 2.66504755
m.delcorso@inware.it

**Sweden**

Carlo van Nistelrooy
+31 46 43 89 418
c.vannistelrooy@elektor.com

**Brazil**

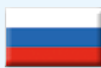
João Martins
+31 46 4389444
j.martins@elektor.com

**Portugal**

João Martins
+31 46 4389444
j.martins@elektor.com

**India**

Sunil D. Malekar
+91 9833168815
ts@elektor.in

**Russia**

Nataliya Melnikova
+7 (965) 395 33 36
Elektor.Russia@gmail.com

**Turkey**

Zeynep Köksal
+90 532 277 48 26
zkoksal@beti.com.tr

**South Africa**

Johan Dijk
+31 6 1589 4245
j.dijk@elektor.com

**China**

Cees Baay
+86 21 6445 2811
CeesBaay@gmail.com

Notre réseau



VOICE COIL



audioexpress



vous connecte à



Nos annonceurs



Eurocircuits

www.elektorpcbservice.com 132

Schaeffer AG

www.schaeffer-ag.de 130

National Instruments

www.ni.com/labview-platform/f 23

Pour placer votre annonce dans le prochain numéro d'Elektor

veuillez contacter Mme Ilham Mohammadi par téléphone au (+31) 6.41.42.25.25
ou par courrier électronique : i.mohammadi@elektor.fr

Vos correspondants

Nous sommes à votre service pour toute question relative à votre commande ou votre abonnement
par téléphone au (+33) 01.49.19.26.19 du lundi au jeudi de 8h30 à 17h
et le vendredi de 8h30 à 12h30 ou par courriel : service@elektor.fr

MAS6510

convertisseur capacité/numérique

Viacheslav Gromov
(Allemagne)

Les capteurs analogiques modernes sont souvent soit capacitifs soit inductifs. La numérisation de leurs mesures nécessite fréquemment des interfaces spéciales et une électronique complexe. Mettre un microcontrôleur « normal » au cœur d'une application demande donc, en plus de connaissances en programmation, un savoir-faire en analogique et en techniques de mesure, voire un certain goût pour les casse-têtes. Il existe heureusement pour cette tâche des CI taillés sur mesure.



Figure 1.
Un capteur de pression capacitif miniature de VTI

Le spécimen présenté ici est un CDC (*Capacitance to Digital Converter*, ou convertisseur de capacité en valeur numérique). S'il suffit de le câbler correctement pour l'exploiter aussitôt, quelques-unes de ses particularités sont à prendre en considération pour en tirer un comportement fiable et stable.

Le MAS6510 est produit par l'entreprise finlandaise MAS (*Micro Analog Systems Oy*). Ce fondeur de puces « sans usine » a choisi pour le MAS6510 un boîtier au format QFN-16 de 4 x 4 x 0,75 mm. Le CDC de la puce possède une impressionnante résolution de 24 bits et emploie la technique de conversion delta-sigma. Le MAS6510 convient avant tout aux capteurs capacitifs de pression et d'humidité utilisés dans les microsystèmes électromécaniques, ou MEMS (**fig. 1**).

Les capteurs qui n'offrent qu'une seule capacité variable en sortie se relient aux broches CS et CC (**fig. 2**). L'entrée CR sert à connecter le

second condensateur des capteurs à double capacité variable. Plus de détails sur ce point dans la fiche technique [1]. MAS produit aussi des versions du CI à « seulement » 16 bits de résolution, ainsi que des modèles pour les capteurs piézo-résistifs. Toutes ces puces ont en commun d'être équipées d'une interface SPI et I²C.

Sur le schéma (**fig. 2**), on remarque tout d'abord les symboles semblables à ceux des condensateurs ajustables. Il s'agit ici d'une matrice de condensateurs qui permet de compenser de façon logicielle des écarts dus p. ex. aux tolérances. Tous ces réglages, y compris les paramètres pour la division de la fréquence d'horloge et les modes de mesure, sont stockés dans l'EEPROM interne de 32 octets. L'adresse I²C y est aussi. Les 27 octets restants peuvent être utilisés p. ex. pour le calibrage du capteur. Référez-vous pour cela à la fiche technique, elle foisonne d'informations et le registre y est décrit. Sa lecture est vraiment indispensable. Les principaux modes de mesure dépendent du nombre de sorties capacitives du capteur. Vous pouvez aussi bien mesurer la capacité d'un condensateur que le rapport $(CS - CR)/CS$ ou encore la différence $CS - CR$. La plage de mesure pour un seul condensateur va jusqu'à 20 pF (tableau 1). Vous pouvez l'étendre avec une division interne de l'horloge. En mode différentiel, la différence de capacités maximale est de 20 pF, une limite qui là aussi pourra être franchie avec une fréquence d'horloge plus faible. Dans le mode de mesure où la sortie est proportionnelle au rapport capacitif, certains capteurs présentent une caractéristique 1/C linéaire. Le diviseur interne peut diviser jusqu'à 8 la fréquence. Cette fréquence peut également être

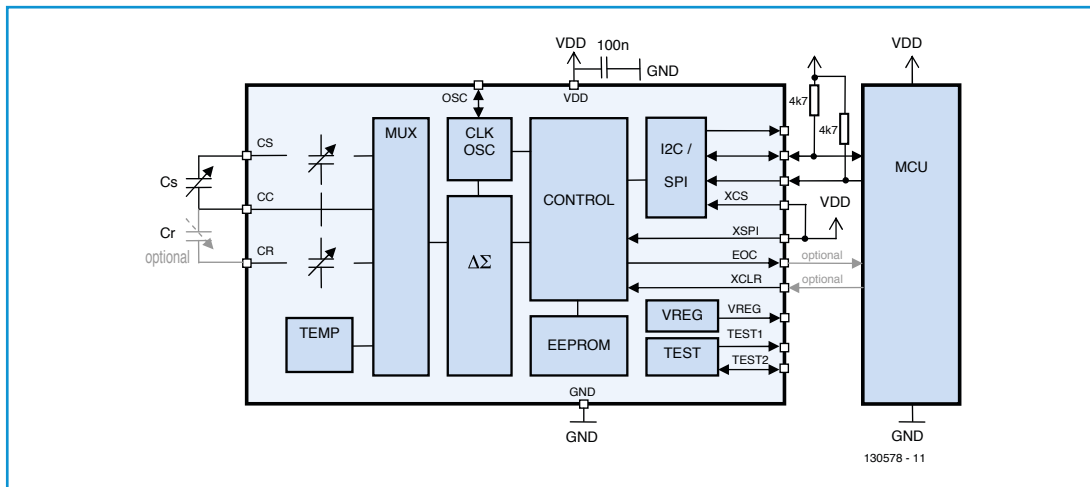


Figure 2. Schéma fonctionnel du CDC MAS6510.

fournie par un oscillateur externe. La plage d'alimentation de la puce va de 1,8 à 3,6 V. Selon la tension et la fréquence de conversion, le courant nécessaire à une mesure par seconde va de 3,3 à 48 µA ; ces faibles valeurs s'expliquent par la mise en sommeil entre chaque mesure des unités les plus gourmandes en courant. La fréquence de conversion maximale dépend de la fréquence de l'horloge et va de

12 à 173 Hz. La résolution réelle utilisable est encore de 17,5 bits. La température de la puce et le niveau de la tension d'alimentation peuvent aussi être mesurés à des fins de compensation.

(130578 - version française : Hervé Moreau)

Liens

- [1] www.mas-oy.com/en/products/sensor-signal-interface-ssi/mas6510/

Tableau 1. Caractéristiques principales				
Paramètre	Conditions	min.	typ.	max.
Alimentation V _{DD}		1,7 V	2,7 V	3,6 V
Consommation moyenne I _{DD_AVG}	1 conversion/s ; reg. diff. de cap. OFF	3,3 µA	12,2 µA	47,9 µA
Durée de conversion t _{CONV}	horloge normale (SOSC=00) ; OSR=256		5,8 ms	
Fréquence de l'horloge interne f _{SYS_CLK}	horloge normale (SOSC=00)		200 kHz	
Fréquence d'excitation du capteur MCLK	horloge normale (SOSC=00)		50 kHz	
Fréquence d'horloge du bus série f _{SCL}	bus I ² C bus SPI			400 kHz 2 MHz
Plage de capacité en mode différence de capacités ΔC _{DIFF}	division par 2 (SOSC=01)	2 pF		30 pF
Capacité max. du capteur en mode différence de capacités C _{S_MAX}	division par 2 (SOSC=01) ; oscillateur interne			40 pF
Plage de capacité en mode rapport de capacités ΔC _{RATIO}	dépend des caractéristiques du capteur	2 pF		20 pF (>20 pF)
Température de service T _A		-40 °C	+25 °C	+85 °C

cadmium nickel au shaker (pas à la cuiller)

Ian Field
(Royaume-Uni)

Si ce chargeur amélioré donne de très bons résultats avec les accus au cadmium nickel (CdNi), ses effets sur les batteries nickel hydrure métallique (NiMh) sont, paraît-il, plus modestes. Il leur rendra néanmoins un peu de punch, surtout lorsque ces accus commencent à vieillir.



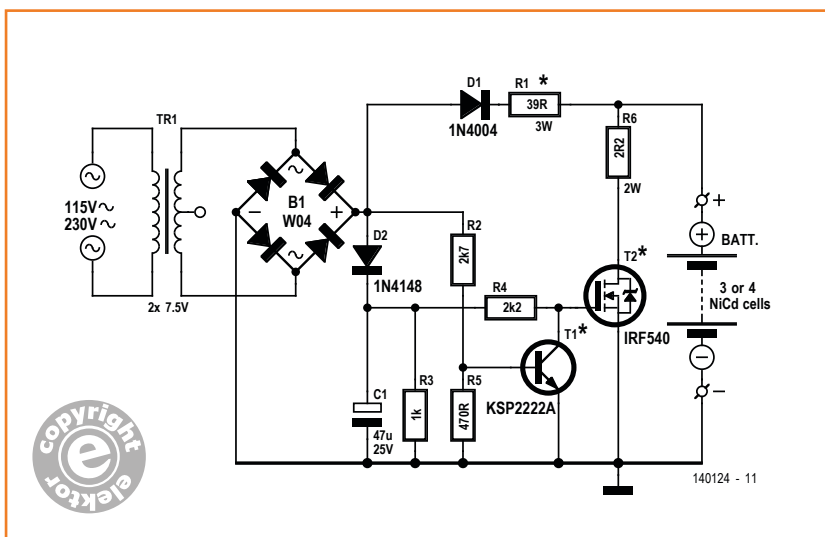
Peut-être partagez-vous le désarroi de l'auteur face à sa réserve d'accus AA CdNi qui s'amenuise, alors qu'ils s'avèrent si pratiques pour alimenter des montages boulimiques ? Sans doute, avez-vous aussi rêvé de convertir une vieille alimentation à découpage en chargeur à impulsion ? Pour des CdNi, c'est possible, mais ça ne donne rien avec les NiMh. Quoi qu'il en soit, bricoler une alimentation à découpage présente des risques et les chances de tomber sur un bon candidat sont maigres.

Ce projet est parti de la récupération d'un vieux chargeur basique pour CdNi équipé d'un transformateur à noyau de fer. Ce transfo se composait d'un secondaire de $2 \times 7,5 \text{ V}$ à prise médiane et d'un redresseur double alternance à deux diodes qui alimente une rangée de résistances de limitation de courant capable de charger jusqu'à quatre accus côte à côte.

J'utilise un pont redresseur pour profiter de la totalité des 15 V disponibles au secondaire et les transmettre aux accus branchés en série. Ce prototype est prévu pour accueillir trois accus, mais il en supporte quatre sans broncher. Pour seulement deux accus, il vaut mieux augmenter la résistance de limitation de courant à 56 Ω .

L'astuce pour charger des accus CdNi consiste à leur fournir un courant constant, entrecoupé de très brèves périodes de décharge. Apparemment, cette technique provoque des « secousses chimiques » pendant l'opération ce qui, d'après une source disponible en ligne, pousse le matériau de l'électrode à s'organiser en petits grains et renforce ses performances.

Ce circuit se veut délibérément simple. J'aurais pu mettre plusieurs MOSFET en portes OU depuis le collecteur de T1, au prix d'une multiplication des connexions pour brancher chaque accu individuellement et en assurer l'isolation. Cette configuration aurait alors impliqué de doter chaque canal



de son propre limiteur de courant de charge et des résistances de limitation du courant des MOSFET. Sans oublier l'étalonnage des résistances et la tension à réadapter sur le secondaire.

Le MOSFET T2 produit les micro décharges intermittentes. Sur le prototype, j'ai récupéré un CMS d'un vieux circuit. Des valeurs de 70 A et 20 ou 30 V sont courantes. À défaut, un IRF540 fera l'affaire, avec un petit radiateur, au besoin. T1 attaque le MOSFET, il sert de détecteur de passage par zéro et d'inverseur. Chaque fois que l'alternance tombe à zéro, plus rien ne maintient le transistor saturé. Le MOSFET entre alors en piste et « secoue » brutalement le patient, le temps d'une micro décharge.

Une autre source, redressée et lissée celle-ci, apporte une tension via R4 qui va élever la grille du MOSFET lorsque le transistor est inactif. Le condensateur réservoir C1 de 47 μ F, dans l'ali-

mentation de la grille, utilise la résistance de fuite R3 pour se décharger rapidement. Sans C1, l'absence d'énergie et de polarisation pour saturer le transistor maintiendrait le MOSFET en conduction et surchaufferait R6 avec le courant des batteries.

La diode D1 empêche la tension de batterie d'interférer lors des passages par zéro ou d'alimenter la grille pendant une coupure de courant.

Le KSP2222A placé en T1 est le petit nom donné par le fabricant pour désigner un PN2222A, une version TO92 en plastique du 2N2222A, en boîtier métallique TO18. On aurait obtenu le même résultat avec un BC337 ou un 2SC1815 japonais. Enfin, on aurait aussi pu choisir les très classiques 2SC945 et BC547, mais ils sont moins puissants et ont tendance à chauffer.

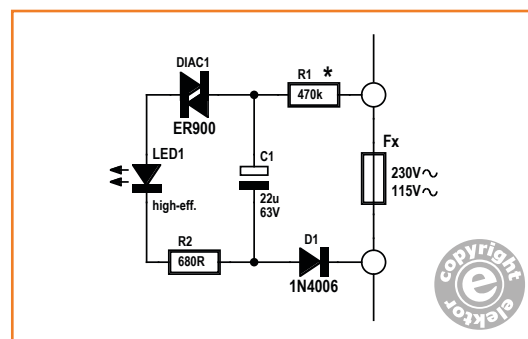
(140124 - version française : Robert Grignard)

sycophante¹ de fusible grillé

Un fusible a sauté ! Oui, mais lequel ? Dans les ténèbres, six composants le trahiront d'un clin d'œil de LED.

Tout fusible en bon état est un court-circuit, il n'y a pas de tension entre ses bornes. S'il vient à griller, à travers la résistance de 470 k Ω et la diode 1N4006, le condensateur électrolytique de 22 μ F se charge sur la tension du secteur désormais présente. Tant que la tension du condensateur reste inférieure à celle d'amorçage du DIAC, il bloque. Une fois qu'elle est atteinte, il conduit dans la LED un courant de décharge, limité par la résistance de 680 Ω à une valeur compatible. La tension du condensateur diminue, descend sous la tension de maintien du DIAC qui bloque et permet au condensateur de se recharger. Et le cycle recommence.

On peut aisément rassembler les quelques composants sur un morceau de plaque d'expérimentation. Le sycophante se branche en parallèle sur le fusible secteur à surveiller. Quand on le connecte en parallèle sur un fusible en bon état, il n'est pas sous tension et reste inactif. Sinon,



Hans-Norbert Gerbig
(Allemagne)

lors d'une surcharge, le fusible ouvre la ligne, le DIAC du circuit est alimenté et s'active à faire clignoter la LED.

N'oubliez jamais : le circuit installé porte la **tension du secteur**. Comme tout témoin gênant, il doit être protégé, isolé dans une cellule *ad hoc*. Sinon, c'est vous qui grillez !

(130420 -- version française : Robert Grignard)

¹ mouchard, délateur, espion, témoin à charge...

testeur IR à photoalimentation



Ce testeur de télécommandes IR doit son existence au désir de faire des expériences avec une *Goldcap*, c'est-à-dire un condensateur électrochimique d'un type spécial, petit format et capacité très élevée, 1 farad ici ! Il existe sans doute des moyens plus simples pour tester une télécommande mais l'idée est originale.

Wouter Eisema
(Pays-Bas)

Sa consommation est si faible qu'il est possible de l'alimenter par une combinaison cellule photovoltaïque + *GoldCap*. Il n'y a même pas d'interrupteur marche/arrêt.

Une mini-cellule solaire charge une *GoldCap* (C1) à travers la diode D1. Ce type de super-condensa-

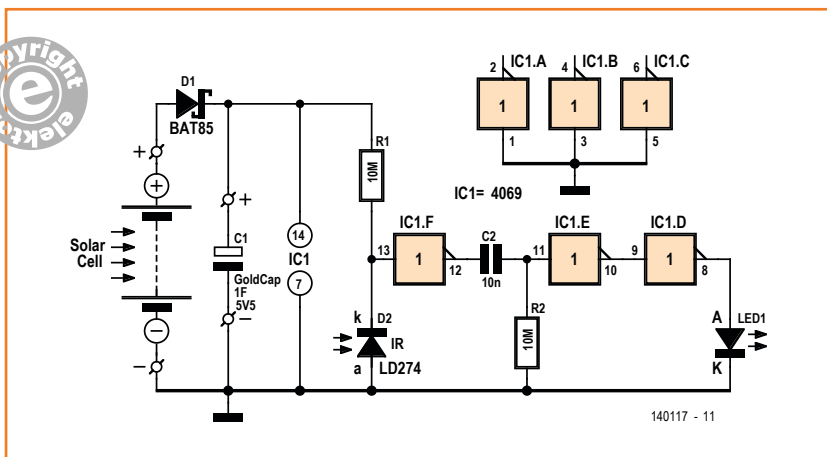
teur se passe de limitation du courant de charge. D1 évite au condensateur de se décharger au travers de la cellule solaire. L'utilisation d'une diode Schottky (BAT85) permet de réduire au minimum la chute de tension aux bornes de la diode.

La détection des signaux IR est confiée à une LED IR. Non seulement ce type de LED sert de source de lumière infrarouge (IR), mais de plus, lorsqu'il est frappé par de la lumière IR, il apparaît une tension à ses bornes. Pour que ce soit le cas, il faut que la LED soit connectée à la tension d'alimentation « à l'envers » via une résistance. Lorsque de la lumière IR modulée d'une télécommande frappe la LD274, la tension en broche 13 de IC1 varie au rythme des impulsions IR détectées. Le premier inverseur convertit ces variations en impulsions numériques attaquant un filtre passe-haut, constitué par C2 et R2. Ce filtre bloque les signaux de fréquence faible de sorte que la LED témoin ne reçoit que de courtes impulsions. En aval du filtre, deux inverseurs additionnels. Le dernier attaque directement la LED rouge. La sortie de cet inverseur limite le courant de LED.

Comme on n'utilise pas toutes les portes du circuit intégré, les entrées inutilisées sont forcées à la masse.

Ce circuit permet de tester de nombreux types de télécommandes IR. Lors d'une action sur une touche quelconque de la télécommande, la LED s'allume et le reste tant que persiste l'action sur la touche. Il faudra éviter une distance trop grande entre la source IR et la LED IR (environ 20 cm). Il est possible de s'assurer du fonctionnement du circuit lui-même, même en l'absence de télécommande : orientez la LED IR du testeur vers une lumière diurne forte, recouvrez brièvement la LED IR et la LED s'allumera un court instant.

Il existe un petit circuit imprimé pour le testeur, mais il est possible de le réaliser rapidement sur un petit morceau de circuit à pastilles. La cellule solaire et la *Goldcap* seront reliées au circuit imprimé par du fil.



Réalisé avec des CMS, le circuit sera si compact qu'on pourrait même en faire une version porte-clés. Si on le met dans une boîte, il faudra ménager une ouverture au-dessus de la cellule solaire.

(140117 - version française : Guy Raedersdorf)

Lien

[1] www.elektor-magazine.fr/140117

Liste des composants

IC1 = 4069

Resistances :

R1,R2 = 10 MΩ

Condensateurs :

C1 = GoldCap 1 F/5,5 V

C2 = 10 n

Semi-conducteurs :

LED1 = LED 5 mm rouge, à haut rendement

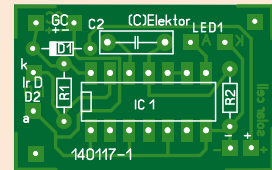
D1 = BAT85

D2 = LED IR LD274

Divers :

cellule photovoltaïque de 22 x 7 mm env. (par ex. Conrad Réf. 160839)

circuit imprimé 140117-1 [1]



780x-maison

Récemment, j'ai reçu un lot de régulateurs de tension LM317, précisément le type de régulateur réglable que je n'utilise jamais. En revanche, j'utilise régulièrement des régulateurs fixes du type 780x, mais n'ai nulle intention de modifier mes dessins de circuits pour les adapter au LM317. Je n'allais tout de même pas jeter ces composants. Alors voici ce que j'ai imaginé pour en tirer quelque chose d'utile. Un morceau de carte de prototypage, deux (ou trois) résistances, un condensateur électrochimique et un connecteur

de la carte, et le LM317 devient un 780x. Ce schéma est l'application standard du LM317. La tension de sortie vaut :

$$U_{sor} = 1,25 \times (1 + R2/R1)$$

Le tableau donne les valeurs de résistance en fonction des différentes tensions de sortie. La valeur exacte de la résistance R2 est indiquée ; vous pouvez prendre la valeur E96 la plus proche ou approcher cette valeur avec deux résistances en série.

Comme le montre l'illustration, l'important est la construction. Il faut que le connecteur de carte ait le même brochage qu'un 780X. Pour réduire l'encombrement, on pourra omettre le condensateur électrochimique.

(140174 - version française : Guy Raedersdorf)

Johnny Verhoeven
(Pays-Bas)

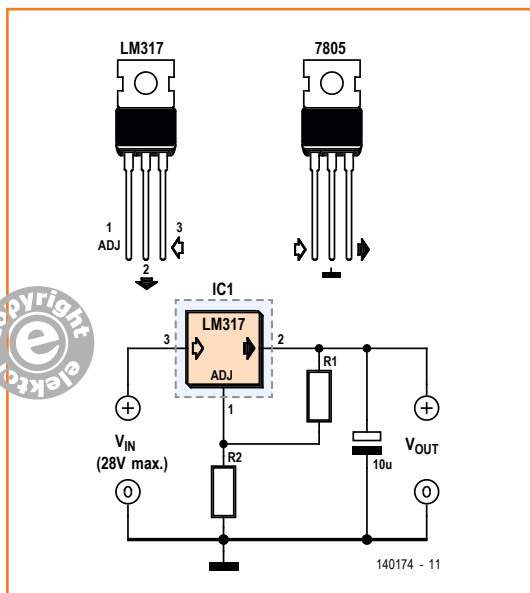


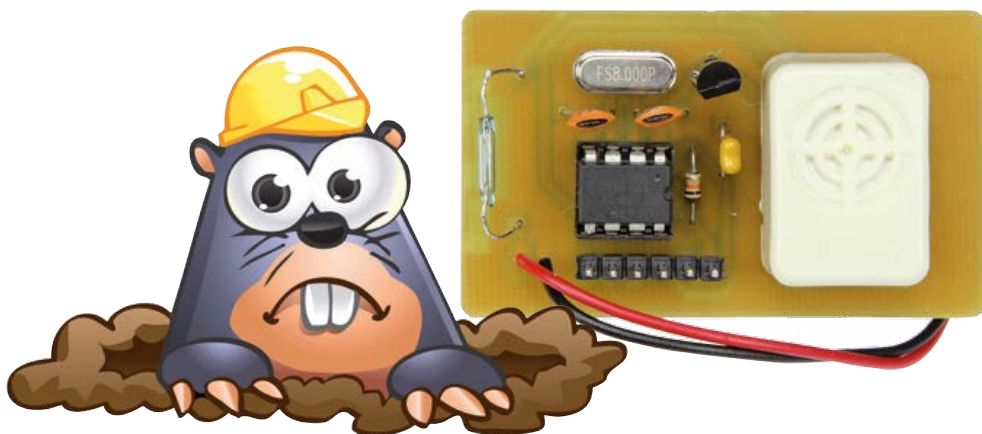
Tableau 1. Valeurs des résistances pour différentes tensions de sortie typiques

U _{sor}	R1	R2
5 V	470 Ω	1 410 Ω
6 V		1 786 Ω
9 V		2 914 Ω
12 V		4 042 Ω
15 V		5 170 Ω

taupes partez !

Jaap van Rijswijk
(Afrique du Sud)

Les dégâts causés insidieusement par les taupes dans un gazon bien nivelé font la désolation de beaucoup de personnes. C'est le cas d'un ami qui m'a demandé récemment si je pouvais lui construire un appareil qui leur donnerait envie d'aller sévir plus loin. Comme je n'y connaissais pas grand-chose en taupes, j'ai commencé par me documenter sur le fonctionnement des appareils commerciaux. La plu-



part des répulsifs électroniques émettent un signal de 400 Hz toutes les 30 ou 40 secondes. Une technique qui ne semble pas recueillir l'unanimité des utilisateurs de ces appareils puisque la moitié d'entre eux se plaint sur les forums de son manque d'efficacité. C'est ce que nous allons vérifier par nous-mêmes.

La majorité des systèmes anti-taupe présentés sur internet utilisent le bon vieux timer 555. C'est ce qui m'a décidé à chercher des moyens plus modernes et moins énergivores, capables de fonctionner sans interruption pendant plusieurs mois avec une batterie modeste. Après quelques recherches, j'ai opté pour un microcontrôleur PIC qui commande un vibreur acoustique actif à trois broches. L'électronique embarquée dans le vibreur produit un signal sonore autour des 400 Hz qui semble parfaitement convenir à l'usage auquel nous le destinons. Pour piloter cet élément, j'ai choisi un PIC12F675 que je gardais en réserve dans un tiroir.

Le programme embarqué dans le PIC active le vibreur toutes les 40 secondes pendant environ 1 s. Cela devrait suffire à éloigner les indésirables dans le voisinage direct de l'appareil. Une batterie de 9 V (d'une capacité d'environ 550 mA), assure au répulsif électronique une autonomie de plus ou moins deux mois sans interruption. En quelques mots, voici comment se profile le système. On y trouve le PIC, le vibreur, le stabilisateur de tension, et quelques composants annexes. L'oscillateur intégré dans le PIC consomme trop de courant. C'est pourquoi nous le remplaçons

par un quartz, X1, qui fournit la fréquence d'horloge de 8 MHz, en compagnie de C1 et C2. La résistance R1 assure que la broche de remise à zéro du PIC (MCLR) reste haute après la mise sous tension. La commande du vibreur est raccordée à la broche 5 (GP2) du contrôleur. Enfin, j'intercale un condensateur antiparasite entre les broches d'alimentation du PIC. L'embase à 6 broches sert à connecter le PIC pour le programmer, par exemple, avec le programmeur PICKit3.

Un régulateur de tension économique de type LP2950, qui ne consomme que 75 μ A au repos, fournit les 5 V qui alimentent le PIC. Un relais à lames souples (S1) déclenche la mise sous tension du dispositif anti-taupe. Cette astuce permet, avant de l'enterrer, de placer le montage dans un environnement hermétique, comme un gros bocal de cornichons par exemple (sans les cornichons, évidemment, que l'on gardera au labo avec les autres !). Pour activer l'appareil, il suffit alors de fixer un aimant avec du ruban adhésif contre la paroi du bocal, au niveau du relais qui affleure à l'intérieur.

Parcourons ensemble le déroulement du processus. À l'allumage, le vibreur s'active durant 1 s.

La première fois, une pause de 2,5 min laisse à l'utilisateur le temps de placer le dispositif sous terre. Ensuite, le vibreur va émettre des sonneries de 400 Hz durant environ une seconde, espacées de 40 s de silence intermédiaire.

Le logiciel utilise un temporisateur chien de garde (WDT) intégré, pour réveiller brièvement le PIC12F toutes les 2,3 s (consommation d'environ 150 μ A) par le truchement d'une interruption de dépassement de délai. Le réglage du WDT pour diviser par 128 produit une impulsion toutes les 2,3 s. Un compteur enregistre le nombre d'interruptions produites par le WDT. Après 16 interruptions, le programme active la sortie GPA2 (broche 5) pendant 800 ms.

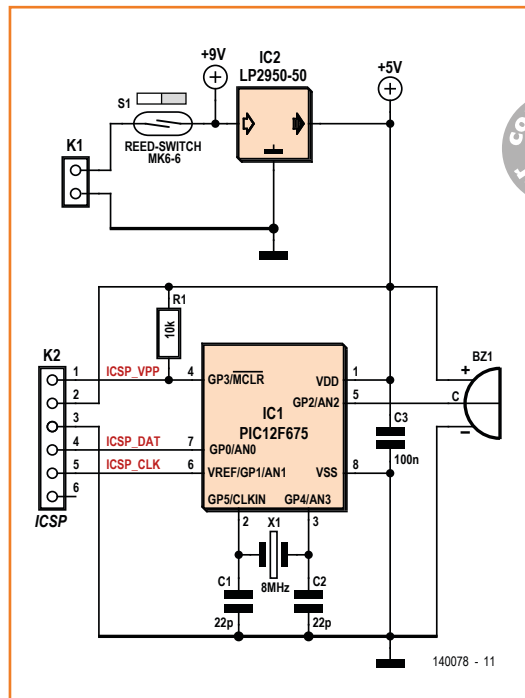
Ce montage existe en kit, avec la platine et tous les composants nécessaires, y compris le vibreur. L'assemblage est très simple et se résume à quelques connexions filaires. On a placé le relais à lames souples au bord supérieur de la platine, pour pouvoir le replier vers l'extérieur et l'exposer plus facilement lors de sa « mise en bocal ». Elektor fournit un contrôleur déjà programmé et prêt à l'emploi mais vous pouvez naturellement vous occuper de cette opération vous-même, grâce au logiciel et au tracé du circuit imprimé, en téléchargement gratuit [1].

Comme évoqué plus haut, ce montage ainsi que sa batterie se logeront astucieusement dans un bocal hermétique, à l'abri de l'humidité. On veillera à placer le relais contre la paroi, de manière à pouvoir l'activer facilement avec un petit aimant, à travers du bocal. Rien n'interdit naturellement de choisir un relais inverse, dont les contacts sont fermés au repos, et de plaquer un aimant contre la paroi en rangeant l'appareil.

Placez de préférence ce répulsif électronique au milieu des galeries fréquentées par les intrus, directement dans une taupinière par exemple. Marquez l'endroit visuellement pour ne pas oublier son emplacement, car vous devrez remplacer les batteries de temps en temps !

Et le résultat ? D'après son propriétaire, la pelouse était complètement débarrassée des taupes qui la saccageaient trois mois plus tôt. Belle rentabilité pour un circuit dont les composants coûtent à peine 5 euros !

(140078 - version française : Jom & et Terry Grignard)



Lien

[1] www.elektor-magazine.fr/140078

Liste des composants

Résistance :

R1 = 10 k Ω

Condensateurs :

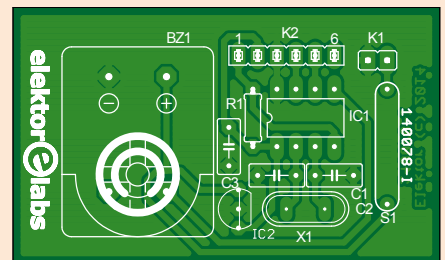
C1, C2 = 22 pF
C3 = 100 nF

Semi-conducteurs :

IC1 = PIC12F675 -I/P (programmé réf. 140078-41)
IC2 = LP2950-50

Divers :

X1 = quartz 8 MHz
K1 = embase à 2 picots, au pas de 2,54 mm
K2 = embase à 6 picots, au pas de 2,54 mm
S1 = relais à lames souples (contacts normalement ouverts)
BZ1 = vibreur acoustique actif à 3 broches, 400 Hz (p.ex. EMS-06-4TP, Reichelt réf. SUMMER 6V P)
pile de 9 V et coupleur à clips



afficheur à point

Clemens Valens
(Elektor Labs)

Il y a des cas où vous ne voulez connaître d'une grandeur que le secteur dans lequel elle évolue plutôt que toute une échelle de valeurs. Au lieu d'afficher la vitesse exacte d'un moteur, par exemple, il vous intéresse de savoir s'il est à l'arrêt, au ralenti, rapide ou en surrégime. Il suffit de prendre, au moyen d'un filtre passe-bas, la moyenne des amplitudes, des fréquences ou des largeurs d'impulsions des signaux prélevés dans l'appareil que vous avez à tenir à l'œil.



Des systèmes tout faits existent, comme l'éternel LM3914, alias NTE1549, et leur fratrie LM3915 et 3916, qui offrent l'élégante souplesse d'un point lumineux baladeur. On peut aussi envisager un microcontrôleur à entrée analogique. Si le LM3914 ne donne pas le choix de la quantification du signal, le microcontrôleur le fait, encore faut-il le programmer en conséquence. Avec ce circuit-ci, vous avez les cartes en main pour une quantification sur-mesure, le seul calcul à effectuer sera celui des résistances du diviseur.

Le circuit est récurrent, vous prévoyez le nombre de sorties et les limites des plages observées que vous voulez. Chaque échelon du diviseur de tension est comparé au signal d'entrée, quand celui-ci dépasse la valeur de l'échelon, la sortie du comparateur passe au niveau haut. C'est déjà bien, mais je préfère n'avoir qu'un seul point lumineux, plutôt qu'une colonne allumée, il faut donc éteindre les niveaux inférieurs. Disons qu'en comparaison avec le LM3914, je préfère le mode à point à celui de la barre graphique pleine. Pour obtenir un point, le niveau supérieur doit commander le comparateur du dessous, forcer sa sortie au niveau bas ou le désactiver. Dans ce circuit, chaque comparateur commande la sortie de celui de l'étage inférieur par un transistor PNP. Si deux comparateurs successifs ont la sortie basse, la base et l'émetteur du transistor inter-

médiaire sont au même potentiel. Le transistor est donc bloqué et la LED qu'il pilote est éteinte. Quand la sortie du comparateur d'en bas devient haute alors que celle du haut est encore basse, le transistor devient passant, puisque son émetteur est à une tension assez haute par rapport à la base et la LED s'allume. Si maintenant la sortie du comparateur supérieur devient haute, elle aussi, la base et l'émetteur reviennent au même potentiel, le transistor bloque et la LED s'éteint. En résumé, une LED ne peut luire que si la sortie du comparateur juste au-dessus d'elle est basse alors que la sortie du comparateur inférieur est haute. On est donc sûr qu'on ne peut allumer qu'une seule LED à tout moment : le circuit est bien en mode à point lumineux.

La réalisation de ce circuit a été émaillée de péripéties. Il s'y cache une malice au niveau du comparateur ou plus exactement de son impédance. Lors de la conception, j'ai utilisé comme amplificateur opérationnel un TS924, qui travaille sous tension unique et dispose d'une excursion totale en sortie, ce que certains résumant par *SS-R2R*. Tout allait bien. Quand j'ai vérifié sa disponibilité, j'ai constaté qu'il était obsolète, remplacé par le TS924A, lequel est difficile à trouver en boîtier DIP. Alors, je passe à un autre ampli op *SS-R2R* que j'ai sous la main, un LMC6464. À ma grande surprise, le circuit n'allume plus la seule LED du point, mais aussi la précédente. Elle

ne brille pas fort, mais elle s'allume. En cause, l'impédance relativement haute de sa sortie qui cause une chute de tension non négligeable et fonction du courant qu'il doit fournir. Du coup, le niveau n'est plus vraiment haut et le transistor qu'il commande se met à conduire légèrement à cause de la petite différence de potentiel entre base et émetteur.

Tout s'explique à la lecture des feuilles de caractéristiques des deux amplis. Le TS924A, un excellent amplificateur opérationnel que je recommande, reste voisin de l'excursion totale pour des charges jusqu'à 600 Ω, alors que le LMC6464 se destine à des charges de 25 kΩ ou plus.

Le LMC6464, ce n'était pas une bonne idée, d'accord, mais que penser du bon vieux LM324 ? Avec lui, le circuit marche très bien, même si les LED sont un peu moins brillantes, du fait que la tension de sortie haute se situe à 1,5 V sous l'alimentation. Il y a eu un souci avec la LED du bas, parce que j'avais relié l'émetteur du transistor pilote au 5 V, trop haut pour que la sortie de l'ampli puisse faire luire la LED correctement. La solution : ajouter deux diodes en série avec l'émetteur.

L'étage d'entrée du circuit est arbitraire, j'ai piqué au hasard des valeurs pour les composants, tout dépend en fait de votre signal d'entrée. Mes essais ont porté sur un signal MLI de 3 V à 22 kHz et les valeurs de C1 = 220 nF et R15 = 2,2 kΩ lui conviennent bien. Le circuit imprimé accepte sans difficulté des condensateurs jusqu'à 10 μF. Des composants plus grands vont aussi, à condition de leur faire survoler R15 et R14.

Ajustez P1 pour échelonner les niveaux de quantification. Notez que l'échelle dans le schéma est linéaire parce que les résistances R5 à R8 ont les mêmes valeurs, mais rien n'y oblige.

À la place des LED, vous pouvez installer une embase à picots pour y brancher une autre unité, à relais, par exemple. N'oubliez pas, s'il faut commander de fortes charges, de tamponner les sorties pour éviter les ennuis décrits plus haut. Pensez à un ULN2003, par exemple.

(140111 - version française : Robert Grignard)

Lien

<http://www.elektor-labs.com/node/4013>

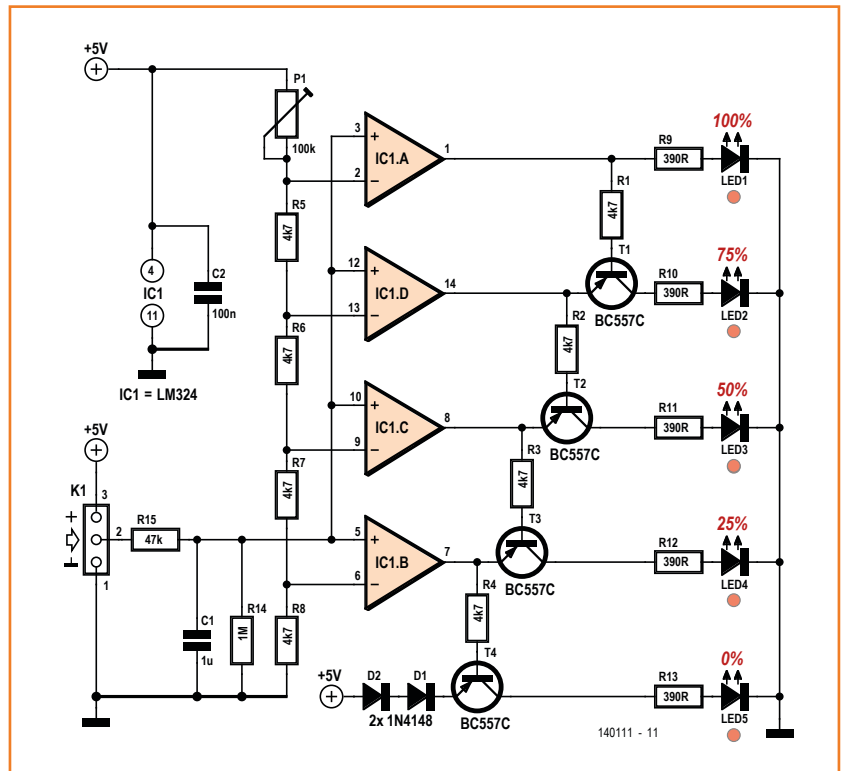


Figure 1. Le schéma de l'afficheur à point ou Dot Display Driver (DDD).

Liste des composants

Résistances :

- (1/4 W)
- R9, R10, R11, R12, R13 = 390 Ω
- R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8 = 4,7 kΩ
- R15 = 47 kΩ
- R14 = 1 MΩ
- P1 = 100 kΩ, ajust.

Condensateurs :

- C2 = 100 nF
- C1 = 1 μF

Semi-conducteurs :

- D1, D2 = 1N4148
- IC1 = LM324
- LED1, LED2, LED3, LED4, LED5 = LED rouge 3 mm
- T1 à T4 = BC557C

Divers :

- K1 = embase à 3 picots au pas de 2,54 mm
- circuit imprimé réf. 140111-1

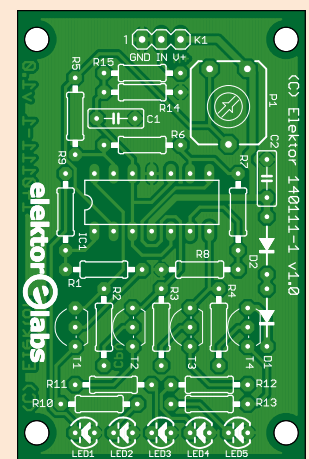


Figure 2. Un petit circuit imprimé vous facilitera la tâche pour réaliser le DDD.

indicateur pour niveau à bulle

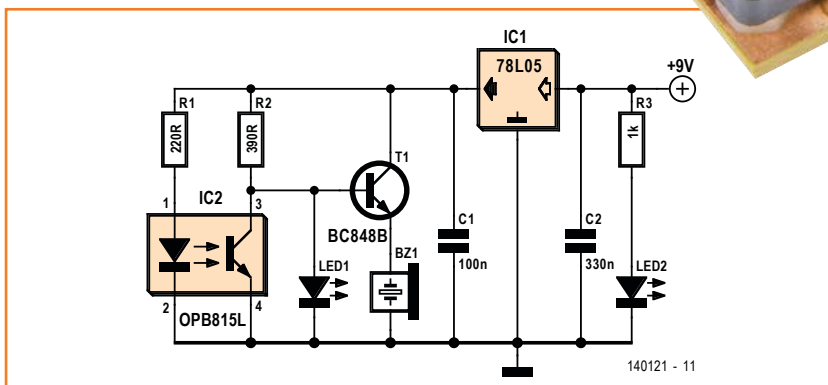
Wouter Eisema
(Pays-Bas)

Cet accessoire pour niveau à bulle émet un signal sonore et optique à l'instant précis où la bulle d'air de la fiole torique du niveau à bulle se trouve exactement entre les repères. Cet accessoire est sensiblement meilleur marché que les niveaux à bulle optiques et acoustiques existants.

Ce montage, utile en cas de déficience auditive ou



visuelle, le sera également pour vous aider à accrocher une peinture ou à poser une poutre sans l'aide de personne, et qu'il est impossible de garder le niveau à bulle à l'œil au cours des opérations



Une électronique toute simple. Le principal composant, un optocoupleur à fente, doit comporter une ouverture relativement large dans laquelle on pourra coincer, non sans peine, une petite fiole torique de niveau à bulle de 30 x 10 x 10 mm environ. La LED de l'optocoupleur émet une lumière infrarouge qui, après avoir traversé la fiole torique, frappe l'optotransistor. En parallèle sur ce transistor sont montés une photodiode et un transistor qui pilote un piézo-buzzer actif. Lorsque la lumière IR traverse du liquide, le transistor reçoit assez de lumière pour rester en conduction ; LED et buzzer roupillent. À l'instant précis où la bulle d'air se trouve au milieu, la dispersion de la lumière IR est telle que l'optotransistor bloque : résultat, la LED s'allume et le buzzer se manifeste. Un régulateur de tension de 5 V fournit la tension d'alimentation. L'utilisation de cet accessoire qui ne consomme que quelques dizaines de mA n'étant qu'occasionnelle, on pourra l'alimenter par pile de 9 V. La présence de la tension d'alimentation est signalée par LED2, ainsi vous n'oublierez pas de couper l'appareil après usage.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 220 Ω (CMS 1206)
R2 = 390 Ω (CMS 1206)
R3 = 1 kΩ (CMS 1206)

Condensateurs :

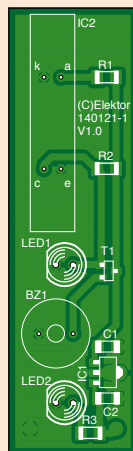
C1 = 100 nF (CMS 1206)
C2 = 330 nF (CMS 1206)

Semi-conducteurs :

LED1 = LED 5 mm blanche
LED2 = LED 5 mm rouge
T1 = BC848B (SOT-23)
IC1 = 78L05 (SOT-89)
IC2 = optocoupleur IR à fente large, p. ex. Optek OPB815L

Divers :

BZ1 = piézo-buzzer actif, petit modèle
petite fiole torique de niveau à bulle, correspondant à l'optocoupleur
pile 9 V avec connecteur clipsé
circuit imprimé 140121-1 [1]



Vous avez le choix entre le petit circuit imprimé (avec quelques CMS) ou, vu le petit nombre de composants, un montage sur un morceau de carte de prototypage. Après l'assemblage de tous les



composants, on coince la fiole torique de niveau à bulle dans l'optocoupleur. Une fois trouvé le bon endroit garantissant le fonctionnement escompté, on fixera la fiole avec un peu de colle.

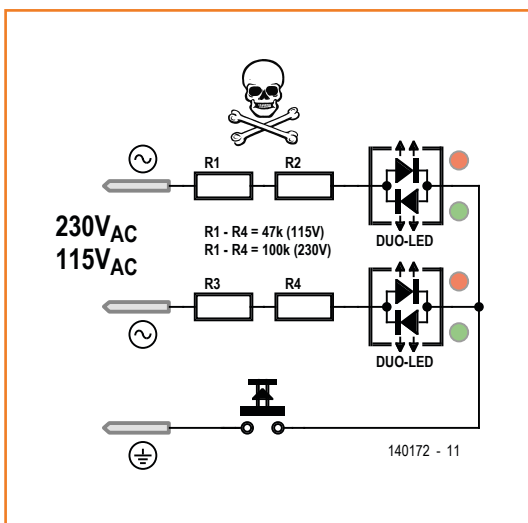
Mettez le circuit dans un petit boîtier, avec un interrupteur marche/arrêt et une pile de 9 V. Ne fixez pas encore définitivement la carte, afin de pouvoir corriger sa position, et la faire correspondre à celle d'une seconde fiole torique externe, à coller sur le dessus du boîtier, comme témoin de confirmation. Ce petit boîtier pourra servir à mettre à niveau des objets ou pourra être fixé, en tant qu'accessoire de confirmation, sur un niveau à bulle classique.

(140121 - version française : Guy Raedersdorf)

Lien

www.elektor-magazine.fr/140121

testeur de prise à LED bicolore



ambitieux, mais ne comporte que quatre résistances (en fait deux fois deux en série pour leur tenue en tension !), deux LED bicolores et un bouton poussoir. Attention, ce dernier aussi doit avoir une tenue en tension qui convient pour l'utilisation sous 230 V.

Hans-Norbert Gerbig
(Allemagne)

Le testeur peut être monté dans une fiche avec prise de terre, à condition de respecter toutes les normes de sécurité de sorte que l'utilisateur ne puisse entrer en contact avec aucun conducteur. Quand le testeur est enfiché dans la prise, les deux LED s'allument (en orange), à condition qu'il circule un courant de la phase au neutre. La couleur des LED n'a aucune signification ; le choix de LED bicolores permet de se passer de diodes de protection qu'il aurait fallu monter en parallèle en sens inverse de LED ordinaires.

Quand on appuie sur le bouton, une seule des LED bicolores doit s'allumer, ce qui indiquera que la terre est bien connectée et désignera la phase.

(140172)

Les testeurs de phase, comme leur nom l'indique, se contentent de signaler la présence d'une phase. Sur une prise, cela permet de repérer le contact *chaud*, guère plus. Mon testeur est plus

interface opto-isolée PTT/CW

communication sériele : sortez couvert !

**Christophe
BOURRIER**
F4EZC (Blain, 44)
QRV@wanadoo.fr

Mon interface opto-isolée permet de transmettre des signaux de commande PTT (*Push To Talk*) ou CW (*continuous wave* ou morse) d'un ordinateur à un émetteur tout en isolant les circuits informatiques des circuits de la radio.

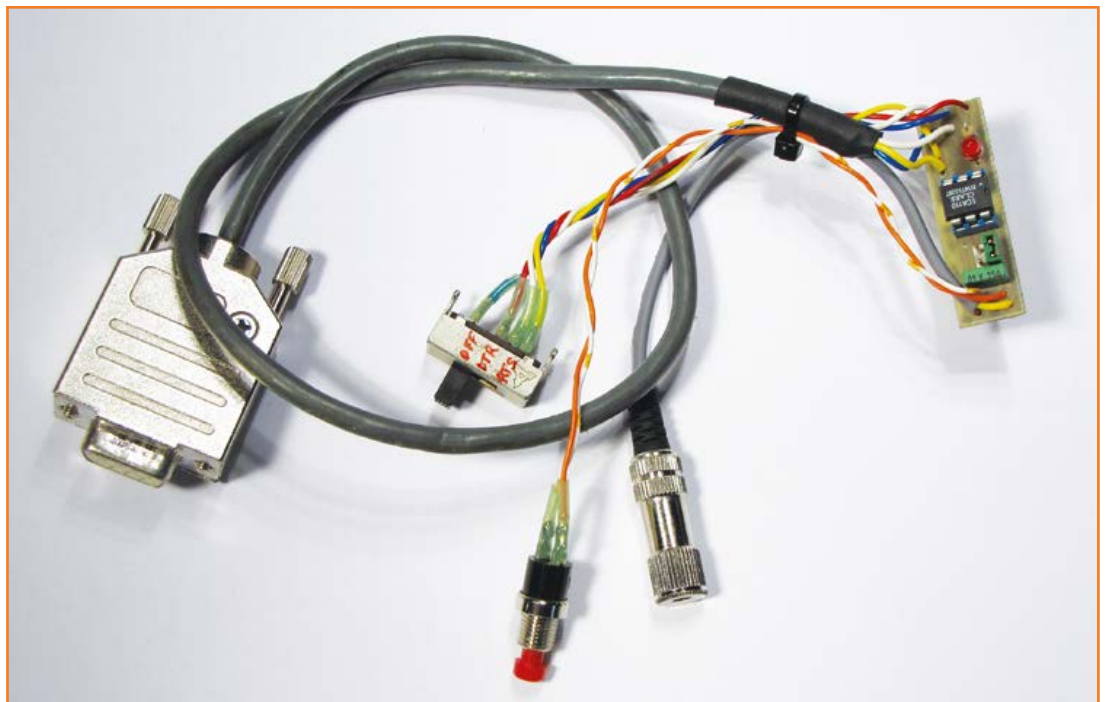
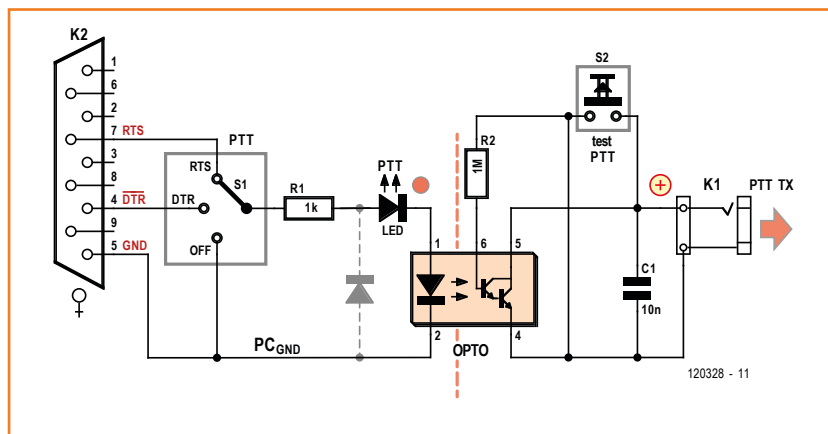


Figure 1.
Un optocoupleur permet de garantir la séparation galvanique entre un PC et la radio qu'il commande.



L'isolation galvanique entre radio et ordinateur permet d'éviter la transmission par l'interface sériele de parasites informatiques qui perturberaient le récepteur. Elle empêche d'éventuels retours de HF de l'émetteur de détruire irrémédiablement l'ordinateur... De tels périls menacent principalement lors d'une panne, d'un défaut ou parfois d'une fausse manipulation : un mauvais réglage, un problème d'antenne, un connecteur coaxial, un câblage de terre ou électrique défectueux, peuvent causer de sérieux désagréments.

Si, par exemple, l'émetteur passait en émission, même quelques secondes, alors qu'il est

cette interface pour radioamateurs se laisse détourner vers d'autres applications pilotées par RTS ou DTR

connecté à l'ordinateur (qui lui-même est souvent connecté au secteur), des courants de fuite ou des retours de HF passeraient alors dans les câbles de connexion informatique, BF, circuits électriques et... crac ! Plus la puissance de l'émetteur est élevée, plus ce risque l'est aussi. Mettre l'ordinateur à l'abri de telles avanies est donc la mère de toutes les protections.

À défaut de précautions appropriées, malgré sa robustesse, c'est au mieux le port série de l'ordinateur qui est détruit, au pire la carte mère. Non seulement cette carte est simple, mais elle présente aussi des caractéristiques dont j'espère qu'elles sauront vous convaincre de son utilité : choix des signaux de commandes RS232, LED de visualisation et utilisation possible d'optoMOS. Une position OFF permet de neutraliser le montage de toutes commandes inopinées.

Le schéma de base (**fig. 1**) est classique, hormis le fait qu'il offre le choix des signaux de commande RTS, DTR issus de la prise RS232 de l'ordinateur. La position OFF empêche tout envoi de commande à l'émetteur radio ; c'est utile lorsque l'émetteur n'est pas utilisé, mais surtout pendant l'initialisation des logiciels, de *Windows* ou des périphériques.

La résistance R1, la LED rouge et l'opto-coupleur sont montés en série dans le circuit d'entrée à travers le sélecteur S1 qui permet de choisir les signaux à utiliser. La LED s'allume lorsqu'une commande (PTT ou CW) est envoyée par l'ordinateur. Par son faible coût, l'opto-coupleur à phototransistor de la figure 1 convient parfaitement dans la majeure partie des cas, à condition d'accepter le fait que la jonction émetteur-collecteur soit polarisée et qu'elle occasionne une chute de tension de parfois plus de 1 V.

La résistance R2 est optionnelle, mais en polarisant la base du phototransistor, elle évite certains phénomènes d'oscillation. Le condensateur C1 permet d'amortir certaines oscillations éventuelles en sortie.

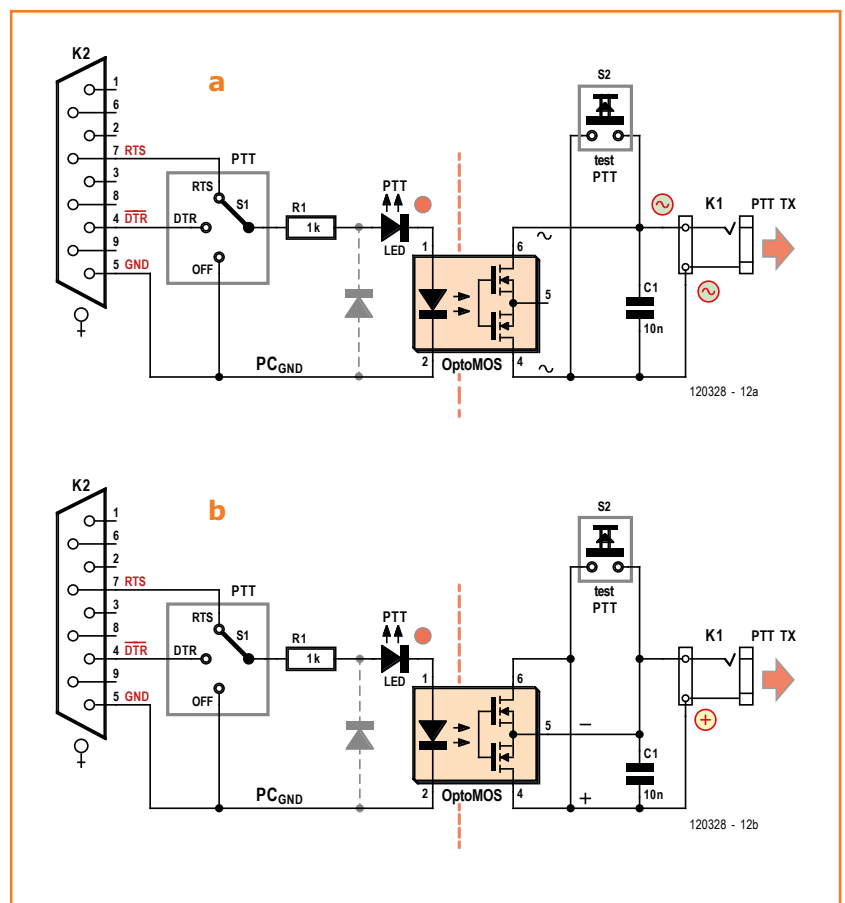
Le bouton poussoir permet de tester directement la commande de l'émetteur radio.

Les relais statiques unipolaires à opto-coupleur dits *optoMOS* [1] (une marque déposée et un procédé breveté par *Clare*) utilisés sur le schéma

des **figures 2a et b** ne souffrent pas de l'inconvénient de la chute de tension émetteur-collecteur d'un phototransistor. Leur commutation est moins rapide mais largement suffisante pour les applications radio. Dans ces deux cas, R2 sera omise. Avec l'optoMOS en configuration universelle CA et donc non polarisée (fig. 2a), les tensions commutées pourront donc être négatives ou positives. Avec la configuration CC (fig. 2b), la broche 4 est le pôle positif et la résistance de commutation est plus faible qu'en configuration CA. Selon les modèles, elle est inférieure à 10 Ω . Attention, dans cette configuration, la polarité est inversée par rapport à celle de la figure 1 avec un phototransistor.

Je propose un petit (42,5 mm x 11 mm) dessin de circuit imprimé simple face (**fig. 3**), net-

Figure 2. Avec un optoMOS, il est aisé de changer de configuration (CC/CA).



Liste des composants

Résistances :

R1 = 1 k Ω ¼ W
R2 = 1 M Ω ¼ W (optionnelle)

Condensateur :

C1 = 10 nF

Semi-conducteurs :

LED = LED rouge
Opto (cf. texte) :
version à phototransistor : 4N25, 4N26, 4N27,
4N32, 4N33, 4N37, CNY17-3, SL5500, TIL111
version à optoMOS : LCA110, OMA160 (CLARE)
support DIL à 6 broches

Divers :

S2 = bouton poussoir (optionnel)
S1 = sélecteur à glissière 3 positions
K1 = prise jack mono femelle 3,5 mm
(de préférence isolée).
K2 = SUB D femelle 9 points

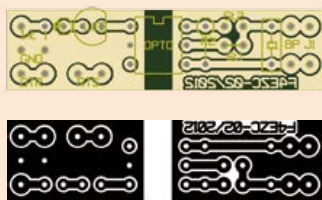
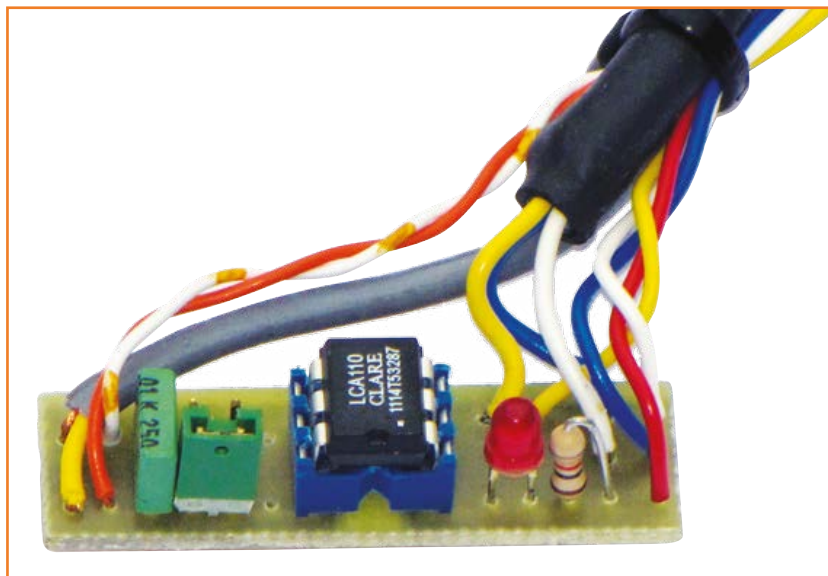


Figure 3.
Dessin de circuit imprimé et plan d'implantation.

Figure 4.
Le prototype de mon interface avec un optoMOS (configuration CA).

tement séparé en deux moitiés, avec son plan d'implantation. Avec un opto-coupleur classique (phototransistor) et la résistance R2 optionnelle, le cavalier JP1 est présent mais JP2 reste ouvert. Avec un optoMOS en configuration CA (schéma



de la fig. 2a), JP1 est omis, JP2 implanté et R2 absente.

Avec un optoMOS en configuration CC (schéma de la fig. 2b), le cavalier JP1 est implanté et JP2 est ouvert, tandis que R2 est remplacée par un bout de fil.

Attention à la polarité de la prise mini-jack K1 ! Si vous la montez dans un coffret métallique, utilisez de préférence un modèle **isolé du châssis** : vous bénéficierez de toutes les options de polarité possibles sans aucun potentiel sur le coffret. Pour pouvoir en changer facilement, je conseille de monter l'optocoupleur sur un support DIL. Les modèles d'optocoupleurs mentionnés dans la liste des composants ont tous été testés.

Utilisation

Pour les premiers essais, ne pas connecter l'émetteur radio. Connecter la prise RS232 du montage sur un port série de l'ordinateur ou à travers un convertisseur USB/série. Essayez votre logiciel de transmission radio (PTT ou CW). Choisir l'option RTS ou DTR sur le logiciel (lorsque cela est possible) ainsi que sur le sélecteur S1. Vérifiez que la LED répond bien aux commandes d'émission. Si vous utilisez le mode CW, elle doit clignoter au rythme de la manipulation du morse. Le connecteur K1 doit être relié à la prise CW de l'émetteur. Dans les autres modes numériques, c'est la commande PTT qui est utilisée. Elle permet de passer l'émetteur radio en émission. Dans ce cas, K1 doit être connecté sur l'entrée PTT de l'émetteur. Le poussoir S2 permet de vérifier brièvement l'action sur l'émetteur (sans allumer la LED), pour s'assurer du bon câblage et de la bonne configuration de l'émetteur.

Pour finir, lorsque le montage n'est pas utilisé, pensez à toujours placer l'interrupteur en position OFF.

NDLR : si vous utilisez ce circuit sur une vraie interface RS232, où peuvent régner des tensions de +/-15 V, il est recommandé d'insérer une diode de protection 1N4148 (en gris et en pointillés sur les schémas) afin de protéger la LED témoin et la photodiode de l'optocoupleur, car celles-ci ne supportent généralement pas plus de 5 V de tension inverse.

(120328)

Liens

[1] Feuilles de caractéristiques du LCA110
<http://goo.gl/Dlgbqo>

Une infinité d'applications une seule plate-forme

avec l'environnement de conception de systèmes le plus complet qui soit



NI LabVIEW est le seul environnement de développement qui offre autant de possibilités d'intégration matérielle ; au point de vous permettre de relever n'importe quel défi en matière d'applications de mesure et de contrôle. LabVIEW est au cœur de ce que l'on appelle la conception graphique de systèmes : une approche qui combine les avantages d'une plate-forme logicielle ouverte et d'un matériel reconfigurable à l'infini, pour que vous développiez votre système en un minimum de temps.

Le logiciel de conception de systèmes LabVIEW offre une intégration matérielle inégalée et vous permet de programmer de la façon dont vous pensez : graphiquement.



>> Concevez beaucoup plus rapidement vos systèmes en visitant ni.com/labview-platform/

01 57 66 24 24

NATIONAL INSTRUMENTS France • 2 rue Hennape - 92735 Nanterre Cedex, France • Tél. : (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 - 10066236 - 344 497 649 • RCS Nanterre - SIRET B 344 497 649 00022 • APE 516J - N.L.I. FR 57344497649

©2012 National Instruments. Tous droits réservés. National Instruments, NI, LabVIEW, 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. 08371



télémetre **USONAIR**

précis jusqu'à 4 m

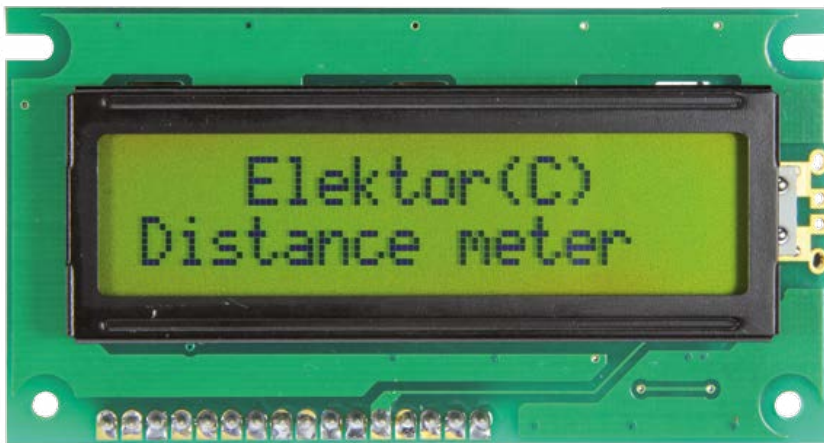


Figure 1.
La devanture du module capteur à ultrasons.

Le module émetteur et récepteur ultrasonique HC-SR04 est une création de *Cytron Technology* [1], firme malaisienne spécialisée dans la robotique et l'enseignement. Outre les transducteurs, l'électronique embarquée simplifie l'interface avec un μ C ou une carte Arduino. Son succès auprès du milieu de la robotique repose sur la modicité du prix : environ 4 €. Le module consiste en une carte de 45×20 mm avec émetteur et récepteur, plus un quartz de 4 MHz d'un côté (**fig. 1**), la puce de traitement du signal et le contrôleur de l'autre. La feuille de caractéristiques indique une portée entre 2 cm et 4 m et une

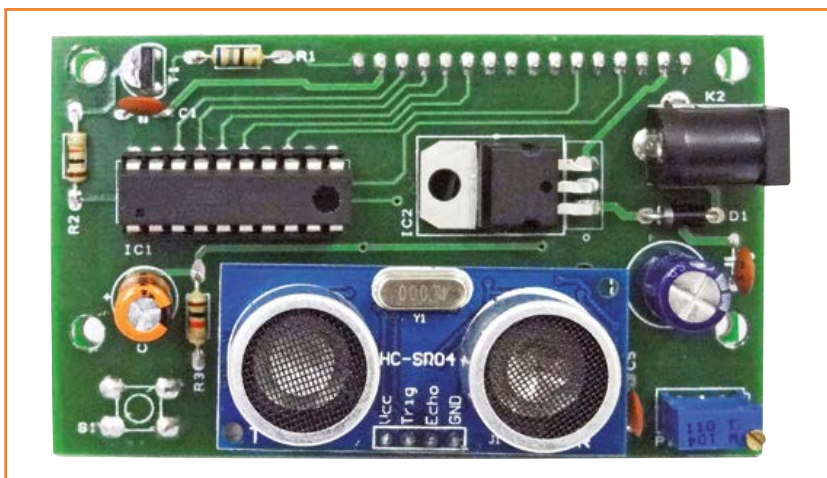
Rolf Gerstendorf (Allemagne)

Vous avez un double mètre pliant et... un lumbago ! Notre télémetre couvre quatre mètres, il ne demande pas de se baisser ni même d'être au contact des choses à mesurer. C'est confortable et contemporain, les ultrasons et un petit circuit pas cher font le boulot : comme un sonar, mais dans l'air, d'où son nom.

résolution de 3 mm. Avec un angle de faisceau de $\pm 22,5^\circ$, la sensibilité du capteur est bonne. *Cytron* affirme qu'il n'est gêné ni par la lumière solaire ni par les matériaux noirs. En pratique, il peut en aller autrement quand la réflexion doit se faire sur des matériaux absorbant le son.

Le HC-SR04 travaille sous 5 V et ne consomme au repos que 2 mA et 15 mA en service. L'alimentation prend deux des broches du connecteur, les deux autres servent d'entrée de déclenchement (*trigger*, broche 14 du contrôleur) et de sortie *Echo* (broche 6) en logique TTL. Le **figure 2** donne la chronologie des signaux. Toute impulsion d'au moins 10 μ s à l'entrée de déclenchement provoque l'envoi de huit rafales à 40 kHz et pendant les pauses, le récepteur attend les signaux réfléchis. Le micrologiciel effectue la moyenne des délais et une certaine correction d'erreur puis produit à la sortie *Echo* une impulsion dont la longueur est proportionnelle au délai observé, donc à la distance entre l'émetteur et l'objet réfléchissant. La règle empirique veut que la durée de l'impulsion en microsecondes divisée par 58 donne la distance en centimètres (148 pour les pouces). La durée de l'impulsion pour la plage de mesure donnée varie donc de 150 μ s à 25 ms. Si aucun obstacle n'a été détecté, la sortie donne une impulsion de 38 ms.

Comme on pouvait s'y attendre (**fig. 3**), le cir-



cuit du télémetre *USONAIR* se résume, outre le module à ultrasons, à un petit μC et un écran LCD raccordé au port B. Il n'y a qu'un seul bouton, mais il a plusieurs fonctions ! N'oublions pas le potentiomètre d'ajustage du contraste et l'alimentation stabilisée par le bon vieux 7805 escorté de la diode D1 pour respecter le sens unique. Le logiciel a été conçu d'abord pour le μC ATtiny2313 en BASCOM AVR. Une première version, plutôt spartiate, donne les mesures en millimètres exclusivement. Vous pouvez télécharger cette version [2], mais dans la version finale d'Elektor, le logiciel exprime les distances en centimètres, en pouces, en pieds, en verges (= yards), en tout ce que vous voudrez, avec une résolution de deux décimales sur l'écran LCD à 2 lignes de 16 caractères [3]. Cette *version de luxe* du logiciel permet aussi de réaliser des mesures relatives, mais comme elle ne tenait pas dans le 2313, j'ai choisi l'ATtiny4313 au brochage compatible. Quelle qu'en soit la version, après l'initialisation, le logiciel démarre et exécute la boucle principale **Dist** qui produit chaque seconde une impulsion de déclenchement sur le port B2 du contrôleur

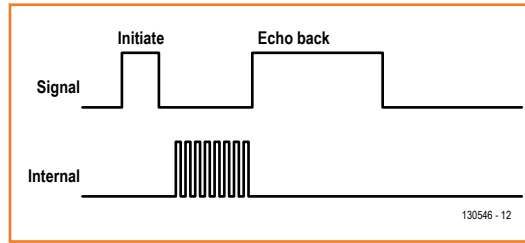


Figure 2. La chronologie des signaux pour la logique du capteur.

pour lancer le module et initier un nouveau cycle de mesures. La routine d'interruption **Isr_ibl** réagit au flanc montant sur l'entrée d'interruption 0 (PD2), détermine la longueur de l'impulsion de sortie du capteur et en transmet la valeur à la routine principale pour conversion au format souhaité et inscription à l'écran. La chronologie se base sur une fréquence de quartz de 8 MHz. Une fonction **Setup**, qui permet de sélectionner le mode de fonctionnement : étalonnage ou normal. Dans le mode **Calibrate**, la mesure de distance actuelle jusqu'à l'obstacle est considérée comme la valeur zéro pour le capteur. Le mode **Default** rétablit tout l'étalonnage et fixe la valeur nulle au niveau de la face avant du capteur. La fonction **Timer 1** ne sert qu'à l'activation de

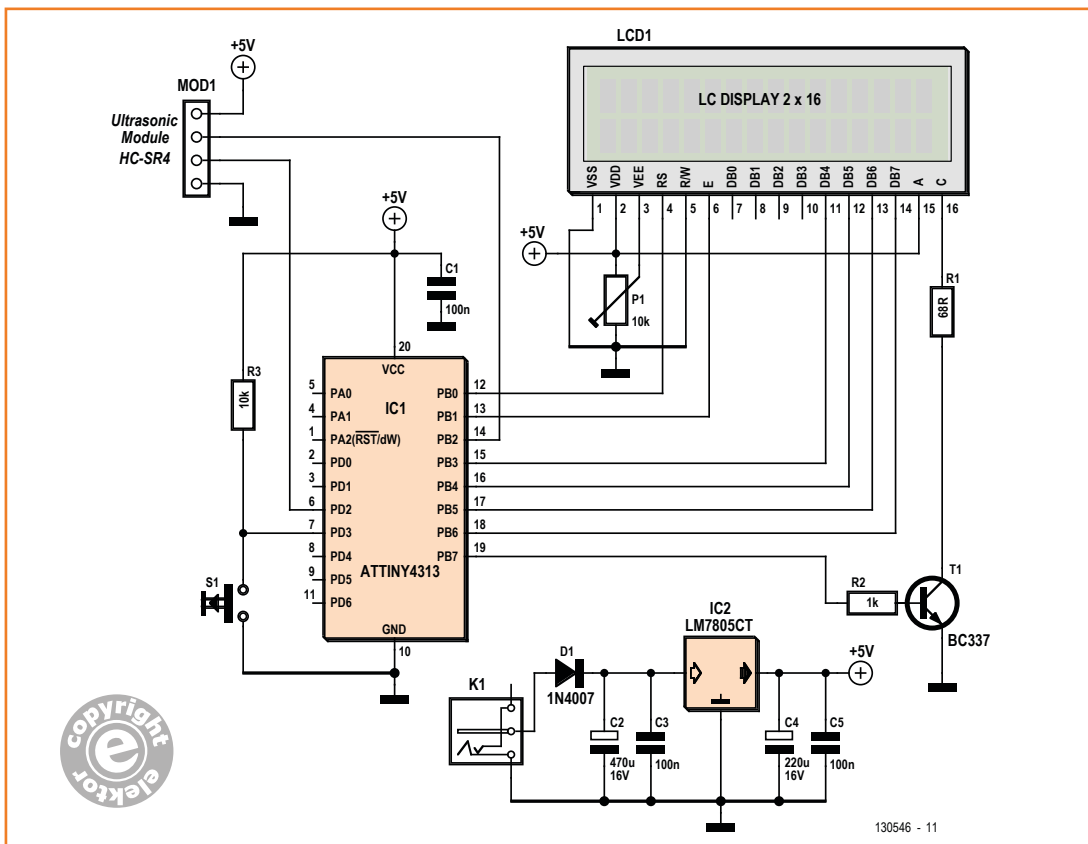


Figure 3. Reste un contrôleur et un écran : le plus gros du travail était déjà exécuté !





l'éclairage d'arrière-plan de l'écran. Un appui sur le bouton-poussoir l'allume et huit secondes plus tard, il s'éteint par souci d'économie d'énergie, si l'on n'a pas appuyé de nouveau sur le bouton.

Construction et mise en service

L'électronique du module LCD et du capteur est en place, il ne reste que peu de pièces à souder (fig. 4). Vous pouvez installer le contrôleur sur un support. Le régulateur de tension se pose à plat. Ce projet a été développé avec *Designspark* [2]. Le logiciel pour le μC est disponible gratuitement dans sa version complète [3]. L'ATtiny4313 est vendu programmé dans l'e-choppe d'Elektor [3] comme le circuit imprimé sans composants. La carte du μC est prise en sandwich entre celles de l'écran et du module capteur. On peut y brancher l'écran à l'aide de bouts de fils ou utiliser des connecteurs en ligne mâle et femelle de lon-

gueur appropriée. Pour le module capteur, c'est une embase SIP à 4 voies qui est prévue. Let fabricant insiste (en rouge !) sur la nécessité de relier la broche de masse **avant** d'appliquer VCC. En clair : brancher d'abord le capteur puis mettre sous tension ou encore raccourcir de quelques millimètres par rapport à la masse la broche VCC du capteur, pour ne pas se tromper.

L'unité par défaut est le millimètre. Pour changer, appuyer sur le bouton, et passer au centimètre, au pouce, au pied et à la verge canadienne (0,914 m = 1 yard) et revenir au millimètre. Un appui long mène au mode *Setup*. Il permet de définir la façade du capteur comme origine (*default*) ou d'instaurer sa propre valeur (*calibrate*) comme référence 0. Dans ce second cas, notre *USONAIR* mesure la distance à un obstacle, puis après un long appui sur le bouton, le contrôleur prend cette distance comme point zéro. Des appuis brefs permettent de passer d'un mode à l'autre, un appui long sélectionne l'une des options.

(130546 - version française : Robert Grignard)

Liens

- [1] www.cytron.com.my/
- [2] www.rs-online.com/designspark/designshare/eng/projects/184/view/stage/design/
- [3] www.elektor-magazine.fr/130546

Liste des composants

Résistances :

- R1 = 68 Ω
- R2 = 1 k Ω
- R3 = 10 k Ω
- P1 = ajust. multitours 10 k Ω (Bourns 3296W-1-103LF)

Condensateurs :

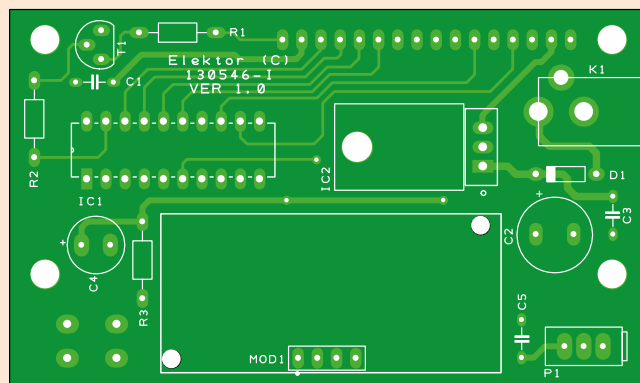
- C1, C3, C5 = 100 nF
- C2 = 470 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, au pas de 10 mm
- C4 = 220 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, au pas de 7,5 mm

Semi-conducteurs :

- D1 = 1N4007
- T1 = BC337-40
- IC1 = ATtiny4313-20PU, programmé Elektor 130546-41 (cf. texte)
- IC2 = LM7805

Divers :

- LCD1 = module LCD 2x16 (Fordata FDCC1602N-FLYYBW51SE)



MOD1 = connecteur SIP à 4 contacts adaptés module ultrasonore HS-SR04
 K1 = prise alimentation
 S1 = bouton-poussoir (Alps SKHHALA010)
 circuit imprimé réf. 130546-1

Figure 4.
Le circuit imprimé du contrôleur est prêt en quelques minutes.

outil pour assortir et classer les LED

Ramification autant qu'accessoire de la splendide **Source de courant continu réglable de précision** publiée en mai 2014 [1], cet outil simple vous permettra de trouver, dans votre assortiment, les LED (à fils) qui iront le mieux ensemble : couleur, luminosité et angle de rayonnement.

Dans leur casier de rangement, les LED nous semblent identiques. Allumées côte à côte, p. ex. dans une barre graphique, elles peuvent en revanche différer considérablement.

Au commencement des LED, on en rencontrait de différentes couleurs et intensités lumineuses sur des modèles du même fabricant, voire du

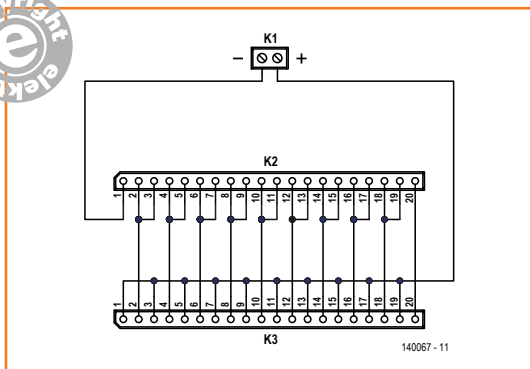
même lot de production. Les procédés de fabrication ont évolué, mais dans nos tiroirs, elles se retrouvent mélangées sans marquage ni numéro de type. Les identifier, c'est une méchante corvée. Cet accessoire de la source de courant vous permet de les brancher en série dans une rangée de connecteurs. Réglez alors la source sur différentes intensités de courant pour voir à quoi ressemble votre ligne lumineuse improvisée. Les différences, même minimes, de couleur, de brillance ou de largeur de faisceau vous sautent aux yeux. Sur notre source de courant continu, la tension maximum d'écrêtage avoisine 20 V, de quoi alimenter en série jusqu'à 10 LED « normales ». Tout dépend du type et de la couleur, une rouge se contente d'env. 1,8 V tandis qu'une bleue va chercher dans les 3 V.

Réglez la tension continue au maximum, à fond vers la droite, et le courant dans la gamme de 1 à 20 mA. Commencez avec la LED de référence dans la position extrême gauche, cathode vers la gauche et insérez les suivantes dans les positions voisines vers la droite. Il faut placer un cavalier sur les deux picots juste en face de la dernière LED. Toutes les LED doivent alors s'allumer et l'écran de la source affiche le total des tensions directes de toutes les LED en série. Vous pouvez éteindre une ou plusieurs LED en déplaçant le cavalier, ce qui permet de déterminer la tension sur chacune d'elles.

Si l'indicateur CLAMP s'allume sur l'instrument source de courant, le total des chutes de tensions aux bornes des LED est trop élevé pour lui. À moins que vous n'ayez pas tourné le bouton CLAMPING VOLTAGE sur 20 V...

(140067 - version française : Robert Grignard)

Henri Morizot (France)



Liste des composants

Divers :

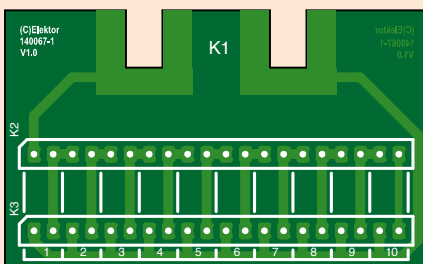
K1 = connecteur à 2 voies, pastilles et découpes au bord du circuit imprimé

K2 = barrette femelle SIL à 20 contacts SIL au pas de 2,54 mm

K3 = embase SIL à 20 picots au pas de 2,54 mm

JP = cavalier au pas de 2,54 mm

circuit imprimé réf. 14006



Lien

[1] [Source de courant continu réglable de précision, Elektor mai 2014](#)

le vieux jeu du loup, de la chèvre et du chou une rivière mais pas une ride

Les énigmes qui mettent en jeu la traversée d'une rivière stimulent bon nombre des facultés nécessaires au développement intellectuel de l'enfant (et parfois de l'adulte) : abstraction, stratégie, raisonnement, logique combinatoire, et analyse des problèmes potentiels.



Mark Donners
(Pays-Bas)

Si elle prend diverses formes selon les régions ou les pays, l'énigme revient toujours à dénouer une situation dans laquelle le seul véritable adversaire est sa propre intelligence. Chez moi, en Hollande, l'une des plus anciennes et des plus populaires est celle du loup, de la chèvre et du chou. Nous n'avons pas vu rôder un loup par ici depuis au moins un siècle, les tulipes n'ont rien à craindre des chèvres, mais nous marchons presque sur les choux.

Ménager le chou et la chèvre

Imaginez un fermier revenant du marché avec une chèvre, un loup vivant et un gros chou vert. Pour regagner sa ferme, située dans un polder, notre fermier doit traverser un canal à l'aide d'une barque dont la taille ne lui permet de transporter

qu'un seul de ses achats à la fois. Rappelons à la génération mp3 et zappette qui aurait oublié La Fontaine et Daudet que le loup (*canis lupus*) dévorera la chèvre (*capra hircus*) s'il est laissé seul avec elle, et que de même la chèvre ne manquera pas de se jeter sauvagement sur le chou si le fermier les abandonne sur la berge. Par contre, sans même invoquer l'autorité de Wikipédia, on supposera que le loup ne lorgnera jamais vers le chou. Et ne parlons même pas des capacités des loups, chèvres et choux à ramer en cadence. Les écoliers d'autrefois devaient résoudre le problème debout et à voix haute, face à des petits camarades toujours prompts aux railleries. Puis vint l'approche graphique et sa frénésie de diagrammes tracés au tableau noir ou sur papier. Le jeu peut aujourd'hui être joué grâce

à l'agitation invisible d'une centaine de milliers de bits au cœur d'une puce.

Électronique

Lorsque le circuit est mis sous tension via S8 et IC4 (fig. 1), le programme stocké dans l'ATtiny2313 lance une boucle d'initialisation qui vérifie si les LED fonctionnent, c'est-à-dire sont correctement montées et soudées. La situation de départ est ensuite représentée par les trois LED qui symbolisent la chèvre, le chou et le loup, ainsi que par la ligne de LED qui indique la traversée de la rivière par le fermier. Le but du jeu est bien sûr d'amener la chèvre, le loup et le chou sur l'autre berge sans que rien de fâcheux n'arrive ni au chou ni à la chèvre.

Au loup, au chou et à la chèvre sont associées deux LED qui représentent leur position sur l'une ou l'autre des rives (Left et Right sur le schéma). Ces LED sont pilotées par le microcontrôleur via des résistances-talons. Le loup a p. ex. les LED numérotées LED9 (rive gauche) et LED11 (rive droite). La rangée de LED LED1 à LED8 symbolise la traversée du fermier. Elles sont pilotées

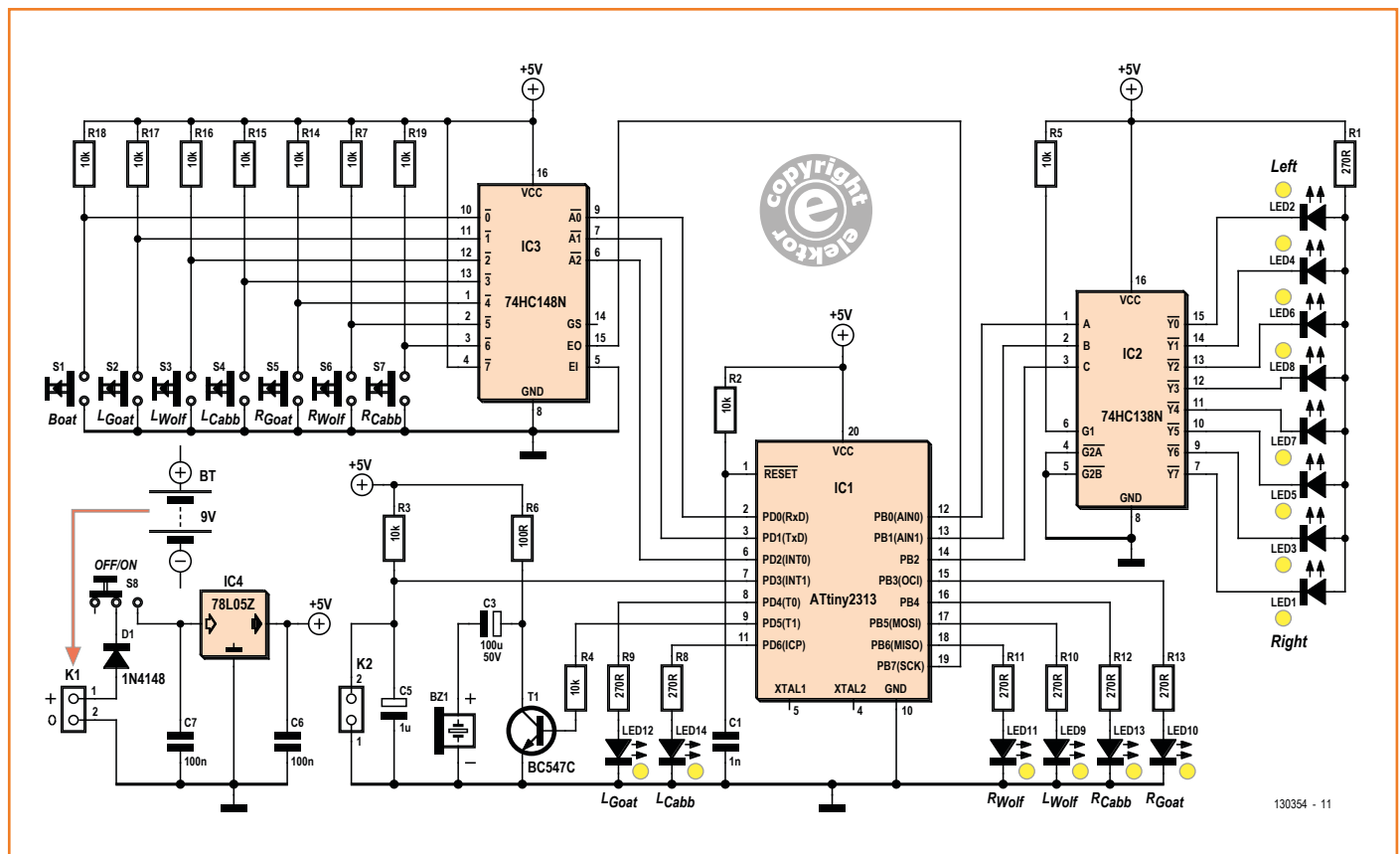
via un démultiplexeur 74LS138 1-vers-8 (IC2), lui-même commandé par les trois lignes PB0, PB1 et PB2 de l'Attiny.

Le circuit n'exige ni précision ni fréquence d'horloge particulières pour fonctionner correctement, ce qui permet à l'ATtiny2313 d'être cadencé à environ 8 MHz par son oscillateur interne.

Montage et programme

La figure 2 montre la sérigraphie de la carte double face conçue pour le jeu. L'absence de CMS facilite le montage et le soudage à l'ancienne. Les LED, les boutons, et même le buzzer, sont incorporés à la carte, donc aucun câblage n'est nécessaire, à l'exception peut-être de celui pour la pile de 9 V ou pour une autre alimentation. Pour que le circuit fonctionne, l'ATtiny doit être programmé avant d'être monté dans son embase (Elektor Labs PPA rec. 13-JVbis, rev. B0.1). Notez que l'e-choppe propose des microcontrôleurs pré-programmés sous la référence 130354-41. La barrette K2 a servi au développement de la carte et n'a plus aucune fonction dans cette version.

Figure 1. Un loup, une chèvre, un chou, un fermier et une vieille énigme se cachent sous ce schéma moderne.



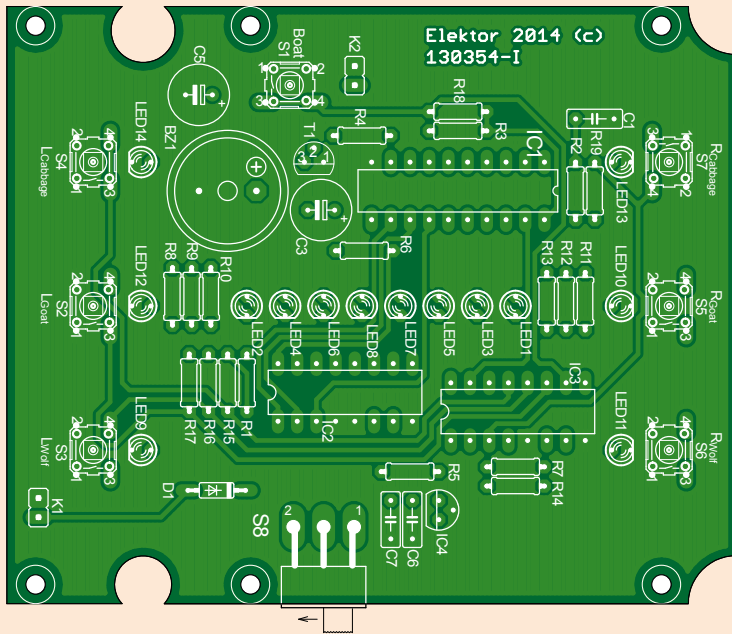


Figure 2. Sérigraphie du circuit imprimé du jeu.

La **figure 3** est une suggestion d'habillage du boîtier. Son cachet pastoral devrait plaire aux enfants. En l'admirant, vous comprendrez que les rives droite et gauche dont nous parlions ci-dessus sont en fait les berges sud et nord.

Le jeu

Les six boutons S2 à S7 servent à emmener le loup (*wolf*), la chèvre (*goat*) ou le chou (*cabbage*) dans un sens ou dans l'autre. Le bouton S1 (*boat*) permet au fermier de traverser la rivière sans cargaison.

Si la partie est perdue (chou brouté ou chèvre dévorée), le mangeur et le mangé clignotent pour signifier l'urgence d'une réévaluation des capacités mentales du joueur ; un son affligé est émis, puis le jeu redémarre.

Si l'énigme a été résolue, le *buzzer* BZ1 joue une mélodie triomphante tandis que le fermier s'excite et se met à ramer comme un moulin dans la tempête. Le jeu redémarre une fois ce pauvre fermier calmé.



Liste des composants

Résistances

(5 %, 0,25 W)

R1, R8 à R13 = 270 Ω

R2 à R5, R7, R14 à R19 = 10 kΩ

R6 = 100Ω

Condensateurs

C1 = 1 nF

C6, C7 = 100 nF

C3 = 100 μF, 50 V, radial

C5 = 1 μF, 50 V, radial

Semi-conducteurs

IC1 = ATtiny2313-20PU, programmé, e-choppe 130354-41

IC2 = 74HC138N

IC3 = SN74HC148

IC4 = MC78L05Z

LED1-LED14 = LED, 3 mm

D1 = 1N4148

T1 = BC547

Divers

BZ1 = buzzer, Kingstate (15027377)

S1 à S7 = bouton pour CI, Omron B3F-1070, 6 x 6 x 9,5 mm (959698)

S8 = interrupteur à glissière, SPDT, encartable (674357)

K1 = barrette mâle à 2 contacts

K2 = non utilisé, optionnel

porte-pile 9 V + fils

circuit imprimé, e-choppe Elektor 130354-1

(références du catalogue Farnell entre parenthèses)

Listage 1. Programme (extrait)

```
#include <avr/io.h>
#define F_CPU 8000000UL
#include <util/delay.h>

#define LGoat PD4
#define LCabb PD6
#define LWolf PB5
#define RGoat PB3
#define RCabb PB4
#define RWolf PB6
#define BuzzerPD5

#define statLGoat 0b00000001
#define statLCabb 0b00000010
#define statLWolf 0b00000100
#define statRGoat 0b00001000
#define statRCabb 0b00010000
#define statRWolf 0b00100000
#define statLBoat 0b01000000
#define statRBoat 0b10000000

/*
Inputs are as follows:

PIND&7 (0b00000111)

7 = S1 (Boat)
6 = S2 (LGoat)
5 = S3 (LWolf)
4 = S4 (LCabb)
3 = S5 (RGoat)
2 = S6 (RWolf)
1 = S7 (RCabb)
0 = not connected

*/
void setLeds(void);
uint8_t readInput(void);
void boatStart(void);
void boatContinue(void);
void playSound(uint8_t Sequence);
```

Vous pouvez télécharger gratuitement le micrologiciel de l'ATtiny [1]. Au menu : loup, chèvre et chou à la sauce C. Régalez-vous, accessoirement utilisez le code pour programmer votre ATtiny2313. En attendant, dégustation pour tous sur le **listage 1**.

(130354 – version française : Hervé Moreau)

Liens

[1] www.elektor-magazine.com/130354

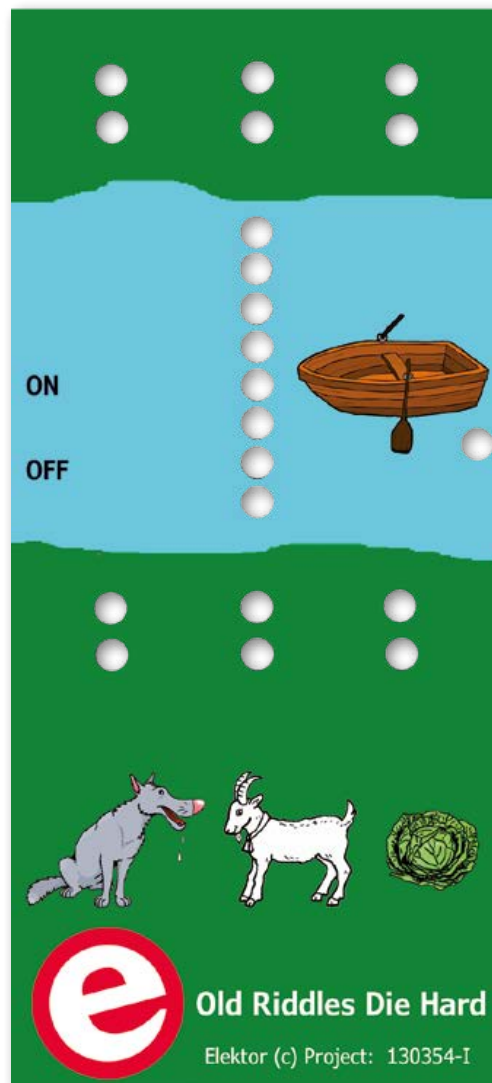
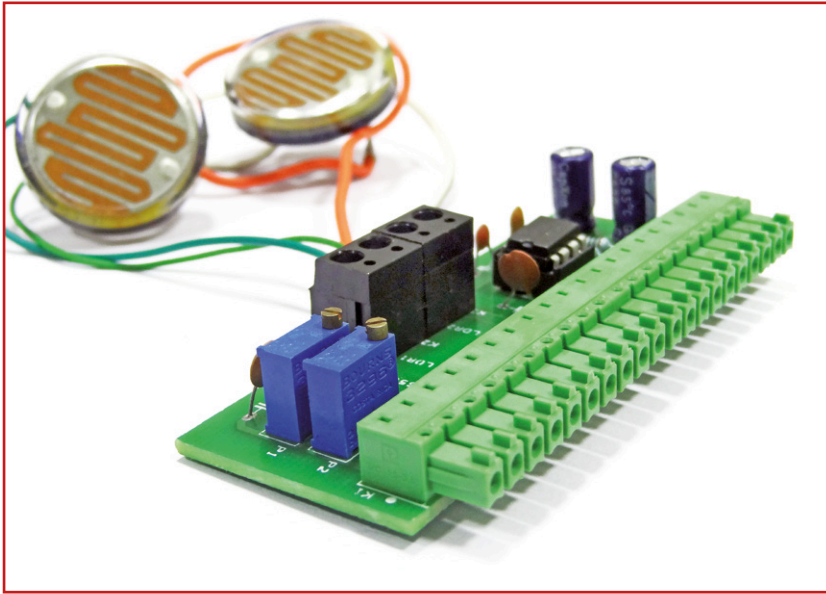


Figure 3. Suggestion d'habillage pour la face avant du boîtier Serpac H75 9V.

thérémine optique avec myDAQ et LabVIEW



Sunil Malekar (Elektor Labs, Inde)

Les fers à repasser ont eu leur Man Ray, pourquoi myDAQ et LabVIEW n'auraient-ils pas leur Elektor ? Nous avons donc créé un thérémine *elektorisé*. Ou l'art de rendre ludiques deux applications de *National Instrument* réputées austères.

Le thérémine, inventé en 1919, est considéré comme l'un des premiers instruments de musique électronique [1]. Jouer du thérémine consiste à placer et à déplacer ses mains au voisinage de deux antennes. L'antenne verticale détermine la hauteur des notes, l'autre, horizontale, leur volume, mais les deux antennes interagissent dans une certaine mesure. Le thérémine a souvent été ressorti de la malle des curiosités. Voici quelques exemples parmi tant d'autres et pas forcément les meilleurs : Matthew Bellamy du groupe *Muse* reproduit sa sonorité étrange [2] ; Brian Jones, des Rolling Stones, Jean-Michel Jarre, et aussi Jimmy Page, de *Led Zeppelin*, en ont joué, sans oublier bien sûr son inventeur, Léon Theremine, dont on peut encore admirer la virtuosité [3]. Les Beach Boys ont utilisé un instrument dérivé du thérémine (le *Tannerin*) dans le morceau *Good vibrations*. Et bien d'autres... Des tubes aux processeurs DSP, l'oscillateur qui forme le cœur du thérémine a épousé toutes les technologies qui ont émergé au fil du siècle écoulé depuis son invention. Dans ce projet, nous avons marié un oscillateur « thérémine » à deux produits de *National Instruments* (NI) : une unité

MyDAQ pour le matériel [4], et *LabVIEW* pour le contrôle, le développement et l'apprentissage de l'instrument.

Liste de courses

Le matériel indispensable :

- un MyDAQ avec câble de données USB ;
- un PC avec LabVIEW installé ;
- la carte Thérémine optique Elektor ;
- des haut-parleurs actifs.

Côté logiciel, il vous faudra installer ELVISmx, le pilote qui permet d'utiliser les instruments virtuels de *LabVIEW* avec le périphérique myDAQ.

myDAQ

Conçu par *National Instrument*, myDAQ est un périphérique portable d'acquisition de données bon marché qui utilise les « instruments » logiciels du programme *LabVIEW* pour mesurer des signaux du monde réel. myDAQ est idéal pour explorer l'électronique et pratique pour lire des mesures de capteurs. Utilisé conjointement avec *LabVIEW*, il permet d'analyser et de traiter des signaux, et aussi de commander et contrôler des

processus simples. Son câble de données USB sert également de câble d'alimentation par le PC. myDAQ dispose d'E/S analogiques, de blocs d'alimentation, de fonctions audio et de multimètre numérique (DMM), le tout dans une unité USB compacte. Les E/S et les alimentations du myDAQ sont :

AI : ces 2 entrées analogiques peuvent être configurées comme voies d'entrée de tension différentielle à haute impédance et à usage général, ou comme voies d'entrée audio.

AO : identiques à AI, sinon qu'il s'agit des voies de sortie audio.

DIO : 8 lignes d'E/S numériques ; chacune peut être configurée comme entrée ou sortie numérique à usage général et à cadencement logiciel, ou servir de temporisateur/compteur numérique.

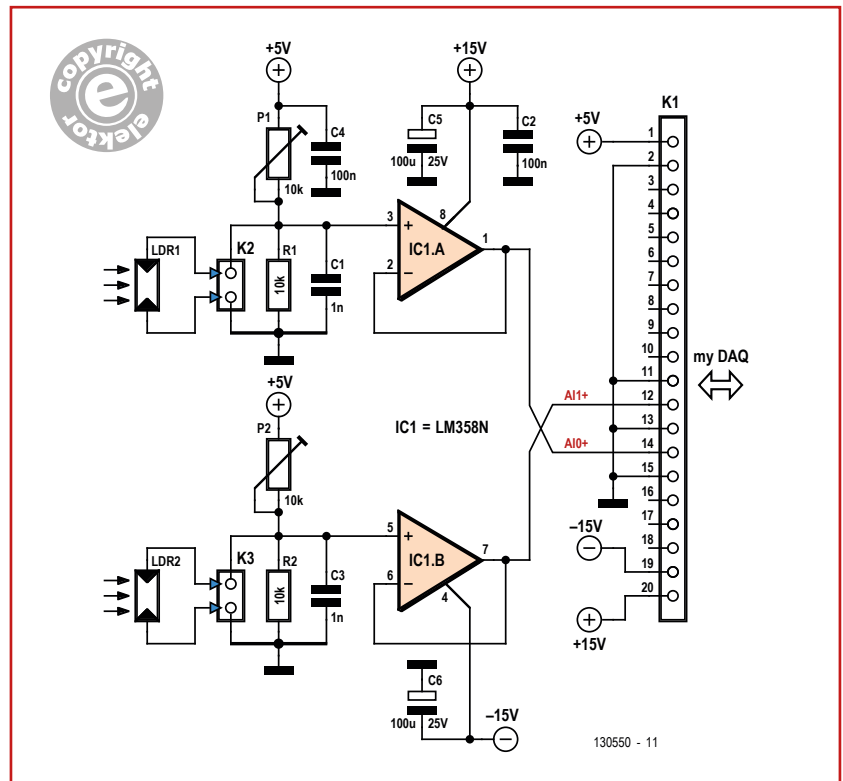
Alimentations : -15 V, +15 V et +5 V.

Extension Thérémine optique Elektor

Notre carte d'extension interface deux photorésistances avec le myDAQ. L'une d'entre elles détermine la fréquence (hauteur), l'autre le volume (amplitude) du signal. La valeur mesurée est traitée à la fois par *LabVIEW* et le programme *Elektor Optical Theremin VI* (où VI signifie *Virtual Instrument*).

Le connecteur K1 (**fig. 1**) sert de liaison entre la carte et le myDAQ. C'est lui qui achemine les signaux des capteurs et alimente la carte. La résistance des photorésistances LDR1 et LDR2 reliées à K2 et K3 varie en fonction de la lumière incidente. Le circuit intégré à double amplificateur opérationnel (LM358) exploite cette variation pour produire un signal de sortie variable. LDR1 détermine la fréquence et la valeur de seuil (réglable avec P1), LDR2 le volume et sa valeur de seuil associée (ajustable avec P2). Les sorties de l'ampli-op sont connectées aux entrées analogiques du myDAQ.

Puisque la sortie est un signal audio, nous devons brancher des haut-parleurs actifs dans la prise *Audio Out* du myDAQ. Une autre possibilité est de relier la « console Thérémine optique Elektor » à la sortie audio du myDAQ, en supposant que cette console soit équipée d'un haut-parleur et de photorésistances placées de façon adéquate sur le boîtier.



Programme du Thérémine optique

L'interface appelée *VI Front Panel* (face avant de l'instrument virtuel, **fig. 2**) fournit une représentation graphique des signaux du volume et de la fréquence. Le cadran du fréquencemètre indique les variations de fréquence, le curseur sert à afficher les variations de volume. Les entrées analogiques A1 et A2 du myDAQ reçoivent les signaux de tension modifiés par

Figure 1. Schéma du dispositif d'interface homme-machine transposant les mouvements des mains en deux signaux analogiques contrôlant la hauteur et l'amplitude d'un oscillateur audio. Léon, si tu nous lis...

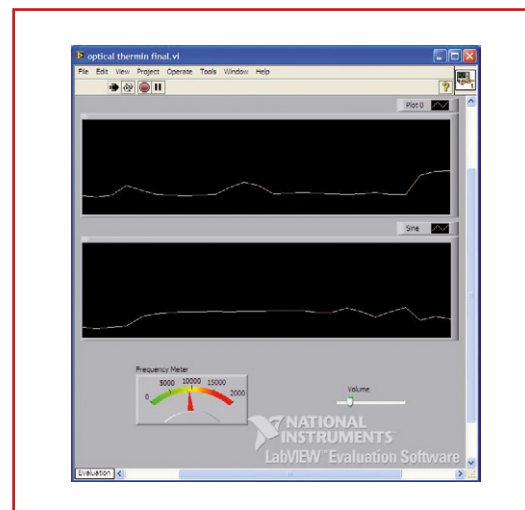


Figure 2. Représentation graphique de la fréquence et de l'amplitude.

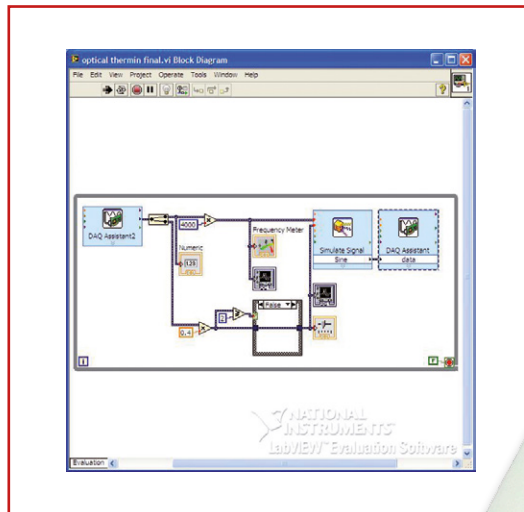
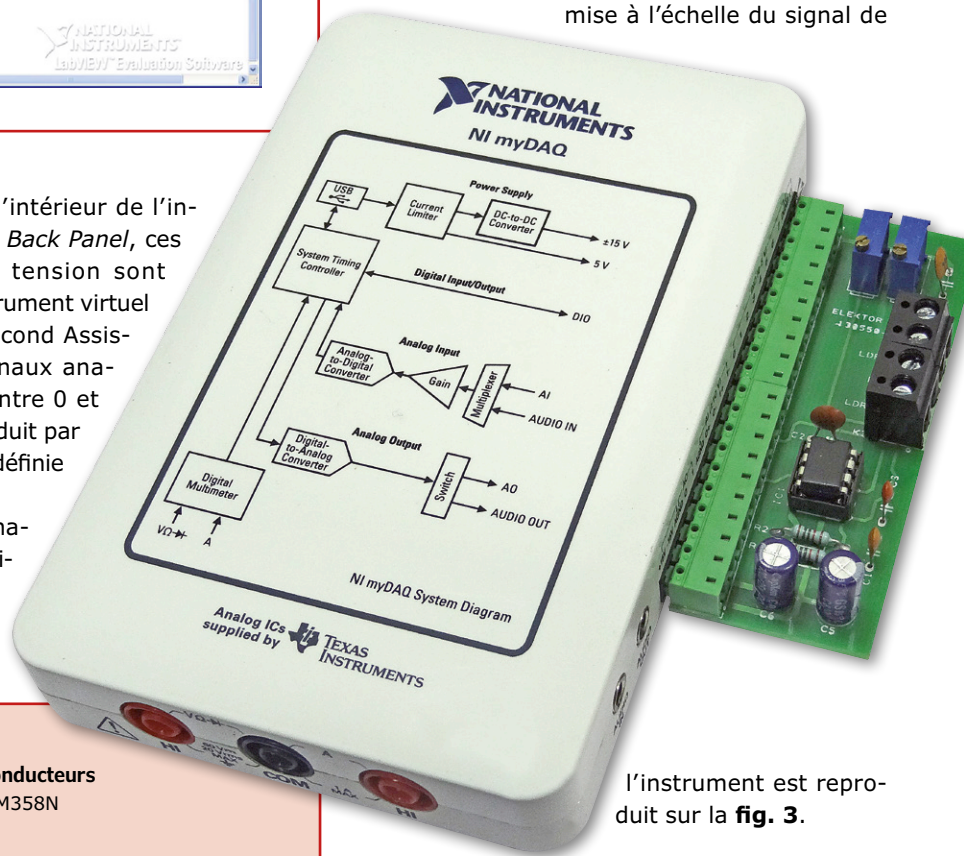


Figure 3.
Le bloc de mise à l'échelle du signal.

LDR1 et LDR2. À l'intérieur de l'interface appelée *VI Back Panel*, ces deux signaux de tension sont injectés dans l'instrument virtuel (VI) à l'aide du second Assistant DAQ. Les signaux analogiques varient entre 0 et 5 V. Le son est produit par la bibliothèque prédéfinie de myDAQ.

Une des entrées analogiques sert à manipuler la fréquence du son produit :

Figure 4.
Dessin de la carte très simple à relier au myDAQ.



l'instrument est reproduit sur le **fig. 3**.

Liste des composants

Résistances

R1, R2 = 10 kΩ
P1, P2 = 10 kΩ, aj.

Condensateurs

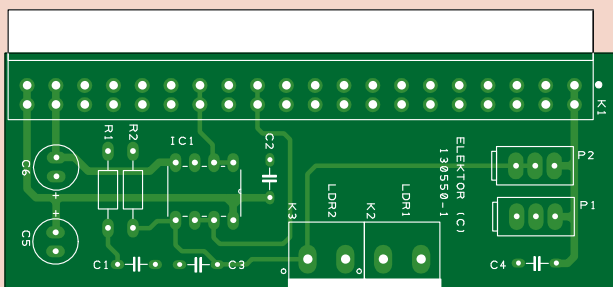
C1, C3 = 1 nF
C2, C4 = 100 nF
C5, C6 = 100 μF, 25 V, radial

Semi-conducteurs

IC1 = LM358N

Divers

K1 = bornier à 2 voies, broches droites, au pas de 3,81 mm
K2, K3 = bornier pour CI à 2 voies circuit imprimé 130550



Deviens le Théréminator

Une fois construite la carte (**fig. 4**) et téléchargé le programme [5], procédez comme suit :

- reliez la carte Thérémine optique Elektor au myDAQ ;
- reliez le haut-parleur ou la console du Thérémine optique Elektor au myDAQ ;
- reliez le myDAQ à votre PC à l'aide du câble de données USB ;
- cliquez sur le bouton PLAY pour lancer le programme ;
- éloignez les oreilles sensibles ;

- servez-vous de vos deux mains pour modifier la quantité de lumière « vue » par les photorésistances et ainsi jouer (ce que vous pensez être) de la musique.

Pour éventuellement vous aider à maîtriser votre thérémine optique, le programme affiche un rendu graphique instantané du mouvement de vos mains.

(130550 – version française : Hervé Moreau)

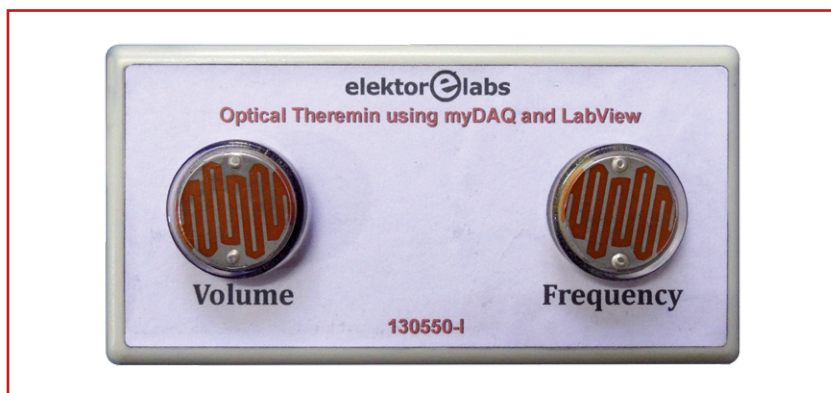


Figure 6.
La console du thérémine optique (vue de dessus)

Liens

- [1] L'histoire du thérémine : <http://fr.wikipedia.org/wiki/Theremin>
- [2] Muse, Invincible (mais pas terrible) : <http://youtu.be/t2KX0xBIEZI>
- [3] Léon joue du thérémine : <http://youtu.be/w5qf9O6c20o>
- [4] myDAQ et LabView : www.elektor.com/ni-mydaq-dvd-labview-et-multisim
- [5] Le programme du projet : www.elektor-magazine.fr/130550

Publicité

ECD7

Base de composants d'ELEKTOR

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.

Avec ce CD-ROM, vous disposez donc de données fiables sur plus de 7.800 circuits integers ; plus de 35.600 transistors, FET, thyristors et triacs ; environ 25.000 diodes et plus de 1.800 optocoupleurs.

Le clou, c'est que vous allez pouvoir rajouter dans la base de données ce qui y manque encore, car elle est interactive ! Ainsi chaque utilisateur pourra lui-même rajouter des composants, en modifier les caractéristiques déjà enregistrées ou les compléter.

NOUVELLE EDITION



ISBN 978-90-5381-298-3 • 29,50 €

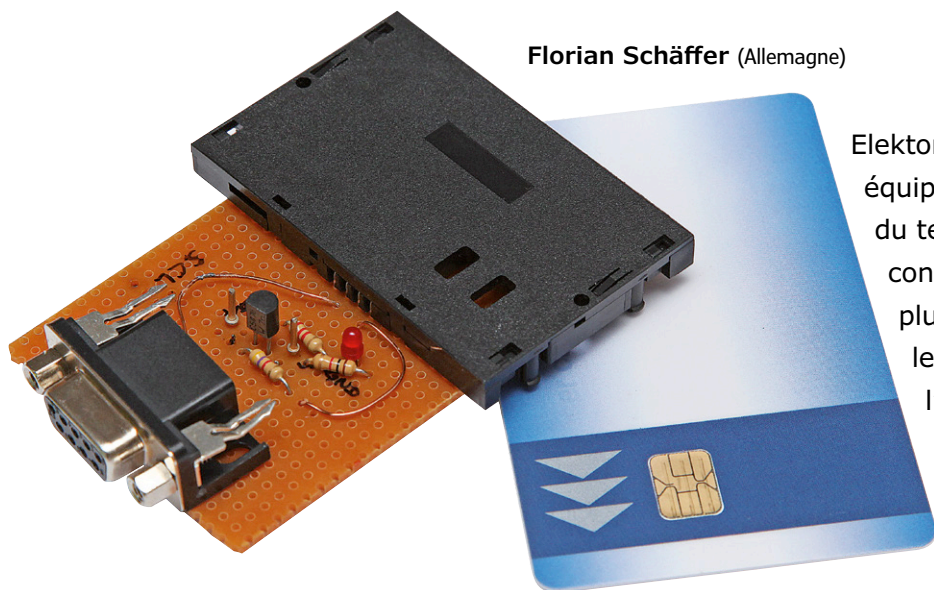


Pour commander en ligne : www.elektor.fr/ecd7

lecture de cartes à puce par USB

l'USB joue à l'UART pour parler I²C

Florian Schäffer (Allemagne)



Elektor a souvent commandé une puce équipée du bus I²C avec un PC, la plupart du temps par l'entremise d'un micro-contrôleur, mais on peut faire beaucoup plus simple, comme le démontre ce lecteur de cartes à puce connecté à l'USB, à condition de bidouiller un peu. N'est-ce pas précisément pour y trouver ce genre d'astuces que vous lisez Elektor ?

Il y a deux sortes de cartes de crédit, celles qui portent un processeur et celles qui n'en ont pas. Sous leurs huit contacts dorés (**fig. 1**), les cartes à puces à mémoire ne cachent qu'une EEPROM (mémoire à accès aléatoire électriquement programmable et effaçable) du type 24Cxx [1]. Ce composant est disponible en différentes capacités de mémoire, depuis 128 octets (1 Kbit) jusqu'à 2 048 octets (16 Kbit). On y accède par un bus à deux lignes qui, selon le fabricant, peut être un I²C ou un TWI (*Two Wire Interface*).

Les cartes à puce conviennent pour les applications à faible coût et à petite quantité de données à stocker. Les clés USB disposent de bien plus de place, mais coûtent nettement plus cher que ces *smartcards* [2] à moins d'un euro. En outre, la clé

USB n'est garantie que pour 100 000 cycles d'écriture, soit 10 fois moins qu'une EEPROM 24Cxx qui conserve les données 100 ans au lieu de 10 pour la clé. Et puis la carte à puce est si commode pour l'usage quotidien, on la glisse dans son porte-monnaie et elle peut servir aussi bien au pointage ou au contrôle d'accès, à identifier les clients d'une cantine ou encore, dans une salle de sport, pour conserver les paramètres de l'entraînement [6].

I²C depuis l'USB

L'assortiment de lecteurs de cartes à puce est vaste, avec des modèles d'occasion à quelques euros. Mais les anciens nécessitent souvent une interface PS/2, sérieuse ou même parallèle. Or, elles ne sont plus disponibles sur les PC modernes, encore moins sur les portables.

Avec de nombreux lecteurs dotés d'une connexion USB, ce sont les logiciels pilotes qui donnent du fil à retordre, parce qu'ils ne sont plus compatibles avec les versions actuelles de Windows. Or nous souhaitons justement communiquer avec le lecteur, lire les cartes et éventuellement y

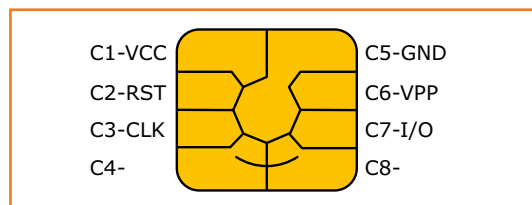


Figure 1.
La zone des contacts de la carte à puce.

écrire. Il existe des programmes capables de lire les données d'une carte électronique d'assurance maladie comme la Vitale en France, la eGK en Allemagne, la carte d'identité nationale en Belgique, etc. mais ça ne marche pas pour la carte mémoire sans processeur, pour lire les données et les stocker comme fichier binaire. Après de longues recherches, je suis arrivé à la conclusion qu'il n'existait pas de logiciel libre adéquat et que le seul logiciel commercial, donc payant, est *Smartcard Commander* [3]. Cependant, pour le projet envisagé, il serait raisonnable que le programme puisse, lui-même, non seulement examiner les données, mais aussi en lire et éventuellement en écrire, sans trop de matériel supplémentaire.

Pour surmonter l'obstacle, il faudrait un tour de magie qui sorte la communication I²C, non pas d'un chapeau, mais bien de l'USB. Nous n'avons besoin, en fait, que de deux conducteurs vers la carte à puce, commandés par le logiciel du PC avec le protocole I²C adéquat. Comme matériel, nous pouvons acquérir à peu de frais un adaptateur USB/sériel (**fig. 2**) que nous doterons d'une petite extension. Les pilotes de l'adaptateur USB sur le PC mettent à notre disposition un port COM virtuel qui, pour le logiciel de notre PC, a la forme d'une véritable interface. Comme la branche USB travaille sous +5 V, l'adaptateur USB/sériel ne délivre pas le signal à des niveaux RS232 de ±12 V, mais seulement à des niveaux TTL. Ça tombe bien, c'est exactement ce qu'il nous faut avec un I²C ! Tout connaisseur de l'interface RS232 objectera maintenant que mon projet est irréaliste puisque le port sériel du PC ne permet pas de bidouiller par logiciel (*bit banging*) les niveaux haut ou bas des lignes de données « normales » RxD et TxD, pas plus que de les lire. Je leur rétorque que puisqu'un tel bidouillage est possible avec les trois autres lignes, CTS, TS et DTR, et que comme il ne nous faut que deux sorties numériques (l'horloge et les données), et une entrée numérique de données, nous pouvons donc suborner ces trois signaux RS232. C'est hétérodoxe, mais ça marche. À condition que l'adaptateur USB/sériel aussi accepte les trois signaux.

Quasiment pas de circuit

Toute carte à puce qui se respecte a une zone de contact à six ou huit voies, selon le fabricant. Les deux versions à 6 ou 8 contacts sont compatibles. Les deux pastilles du bas C4 et C8 sont



Figure 2.
Et pour quelques euros, un adaptateur USB/sériel. Dans la volumineuse fiche SubD se trouve un convertisseur actif.

déjà actuellement utilisées sur les cartes sans contact pour le raccordement de l'antenne RFID. Selon le **tableau 1**, une EEPROM ne possède que cinq lignes – le contact VPP n'est plus employé. Le circuit de la **figure 3** n'emploie que quatre de ces contacts : les tensions d'alimentation VCC et GND et les lignes de bus I²C, pour l'horloge SCL et les données SDA.

Peut-on appeler ça un *circuit*, puisqu'il ne fait que relier à la ligne de données bidirectionnelle SDA de l'I²C les lignes de signaux unidirectionnels CTS (*prêt à émettre vers le PC*) et RTS (*demande au PC d'envoyer*) de l'interface. Le transistor dans la ligne d'émission du PC, qui est nécessaire pour le traitement du signal d'accusé de réception, inverse le niveau du signal. Le programme devra en tenir compte plus tard. R2 est la résistance de rappel haut indispensable sur la ligne de données en I²C. Pareille résistance serait normalement aussi nécessaire sur la ligne de l'horloge, mais comme cette ligne est forcée aux niveaux haut et bas par le logiciel, nous pouvons sans

Tableau 1. Brochage de la puce à huit contacts

contact	nom	fonction
C1	VCC	5 V
C2	RST	reset (non utilisé)
C3	CLK	horloge SCL
C4*	NC	sans
C5	GND	masse
C6	VPP	tension de programmation EEPROM (s/o)
C7	I/O	données SDA
C8*	NC	sans

* non disponible sur carte à 6 contacts

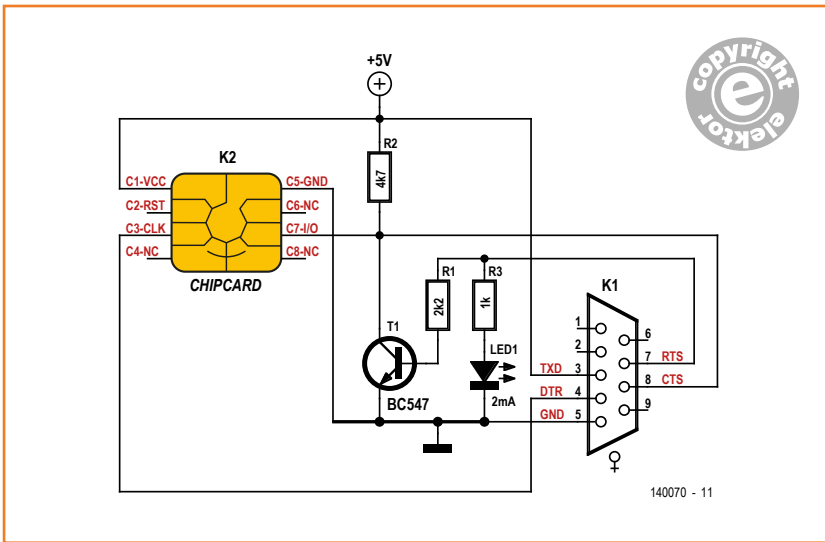
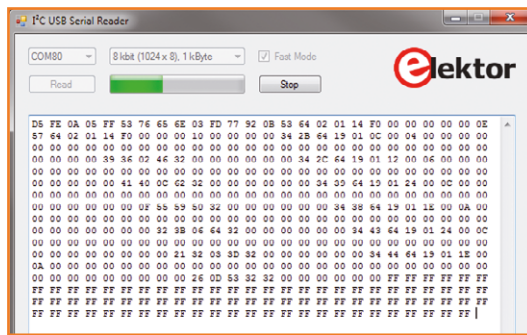


Figure 3. Ce petit circuit est inséré entre le lecteur de cartes à puce et l'adaptateur USB/sériel (fig. 2) lui-même relié au PC.

Figure 4. C'est le logiciel qui fait le travail. Voici comment il affiche les données lues sur la puce de la carte.



remord nous en passer. Une entorse de plus à l'orthodoxie !

Et nous récidivons avec la ligne d'émission TxD, détournée de sa fonction normale, pour fournir à la puce mémoire son indispensable +5 V : le logiciel la maintient au niveau haut en permanence par un ordre de pause. La LED s'allume quand passent les données. Le contact d'interrupteur du lecteur de carte pourrait signaler la présence d'une carte, mais je ne l'utilise pas ici. Quelques minutes suffisent pour assembler le circuit sur un bout de plaque perforée. Le support de carte [4] m'a coûté 1 €. Ne vous laissez surtout pas enduire d'erreur par la présence d'une prise Sub-D à neuf contacts : ce montage ne doit jamais être connecté à une vraie interface RS232 mais seulement à l'adaptateur USB/série déjà évoqué !

Bit banging

Le protocole I²C est relativement simple. Le poste maître émet le signal d'horloge et, pour créer une condition de départ, pendant une

phase haute de SCL, il change le niveau de la ligne SDA de haut à bas. Ensuite, il lance une demande d'accès à une adresse de mémoire. Cette apparente commande d'écriture est constituée d'une adresse d'appareil (toujours 0 pour une carte à puce) et une adresse de mémoire. Il renvoie alors encore une fois l'adresse d'appareil, mais avec le bit de lecture haut. Sur quoi, le poste secondaire transmet les données souhaitées et signale par le bit ACK que les données ont été complètement transmises. Quand le maître supprime ce bit en tirant à la masse la ligne au coup d'horloge correspondant, le secondaire passe en mode de lecture séquentielle et expédie d'affilée les contenus des adresses suivantes, jusqu'à ce que le maître libère le bit ACK, après quoi, il envoie un ordre d'arrêt. En lecture séquentielle, arrivé à la fin, on recommence simplement par la première adresse.

Le bus I²C offre l'avantage que c'est un maître qui bat la mesure sur le bus et tous les autres appareils, les postes secondaires doivent jouer au même tempo que lui. Aussi longtemps que seul le PC peut rester le maître et pour peu que les périphériques ne soient pas chatouilleux sur la fréquence d'horloge minimale, même un PC qui tourne sous Windows peut officier, alors qu'il ne permet pas de travailler en temps réel. L'horloge n'est pas régulière à 100 % et reste loin en deçà des 100 à 400 kbit/s habituels. Mais pour la plupart des applications, c'est sans importance, puisque les secondaires sont tolérants et marchent au pas qu'on leur impose.

Dans le *Visual Studio Express* [5] disponible gratuitement, il y a un programme simple, en *Visual Basic*, qui permet de lire (fig. 4) une carte à puce. Vous pouvez vous en procurer gratuitement le code VB [7]. Le programme est simplifié au possible, on peut évidemment l'étendre, p. ex. pour lire un domaine de mémoire défini. Comme le temporisateur normal en *Visual Basic* est trop imprécis, j'ai utilisé un temporisateur *multimédia*, peu connu. Sur un système moyen, il permet d'obtenir facilement des intervalles aussi courts que 1 ms, puisqu'il reste assez de temps entre deux cycles pour exécuter les instructions nécessaires. Le programme se contente de compter les flancs de l'horloge et de changer au moment opportun le niveau sur la ligne de données RTS ou de demander l'état de l'entrée de données CTS. Le système décrit ici peut servir à bien d'autres

choses que la lecture des données d'une carte. On peut commencer par le modifier pour écrire des données sur une carte mémoire. On peut s'en servir avec des capteurs comme le thermomètre DS1621 qui a un convertisseur A/N embarqué et I²C. On peut aussi commander de nombreux modules LCD par I²C, c'est un moyen

de réaliser rapidement un affichage de l'état sur un PC, par exemple l'arrivée d'un tweet. Mais souvenez-vous que jamais le client ne devra se prendre pour le maître !

(140070 - version française : Robert Grignard)

Liens

- [1] Feuille de caractéristiques ATMEL AT24Cxx, www.atmel.com/Images/doc0180.pdf
- [2] Fournisseur de cartes à puce : www.reichelt.de/Chipkarten/CHIPKARTE-256B/3/index.html?&ACTION=3&LA=2&ARTICLE=37015&GROUPID=5967&artnr=CHIPKARTE+256B
- [3] Smartcard Commander : www.chipdrive.de
- [4] Fournisseur de supports pour carte à puce : www.tme.eu/de/katalog/?search=Smart+Card&id_category=31
- [5] Visual Studio Express : www.visualstudio.com/downloads/download-visual-studio-vs#d-express-windows-desktop
- [6] Projet de l'auteur : www.blafusel.de/misc/miha_zirkel.html
- [7] www.elektor-magazine.fr/140070

LED de poche

toujours mieux que ce qu'on achète

- Pourquoi construire soi-même ce qu'on peut acheter tout fait à bon compte ?
- Pour le plaisir d'abord et parce que c'est vachement mieux que la pacotille chinoise à deux balles !

Caractéristiques

- Lampe de poche à haut rendement à faire soi-même
- Fonctionne entre 1 et 3 V
- Rendement jusqu'à 78,8 %
- Luminosité constante jusqu'à 1,2 V



Wolfgang Schmidt
(Allemagne)

Comme *homo electronicus*, je répugne à acheter quoi que ce soit d'électronique quand je peux parfaitement le faire moi-même. De petites lampes

à LED, il y en a des conteneurs pleins. Sur *eBay*, vous en trouverez actuellement 17.000 sous boîtier, avec les piles, pour moins d'un euro pièce,

le but n'est pas d'économiser quelques centimes, mais de réaliser un objet de valeur

port inclus, expédié de Chine !

Si quelqu'un s'imaginerait qu'il peut le faire lui-même à moindre prix que la production de masse poussée à l'extrême, il se fait des illusions. Mais pour réaliser un objet de qualité, ce n'est pas sur le prix de revient qu'il faut se concentrer, mais sur une solution technique valable. Prix et qualité sont souvent en corrélation négative. Quand on veut le meilleur, il faut y mettre le prix : les lampes de poche à LED de grandes marques sont vraiment chères. La parade, c'est de les faire soi-même, non seulement on aura la satisfaction d'avoir réalisé son désir, mais surtout de s'être basé sur une technique éprouvée.

Le projet proposé ici peut se targuer d'un haut rendement. Il tire des piles jusqu'à leur dernière goutte d'énergie.

L'idée

Si vous avez déjà travaillé sur l'éclairage à LED, vous savez qu'une telle lampe ne se résume pas à une LED et une pile. En réalité, une LED est caractérisée par une très basse résistance différentielle, donc on ne peut pas l'alimenter en tension, mais à courant constant. Et vous n'y arriverez pas simplement avec une résistance en série. Rien à voir avec l'ampoule à incandescence branchée directement sur la pile, électriquement, la lampe à LED est bien plus compliquée.

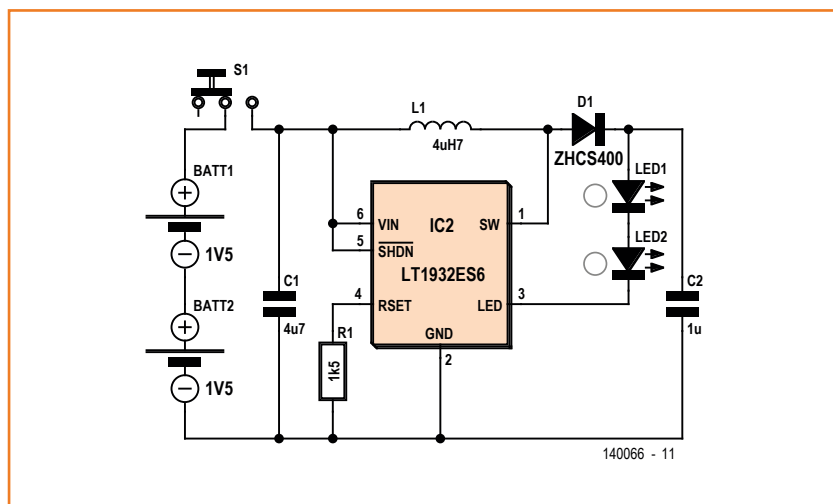
Pour ce qui concerne la mécanique optique, elle est plus simple. La dispersion de la lumière est moindre, bien plus concentrée en faisceau sur la LED. Avec l'ampoule à filament, il fallait un miroir parabolique pour réfléchir les rayons dans une direction privilégiée, les LED ont d'origine un rendement supérieur et une directivité spécifiée, 20 ° ou moins. On a donc besoin d'une LED, moi j'ai choisi d'en mettre deux en série, et d'une électronique qui prend l'énergie des piles pour la transformer en courant constant dans les LED. Pour réduire au mieux les pertes, on utilise actuellement des sources de courant à commutation. Pour ne pas devoir mettre en jeu trop de piles, alors que deux LED en série réclament une tension d'environ 7 V, rien de tel qu'un convertisseur élévateur.

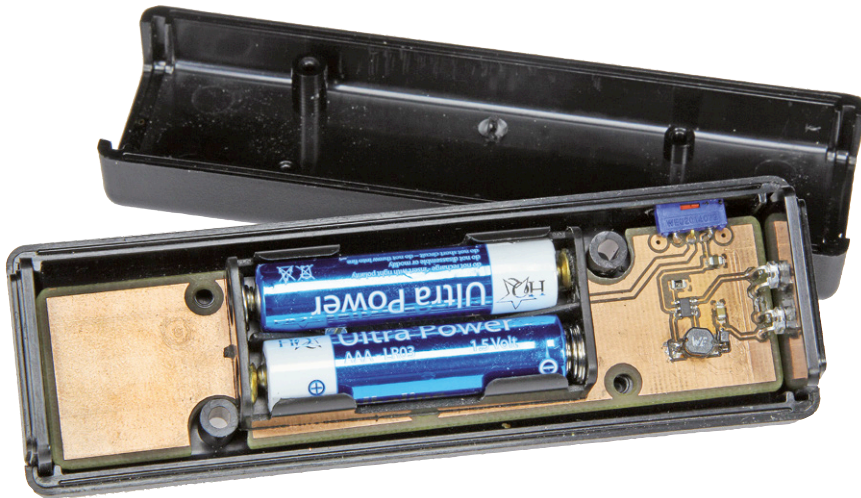
Il se fait qu'une puce de *Linear Technology*, du nom de LT1932, convient exactement à cette fonction, avec un haut rendement et disponible dans le commerce à un prix acceptable. La **figure 1** confirme que je l'ai mise en service parfaitement dans les règles, elle ne réclame d'ailleurs que cinq composants supplémentaires. On règle avec R1 le courant dans les LED. Pour une valeur de 1,5 kΩ, le courant s'établit entre 15 et 20 mA.

Construire la lampe

Dans le souci de vous simplifier la vie, on a développé le circuit imprimé de la **figure 2** sur lequel trouvent place tous les composants, les deux LED et même le coupleur de piles. Vous pouvez vous procurer le circuit imprimé lui-même ou son tracé sur le site d'Elektor [1]. La puce étant en CMS, les autres composants le seront aussi. L'avantage immédiat, c'est la petitesse du circuit imprimé, qui fournit aux moins expérimentés l'occasion de s'entraîner. Les deux LED se soudent avec les fils pliés. Pour les fixer, on fore deux trous de 5 mm dans le boîtier et on y fait passer au moins leur dôme pour donner vue sur l'extérieur. On peut alors immobiliser le circuit à l'intérieur du boîtier au moyen d'un ruban adhésif double face. Le boîtier proposé peut contenir deux cellules AAA (R03). Avec des piles ordinaires, on dispose ainsi de 3 V. Même avec des tensions fort basses,

Figure 1.
Le circuit de la lampe de poche électronique reste simple : une puce de survolteur, les LED, un interrupteur et seulement cinq composants passifs.





la puce maintient constant le courant dans les LED. Même sous 1,2 V, le courant est encore de 15 mA ! L'électronique va chercher jusqu'à la dernière goutte d'énergie dans chaque source et donne encore de la lumière avec les piles quasiment à plat. C'est à la fois un avantage et un inconvénient, parce qu'avec des accumulateurs, on risque une décharge profonde, descendre à 0,5 V n'améliorera sûrement pas la longévité des accus CdNi pas plus que des NiMH.

Il me semble avoir tout dit. Un conseil, peut-être : il va de soi qu'on veut acheter les LED qui donnent le plus de candelas possible. Celles que j'ai utilisées ne coûtaient pas cher et sont très brillantes. Nombreuses sont celles qui encaissent en permanence un courant de 30 mA. Si vous voulez l'exploiter, prenez pour R1 une valeur de 750 Ω. La puce peut aussi attaquer plus de deux

LED en série. Pour une série de quatre, la tension minimale d'alimentation monte à près de 2 V. Important aussi d'insérer l'interrupteur à la place indiquée. N'interrompez surtout pas la ligne des LED, sous peine de voir la tension à vide monter à 15 ou 20 fois celle des piles, ce qui peut claquer la puce.

Je ne me suis pas privé de mesurer le rendement de mes prototypes. Sous 3 V, on atteint avec 78,8 % la valeur donnée dans la feuille de caractéristiques pour une bobine de 4,7 μH. Même avec de très basses tensions d'alimentation comme 1,2 V, le rendement affichait encore un bon 69,3 %.

(140066 - version française : Robert Grignard)

Lien

[1] www.elektor-magazine.fr/140066

Liste des composants

Résistance :

R1 = 1,5 kΩ, CMS 0805

Condensateurs :

C1 = 4,7 μF, multicouche, 0805

C2 = 2,2 μF, multicouche, 0805

Inductances :

L1 = 4,7 μH, Würth Elektronik CMS 1812

Semi-conducteurs :

D1 = ZHS400, Schottky

LED1, LED2 = LED blanche 5 mm (p.ex. Reichelt 5-25000 WS)

IC1 = LT1932ES6

Divers :

S1 = interrupteur encartable vertical, EG1213

coupleur de piles pour 2 cellules AAA

boîtier (p.ex. Hammond 15930)

circuit imprimé réf. 140066-1

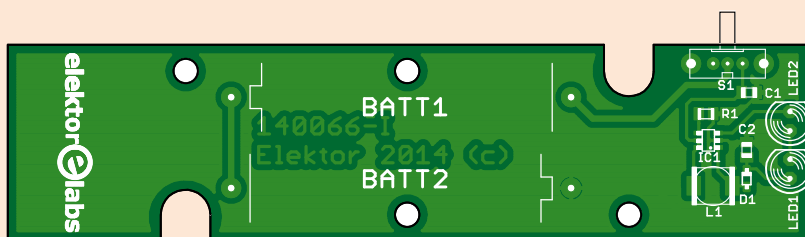
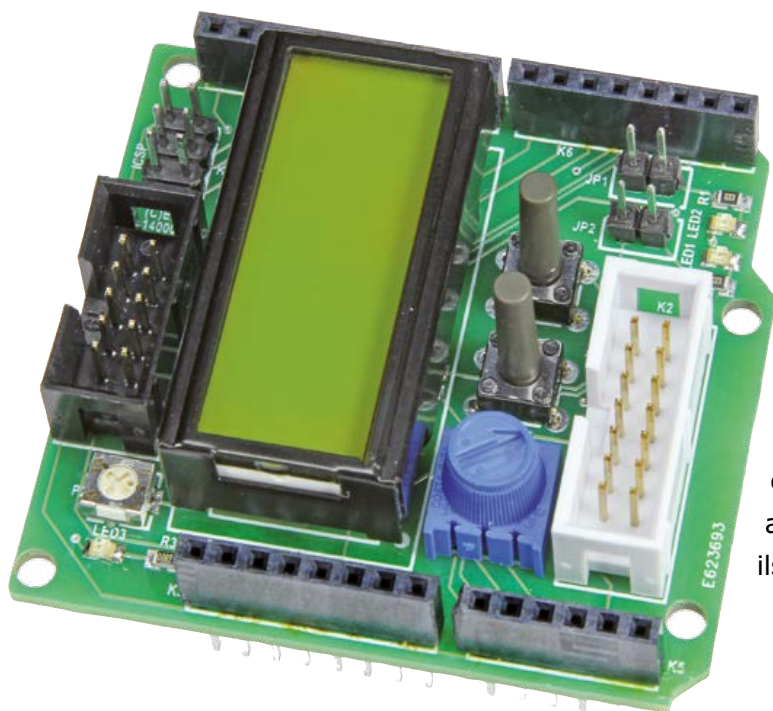


Figure 2.
La disposition des composants sur le circuit imprimé conçu par ElektorLabs.

mon premier shield :-)

LED, boutons, LCD, potentiomètre...



Jens Nickel (Elektor)

C'est en forgeant qu'on devient forgeron, avec ou sans enclume, mais toujours avec le feu sacré. La carte Arduino Uno donne aux débutants l'envie de se lancer, mais elle n'est hélas pas trop riche en périphériques. C'est pourquoi je propose un *shield* compact avec afficheur, LED et boutons. Les électroniciens aguerris apprécieront les deux connecteurs auxquels ils pourront relier différents modules.

Les cartes à microcontrôleurs ont bouleversé le monde de l'électronique. On peut s'en réjouir ou le regretter, la réalité est qu'elles sont aujourd'hui produites en masse et vendues bon marché. Pour construire un prototype rapidement, l'électronicien moderne attrape désormais la première des cartes Arduino Uno qui traîne autour de lui. De leur côté les débutants n'ont besoin que d'un câble USB pour charger un programme Arduino dans le microcontrôleur, et bénéficient d'un environnement de développement gratuit. Ceux qui préfèrent le langage Basic peuvent même coder en Bascom grâce au chargeur d'amorce d'Arduino. Des programmes complexes en C/C++ sont aussi possibles avec AVR Studio et un programmeur comme l'AVRISP mkII.

Jouer la carte de l'extension

L'unique LED de la Uno est un peu l'olive qui donne la touche régionale à une pizza surgelée. Plus consistant sur cette carte, un accès par USB à l'interface UART du microcontrôleur (un ATmega328P d'Atmel) et, surtout, une grande partie des broches de la puce reliées à deux ran-

gées de barrettes à contacts. C'est sur ce duo de barrettes que repose le concept de *shield*, ou carte d'extension : pouvoir enficher sur une carte Arduino une autre carte au moyen d'une embase adaptée. Un shield peut embarquer des périphériques aussi divers qu'un afficheur, des capteurs, ou encore des interfaces Bluetooth ou WLAN. Le principe était posé, la diffusion à grande échelle de la petite Uno a fait le reste et des centaines de shields sont apparus.

Premiers pas

Vous êtes nombreux à chercher à entrer dans le monde des microcontrôleurs par la porte du langage C ou du Bascom. Quoi de plus évident dans ce cas que d'utiliser une Arduino Uno ? La première étape de l'apprentissage devrait être une bonne connaissance des principales interfaces du microcontrôleur que l'on souhaite programmer. Cette maîtrise passe par la connaissance et l'exploitation des périphériques utilisés par ces interfaces. Comme il existe très peu de shields qui soient à la fois petits, peu chers et équipés de tous les périphériques nécessaires,

nous avons décidé d'en construire un. Il comporte un afficheur, deux LED « utilisateur », deux boutons et un potentiomètre (**fig. 1**). Démarrer est donc aussi simple que rapide, il suffit d'enfiler ce shield sur une carte Arduino. Les amateurs de projets plus développés ne seront pas en reste, le shield possède deux connecteurs auxquels peuvent être reliées d'autres cartes d'extension ou modules via un câble plat ; ces modules existent déjà, citons p. ex. le module GnuBlin radio et le module GnuBlin à huit relais. Le shield Elektor est vendu dans l'e-choppe sous la référence 140009-91 [1]. Si vous êtes programmeur novice et souhaitez juger sans plus attendre des capacités de ce shield à l'aide de quelques programmes et montages, allez faire un tour du côté de *l'atelier du microcontrôleur* de ce même numéro, il exploite notre shield dans différents petites applications. Les programmes sont en Bascom mais, c'est promis, le C suivra puisque nous avons prévu d'utiliser notre shield dans de nombreux projets Elektor.

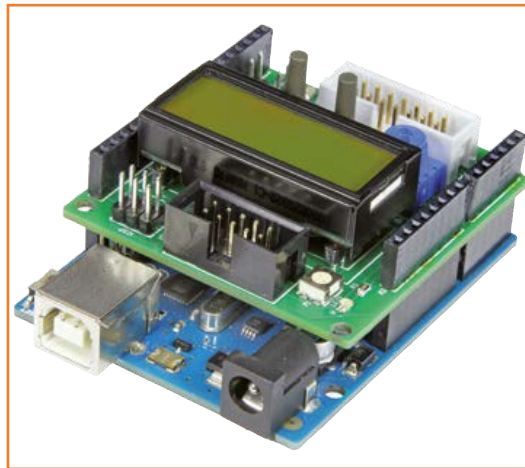


Figure 1.
Enfiché ici sur une carte Uno, le shield peut également être utilisé avec d'autres cartes Arduino alimentées en 5 V.

Barrettes à contacts

Les barrettes à contacts de la carte Arduino Uno ont été « dupliquées » sur le shield. Les signaux accessibles sur ces connecteurs doivent répondre à un standard Arduino – indépendant du microcontrôleur qui équipe la carte Arduino. Nous confondrons parfois le nom de ces différents contacts avec celui des broches Arduino. Le **tableau 1** liste les broches de l'Arduino et les broches associées de l'ATmega328.

La présence de l'afficheur et des boutons interdit le montage « en impériale » d'une autre carte d'extension sur le shield Elektor. Les broches de l'Arduino restent cependant accessibles lorsque le shield est enfiché, et dans la plupart des cas leur fonction reste la même en sa présence, comme on peut le constater d'après le schéma de la **figure 2**. Cela vaut par exemple pour les entrées analogiques *AD0* et *AD1*, pour les broches *RX/TX* de l'interface série, et pour les E/S *IO8* et *IO9*. Retirer les cavaliers *JP1* et *JP2* et déconnecter l'afficheur libère d'autres E/S.

LED, boutons et potentiomètre

La carte Arduino peut en principe délivrer au shield deux tensions de 5 V et 3,3 V par l'intermédiaire d'une des barrettes à contacts (voir aussi l'encadré **Tensions**). La LED témoin reliée à la broche de 3,3 V permet de voir si la carte Arduino est alimentée lorsque le shield est enfiché.

Les deux autres LED du shield servent aux applications et se commandent avec les broches Arduino *IO10* et *AD2*. La broche *AD2* est en effet prévue pour être utilisée comme entrée analogique ; elle est toutefois reliée sur la carte Arduino au port *PC2* du microcontrôleur, et ce

Tableau 1.
Broches Arduino, broches du contrôleur et fonctions sur le shield.

Arduino-Pin	ATmega328	Fonction
SCL	PC5	EEC-SCL (*)
SDA	PC4	EEC-SDA (*)
IO13/SCK	PB5	ISP-SCK
IO12/MISO	PB4	ISP-MISO
IO11/PWM/MOSI	PB3	ISP-MOSI
IO10/PWM	PB2	LED2
IO9/PWM	PB1	ECC-GPIOB
IO8	PB0	ECC-GPIOA
IO7	PD7	LCD-D7
IO6	PD6	LCD-D6
IO5	PD5	LCD-D5
IO4	PD4	LCD-D4
IO3	PD3	LCD-E
IO2	PD2	LCD-RS
IO1/TX	PD1	ECC-TX
IO0/RX	PD0	ECC-RX
AD0	PC0	S1
AD1	PC1	S2
AD2	PC2	LED1
AD3	PC3	P1
AD4	PC4	EEC-SDA
AD5	PC5	EEC-SCL

(*) carte Arduino Uno avec *AD4* et *AD5* reliées

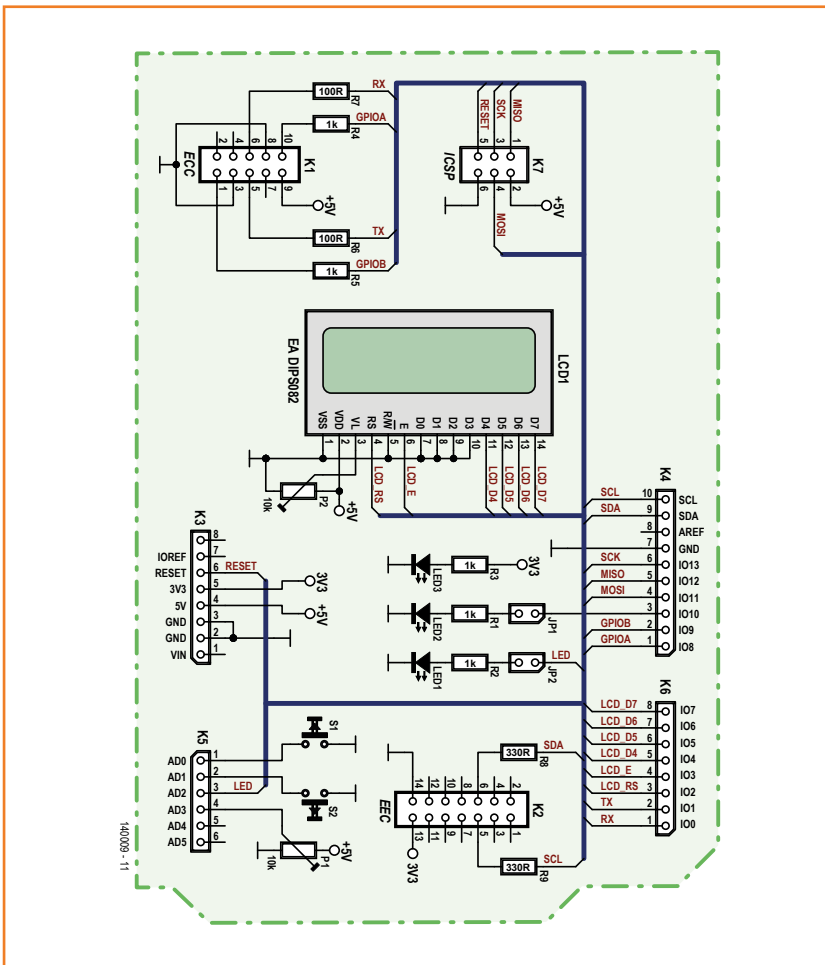
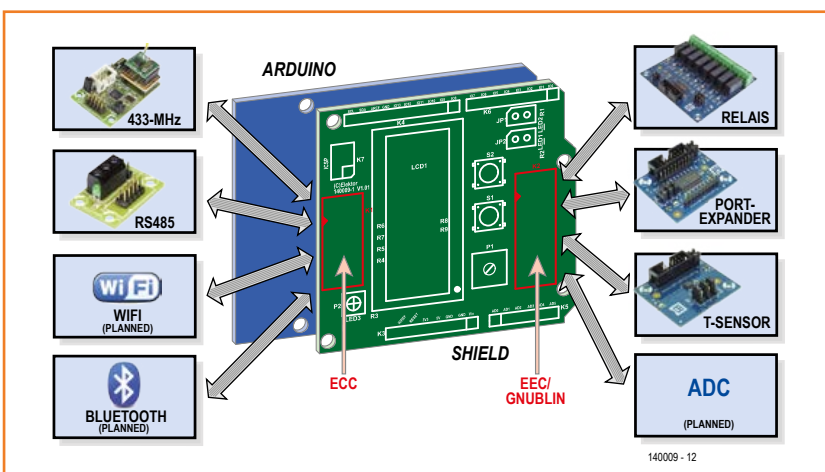


Figure 2. Schéma de principe du shield. Les signaux Arduino sont aussi accessibles sur les connecteurs du shield.

Figure 3. Différents modules GnuBlin peuvent être reliés aux deux connecteurs d'extension.



port peut facilement être configuré comme sortie numérique depuis un programme. La LED1 reliée à AD2 peut en outre être exploitée comme photo-capteur (cf. l'atelier du microcontrôleur de ce même numéro). D'après le standard Arduino, la broche IO10 doit pouvoir produire un signal MLI (PWM), ce qui permet de visualiser le rapport cyclique d'un signal MLI via la luminosité de la LED2.

Les deux boutons et le potentiomètre sont connectés aux entrées AD0, AD1 et AD3, et servent d'entrées utilisateur. Nous n'avons placé ni traitement anti-rebond matériel ni résistances de rappel afin que AD0 et AD1 puissent également être utilisées comme entrées analogiques. Avec l'ATmega328, il est toutefois facile d'activer les résistances de rappel internes, que ce soit en C ou en Bascom.

Le potentiomètre est relié à l'entrée analogique AD3. Lorsqu'on configure le CAN de l'ATmega328 avec une tension de référence de 5 V – ce qui est le cas habituel – les valeurs renvoyées par le potentiomètre couvrent l'intervalle 0 à 1023 (10 bits).

Afficheur

L'afficheur alphanumérique d'Electronic Assembly [2] est amovible. Son format de 2 lignes et 8 caractères suffit à l'affichage de valeurs simples. Les deux boutons qui jouxtent l'écran permettront même la création d'une petite commande par menu. Nous avons opté pour un pilotage en mode 4 bits, qui en plus des lignes E et RS nécessite le câblage de 4 lignes supplémentaires sur l'écran. Une commande par SPI aurait été ici plus avantageuse, mais en contrepartie nous avons une meilleure prise en charge logicielle. Bascom nous fournit par exemple des commandes spéciales pour écrire du texte à l'écran.

Le microcontrôleur de l'afficheur est bien sûr compatible avec HD4478, ce qui permet d'utiliser les bibliothèques C courantes. Le décalage d'adresse de la seconde ligne est 40_{hex} [3].

Connecteur UART

K1 est le connecteur ECC (Embedded Communication Connector), ici entièrement câblé, que nous avons présenté en mars dernier [4]. Conformément à la spécification ECC, il possède des broches pour les signaux UART TX et RX, ainsi que deux E/S numériques avec des niveaux hauts de 5 V. Une broche permet d'alimenter en 5 V le périphérique qui y est relié, à savoir

Liste des composants

Résistances

R1, R2, R3, R4, R5 = 1 kΩ
 R6, R7 = 100 Ω
 R8, R9 = 330 Ω
 P1 = ajustable 10 kΩ avec bouton
 P2 = ajustable 10 kΩ (SMD Vishay TS53YJ103MR10)

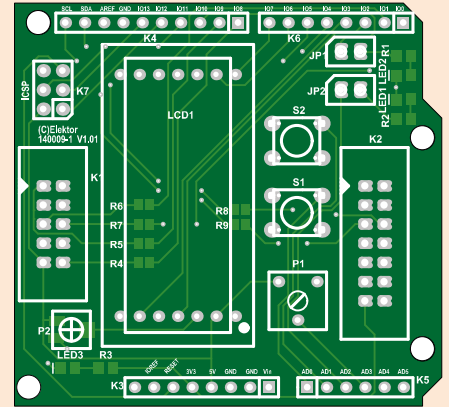
Semi-conducteurs (0805)

LED1, LED2 = LED rouge à faible courant
 LED3 = LED verte à faible courant (0805)

Divers

S1, S2 = bouton
 K1 = connecteur femelle 2x5 contacts (pas de 2,54 mm)

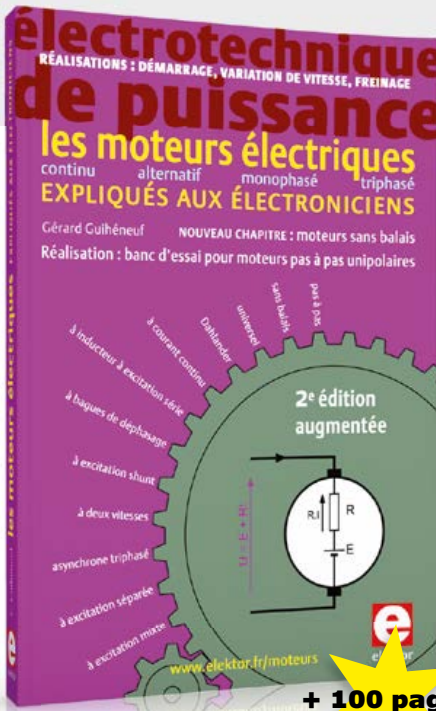
K2 = connecteur femelle 2x7 contacts (pas de 2,54 mm)
 K3, K4, K5, K6 = barrettes à contacts pour shield Arduino (Adafruit ID 85)
 K7 = connecteur ICSP 2x3 contacts (pas de 2,54 mm)
 JP1, JP2 = embase à 1x2 contacts (pas de 2,54 mm) avec cavalier
 LCD1 = LCD 2 x 8 caractères avec rétro-éclairage (Electronic Assembly DIPS082-HNLED)
 2x barrettes femelles simple rangée, 7 contacts, pour LCD1
 (TE connectivity 1814655-7)
 circuit imprimé 140009-1 [1]
 ou
 carte équipée 140009-91 [1]



le petit module d'interface que l'on aura choisi pour faire communiquer un projet avec le monde extérieur (**fig. 3**). Le labo Elektor a déjà construit un module RS-485 [4] et un module radio. Le

module radio permet à la carte Arduino d'envoyer et recevoir des données par transmission radio à 433 MHz [5]. Toutes les broches de l'ECC qui portent un signal

Publicité



Nouvelle édition augmentée

100 pages supplémentaires !

les moteurs électriques

expliqués aux électroniciens

Ce livre en quatre chapitres offre une information accessible et digeste : constitution, fonctionnement, caractéristiques, domaines d'utilisation, pour proposer aussi des réalisations électroniques simples et concrètes.

Le premier détaille les principes de variation de la vitesse des moteurs à courant continu. Les moteurs à alimentation alternative monophasée du 2^e chapitre font appel à une électronique de puissance. Dans le 3^e chapitre sont décrits les moteurs asynchrones triphasés, le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie.

Cette nouvelle édition s'enrichit d'un chapitre consacré aux moteurs sans balais (brushless), du moteur synchrone triphasé de plusieurs centaines de kW au moteur à courant continu de quelques centaines de watts, en passant par les moteurs pas à pas ou encore le surprenant moteur linéaire. Le lecteur découvrira leurs modes de commande : codeurs incrémentaux ou absolus associés à un onduleur commandé en courant ou en tension ou bien capteurs à effet Hall pour l'autopilotage, commande en pas entiers, demi-pas, micro-pas... L'auteur propose également de réaliser un banc d'essai pour moteurs pas à pas unipolaires.

+ 100 pages

ISBN 978-2-86661-194-1 - 432 pages - 46,50 €



www.elektor.fr/moteurs

Tensions

Depuis qu'une palanquée de shields a débarqué sur le marché, la disposition et le brochage des connecteurs femelles de la carte Uno sont devenus de facto un quasi-standard pour les connecteurs d'extension. De plus en plus de cartes à microcontrôleurs, y compris celles dont le contrôleur est à 32 bits, en sont équipés.

Certains de ces microcontrôleurs nécessitent toutefois une tension d'alimentation de 3,3 V (et non pas de 5,5 V comme la Uno), et dans ce cas les E/S sont elles aussi compatibles avec 3,3 V. Dans l'idéal, une carte d'extension peut être enfichée aussi

bien sur une carte à microcontrôleur « 5 V » que « 3,3 V ». À côté des broches Arduino 5 V et 3,3 V se trouve en effet une broche nommée *IOREF* sur laquelle règne la tension d'alimentation du contrôleur ; c'est cette broche qui permet à un shield de s'adapter à la tension fournie par la carte.

Notre idée première était de construire un shield adapté à tous les modèles de cartes à microcontrôleurs, avec des connecteurs d'extension ECC et EEC pouvant relier des périphériques de 3,3 V ou 5 V en dépit des spécifications ECC et EEC. Pour cela il aurait toutefois fallu utiliser des CI convertisseurs de

niveau, ce qui aurait nui à la simplicité et au coût visés. Nous n'avons pas abandonné cette idée, nous avons même construit plusieurs prototypes. En attendant, en particulier pour *l'atelier du microcontrôleur* de B. Kainka et pour les petits projets, nous avons conçu un shield peu coûteux qui se passe de convertisseur de niveau. Malgré cela il est possible de brancher un périphérique de 3,3 V sur le connecteur EEC partiellement câblé et, avec quelques restrictions, d'utiliser le shield avec une carte alimentée en 3,3 V.

(*TX/RX/GPIOA/GPIOB*) sont reliées aux broches correspondantes de l'Arduino via une résistance-talon, suivant en cela une idée de B. Kainka. La protection est appréciable, puisqu'ainsi le microcontrôleur de la Uno aura moins de chances d'être systématiquement détruit si plus de 5 V sont appliqués sur une broche.

EEC/Gnublin

K2 attend des modules d'extension conformes à la spécification EEC/Gnublin (*Embedded Extension Connector*). Le connecteur n'est pas entièrement câblé car la spécification présuppose une tension de 3,3 V et, pour des raisons d'économie, nous avons préféré éviter de recourir à un convertisseur de niveau (voir aussi l'encadré **Tensions**). Cela dit, la plupart des modules Gnublin construits par la société Embedded Projects (et disponibles dans l'e-choppe) ne se commandent qu'avec les deux lignes I²C *SDA* et *SCL*. C'est un des avantages du bus I²C que de pouvoir relier un maître alimenté en 5 V (notre ATmega328) à un esclave

fonctionnant sous 3,3 V (sur le module Gnublin). Les deux lignes sont maintenues au niveau haut par des résistances de rappel (qui se trouvent sur les modules d'extension) lorsque le bus est inactif, et tirées vers le niveau bas par le maître ou l'esclave lorsqu'un échange a lieu. *R8* et *R9* atténuent les réflexions dans les lignes longues et, dans une certaine mesure, protègent contre les impulsions parasites.

Dans l'e-choppe vous trouverez par exemple un module Gnublin équipé de huit relais, un duplicateur de port à 16 E/S, ou encore un module « capteur de température » [6].

Programmation

Nous avons passé en revue toutes les fonctions essentielles de l'ATmega (ou de tout autre microcontrôleur de 5 V qui équipe une carte Arduino) : E/S numériques, entrées analogiques, interface parallèle (4 bits), et interfaces série UART et I²C. Reste SPI, l'interface série pour périphériques. Les broches SPI sont reliées à *K7*, un connecteur ICSP à 2x3 contacts qui permet également de programmer l'ATmega328p de la carte Uno au moyen d'un programmeur simple comme l'AVRISP mkII d'Atmel cité plus haut. La programmation par connecteur ISP écrase le chargeur d'amorce d'Arduino, mais celui-ci peut être réinstallé depuis l'EDI Arduino.

(140009 - version française : Hervé Moreau)

Liens

- [1] www.elektor-magazine.fr/140009
- [2] www.lcd-module.de/eng/pdf/doma/dips082e.pdf
- [3] www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/S/T/7/0/ST7066.shtml
- [4] Elektor mars 2014, www.elektor-magazine.fr/130155
- [5] Elektor avril 2014, www.elektor-magazine.fr/130023
- [6] www.elektor.fr/developpement/gnublin

détection capacitive de liquide avec Arduino

La nouvelle orientation du laboratoire d'Elektor, avec vue panoramique sur l'internet et cuisine américaine ouverte à tous, est une des manières d'Elektor de s'adapter au monde qui change. Une telle transformation ne se fait pas sans tâtonnements et malgré les affirmations ânonnées *ad nauseam* sur la flexibilité d'un site qu'il est *si-facile-d'adapter-aux-besoins-au-fur-et-à-mesure-de-leur-apparition...* il n'est pas si facile que ça de modifier un site participatif selon un modèle qui en fait n'existe pas et qu'il faut inventer tout en le faisant.

Le nez dans le guidon

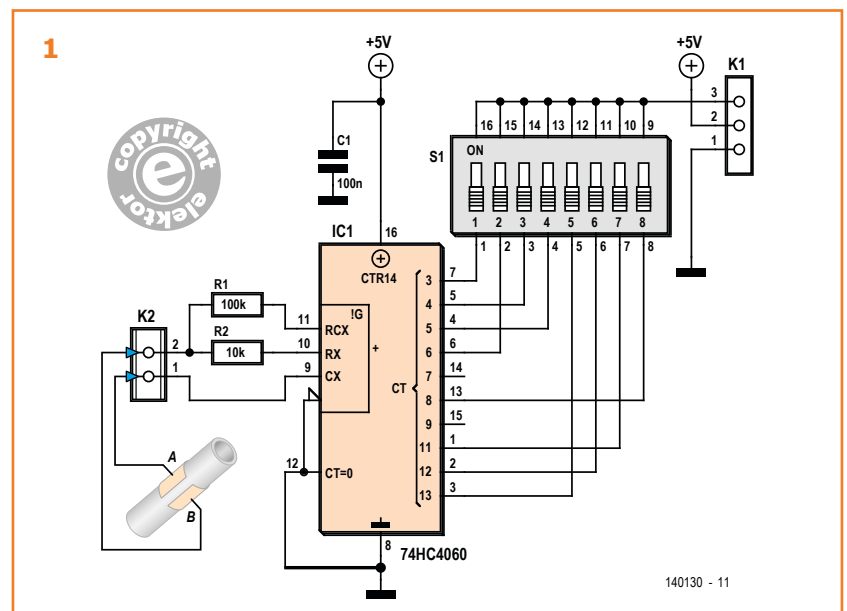
L'article présenté ici est représentatif de ce que nous attendons de .labs. [1] Je m'explique. Il y a quelques mois, Elektor publiait mon pluviomètre sans pièce mobile, dans lequel le passage de l'eau est détecté lors de la purge d'un petit siphon, par court-circuit de deux électrodes [2]. Au même moment, la rédaction préparait la publication d'articles sur lesquels la détection capacitive aurait un *impact* décisif [3], mais nous étions tous le nez sur le guidon, personne n'a penser à faire de rapprochement entre ces deux publications. L'idée d'une passerelle technique entre elles n'est apparue que dans les commentaires sur le site *elektor.labs*. C'est là que j'ai lu la remarque d'un lecteur (après coup, j'ai appris que ce n'était pas n'importe quel lecteur) proposant *l'approche capacitive* [4] pour détecter le passage de l'eau dans la purge du pluviomètre à la place du court-circuit des électrodes. Je me suis alors souvenu avoir moi-même réalisé quelques années auparavant avec succès (et avec un *Basic Stamp*) une surveillance de niveau d'eau par détection capacitive. Pourquoi cette idée ne m'était-elle pas venue pour le pluviomètre ? Les étincelles de la créativité ont leurs caprices et ne jaillissent pas sur commande. D'où l'intérêt de s'y mettre à plusieurs, cela permet de regarder... le guidon du voisin. En l'occurrence, mon voisin de peloton et l'auteur du commentaire n'étaient personne d'autre que David Ardouin,

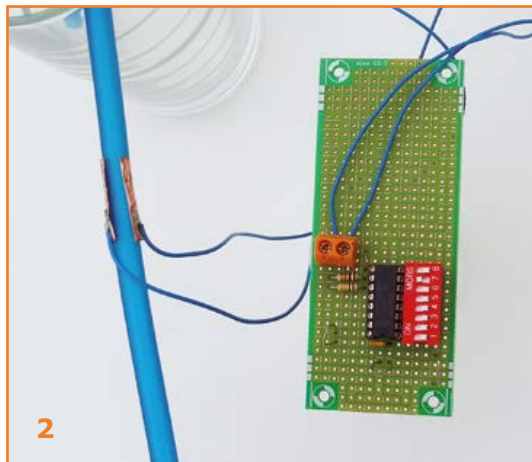
dont les articles récents témoignent des *capacités capacitives*.

J'ai testé l'idée avec succès à l'aide de deux petites feuilles de cuivre autocollantes (on trouve notamment chez *Farnell*) apposées sur le tube flexible. L'avantage de ce procédé simplissime, applicable dans d'autres domaines pour détecter la présence ou non de liquides dans des conduites, est de supprimer le perçage de la paroi pour y insérer les électrodes comme je l'avais fait pour le pluviomètre. Cette fois, plus de *Stamp*, j'ai utilisé un *Arduino* : un petit "pulseIn" et quelques lignes de code plus tard, le tour était joué ! Et le coin droit de mon front est un peu plus plat qu'avant.

J'espère que comme moi, vous retiendrez cette leçon du pluviomètre : au lieu de vous casser les dents tout seul sur une idée rétive, prenez quelques minutes pour en parler sur *elektor.labs* et, comme la pluie, la solution vous tombera du ciel.

Paul Cordonnier
(Belgique)





De l'eau dans le condensateur

Tout comme *elektor.labs*, l'oscillateur intégré dans le compteur/diviseur logique 4060 (**fig 1**) est ouvert sur le monde : ses trois broches RCX, RX et CX sont accessibles de l'extérieur, et c'est là précisément que nous connectons le condensateur fait des deux feuilles de cuivre plaquées contre les parois du tuyau à surveiller. La capacité de cet assemblage ne sera pas la même s'il y a de l'eau dans le tuyau ou pas. Avec elle, la fréquence

de l'oscillateur changera donc aussi. Pour être renseigné sur ce qui (se) passe dans le tuyau, il suffit de mesurer la durée des impulsions à la sortie du compteur/diviseur. Dois-je préciser que ça marchera avec du caoutchouc ou du silicone mais pas avec des tubes en métal ?

Le signal de l'oscillateur n'est pas exploité tel quel pour la discrimination, mais sa fréquence est abaissée préalablement avec le diviseur de 4060. L'octuple interrupteur DIP permet de prélever l'une des fréquences de division disponibles. NB : n'activer qu'un seul des 8 interrupteurs de S1 à la fois. Ce signal carré, appliqué via K1 à un *Arduino*, pourra être « analysé » au moyen d'un petit programme (**listage 1**) d'évaluation du capteur.

La netteté de l'information obtenue dépendra de la construction du détecteur qui influe sur la discrimination entre les deux états extrêmes (présence ou absence de liquide). Les valeurs absolues n'ont pas d'importance, seul compte le seuil de détection à mi-chemin.

À titre d'exemple, sur le prototype du labo d'Elektor, avec un condensateur de 1 nF à la place du capteur, la fréquence relevée sur la broche 6 d'IC1 était de l'ordre de 2,5 kHz.

Liste des composants

Résistances (1/4 W)

R2 = 10 kΩ
R1 = 100 kΩ

Condensateurs

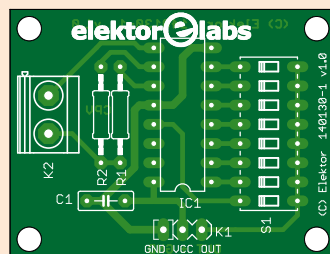
C1 = 100 nF

Semi-conducteurs

IC1 = 74HC4060N

Divers

K1 = 1 rangée de 3 picots
K2 = bornier à 2 vis, pas de 5, 08 mm
S1 = interrupteur DIP 8 points
circuit imprimé 140130-1-v1.0



listage 1

```
int freqPin = 7; // probe input
int beepPin = 6; // buzzer
unsigned long duration;

void setup()
{
  Serial.begin(9600);
  pinMode(freqPin, INPUT);
  pinMode(beepPin, OUTPUT);
}

void loop()
{
  duration = pulseIn(freqPin, HIGH);
  Serial.println(duration);

  // delay(1000);
  if (duration > 3200)
  {
    tone(beepPin, 600, 100);
  }
}
```


Avec le détecteur photographié (**fig. 2**) – le tuyau fait 6 mm à l'extérieur et 4 mm à l'intérieur, et les deux bandes adhésives de cuivre environ 20 x 7 mm – la différence de fréquence obtenue était de l'ordre de 1,5 %. C'est peu, mais pour un microcontrôleur, c'est jouable.

Des bandes plus longues devraient permettre d'augmenter la sensibilité. Sur mon prototype à moi, testé avec de l'eau et du gazole, à des fréquences sensiblement plus basses, j'ai obtenu un écart plus franc (près de 10 %). La fréquence *sans eau* de 166 Hz donnait $\text{pulseIn} = 3128$, tandis que 151 Hz *avec eau* donnaient $\text{pulseIn} = 3229$. J'ai adopté 3178 comme point de basculement.

Pour tout dire, nous n'en sommes ici qu'au stade de l'expérimentation, il conviendra non seulement d'affiner cette mesure mais aussi de procéder à un étalonnage périodique du capteur pour compenser les dérives probables. L'affaire nous a

néanmoins semblé suffisamment sérieuse pour proposer un dessin de circuit imprimé, dont les fichiers au format *Eagle* sont téléchargeables [6]. À votre tour de nous faire part [1] de vos retours d'expérience.

(140130)

Liens

- [1] www.elektor-labs.com
- [2] [capteur de pluviomètre à siphon
www.elektor-magazine.fr/120554](http://www.elektor-magazine.fr/120554)
- [3] [IMPACT Interrupteur Mural Polyvalent À
Commande Tactile
www.elektor-magazine.fr/130272](http://www.elektor-magazine.fr/130272)
- [4] <http://goo.gl/TcCE94>
- [5] [Pattern Lock
www.elektor-magazine.fr/120579](http://www.elektor-magazine.fr/120579)
- [6] www.elektor-magazine.fr/140130

Publicité

Personnalisez vos montages **Arduino**

techniques **pratiques** et fonctions **avancées**



NOUVEAU

L'objectif de ce livre est de vous emmener à pas guidés vers la maîtrise d'Arduino. Les projets, regroupés par thème, accompagnés de bases théoriques, sont des applications concrètes : chenillard à LED, voltmètre, thermomètre numérique, horloges sous différentes formes, ou encore bras de robot commandé par la souris.

Vous apprendrez ainsi à exploiter des techniques essentielles comme la conversion analogique-numérique, la modulation de largeur d'impulsion, ou encore les interruptions. Après avoir mené à bien tous ces projets vous maîtriserez les fondamentaux de la technique des microcontrôleurs.

272 pages | ISBN 978-2-86661-191-0 | 34,50 €

elektor

www.elektor.fr/arduino

quand les dés sont à l'heure classique et sans aiguilles



Joost Waegebaert
(Belgique)



J'ai beaucoup discuté sur les forums de la meilleure manière d'obtenir un signal précis à 1 Hz. La plupart des intervenants n'évoquaient que des solutions à microcontrôleur et différentes ficelles logicielles pour atteindre une précision suffisante. Ce n'est pas sans raison que de nombreuses réalisations électroniques se basent sur une approche programmée. Mais pour une horloge, je ne pense pas que ce soit la meilleure méthode. Je penche davantage vers une pure électronique classique, sans microcontrôleur, mais avec une esthétique innovante, voire fascinante. En outre, mon horloge doit être très économe en énergie et, du

C'est traditionnel et on ne sait pas pourquoi. En panne de projet, l'électronicien pense à se construire une nouvelle horloge. Elle doit être numérique, originale, Elektor en sait quelque chose ! Pour maîtriser le temps qui s'écoule inexorablement ou ne pas rater de rendez-vous ? Sûrement par souci de précision.

même coup, indépendante des pannes de courant, grâce à une petite pile de secours.

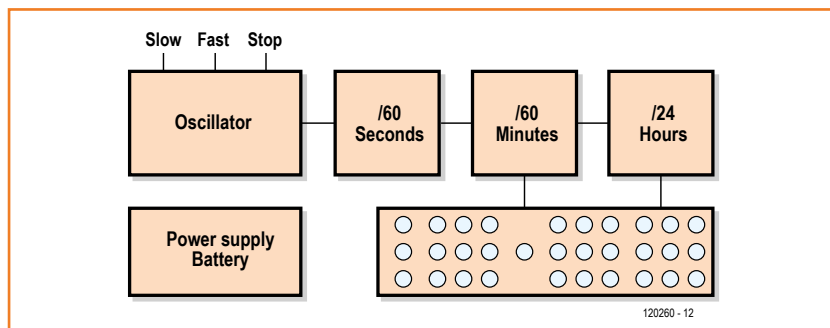
Diagramme fonctionnel

Une horloge numérique, ce n'est en fait qu'un compteur incrémenté d'une unité chaque seconde (**fig. 1**). Le compteur est réparti en blocs successifs pour donner les secondes, les minutes et les heures. Chacun d'eux commande sa partie de l'affichage.

Oscillateur diviseur

L'animateur de toute horloge, c'est un oscillateur stable. L'électronicien sait que pour cette fonction il peut compter sur l'asservissement de l'oscillateur par un quartz. Sa fréquence de résonance est sélectionnée librement, le tout est d'arriver au bout du compte à une impulsion par seconde. L'électronicien judicieux ne néglige pas l'influence de la fréquence sur la consommation. Là, on s'en tire mieux avec un quartz à basse fréquence. Il faut en plus pouvoir atteindre par une division simple la fréquence de 1 Hz. Le plus pratique sera un oscillateur sur une fréquence égale à une puissance de deux. Les horlogers modernes

Figure 1.
Le diagramme fonctionnel de l'horloge à points comme au jeu de dés.



connaissent bien les quartz à 32,768 kHz, par exemple. Comme 32 768 est égal à 2^{15} , quinze bascules en cascade suffisent à donner une impulsion toutes les secondes.

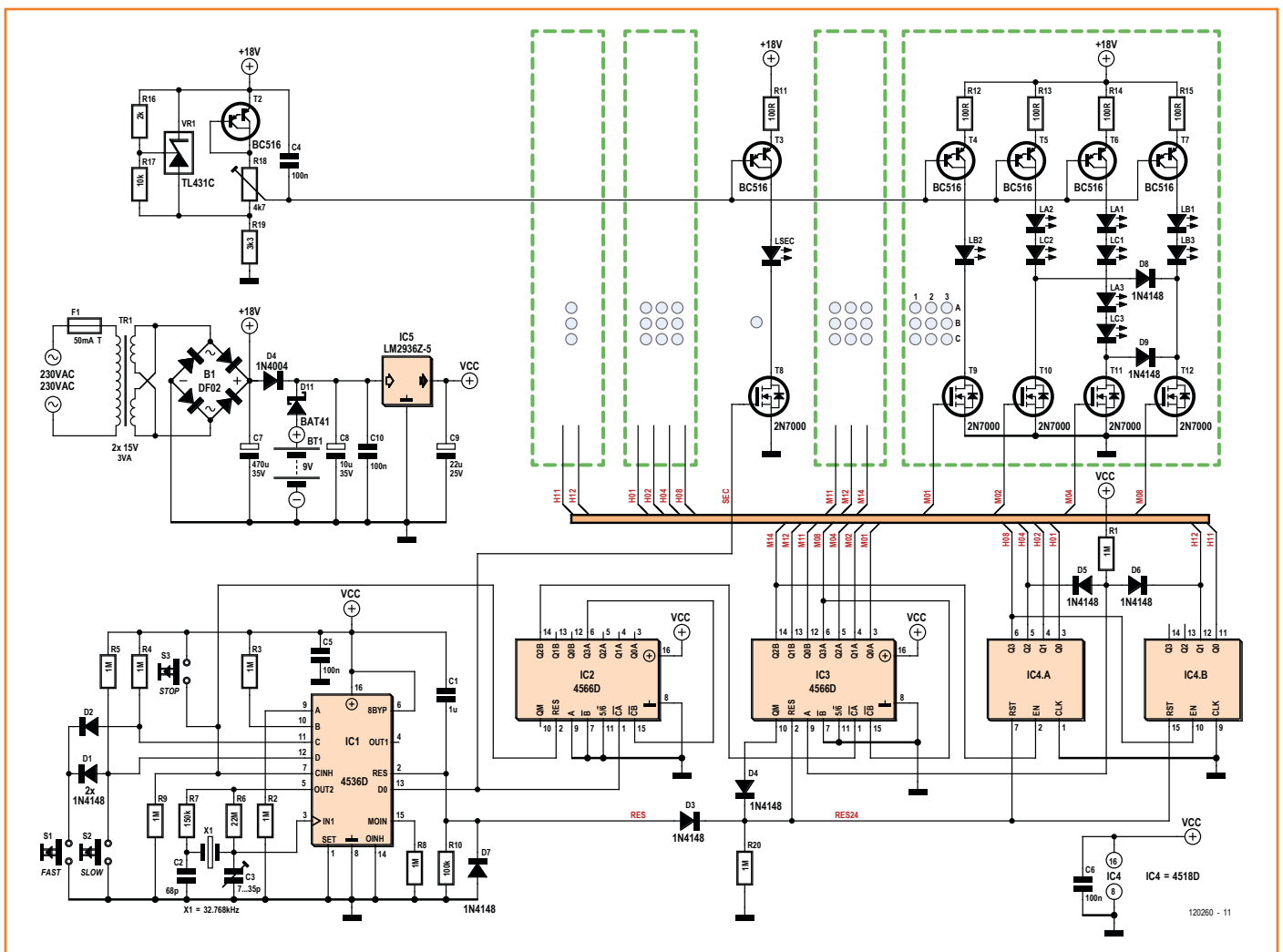
Il faut aussi penser au réglage de l'horloge, pour lequel on aura besoin de fréquences plus élevées. La logique discrète pour des fréquences relativement basses connaît des champions de l'économie d'énergie, c'est la famille CD4000. Elle date de plusieurs décennies, mais même comparée aux normes modernes, elle reste compétitive à ce niveau, avec en plus l'avantage d'une très grande tolérance dans le choix des tensions d'alimentation. Diverses puces combinent oscillateur et diviseur : j'ai choisi le 4536 (fig. 2) qui porte un oscillateur suivi de 24 bascules, plus qu'il n'en faut pour en faire un diviseur par 2^{15} . La valeur binaire sur les entrées DCBA définit quelle bascule dans la cascade sera connectée à la sortie.

En service normal, la sortie 15 (1110) est sélectionnée par les résistances R2 à R5 pour conduire 1 Hz à la sortie.

On peut facilement choisir une sortie plus rapide en changeant le code sur les entrées de sélection. Le bouton-poussoir S2 demande la sortie 7 à 256 Hz pour le réglage lent. Le bouton-poussoir S1 applique la sortie 3 (4 096 Hz) pour un réglage rapide. Un dernier bouton, S3, quand il est appuyé, arrête l'horloge pour la synchronisation exacte avec le temps réel au moment du relâchement, p. ex. sur un top horaire d'une station de radio. À ce moment précis, le compteur des secondes démarre de zéro.

C'est C3 qui détermine la fréquence exacte du signal. Ne la réglez que quand l'horloge est définitivement installée dans son boîtier, et encore, attendez une demi-heure après la mise sous tension, pour que l'équilibre thermique soit atteint.

Figure 2. Le schéma complet de l'horloge. Seule la partie complète du pilote de LED du dernier dé y est représentée.



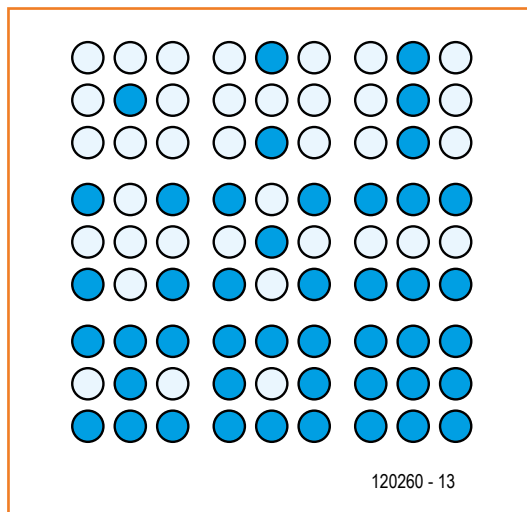


Figure 3.
Voici comment les chiffres de 0 à 9 sont figurés sur chaque face.

Avec un fréquencemètre précis, c'est très simple : ajuster C3 pour que la fréquence sur la broche 5 de IC1 soit de 32 768,00 Hz. Sans fréquencemètre, il faut vérifier jour après jour, au même moment, le décalage et le rattraper avec C3. Après quelques jours, le réglage sera bien affiné.

Compteurs

Du sur mesure pour une horloge numérique et dans la famille 4000 aussi, ce 4566 ! Il contient deux compteurs BCD (binaire codé décimal) différents, l'un qui compte par 10, de 0 à 9 et l'autre jusqu'à 5 ou 6. On choisit évidemment par 6, ici avec la broche 11 de IC2 et IC3 pour que les compteurs aillent de 0 à 59 pour les secondes et les minutes.

Pour les heures, le compteur par 24 est construit sur les deux compteurs BCD de IC4. Dès qu'ils atteignent le total de 24, une impulsion les remet à zéro par D5 et D6. Le 4566 dispose en effet d'un multivibrateur monostable qui, à partir de l'impulsion sur le point nodal avec R1, fournit ici un signal bien net de mise à zéro (sur la broche 10 de IC3).

Si vous préférez une horloge en mode 12 h, il suffit de relier la diode D5 à la sortie Q1 de IC4A et D6 à Q2B de IC4B. L'impulsion de mise à zéro arrivera alors au compte 12.

Affichage

L'affichage particulier de cette horloge est fait d'une quantité de LED mises sous la forme des faces de plusieurs dés à jouer. Cela ressemble un peu aux horloges binaires qui donnent l'heure directement en code binaire, mais ici la matrice

utilisée est nettement plus facile à interpréter, surtout par les non-spécialistes.

Chaque chiffre est représenté comme sur un dé par le nombre de LED, entre 0 et 9, allumées en même temps. Il faut bien sûr un peu trafiquer le modèle du dé pour aller jusqu'à 9 (**fig. 3**).

Les LED sont alimentées par des sources de courant classiques, une combinaison d'un transistor, comme T3, et d'une résistance d'émetteur, ici R11. La tension sur la base de T3 est constante par rapport au +18 V, l'autre connexion de R11. Admettons que U_{BE} est constant, il subsiste une tension constante sur R11 aussi. Donc un courant constant dans l'émetteur. Le courant de collecteur qui traverse la LED LSEC a donc la même valeur diminuée du courant de base. Comme T3 est un darlington, l'influence du courant de base est franchement négligeable.

On règle à l'aide du potentiomètre R18 la tension de base et avec elle la luminosité des LED. La jonction supplémentaire U_{BE} de T2, en série avec le potentiomètre R18, assure la compensation de température des sources de courant. Une variation de la tension U_{BE} de T3, par exemple, sera pratiquement compensée par une variation équivalente de la tension de référence de la base. VR1 est une source de tension intégrée du type TL431. On la règle sur 3 V avec R16 et R17. La tension U_{BE} des darlington est d'environ 1,4 V. Dès lors, R18 règle la tension sur les résistances des sources de courant, R11 et les autres, entre 0 et 1,6 V, ce qui correspond à un courant de LED jusqu'à 16 mA.

La commande en courant donne, à chaque LED dans les segments de l'affichage, la même intensité, indépendamment du nombre de LED en série. Ce sont des MOSFET comme T8 qui assurent la commutation de chaque segment. Ils ont encore une autre fonction essentielle, celle d'isoler l'horloge de l'affichage en cas de panne de courant. Il est alors important que l'étage de commande privé de courant n'en prenne pas de la pile sur laquelle l'horloge continue à tourner. Les grilles des MOSFETS sont idéales en cela, puisqu'en condition statique, elles ne consomment qu'un très faible courant de fuite, 10 nA. Un transistor bipolaire aurait bien fait l'affaire pour la commutation, mais il lui faut toujours un courant de base, même au repos, il ne convient donc pas ici. En revanche, le type précis de MOSFET à utiliser n'est pas critique du tout, 2N7000, BBS100 et BSS123 conviennent tous.

Vient la question du décodage de la valeur binaire vers les matrices d'affichage. Une combinaison judicieuse des séries de LED y pourvoit. Il n'y a que pour le bit 3 du code d'entrée (M08) qu'il faut deux diodes supplémentaires, D8 et D9.

La commande en courant autorise également de choisir une couleur différente pour chaque chiffre, par exemple. Le courant dans les LED reste toujours le même, indépendamment de la chute de tension sur chaque LED, selon la couleur. Mais elles n'ont pas le même rendement et il est possible d'adapter la luminosité en changeant le courant suivant la couleur. Il faut pour cela modifier en conséquence la valeur des résistances d'émetteur.

Le circuit pour M01 à M08, il faut le reproduire encore en trois exemplaires pour les autres chiffres de l'horloge. Pour H11 et H12, seules deux sources de courant sont nécessaires, vu que le nombre maximum à afficher est 2.

Entre les chiffres des heures et des minutes, j'ai installé une LED qui clignote pour battre la seconde. Elle est pilotée directement par l'impulsion d'horloge à 1 Hz.

Alimentation(s)

Il s'agit en fait de fournir une tension non stabilisée pour l'affichage de l'horloge et une alimentation secourue pour l'oscillateur et les compteurs. La tension nécessaire au transformateur dépend de la chute aux bornes des LED : de 1,7 V pour les rouges jusqu'à 4 V pour certaines blanches. Ce sont les segments à 4 LED en série qui déterminent la tension minimale à fournir. Pour la perte de tension sur la source de courant, résistance d'émetteur + U_{CEsat} des darlingtons, il faut compter environ 3 V. Pour 4 LED blanches, on doit avoir $4 \times 4 + 3 = 19$ V. À cela s'ajoute encore 1,4 V pour les diodes en pont B1, ce qui résulte en une tension du transformateur d'au moins $(19 + 1,4) / \sqrt{2} \approx 14,5$ V.

Pas besoin de tension stabilisée pour les sources de courant, il circule dans les LED un courant réglé précisément.

Le LM2936 (IC5) semble être un ordinaire régulateur linéaire, mais sa particularité réside dans un courant de repos extrêmement bas.

Sur le prototype, les compteurs et l'oscillateur ensemble consomment 28 μ A. C'est le LM2936 qui le fournit et intervient à peine pour 10 μ A de plus dans le bilan énergétique de l'horloge. En l'absence de tension secteur, l'horloge complète utilise donc 38 μ A sous 9 V !

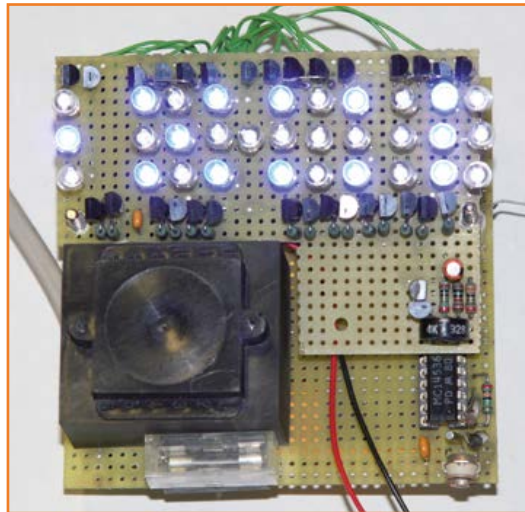


Figure 4.
Et tout mon projet tient sur deux morceaux de plaque perforée.

Avec un courant aussi faible, IC5 ne donne comme tension de déchet que moins de 0,1 V. La pile de secours dure ainsi jusqu'à la dernière goutte d'énergie. Une pile alcaline de 9 V est censée avoir une capacité de 550 mAh pour une décharge jusqu'à 5,4 V. Cela signifie qu'elle peut servir $0,55 / 0,000038 \approx 14\,470$ h soit plus d'un an et demi. Il est aussi pensable de mettre en service un accumulateur avec une résistance de goutte-à-goutte sur D11, mais pour quel avantage ?

Conclusion

Cette horloge illustre bien qu'il est possible de construire élégamment un tel circuit avec des composants numériques classiques. Son caractère extrêmement économe en énergie en surprendra plus d'un.

Diverses améliorations sont envisageables, comme de rendre la tension de référence des sources de courant dépendante de la luminosité ambiante pour réaliser une gradation.

On pourrait aussi en faire un appareil portatif sur batterie en remplaçant le transformateur par un régulateur survolteur qui n'alimenterait les sources de courant pour l'affichage que quand on appuie sur un bouton.

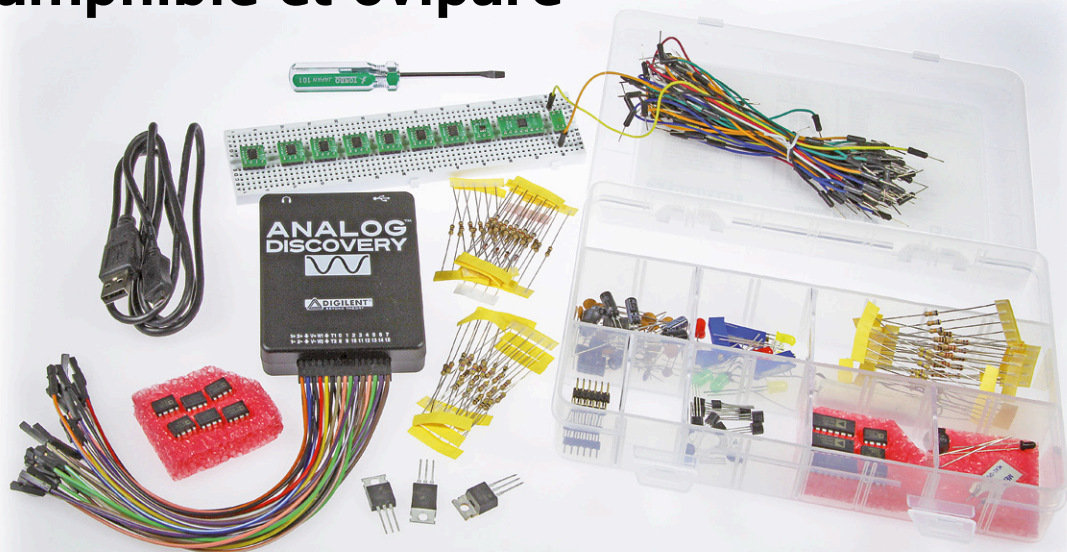
Il est possible de montrer aussi les secondes de IC2 sur deux dés à LED supplémentaires.

La série 4000 des CMOS de marque TI, NXP, OnSemi, etc. est encore disponible chez plusieurs fournisseurs. Pour les dénominations, il y a différents préfixes. Les puces telles que CD4566, HEF4566 ou MC14566 sont compatibles

(120260 – version française : Robert Grignard)

Digilent Analog Discovery

Mouton à cinq pattes, dents en or, amphibie et ovipare



Thomas Scherer
(Allemagne)

Un oscilloscope USB, avec quelques fonctions accessoires et une bande passante analogique de 5 MHz, fera bâiller le plus enthousiaste des électroniciens. Examinez bien cet outil polyvalent et bien nommé : ses fonctions supplémentaires en font un laboratoire compact universel et le prédestinent à la formation et aux expériences analogiques !

Si vous êtes à la recherche d'un oscilloscope USB pas cher, il se pourrait qu'avec ce produit de *Digilent*, vous ne soyez pas à la bonne adresse. Les étudiants, les amateurs d'équipement de laboratoire et autres électroniciens analogiques inconditionnels devraient cependant poursuivre la lecture, car le petit boîtier aux nombreux minicâbles sait faire plus qu'on ne le croirait à première vue. Il est indéniable qu'on trouve de *vrais* oscilloscopes, avec écran et tutti-quant, pour pas bien cher et néanmoins des bandes passantes plus que respectables, et plein de fonctions supplémentaires. Qu'a donc à offrir ce petit boîtier de plastique noir de *Digilent* ? Que sait-il mieux faire qu'un oscilloscope autonome bon marché ? Avec ses 5 MHz, ne serait-ce pas plutôt un jouet qu'un outil de labo ?

Déballer...

Sur son site, *Digilent*, fabricant d'accessoires et modules divers pour l'électronique, propose pour 239 \$ ce module polyvalent. Il teste, mesure et commande à peu près tout ce qui concerne l'électronique BF du quotidien. Le petit appareil, fruit d'une collaboration avec le fabricant de semi-conducteurs *Analog Devices*, déborde de fonctions (cf le cadre **Caractéristiques**). C'est le matériel de base idéal pour la formation des ingénieurs en électronique, une clientèle qui bénéficie d'ailleurs de remises spéciales. Mieux encore, on vous propose en plus un kit de composants analogiques (*Analog Parts Kit*) adapté à l'appareil. Il comprend, outre des amplificateurs opérationnels classiques et des circuits intégrés CMOS en boîtier DIL, une pléthore de CI modernes d'*Analog*

Caractéristiques

Oscilloscope

- 2 canaux à entrées différentielles
- Bande passante analogique de 5 MHz
- Taux d'échantillonnage du CAN : 100 Mé/s
- Résolution CAN : 14 bits
- Impédance d'entrée : 1 M Ω / 20 pF
- Vertical : 0,5 mV - 5 V par division, ± 25 V maxi
- Tampon de 16 Kéch
- Déclenchement croisé (*Cross-Triggering*) avec les autres fonctions

Générateur de fonctions

- 2 canaux à sorties unipolaires
- Bande passante analogique de 5 MHz
- Taux d'échantillonnage du CAN : 100 Méch/s
- Résolution du CAN : 14 bits

- Sinus/Triangle/Carré, etc.
- Formes d'ondes personnalisables
- Balayages, enveloppes, modulation AM et FM

Analyseur logique

- 16 canaux numériques
- Taux d'échantillonnage : 100 Mé/s
- Niveau 3,3 V, compatible LVCMOS
- Tampon de 16 Ko à changement de niveau
- Déclenchement : changement de broche, motif combinatoire de bus, etc.
- Interpréteur pour SPI, I²C, UART, parallèle

Autres fonctions

- Voltmètre CC, CA avec mode efficace

vrai

- Tension de sortie réglable
- Tension de sortie ± 5 V / 50 mA
- Analyseur de spectre multimode
- E/S numériques – commande indépendante de chacune des 16 broches
- Générateur de mires numérique – jusqu'à 100 Méch/s
- Analyseur de réseau – de 1 Hz à 10 MHz
- Transfert des données et alimentation via USB 2.0
- Générateur de formes d'ondes – Signaux sur prise 3,5 mm
- Données de signaux exportables
- Support MATLAB

Devices montés sur mini-platine enfichable directement sur une carte-réceptacle fournie. L'ensemble *Analog Discovery + Parts Kit* (**fig. 1**) fait l'objet d'une réduction.

Ouvrez la boîte verte à gauche, vous y trouverez, outre un câble USB, une boîte de plastique noir de 82 x 63 x 19 mm, d'où sortent une légion de mini-câbles de couleur (**fig. 2**), ainsi qu'une paire de connecteurs mâles. Sur le couvercle de la boîte se trouve une liste de toutes les pièces susceptible de vous intéresser si votre stock de composants est modeste. Le kit y ajoutera quelques spécialités fort intéressantes (**fig. 3**) : il propose, outre des amplificateurs opérationnels, des transistors, des résistances, des ajustables, des condensateurs céramique et électrochimiques classiques, des circuits inhabituels tels que référence de tension, convertisseur tension-fréquence, comparateurs et divers capteurs pour la détection de courant, de champs magnétiques, d'accélération, de son, de température, de vibrations, de luminosité et de rayonnement IR. *Digilent* pense à tout : le kit comporte, outre la carte de test fort pratique, nombre de câbles aux contacts mâles et même un mini-tournevis, pour faciliter l'extraction des composants enfichés dans une plaque d'essais sans les endommager.

... et essayer

Le kit ne comporte pas de documentation imprimée. Il faut commencer par saisir, dans un navi-

gateur, le lien [1] imprimé au dos de l'emballage, pour télécharger le logiciel *Waveforms* sans lequel le matériel ne sert à rien. *Waveforms* est proposé



Figure 1. Voici ce que vous recevrez recèle si vous commandez l'ensemble *Analog Discovery + Parts Kit*

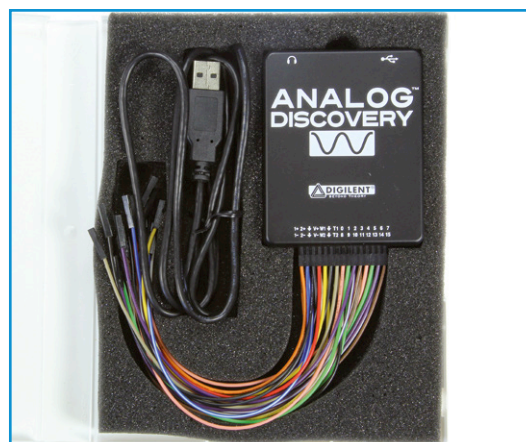


Figure 2. On trouve, dans l'emballage de l'Analog Discovery, une petite boîte en plastique « munie » de nombreux fils et un câble USB.

non seulement pour les PC sous Windows, mais aussi dans une version pour les processeurs i386 et AMD64 sous Linux. L'installation par double clic n'appelle aucun commentaire. Le logiciel se met à la recherche du matériel concerné et s'y connecte. Sur mon PC sous Windows 7, ceci ne se fait pas immédiatement, il fallait à chaque fois 20 s environ avant que *Waveforms* soit lancé. Ensuite le dialogue de sélection de la **figure 4** permet de démarrer les fonctions de base ou les autres fonctions mentionnées dans les caractéristiques. Il y est également indiqué la tension sur la ligne USB et la consommation de courant. La **figure 5** montre l'instrument de mesure le plus important : l'oscilloscope à mémoire à 2 canaux, complet et doté de belles fonctions additionnelles. Ce que l'on voit ici, est le signal sinusoïdal de 200 kHz du générateur de fonctions, modulé en fréquence et en amplitude. La partie inférieure de la fenêtre affiche simultanément le spectre de ce signal. La **figure 6** montre le générateur de fonction arbitraire source du signal mesuré par l'oscilloscope. On voit qu'il est possible -- comme avec des vrais appareils autonomes -- d'utiliser

tous les modules indépendamment les uns des autres dans des fenêtres distinctes. Les options de réglage témoignent du nombre élevé de fonctions disponibles. Les possibilités sont proches de celles de ces générateurs de fonctions bon marché, de fabrication asiatique, dont le prix est proche de celui de l'appareil de *Digilent* complet. Le module générateur mérite d'être qualifié d'arbitraire, car il fournit non seulement les signaux préprogrammés, mais aussi des signaux personnalisés. Pour ce faire, il suffit d'Excel.

La **figure 7** montre le module distinct de l'analyseur de spectre. On découvre ici les aiguilles typiques d'un signal triangulaire de 100 kHz (1f, 3f, 9f, etc.), dont l'amplitude décroît à mesure que la fréquence s'élève. Les options de réglage sont claires. Il est gênant de ne pas pouvoir choisir les gammes de fréquences de façon continue, elles sont prédéterminées. Même s'il ne s'agit pas ici d'un analyseur de haut de gamme, il n'en offre pas moins, pour une pratique analogique simple (p. ex. essais de filtres audio), des possibilités plus que suffisantes. À cela s'ajoutent les « autres fonctions », répertoriées dans les caractéristiques. Un essai de circuits à base de petits microcontrôleurs p. ex. ne pose pas de problème. Pas question en revanche de tester des quartz de fréquence élevée, mais un analyseur logique à 16 voies numériques, c'est pas mal non plus. Celui-ci est interconnecté à un générateur de mires capable de produire des motifs préétablis de signaux logiques parallèles à pas moins de 100 Mé/s et d'utiliser pour cela toute la mémoire tampon. À noter la possibilité de commuter les E/S numériques indépendamment en tant qu'entrée ou sortie et de les utiliser pour produire et afficher des niveaux logiques. Et, dernier aspect important, les deux sorties analogiques ne sont pas uniquement reliées aux petits câbles sur le devant de la boîte, mais aussi à une prise jack 3,5 mm. Le test d'un système audio, ne requiert ainsi qu'un minimum de câblage.

Figure 3.
Le kit contient non seulement des composants standard, mais également des capteurs intéressants, une plaque d'essais et des bricoles.

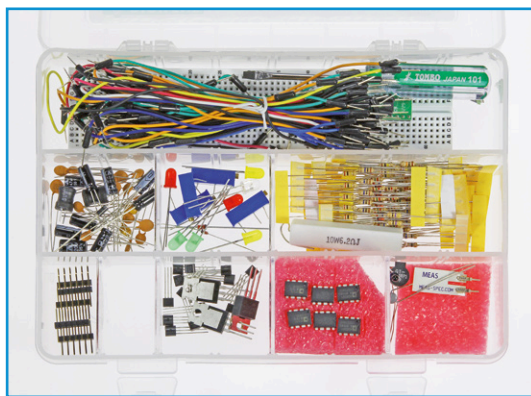
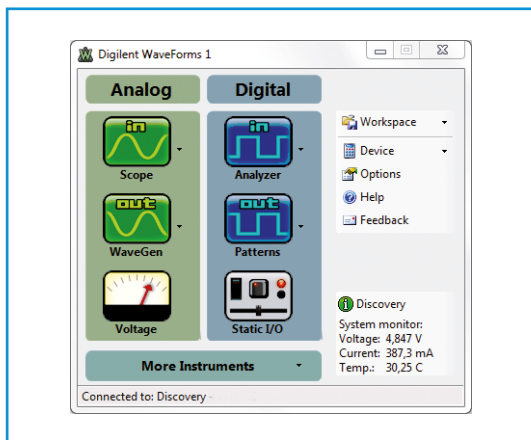


Figure 4.
La boîte de dialogue de sélection du programme *Waveforms* permet de lancer les principales fonctions.



Expériences et arguments

Pour que cette *boîte de mesure* avec son kit présente un intérêt irrésistible pour l'enseignement et la formation autodidacte, elle est complétée par cinq vidéos de présentation et un cours d'électronique de base complet de niveau universitaire [1]. Une certaine affinité avec les mathématiques est toutefois recommandée, à défaut de laquelle l'électronicien débutant risque de se sentir dérouté. Pourquoi Elektor recommande-t-il *Analog Discovery*, ce mouton à cinq pattes, dents en or,

amphibie et ovipare, comme approprié pour le petit laboratoire d'électronique ? Comparé à des oscilloscopes autonomes de faible prix, il présente nombre d'avantages tangibles. Pour commencer, le faible encombrement : couplé à un PC, cet petit accessoire est vraiment universel ; or, le PC, nous l'avons de toute façon tous toujours à portée de main. Dans le secteur sub-professionnel (vous voyez ce que je veux dire ?), *Analog Discovery* remplace toute une série d'appareils distincts, non seulement plus encombrants, mais qui, ensemble, coûteraient sensiblement plus cher.

Pour ce qui est de la taille et de la résolution, il est difficile de faire mieux qu'un écran de PC. Avec son écran de 17 cm (7 pouces) et une résolution prétendument mirifique de 800 x 600 pixels, un oscilloscope autonome bon marché peut impressionner, mais il est loin d'égaliser la solution intégrée que représente cet *Analog Discovery*. La résolution des CAN d'un oscilloscope autonome oriental ne dépasse pas 8 bits, sa déviation verticale devra donc

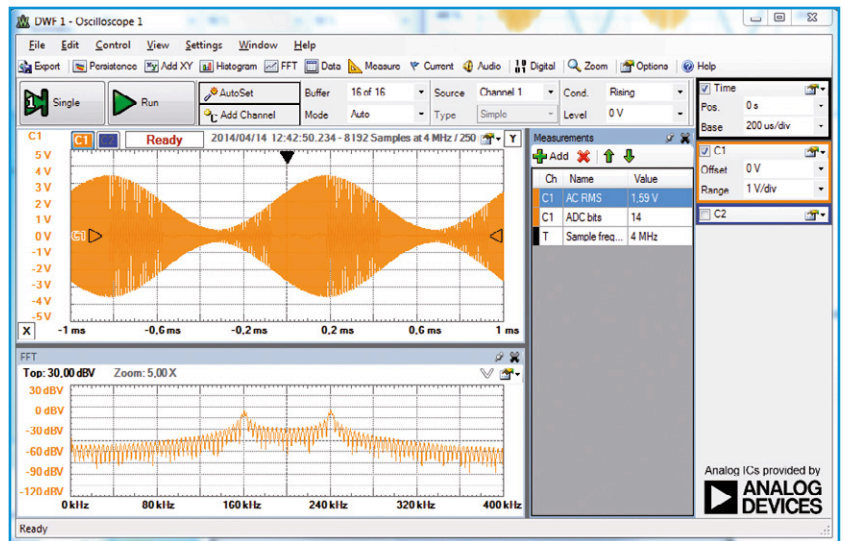


Figure 5. Voici à quoi ressemble le module oscilloscope de *Waveforms* : affichage d'un signal sinusoïdal modulé, spectre compris, issu lui-même d'*Analog Discovery*.

Publicité



Android apprendre à programmer des applis

Télécharger des applications existantes
n'est pas le seul moyen de
rendre votre téléphone tactile encore plus intelligent

Voici un nouveau livre, publié par Elektor, pour apprendre à construire des applications sous Android et à tirer le meilleur de ce système d'exploitation.

C'est un ouvrage d'initiation, avec des exemples simples, variés et concrets, qui montre de façon progressive comment la combinaison de briques de code permet de créer toutes sortes d'applis dans l'environnement de développement Eclipse : calculatrice simple, interrogation des capteurs, exploitation des données GPS, communication par l'internet etc.

ISBN 978-2-86661-187-3
280 pages
33,50 €

elektor

www.elektor.fr/android

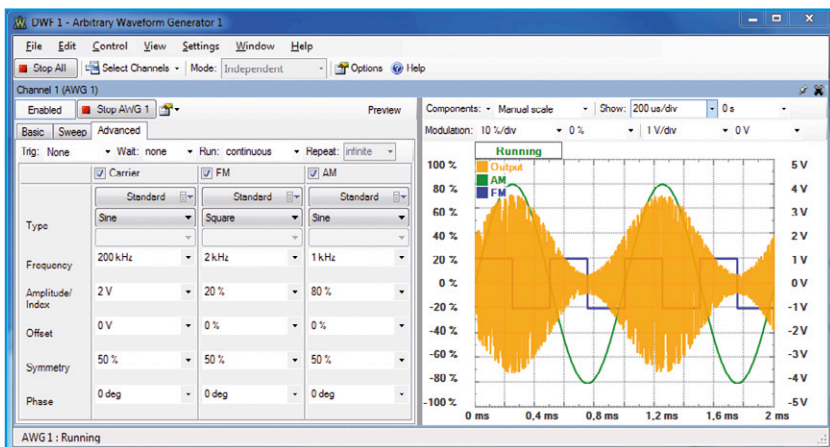


Figure 6. Le générateur de fonction arbitraire produit le signal sinusoïdal de 200 kHz représenté en figure 5, modulé simultanément en fréquence et en amplitude.

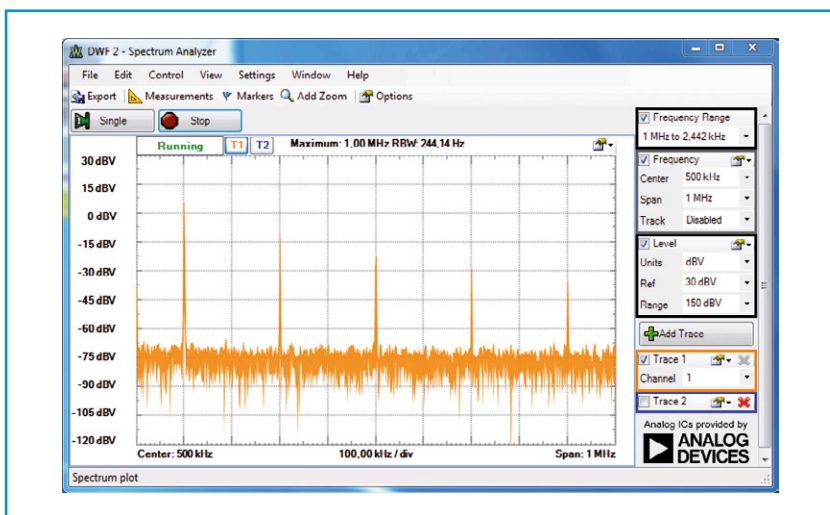
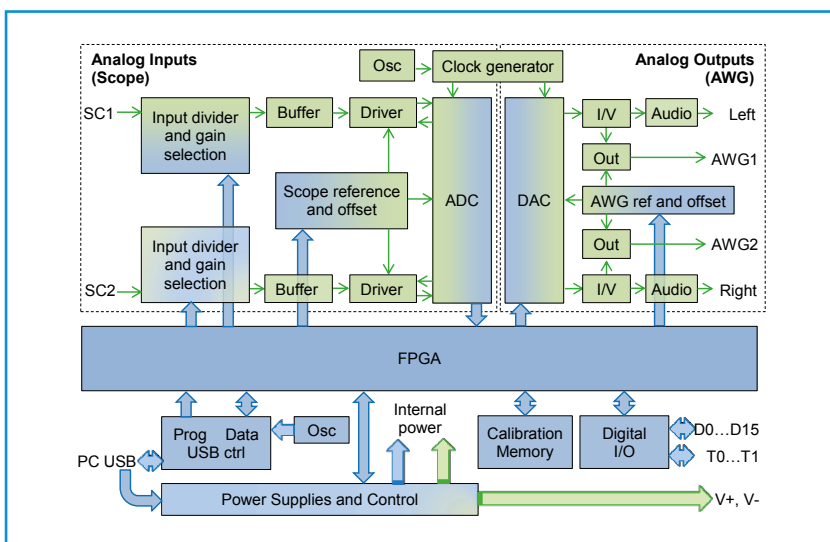


Figure 7. La palette de fonctions de l'analyseur de spectre est moins riche. On découvre ici le spectre d'un signal triangulaire de 100 kHz.



se contenter de 256 pixels (à moins d'extrapoler par multiplication des pixels, ce qui n'est finalement qu'une approximation). Avec ses 14 bits, l'*Analog Discovery* ne souffre pas de telles restrictions. De plus, il est possible d'agrandir et de réduire continûment les fenêtres du programme *Waveforms*. Enfin, même en cas de présence agaçante d'une connexion USB ou réseau, le logiciel d'un oscillo autonome bon marché reste souvent relativement rudimentaire et peu confortable. *Waveforms* a, ici aussi, une longueur d'avance. Même si un oscillo autonome possède une bande passante plus étendue, avec l'*Analog Discovery* on se fait le cadeau d'un générateur de fonction arbitraire, sans parler du reste. On pourra aussi télécharger sous forme de PDF [1] la description détaillée de la structure interne de l'*Analog Discovery*. Où trouve-t-on quelque chose de comparable ?

Qui dit lumière, dit ombre : l'absence d'isolation galvanique est sans doute l'inconvénient le plus grave de l'*Analog Discovery*. En présence de signaux analogiques avec des différences de potentiel de quelques volts seulement, cela est sans importance, sachant que l'on dispose d'entrées différentielles, mais attention, les niveaux des E/S numériques etc. se réfèrent en tout état de cause à une masse qui est, par le biais de l'USB, reliée directement à la masse du PC. Il vaut donc mieux savoir ce que l'on fait quand on utilise l'appareil en présence de tensions plus élevées.

(120585 - version française : Guy Raedersdorf)

Note : Ce mouton à cinq pattes, dents en or, amphibie et ovipare a tellement plu à toute l'équipe d'Elektor que nous avons décidé de le proposer dans l'e-chope [2].

Lien

- [1] Informations, manuels et logiciels additionnels : www.digilentinc.com/AnalogDiscovery
- [2] www.elektor.fr

Figure 8. Schéma synoptique des entrailles de l'*Analog Discovery*. Les détails du schéma électronique sont donnés dans un PDF téléchargeable.

Clemens Valens

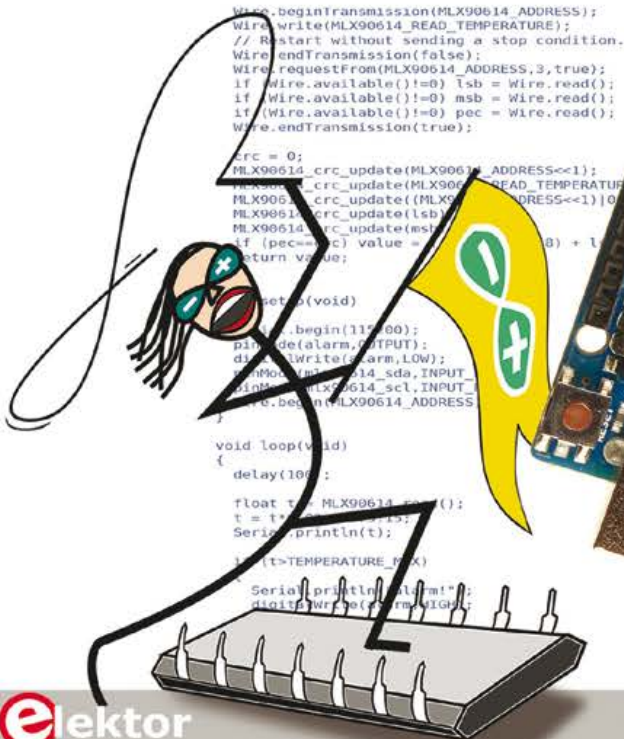
maîtrisez les microcontrôleurs à l'aide d'Arduino

2^e
édition
revue et augmentée

www.elektor.fr/arduino

+35 pages

+ nouvelle carte d'expérimentation polyvalente



elektor

www.elektor.fr/arduino



Témoignage :
« je prête
volontiers
mes bouquins,
mais celui-là...
je veux pas
m'en passer »

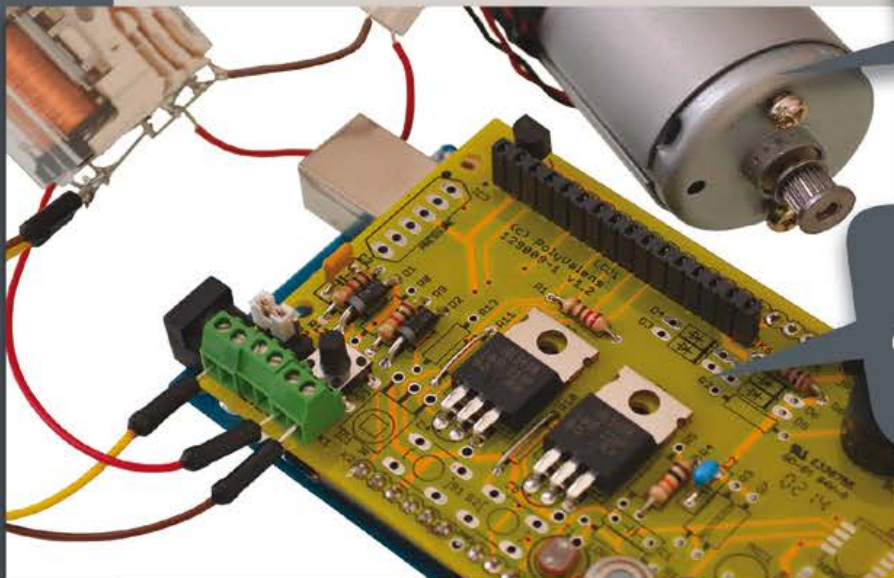
Bernard P.

2^e édition revue
et augmentée
par l'auteur

avril 2014

nouvelles
applications

nouvelle carte
d'expérimentation
polyvalente



385 pages - 42,50 €

isbn 978-286661-195-8

rira bien qui soudera le dernier

ménagez les contacts du thermostat de votre fer

Ingo Burret (Allemagne)

Les fers à souder couleur turquoise de la famille *Magnastat* de Weller sont appréciés des amateurs et des professionnels. Avec l'âge, certains modèles finissent par souffrir de petits bobos auxquels je propose de remédier avant qu'ils ne prennent des proportions irréversibles !



Même les plus modestes des postes de soudage récents sont dotés d'une régulation de la température entièrement électronique. Sur les célèbres modèles couleur turquoise WTCP 51-LT, WTCP-S, WTCP 50, WTCP 51 [1] du fabricant Weller (et forcément aussi sur les modèles antérieurs) le fonctionnement du thermostat était (électro-) magnétique. La **figure 1** montre comment est construit ce type de fer. La panne est solidaire thermiquement d'une pièce métallique qui constitue la sonde de température. Cette pièce présente des propriétés ferromagnétiques particulières ; à froid, elle attire un aimant permanent, lui-même solidaire d'un interrupteur qu'il actionne en se déplaçant : c'est ainsi que le circuit électrique est établi : la panne se met à chauffer.

Le nombre sur la pièce ferromagnétique est un code de la plage de régulation thermique : il existe plusieurs modèles, de 260 °C à 480 °C. Quand la température atteint ce seuil, la pièce ferromagnétique, que Weller appelle *magnastat*, perd brutalement ses propriétés ; c'est le point Curie [2]. L'aimant permanent n'est plus attiré et retourne à sa position de repos. Ce faisant, il ouvre le circuit d'alimentation de la panne. Quand celle-ci refroidit, les propriétés ferromagnétiques réapparaissent, l'aimant permanent est attiré et, en se déplaçant, referme le circuit ; le cycle recommence.

La dispersion des caractéristiques du point Curie du *capteur ferromagnétique* est très faible, son com-

portement est donc parfaitement reproductible et ne souffre d'aucune usure. Un avantage accessoire de cette configuration réside dans le fait que le fer ne risque jamais de griller en l'absence de panne, p. ex. lorsque vous en changez sans débrancher le fer : celui-ci est coupé automatiquement.

Contacts chauds

Ces qualités indéniables sont malheureusement trop souvent gâchées par un défaut de l'interrupteur commandé par l'aimant ; ses contacts *collent* et il reste bloqué en position allumée. Si ça vous arrive, vous pouvez espérer faire se décoller les contacts collés en tapotant, mais il ne faut pas compter longtemps sur ce remède. Que faire quand on est tout simplement attaché à son outil ? Ou quand on a un tiroir plein de pannes de rechange, de différentes formes et avec différents paramètres thermostatiques ? Le défaut, à tout prendre, n'est que mineur. Faut-il condamner pour si peu le fer handicapé et le mettre au rebut ? On pourrait remplacer l'interrupteur, puisqu'il est disponible en pièce détachée, mais il n'est pas bon marché.

Je me suis creusé la tête pour imaginer une parade préventive ; il faudrait ménager l'interrupteur en y limitant le courant. Je ne vois pas de solution facile du genre MOSFET ou transistor bipolaire, car le corps de chauffe est alimenté en alternatif sous 24 V (le troisième fil correspond à

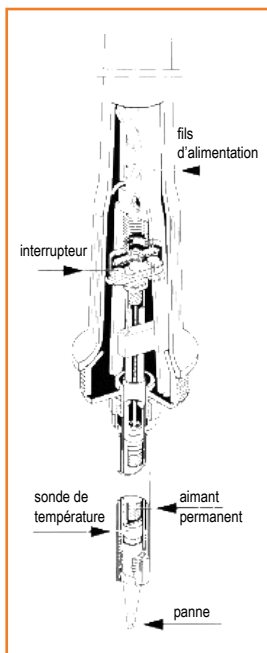


Figure 1. Le fer à souder à thermostat magnétique dont les propriétés ferromagnétiques varient avec la température (dessin : Weller).

la liaison équipotentielle). Pas de relais non plus, car il n'y a pas la place dans le fer à souder. Ma solution, c'est un triac, aussi petit et (presque) aussi facile à utiliser qu'un transistor (**fig 2**), avec une résistance qui modère l'intensité de son courant d'amorçage et donc aussi de celui qui traverse l'interrupteur. Avec ça, les contacts de l'interrupteur ne subiront plus, à chaque fermeture du circuit thermostaté, les outrages répétés des courants de forte intensité.

Le triac tient à l'aise sur un morceau de circuit à pastilles trapézoïdal, que l'on peut loger dans le manche du fer (**fig. 3**).

(130008)

Liens

[1] www.weller.de/products/product.php?pid=431

[2] http://fr.wikipedia.org/wiki/Temp%C3%A9rature_de_Curie

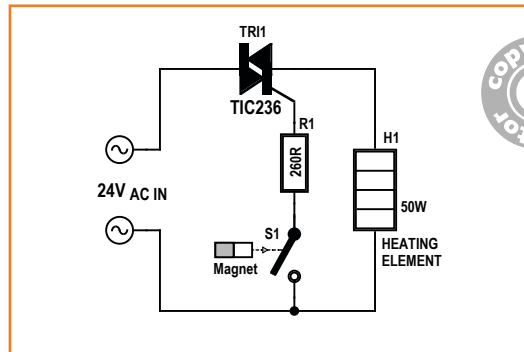


Figure 2.
Un triac et une résistance se chargent de limiter le courant dans l'interrupteur.



Figure 3.
Le triac et la résistance tiennent sur un morceau de circuit d'expérimentation logé dans le manche du fer.

faletés de fouris !

souriez, vous êtes piégées

Manfred Haemmerle (Autriche)

Sympas les souris ? Dans les contes illustrés certainement, mais lorsqu'elles envahissent nos maisons, grignotent, détruisent et salissent tout sur leur passage, on préfère appeler un chat (un chat) ! Sans cruauté si possible.



Un triste soir d'été, une imprudente souris se trouva capturée par un piège aussi véloce que féroce. Le mécanisme se referma brutalement sur

la nuque du malheureux rongeur mais échoua à l'achever pour de bon. Tandis qu'elle se débattait dans une lente et douloureuse agonie, je



Figure 1.
Fixation du volet à la cage.

fus contraint d'exécuter la victime d'un coup de hache, sous le regard à la fois horrifié et soulagé de ma sensible épouse. Je jurai alors qu'on ne m'y reprendrait plus ! Il était temps de hisser l'humanité au-dessus de cette odieuse barbarie. Après de longues et vaines heures perdues à chercher le piège parfait, celui qui allierait efficacité, élégance et respect des conventions de Genève, après avoir visité le musée du piège à souris de la Commune d'Eifel Neroth [1] et même regardé des documentaires animaliers montrant des familles entières de rongeurs (avec tous les

cousins, ça donne d'impressionnantes chorégraphies) pratiquer des danses tribales autour de pièges plus ou moins ésotériques, la solution m'est apparue. Naturellement, cette solution met à profit nos armes favorites : un savant mélange d'électronique et d'ingéniosité logicielle.

Écrou de souris

On trouve facilement des paniers métalliques de toutes les tailles, y compris au supermarché. Pour échafauder mon piège, j'en ai choisi un de 20x12x12 cm, que j'ai retourné sur une planche et équipé de charnières. La petite ouverture d'accès sur la face avant, la souris devrait l'utiliser comme entrée (l'autre étant fermée ensuite par la plaque). Par-dessus l'ouverture, j'ai installé une porte articulée. On prend une planchette ou un morceau de Pertinax, suspendu à un fil rigide ou un anneau et maintenu en l'air à travers un œillet (**fig. 1**). La bête tentée par la nourriture traverse le rayon infrarouge, l'électroaimant tire la tige hors de l'œillet, la porte se ferme brutalement et incarcère l'animal sans vice ni sang verser, et vice versa... La souris est au trou ! La **figure 2** montre l'électronique du dispositif. Quatre batteries rechargeables assurent l'alimen-

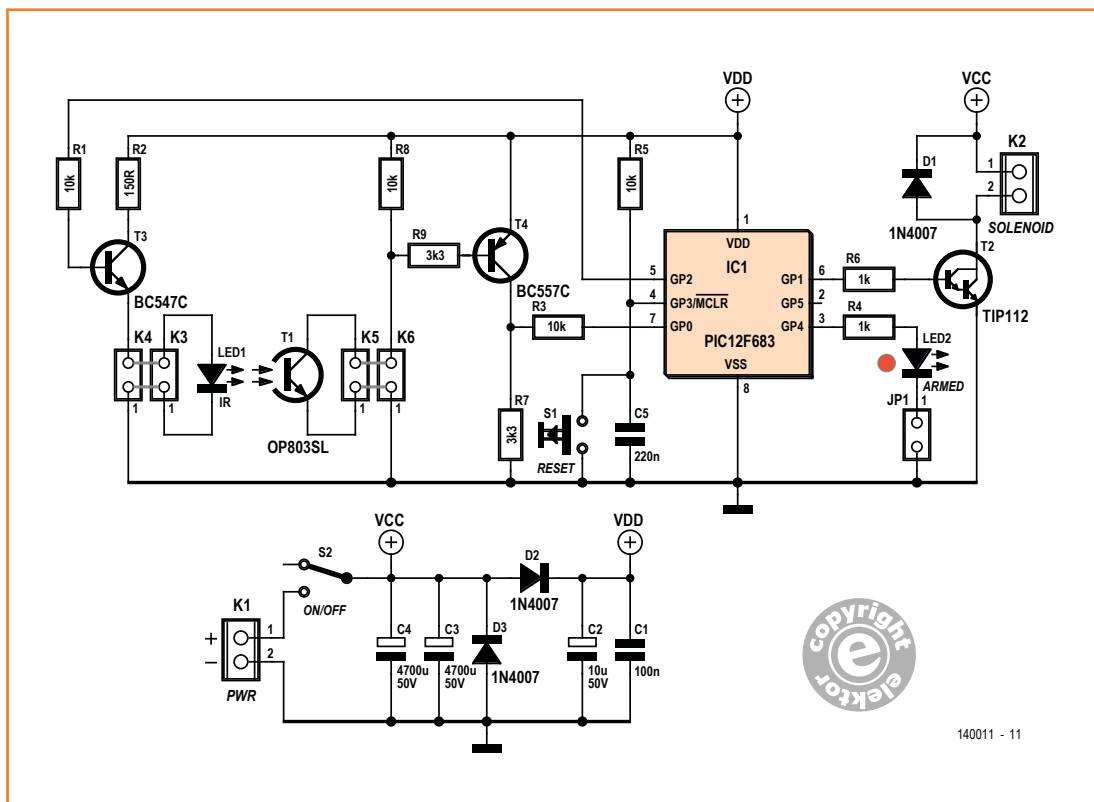


Figure 2.
L'électronique du piège à souris.



140011 - 11

tation. La tension des accus NiMH convient tout juste au PIC. Avec des piles alcalines, la diode de protection de polarité D2 fait chuter la tension pour l'amener aux 5,4 V requis par le contrôleur. La diode D3 peut aussi protéger de l'inversion de polarité, mais elle se paierait vite un *burn out* dans cette fonction.

On trouve au-dessus à droite le raccordement K2 pour l'électroaimant que l'on peut récupérer d'une sonnette électrique par exemple, dont le battant servira de verrou ou, comme à la **figure 3**, une pièce prélevée d'un grille-pain. Peut-être en avez-vous un quelque part dans les vieilleries. Le puissant électroaimant (qui peut consommer brièvement plus de 1 A) puise son énergie sur U_{bat} via K1. Comme tout accu se décharge avec le temps, je les ai couplés à deux gros condensateurs de 4 700 μ F chacun. Ils permettront à l'électroaimant de s'activer même si les batteries sont assez déchargées. Le transistor Darlington T2, ici un TIP112, commande l'électroaimant qui doit toujours enclencher avec moins de 1,25 A. La barrière lumineuse se compose, d'un côté du piège, d'une LED infrarouge, et à la réception, d'un phototransistor T1 (OP803SL). Un microcontrôleur trône entre ces deux composants, épaulé par les transistors T3 (amplificateur) et T4 (inverseur).

Le cœur du circuit est un PIC12F683. Chaque fonction s'inscrit dans une boucle de temps. Tous les dixièmes de seconde, le contrôleur émet une brève impulsion sur GP2. Le logiciel vérifie que cette impulsion arrive bien en GP0. En cas de coupure prolongée, GP1 relâche l'électroaimant et enferme la bestiole.

Si le cavalier JP1 est mis et que le témoin de contrôle (LED2) clignote doucement (0,5 Hz), tout va bien. En revanche, s'il clignote rapidement, ça signifie que la lumière ambiante sature le récepteur. Pour ne pas effrayer toutes les souris dans un rayon de 100 m ni vider les batteries en quelques heures, on n'activera ce cavalier que le temps de vérifier si le piège est prêt à fonctionner. L'appareil consomme en moyenne 660 μ A. Un jeu de batteries chargées suffit à le garder actif pendant plusieurs jours. Une fois déclenché, le PIC12F683 passe en mode veille et la consommation descend alors à 40 μ A. Les batteries sont ainsi épargnées, ce qui nous dispense de débrancher complètement l'électronique. Pas question toutefois d'affamer la souris. En effet, la loi sur

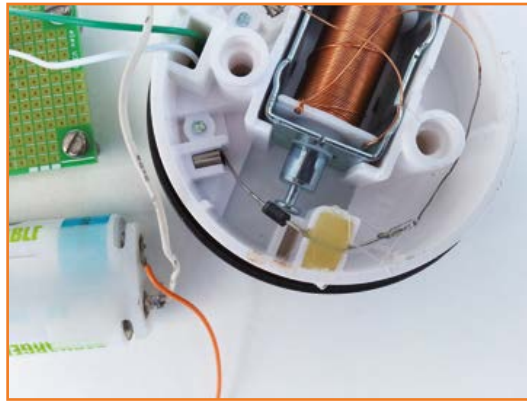


Figure 3.
Un électroaimant piqué sur un vieux grille-pain. La diode de roue libre est montée directement sur l'inductance.

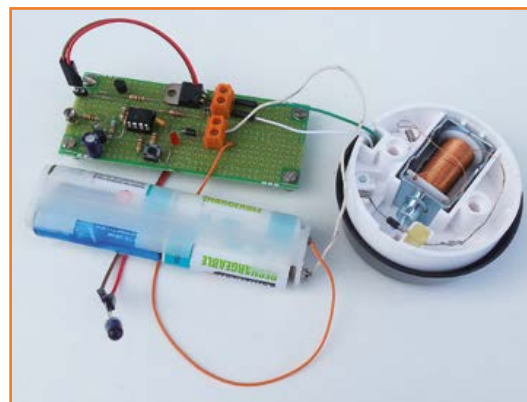


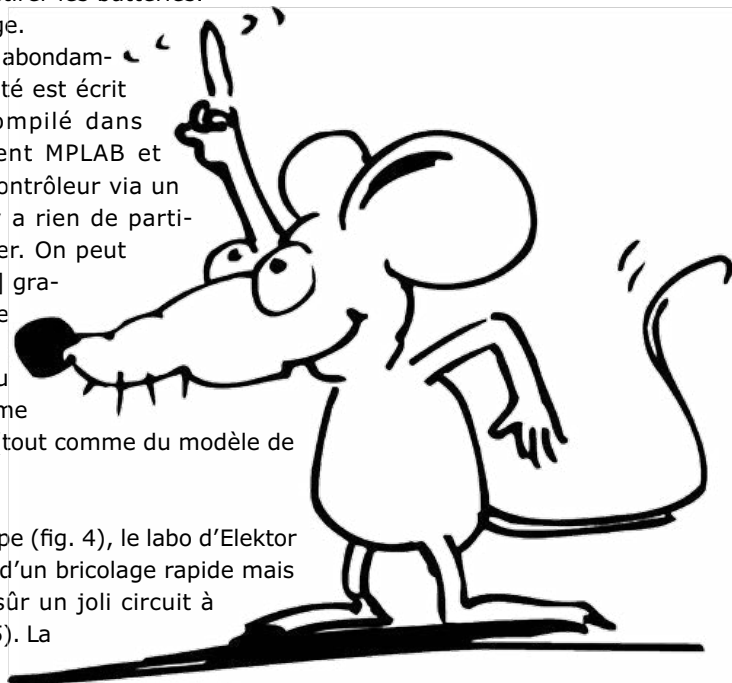
Figure 4.
La partie électronique du piège à souris construite au laboratoire Elektor sur une célèbre plaque Elex.

la protection des animaux impose une vérification quotidienne des dispositifs. Pour réactiver le piège, il suffit de presser le bouton de réinitialisation. L'interrupteur général S2 a le même effet que de retirer les batteries.

Il éteint le piège.

Le code source abondamment commenté est écrit en CCS-C, compilé dans l'environnement MPLAB et transféré au contrôleur via un PICKit3. Il n'y a rien de particulier à signaler. On peut télécharger [2] gratuitement le code source et hexadécimal du microprogramme du contrôleur (tout comme du modèle de la platine).

Pour le prototype (fig. 4), le labo d'Elektor s'est contenté d'un bricolage rapide mais il existe bien sûr un joli circuit à imprimer (fig. 5). La



Liste des composants

Résistances :

R1, R3, R5, R8 = 10 kΩ
 R2 = 150 Ω
 R4, R6 = 1 kΩ
 R7, R9 = 3,3 kΩ

Condensateurs :

C1 = 100 nF
 C2 = 10 μF/50 V, au pas de 2 mm
 C3, C4 = 4.700 μF/50 V, au pas de 10 mm
 C5 = 220 nF

Inductances :

L = électroaimant (cf. texte)

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = 1N4007

LED1 = LED IR, 940 nm
 LED2 = LED rouge
 T1 = phototransistor IR OP803SL ou PBY62
 T2 = TIP112
 T3 = BC547C
 T4 = BC557C
 IC1 = PIC12F683-E/P, programmé Elektor 140011-41 [2]

Divers :

S1 = bouton-poussoir
 S2 = petit interrupteur simple
 K1, K2 = domino à 2 vis au pas de 5,08 mm
 JP1, K3, K4, K5, K6 = embase à 2 picots coupleur de piles pour quatre piles ou accumulateurs
 1 cavalier
 circuit imprimé réf. 140011-1 [2]

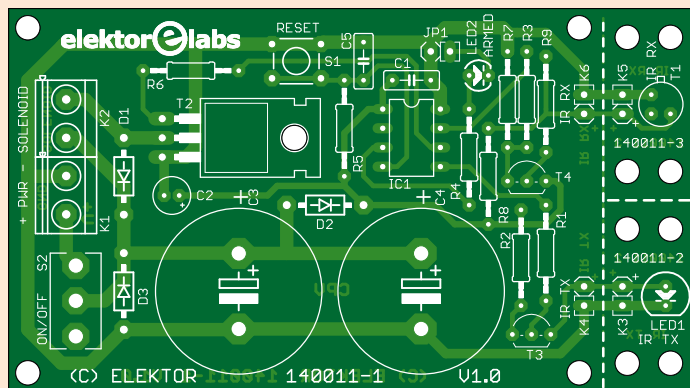


Fig. 5. Le schéma du circuit imprimé avec ses deux sections pour la barrière lumineuse.

barrière infrarouge se trouve sur un circuit séparé de la carte principale, dont on peut astucieusement se servir pour boucher la « sortie ». Le phototransistor et la LED infrarouge sont fixés en vis-à-vis, de part et d'autre de la cage, de manière à détecter le passage de la souris au moment stratégique. Pour les batteries et l'électroaimant, on a prévu des contacteurs à visser. La LED IR et le phototransistor se brancheront tout simplement en série, comme sur la **fig. 6**. Quant à la diode de roue libre D1, on la connecte en parallèle sur la bobine directement à l'électroaimant.

Souris cobaye

L'occasion de tester ce montage s'est vite présentée. Nous avons en effet repéré qu'une souris avait élu domicile au sous-sol. Une candidature spontanée qui tombait à pic ! Nous avons donc disposé quelques irrésistibles biscuits aux noix dans le fond de la cage pour l'appâter.

Le lendemain déjà, le piège avait capturé le petit intrus et largement rentabilisé nos efforts. L'hiver suivant, c'est une famille complète de huit boules de poils que nous avons capturées une à une grâce à ce même piège. Relâchées dans un bois tout proche, ces souris sont la preuve vivante qu'avec un peu d'astuce, il n'est pas nécessaire de les guillotiner pour s'en débarrasser.

(140011 - version française : Tom & Jerry Grignard)

Liens :

- [1] www.mausefallendorf.de/museum/
- [2] www.elektor-magazine.fr/140011
- [3] www.abacom-online.de/html/lochmaster.html (démonstration gratuite)

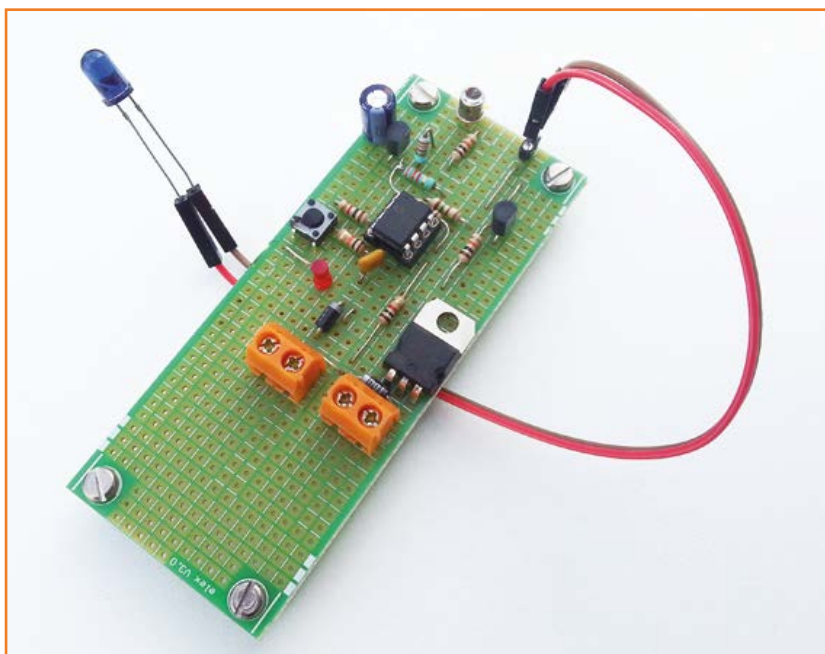


Fig. 6. La LED IR munie d'un long câble, pour la raccorder de l'autre côté du piège.

2^e édition revue et augmentée du livre

L'électronique pour les débutants

NOUVEAU : troisième kit d'initiation disponible

Le cadeau idéal pour partager votre passion de l'électronique avec vos enfants, petits-enfants, neveux... et autres *geeks*.

Fin pédagogue, Rémy Mallard écrit pour les débutants dans un style inédit, et répond d'abord aux questions prosaïques du néophyte : quel fer à souder acheter ? Un multimètre à 5 € peut-il suffire ? Et bien d'autres interrogations que trop de livres

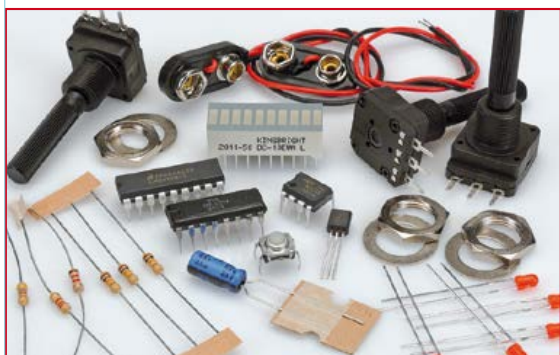
laissent en suspens. L'auteur démystifie l'électronique en n'utilisant que ce qu'il vous faut de théorie pour aborder la pratique : identifier les composants et leur rôle, les récupérer, les tester et les ranger ; lire un schéma ; choisir ses outils ;

mettre en boîte ses montages... Les trois kits disponibles séparément permettent de réaliser, sur une plaque d'expérimentation sans soudure, quelques-uns des montages simples et ludiques présentés dans le livre.

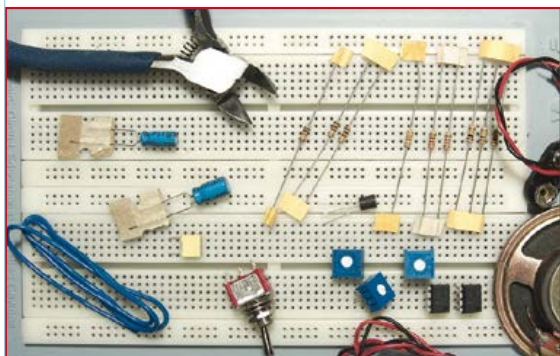
Kit n°1 : orgue | 119016-73 | **24,50 €**



Kit n°2 : chenillard & thermomètre
réf. : 119016-72 | **24,50 €**

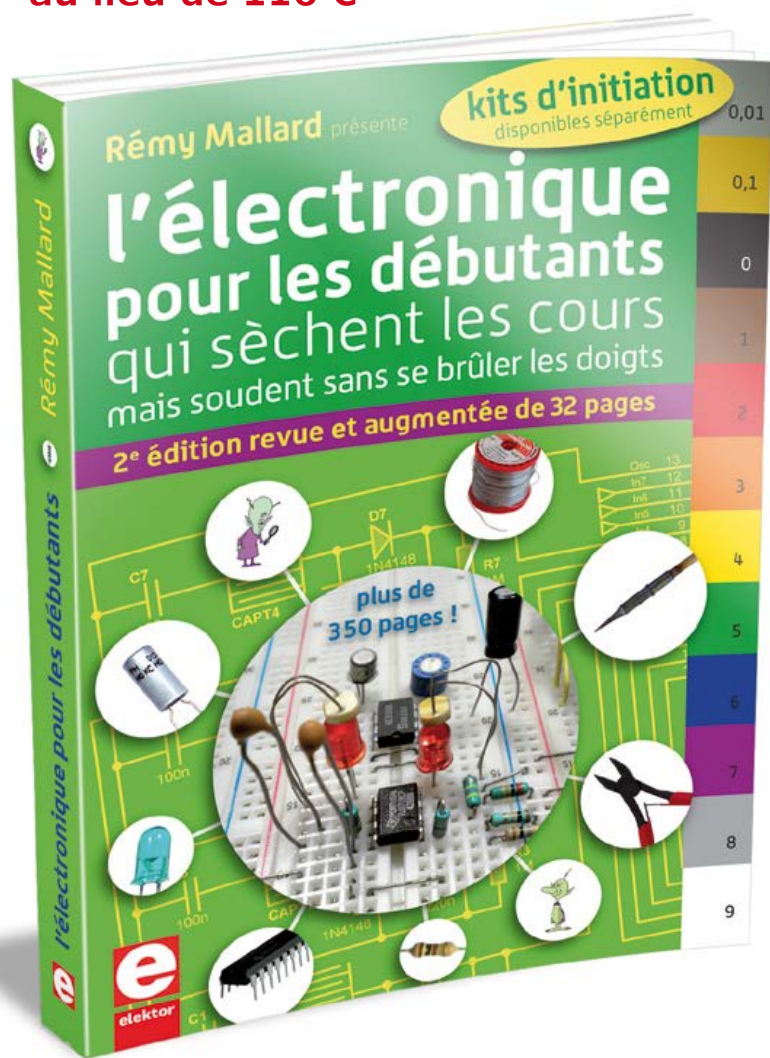


Kit n°1 : sirène | réf. 119016-71 | **24,50 €**



offre spéciale :

livre + trois kits = 99 €
au lieu de 116 €



elektor

ISBN 978-2-86661-186-6

édition revue et augmentée | 352 pages - 42,50 €

info et commande : www.elektor.fr/debut

commande de vitesse de moteur cc pour modèles RC petite et polyvalente

Jan Lichtenbelt
(Pays-Bas)



Cet article décrit la construction d'une commande de vitesse à MLI pour modèles RC. Elle prend la forme d'une petite carte équipée presque exclusivement de composants discrets. Le logiciel a été développé avec Flowcode.

La commande à distance est utilisée pour les modèles réduits d'avions, voitures, bateaux ou trains. Le principe est simple : un émetteur RC (= de radiocommande) envoie au récepteur situé dans le modèle un code représentant la position d'un ou plusieurs leviers de commande. La largeur de l'impulsion, répétée 50 fois par seconde, reçue par le modèle varie entre 1 et 2 ms suivant la position du levier. Cette impulsion peut être utilisée pour commander directement des servomoteurs mais devra, pour les moteurs à courant continu, être traduite en commande de vitesse avant (aéronefs et modèles de voitures de course) ou avant/arrière (trains, bateaux).

Il existe des récepteurs commerciaux possédant des sorties à modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour commander la vitesse d'un moteur à courant continu. Cet article décrit la réalisation d'une commande de vitesse à MLI tenant sur un circuit imprimé remarquablement petit, à composants majoritairement discrets.

C'est un microcontrôleur qui sera utilisé pour traduire les impulsions RC de rapport cyclique

5-10 % en signal MLI 0-100 % en marche avant ou arrière à l'aide de deux signaux MLI et d'un pont à MOSFET (**fig. 1**). Lorsqu'une des entrées du pont est à l'état bas et l'autre reçoit un signal MLI, la vitesse du moteur sera régulée dans un sens.

Intervertir les deux signaux inversera le sens de rotation du moteur.

Les exigences diffèrent légèrement suivant les types de modèles. Les aéronefs et voitures de course ont besoin d'une réponse très rapide tandis que les modèles de trains et bateaux sont, par nature, plus lents. Lorsqu'un problème survient sur le récepteur, on souhaitera sans doute qu'un modèle de train continue sa course alors qu'une voiture de course devrait s'arrêter immédiatement. Il faudra également penser à ce qui se passera en cas de surintensité ou surchauffe du pont de commande ou du moteur.

Le but initial pour ce montage était d'aboutir à un pont de commande électronique pour moteur n'utilisant que des composants traversants. La seule exception dans ce circuit est un petit C.I. de commande de pont qui, fort heureusement, est facile à souder à la main. Après expérimentation, j'ai rejeté une version de ce circuit à quatre MOSFET à cause de pannes occasionnelles, pour retenir finalement un pont de commande à MOSFET ADP3624ARDZ, capable de supporter des pics de courant de 4 A. Cela suffit pour le moteur de train que j'utilisais (échelle I) dont le courant nominal était de 0,3 A avec des pointes à 1 A. Ce pont peut être utilisé avec une tension d'alimentation allant de 4,5 à 18 V. Il possède

deux entrées non-inverseuses et inclut une sortie avertissant des surchauffes. Le circuit intégré est disponible en boîtier SOIC au pas de 1,27 mm et pourra donc être soudé de manière traditionnelle en s'aidant de tresse pour enlever les excès de soudure entre les pattes.

Le matériel

Le schéma, très simple, se trouve en **figure 2**. Le PIC12F1840 reçoit les impulsions RC de 1-2 ms et les traduit en signaux MLI. Ces signaux sont utilisés pour commander le pont à MOSFET ADP3624 auquel le moteur est relié. La résistance R6 (10 kΩ) en parallèle avec le pont à été ajoutée pour s'assurer que le montage fonctionne même si aucun moteur n'est relié. Les condensateurs C1 et C3 (100 nF) devront être montés le plus près possible du pont de commande et du moteur. Pour utiliser les MOSFET comme des interrupteurs, il faudra que la tension de grille soit d'au moins 4,5 V. À cause des pointes de courant qui se produisent lors de la commutation, une tension d'alimentation de 5 V pourra facilement tomber en dessous de cette valeur. Il faudra donc ajouter, au plus près du pont, un condensateur

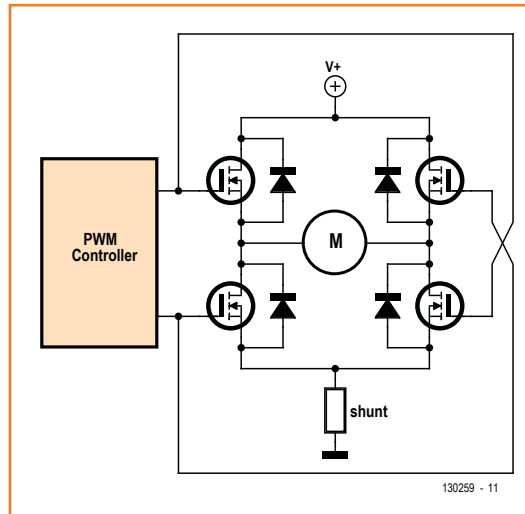


Figure 1. Pont complet pour commander la vitesse et le sens de rotation d'un moteur. Le shunt est optionnel.

de découplage céramique (C7) de forte capacité. Pour un amateur, un modèle céramique CMS 10 μF sera facile à approvisionner et à souder. Le pont de commande IC2 avertira des surchauffes en passant sa broche 8 à l'état haut. Ce signal est utilisé par le PIC dans une routine d'interruption. La résistance R1 (1 kΩ) et la zener

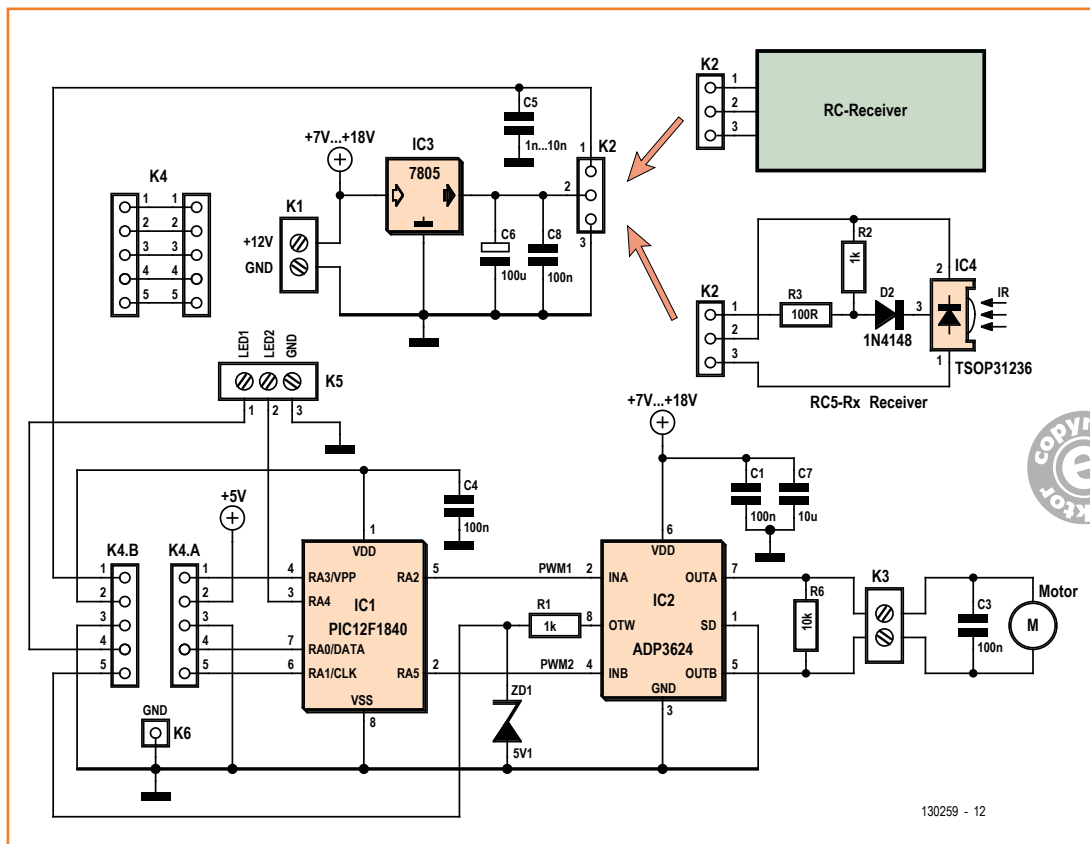


Figure 2. Schéma complet du circuit de commande de vitesse.

D1 (5,1 V) ont été ajoutées par sécurité. La broche d'extinction du pont IC2 (1; SD) n'a pas été utilisée : cela est déjà implanté dans le micrologiciel exécuté par le microcontrôleur.

Lorsque l'émetteur RC se trouve à proximité de cette carte, des signaux à haute fréquence (40 MHz dans le pays de l'auteur) peuvent se retrouver à l'entrée du microcontrôleur. Un condensateur de 1-10 nF (C5) à l'arrivée du signal RC (K2a) les atténuera.

L'alimentation (7 à 18 V) n'a rien d'exotique : un régulateur 7805 (IC3) et des condensateurs de 10 μ F (C6) et 100 nF (C8). C4 sert au découplage du μ C. En principe, ce régulateur 1 A est capable d'alimenter le récepteur RC en 5 V ainsi que des servos supplémentaires. Cependant, en cas de perte du signal RC, certains récepteurs produisent des impulsions aléatoires. Les servos commenceraient alors à osciller, entraînant de forts pics de courant susceptibles de causer une perte de contrôle du microcontrôleur. Si cela se produit, découpez un moment les servos et testez si la commande de vitesse fonctionne correctement. Essayez également de changer de canal radio. Reliez à nouveau les servos et testez. Si le problème persiste, je vous conseille d'utiliser un régulateur de tension séparé pour les servos ou peut-être d'ajouter des condensateurs. Pour éviter ces pics en cas de perte du signal RC, je vous conseille de mettre sous tension l'émetteur avant le μ C et d'éteindre non seulement l'émetteur mais également le microcontrôleur. Utilisez le meilleur canal radio disponible.

Le PIC12F1840 utilise son oscillateur interne à 16 MHz. La remise à zéro est interne. Les impulsions RC de 1-2 ms qui arrivent sur la broche 4 (port A3 d'IC1) déclenchent une interruption à chaque changement de niveau. La routine de traitement associée échantillonne alors la valeur d'un temporisateur afin de calculer leur durée. Le pas de 2 μ s du temporisateur est plus que suffisant pour obtenir la précision nécessaire pour commander la sortie MLI sur 8 bits.

Les données essentielles sont stockées de manière permanente dans l'EEPROM et seront disponibles au besoin dans le programme. Les impulsions RC qui arrivent sur la broche 4 (port A3 d'IC1) sont enregistrées à l'aide d'une interruption se produisant sur les changements de niveaux. Le récepteur RC est alimenté en 5 V mais les impulsions ont été mesurées à environ 3 V. Le port A3 du PIC qui est compatible TTL les détectera tout juste. Le signal de surchauffe est détecté sur la broche 6

(port A1) qui fait partie d'un comparateur dont la tension de référence a été réglée à 2,5 V en interne. La fréquence de la MLI est produite par le temporisateur interne *timer2* réglé à environ 40 kHz, soit dans la plage de 20-100 kHz requise pour ce type de pont de commande.

La programmation série en circuit (ICSP) du microcontrôleur est possible via trois broches du connecteur K4a. Les signaux d'horloge, de données ainsi que la tension de programmation de 13,8 V et d'alimentation de 5 V sont reliés au μ C. En fonctionnement normal, les 5 broches des connecteurs K4a et K4b seront reliées.

Il est également possible, en lieu et place des impulsions RC, d'amener le signal issu d'un récepteur IR utilisant le protocole RC5 sur la broche 4 du microcontrôleur, facilitant sa configuration. Vous pourrez pour cela utiliser un récepteur IR 36 kHz TSOP31236. La sortie sera au repos maintenue au niveau haut par la résistance R2 (1 k Ω). La diode D2 (1N4148) permettra au récepteur IR de faire passer le signal au niveau bas. R3 (100 Ω), quant à elle, protège l'entrée du microcontrôleur.

Deux LED pourront être montées sur le connecteur K5 pour indiquer le sens de rotation du moteur. Le courant maximal est de 25 mA, ce qui permettra d'utiliser un double jeu de LED. Les LED seront utilisées lors de la procédure de démarrage. Elles indiqueront également la perte de signal (clignotement) et la surchauffe (toutes deux éteintes). LED1 reliée à la broche 7 du μ C indiquera également la réception de données par communication en RC5 avec un autre μ C. Le signal RC5-Tx sera envoyé à un autre μ C doté d'un écran LCD pour afficher les paramètres de démarrage utilisés ainsi que d'autres données lors du fonctionnement. Utilisez un PIC16F628A ou un 16F1847 équivalent comme décrit dans Elektor [1], sans l'émetteur RF. Si vous souhaitez voir les données du PIC en fonctionnement, elles pourront être transmises et reçues avec les modules RF décrits dans l'article mentionné. Le logiciel de réception RC5 pour le PIC16F1847 fait partie de cet article.

Pour activer la sortie RC5-Tx sur la broche K5a-1, la broche K5a-2 devra être maintenue au niveau haut lors du démarrage à l'aide d'une résistance de 1 k Ω reliée au 5 V. Attention : en utilisation normale avec les deux LED, K5a-2 devra être au niveau bas au démarrage, par exemple à l'aide d'une LED et d'une résistance de limitation de courant reliées à la masse.

Logiciel

Le logiciel permet une commande en vitesse qui conviendra à beaucoup d'applications. Chacune des deux procédures de démarrage prendra au moins trois secondes :

- Poussez le levier de la télécommande à fond, la LED *marche avant* s'illuminera. Dès qu'elle s'éteindra, placez le levier en position minimale. L'autre LED s'illuminera alors. Dès qu'elle s'éteindra ramenez le levier en position de repos. Cela pourra être la position centrale ou minimale. Il est primordial que vous puissiez voir les deux LED en même temps. Dans le cas contraire, montez une paire de LED supplémentaire à un endroit où vous pourrez les voir en même temps. Les positions minimale et maximale seront stockées en EEPROM.
- Placez le levier de commande en position de repos. Mettez le µC sous tension et ne touchez pas au levier pendant au moins 3 s. Les positions minimale et maximale seront alors lues depuis l'EEPROM.

La position centrale pourra également être un peu au dessus du minimum, permettant de freiner en inversant le sens de rotation du moteur dans le cas d'un modèle de voiture de course. Pensez à vérifier le sens de rotation du ou des moteur(s) lors de la première utilisation.

En général, lorsque le récepteur RC est hors de portée de l'émetteur, le moteur continuera avec la dernière commande reçue. En utilisant la communication RC5 comme expliqué plus bas, vous pourrez changer ce comportement pour que le moteur s'arrête dans ce cas (et que les deux LED clignent).

Lorsque les positions centrale et minimale sont les mêmes, le moteur ne sera commandé que dans un sens (marche avant). Cela peut être utilisé sur les voitures de course et les avions. Dans ce cas, le programme stoppera la MLI si le modèle se trouve hors de portée pendant plus de 140 ms (7 impulsions RC). Je vous recommande de tester ce comportement régulièrement.

Une MLI de 0 % pendant 500 ms permettra de ne pas avoir de (trop) gros pics de courant lors des changements soudains du sens de rotation du moteur. Chaque moteur doit vaincre sa friction de démarrage et nécessite une MLI minimale pour démarrer. Le programme utilise la valeur typique de 30 %. Le signal de surchauffe en pro-

Liste des composants

Résistances

R1 = 1 kΩ
 R2 = 1 kΩ (pour le récepteur IR)
 R3 = 100 Ω (pour le récepteur IR)
 R6 = 10k Ω

Condensateurs

C1, C4, C8 = 100 nF
 C3 = 100 nF (directement sur le moteur)
 C5 = 1-10 nF
 C6 = 100 µF 25 V
 C7 = 10 µF 25 V, céramique, CMS, e.g. AVX-18123D106KAT2A (Farnell 1327761)

Semiconducteurs

ZD1 = diode zener 5,1 V
 D2 = 1N4148 (pour le récepteur IR)
 IC1 = PIC12F1840
 IC2 = ADP3624ARDZ ou ADP3624ARDZ-RL (SOIC)
 IC3 = L7805CV
 TSOP31236 (version 36 kHz) relié à K2

Divers

K1, K3 = borniers à vis à 2 voies au pas de 5,08 mm
 K2 = barrette sécable à 3 voies au pas de 2,54 mm
 K4 = barrette sécable à 10 voies (2 x 5) au pas de 2,54 mm
 K5 = bornier à vis à 3 voies au pas de 5,08 mm
 K6 = point test
 circuit imprimé 130259-1

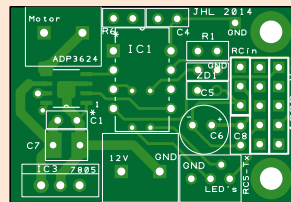


Figure 3. Circuit imprimé ; le pont ADP3624 se trouve entre les connexions pour le moteur et C1. La carte mesure 38,1 x 26,4 mm. RC-in pourra être utilisé pour l'entrée RC5-Rx.

venance du pont entraîne l'arrêt du moteur qui ne pourra redémarrer que lorsque la température aura baissé. Les deux LED seront alors éteintes. Le pont possède une hystérésis pour ce signal. J'ai remarqué qu'il était nécessaire de filtrer les signaux RC, surtout lorsque plusieurs émetteurs sont présents dans la zone. Une moyenne glissante est utilisée avec une constante de temps à 50 % de 60 ms (trois impulsions RC). Douze impulsions RC sont utilisées pour la moyenne glissante, ce qui prend environ $12 \times 20 = 240$ ms. En théorie, 93 % de l'évolution sera réalisée dans ce temps pour un saut de position. Au final on obtient un peu de filtrage tout en conservant une réponse rapide, nécessaire pour les avions en particulier. Vous trouverez les détails, mises à jour et codes source sur [2].



Le micrologiciel de ce projet a été développé avec Flowcode 6 pour PIC (disponible sur www.elektor.fr)

Communication IR

Le changement des paramètres du microcontrôleur décrit plus haut nécessite une interface de communication. Le choix d'une interface RS232 a été écarté à cause de ses mauvaises capacités de synchronisation : seul le bit de démarrage est utilisé. C'est pour cela que j'ai retenu une communication infrarouge avec le protocole RC5 : la synchronisation qui se produit au milieu de chaque bit est bien meilleure. Les émetteurs IR RC5 sont très répandus chez les particuliers. L'adresse RC5 n'est pas utilisée et n'importe quel émetteur pourra donc convenir. Seuls les boutons de commande (6 bits) sont décodés.

Le signal RC5-Rx arrive sur la même broche (4, port A3 d'IC1) que les impulsions RC. Retirez l'entrée RC et reliez-y le récepteur RC5. L'utilisation du RC5 sera reconnue automatiquement grâce à son niveau haut au repos ; les impulsions RC utilisent un niveau bas. Le logiciel est très flexible et non seulement les durées de bit officielles du protocole RC5 de $2 \times 889 \mu\text{s}$ seront détectées, mais aussi des impulsions beaucoup plus courtes.

La sortie RC5-Tx sera disponible sur la LED reliée à la broche 7 (port RA0 d'IC1) si l'autre LED reliée à la broche 3 (port A4 d'IC1) est maintenue au 5 V à l'aide d'une résistance de 1 k Ω lors du démarrage (le 5 V est disponible sur la broche 2 de K4a/b p. ex.).

RC5-Tx diffère du protocole officiel par deux aspects :

- Le protocole est proche du protocole RC6 qui permet la transmission d'octets (8 bits) et d'entiers (16 bits). Notre protocole utilisera 2 bits de démarrage, un octet et trois entiers.
- La durée de bit utilisée est de $2 \times 255 \mu\text{s}$, soit la fréquence maximale utilisable par

l'émetteur RF décrit en [1]. Chaque transmission prendra $(2+8+3 \times 16 = 58 \text{ bits}) \times 0,5 = 29 \text{ ms}$.

Cela nécessite un programme RC5-Rx spécifique pour le PIC16F1839 relié à l'écran LCD que vous trouverez dans l'archive téléchargeable gratuitement [4].

Circuit imprimé

Tous les composants (traversants et CMS) sont montés côté composants du petit C.I. (**fig. 3**). Fixez le pont de commande en soudant une patte puis les autres. Utilisez de la tresse pour retirer les excès de soudure. La broche 1 de l'ADP3624 est indiquée par le point gris sur son boîtier. Il y a au-dessous de la puce une surface destinée à assurer le contact thermique avec le PCB. À cet endroit, grattez la couche de protection sur la carte. Montez ensuite C7, le condensateur céramique de 10 μF . La broche 1 du μC PIC se trouve en haut à gauche. À droite du PIC, les composants sont, de haut en bas : R1, ZD1 (masse à droite), C5 et C6. Juste à côté, il y a K3 (trois broches de l'entrée RC) et C8. À droite du C.I. vous trouverez le connecteur de programmation à 10 voies (2×5) K4. Le connecteur pour LED K5 possède trois trous de fixation supplémentaires juste au bord du C.I. La broche de masse K6 en haut à droite est optionnelle mais très pratique lors des tests.

Jetez un œil à la vidéo [3] de test du C.I. ; RS232 était alors encore utilisé pour la communication et la carte EB006 pour la programmation ICSP.

(130259 – version française : Kévin Petit)

Liens

[1] liaison RF modulaire à code Manchester, Elektor sept. 2013 : www.elektor-magazine.fr/120049 et www.elektor-magazine.fr/120187

Remarque : le PIC16F628A a été remplacé par un PIC16F1847 équivalent. La programmation se fait en reliant Vpp sur la broche A5, Vdd, GND, Clock sur la broche B6 et Data sur B7. B0 est l'entrée/sortie RC5/RC6. Les signaux Data DB4...DB7 du LCD seront reliés à A0-A3, RS à B4 et E à B5. Normalement une résistance de 1k Ω est reliée entre VDD et MCRL.

[2] Jan Lichtenbelt : Remote Speed Control of DC Motors, Matrix Multimedia article MX040: www.matrixmultimedia.com/article.php?a=677 et mises à jour www.matrixmultimedia.com/mmfforums/viewtopic.php?f=36&t=11613

[3] Vidéo de pré-test du C.I. (version avec RS232, maintenant remplacé par RC5) : <http://youtu.be/TSJCCADYKsE>

[4] Documentation et logiciel supplémentaires : www.elektor-magazine.fr/130259

du tac au tag

Sur le site elektor.labs, les projets portent désormais des étiquettes qui en facilitent la recherche.



Clemens Valens
(elektor.labs)

La question du temps semble réglée depuis 1967 : il passe à raison d'une seconde toutes les 9.192.631.770 périodes de la radiation correspondant à la transition entre les deux niveaux hyperfins de l'état fondamental de l'atome de césium 133, dixit la Conférence générale des poids et mesures (CGPM) qui se tenait cette année-là. Si ces messieurs n'ont pas retenu de chiffre rond, genre 9 ou 10 GHz, c'est (aussi) pour ne pas trop s'éloigner de la durée *historique* de la seconde, basée jusqu'alors sur des phénomènes astronomiques [2]. La découverte, qui en 2012 valut leur prix Nobel aux physiciens David Wineland et Serge Haroche, à savoir l'observation directe de particules quantiques individuelles sans les détruire, pourrait d'ailleurs conduire à une nouvelle révision de la définition de la seconde.

Depuis ses premiers numéros, Elektor a toujours accordé une place de choix aux horloges. Sur elektor.labs, cet engouement se confirme. Les projets de mesure du temps qui y sont proposés peuvent être regroupés comme suit :

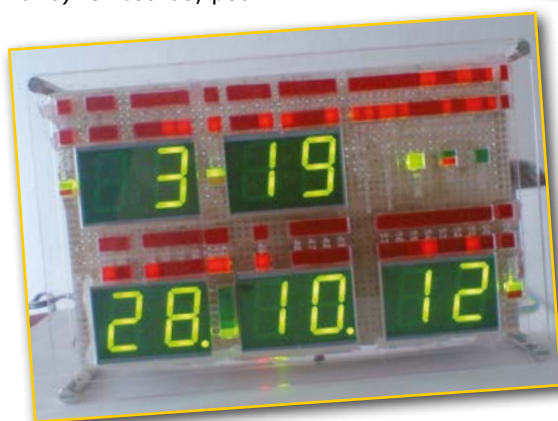
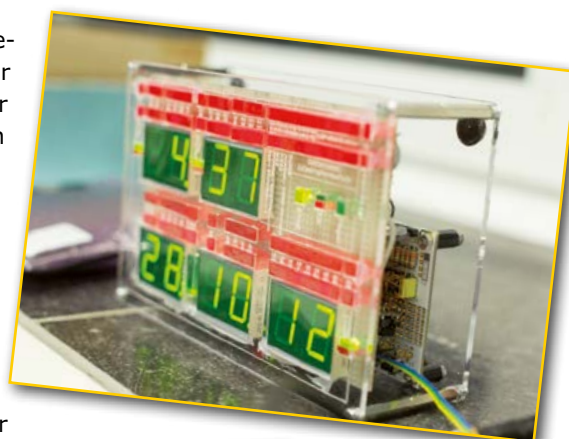
Les beaux objets : ce sont les horloges qui en mettent plein la vue, avec des tubes nixies p. ex., ou avec une hélice, comme **CLIC clock**.

Les instruments de précision : quand c'est la précision qui prime, ce sont des applications liées aux systèmes de localisation (GPS) ou aux signaux horaires radiodiffusés (DCF77, France Inter) ou encore les puces avec horloge en temps réel (RTC).

La programmation : pour apprendre la programmation d'un FPGA ou d'un μC , ou même d'un PC, rien de tel qu'un sujet lié au temps : il y a de tout et pour tous les niveaux, depuis le comptage des secondes (facile) jusqu'au calendrier perpétuel (hum...).

Accessoires : petits projets, généralement construits autour d'une puce RTC, pour donner l'heure à un montage autonome.

Tous ces projets vous attendent [1]. Pour les trouver, il y a des étiquettes (ou des mots-clés... ou des *tags* si vous êtes anglo-mane). *Of course*, pour



la recherche, il y a une fonction sur le site elektor.labs, qui vous répondra du *tac au tag*. Et il y a le nuage d'étiquettes dans la colonne de droite (*Popular Tags*)... Cliquez sur le lien [more tags](#). Choisissez celui qui se rapproche de votre centre d'intérêt et vous verrez tous les projets apparentés.

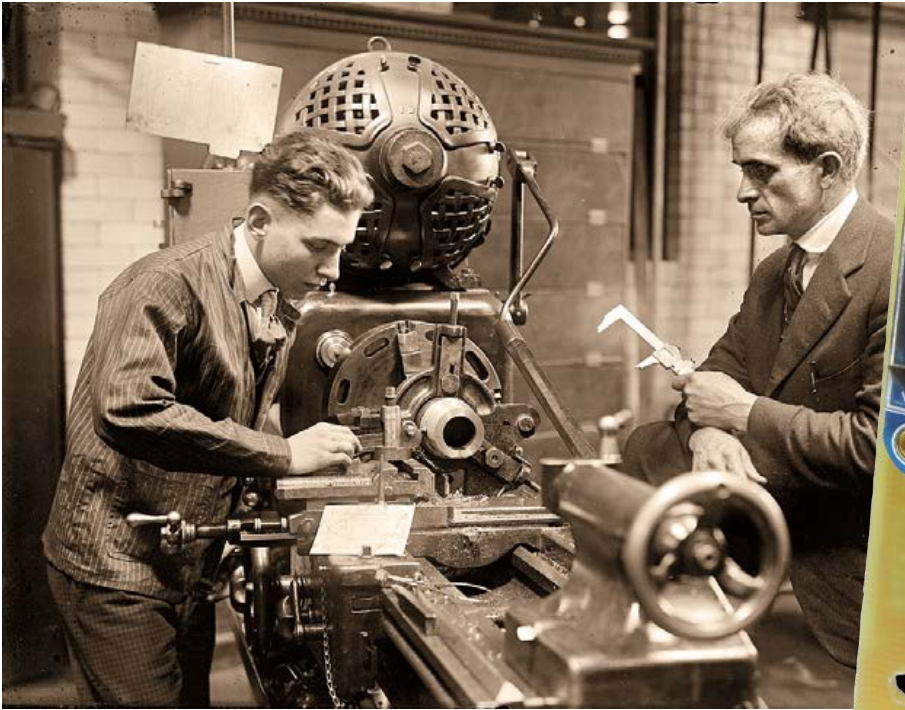
(140060)

Liens

- [1] www.elektor-labs.com/tags/time
- [2] www.louisg.net/temps.htm

tachymètre pour machine-outil

Arduino Micro & OLED au menu



Andre Jordaan
(Suisse)

Enfin un moyen non invasif et entièrement électronique de mesurer la vitesse de rotation de votre tour ou fraiseuse, numérique ou traditionnel(le). Au top de la technologie, Arduino et afficheur OLED en témoignent, cet appareil possède également une horloge comptabilisant sa durée de mise sous tension.

Attention aux utilisateurs de tours Bridgeport et fraiseuses : contactez un bidouilleur en électronique et faites-lui construire ce circuit pour vous.

Attention aux utilisateurs d'Arduino : construisez ce circuit pour un propriétaire de tour Bridgeport de votre entourage et vous obtiendrez sans doute l'accès à sa coûteuse machine.

Nous allons utiliser un couple LED infrarouge/phototransistor comme capteur pour ajouter à votre machine-outil favorite un affichage de la vitesse de rotation de son arbre.

Sans prétendre vous faire un cours de mécanique, je tiens toutefois à m'assurer que les électroniciens que vous êtes sont conscients que la vitesse de rotation joue un rôle prépondérant pour tout ce qui coupe, perce, fraise, finit ou polit du métal, du bois, du verre ou, plus récemment, des plastiques durs, du téflon et du caoutchouc. Lorsque l'on usine une barre d'acier cylindrique par exemple, la vitesse utilisée pour dégrossir la pièce à l'aide de l'outil A avec un angle x peut être considérablement différente de celle que l'on utilisera bien plus tard pour usiner finement la surface à l'aide de l'outil B avec un angle y . Dans les deux cas, la vitesse de

l'axe devra être réglée et vérifiée par l'opérateur à l'aide des engrenages ou du réducteur (boîte de vitesses) disponible(s) sur la machine.

Pour le mécano, la vitesse de rotation à laquelle son onéreuse machine opère est l'équivalent des volts et ampères de l'ingénieur électronicien. Trompez-vous de vitesse ($\hat{=}$ tension) et vous risquez de détruire de précieux matériaux ($\hat{=}$ MPU ARM 64 bits), l'objet en cours de création ($\hat{=}$ système de développement Linux) et/ou un tour Bridgeport à 50.000 \$ ($\hat{=}$ analyseur logique à 128 bits de LeCroy) : vous voulez à tout prix éviter ça. À partir de maintenant, lorsque j'écrirai broche ou arbre, je parlerai bien évidemment du mandrin (à 3 ou 4 mors), de la tête d'alésage, fraise à queue, du tampon de polissage, de la mèche, du taraud, etc., étant donné que ces outils sont tous solidaires de l'arbre ou de la broche du tour ou de la fraiseuse.

Fonctionnement

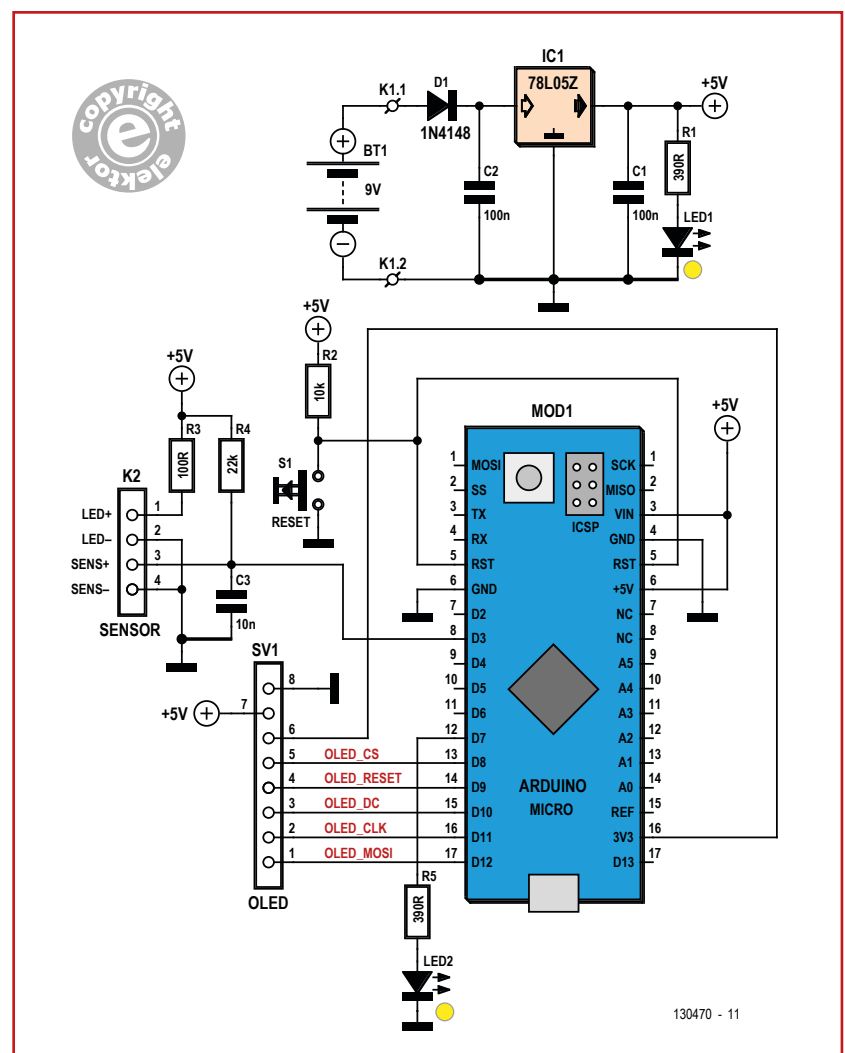
Comme souvent quand un microcontrôleur est de la partie, le schéma (fig. 1) ne vous éclairera pas beaucoup sur le fonctionnement ou le but du circuit. En fait vous pourriez très bien être devant le tout dernier compteur d'alligators de la NASA (ils pullulent à Cap Canaveral) sans vous en rendre compte. Le faible nombre de composants s'explique par l'utilisation de la carte Arduino Micro MOD1 qui fait que beaucoup de choses sont commandées par logiciel plutôt que par des composants discrets. L'Arduino Micro sera tout d'abord programmé avec le micrologiciel du projet via son connecteur micro USB.

La tension d'alimentation non régulée issue d'une pile alcaline 9 V 6LR22 (ou un bloc secteur 7 V à 9 V) arrive sur K1 avant d'être réduite à 5 V par le régulateur IC1. LED1 indique sa présence. Le module d'affichage OLED (*organic light emitting diode*) d'Adafruit [1] est relié directement au connecteur à huit voies SV1. Il s'agit d'un module graphique monochrome, alimenté en 5 V (depuis le même régulateur IC1) et d'une résolution de 128 x 64. Vous pourrez peut-être utiliser d'autres modules OLED, mais, dans ce cas, faites attention au brochage.

Le signal issu du couple LED infrarouge/phototransistor (tel que celui disponible chez Yourduino [2]) relié à K2 est la seule entrée du circuit. La LED contenue dans le composant est une fois de plus alimentée par le 5 V via R3. Elle restera illuminée tant qu'il sera présent. Le signal qui sort de la broche SENS+ du phototransistor,

reliée au 5 V à travers la résistance de rappel R4, attaque l'entrée INT/D3 de la carte Arduino Micro. Un morceau de ruban adhésif noir mat sera collé autour de l'arbre de la machine, sans oublier de laisser un petit trou (d'environ 3 mm). Lorsque la lumière émise par la LED est réfléchiée par l'arbre à l'endroit du trou, elle illumine le phototransistor qui entraîne le passage au niveau bas de SENS+ jusqu'à ce que la lumière de la LED cesse d'être réfléchiée. C'est donc la durée séparant les fronts montants de SENS+ qui nous renseignera sur la vitesse de rotation de l'arbre. Rappelez-vous bien qu'à cause de la boîte de vitesse que les tours et fraiseuses comportent, la vitesse de l'arbre n'est pas celle du moteur. L'Arduino Micro peut-être remis à zéro à l'aide de S1 pour forcer l'exécution depuis le début du micrologiciel.

Figure 1. Schéma de notre tachymètre de précision pour tours et fraiseuses. Toutes les mesures et les commandes sont gérées par l'Arduino Micro.



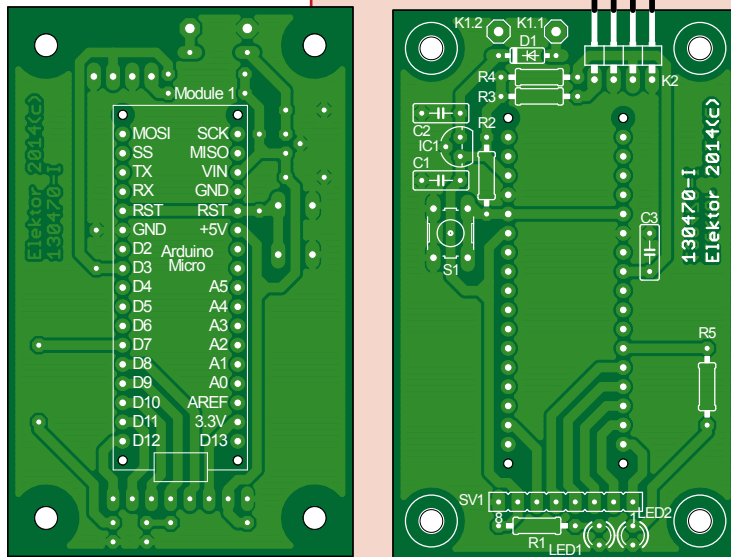


Figure 2. Circuit imprimé conçu par le labo Elektor.

Liste des composants

Résistances

R1,R5 = 390 Ω 5%, 0,25 W
 R2 = 10 k Ω 5%, 0,25 W
 R3 = 270 Ω 5%, 0,25 W
 R4 = 22 k Ω 5%, 0,25 W

Condensateurs

C1,C2 = 100 nF 10%, 100 V, au pas de 5 mm
 C3 = 10 nF 10%, 100 V, au pas de 5 mm

Semiconducteurs

IC1 = 78L05Z
 LED1 = LED jaune 3 mm
 LED2 = LED 3 mm, couleur au choix, optionnelle, voir texte

Divers

MOD1 = Arduino Micro, Farnell/Newark # 2285194
 S1 = bouton poussoir à monter sur C.I., 6 x 6 x 9,5 mm
 SV1 = connecteur femelle à 8 voies pour barrette sécable
 K2 = connecteur femelle à 4 voies pour barrette sécable
 K1 = connecteur à fils pour pile 9 V
 capteur optique à réflexion, un TCRT5000 par exemple
 afficheur graphique monochrome 25 mm 128 x 64 , Adafruit
 #326 (UG-2864HSWEG01)
 support DIL à 34 broches pour Arduino Micro (et ses rallonges)
 circuit imprimé 130470-1

Listing 1. Extrait de Firmware.ino

```
//fonction appelée à chaque impulsion
void interrupt_rpm_time()
{
  // current_interrupt_time = micros();
  // if (micros() - previous_interrupt_time > (1/fMax))
  {
    current_interrupt_time = (micros() - previous_interrupt_time);
    previous_interrupt_time = micros();
    // Serial.print("+");
    // Serial.println(current_interrupt_time);
    // digitalWrite(ledPin, HIGH);
  }
}

void calc_run_Time()
{
  //calculating running time
  unsigned long elapsed;
  unsigned long over;
  elapsed=millis();
  h=int(elapsed/3600000);
  over=elapsed%3600000;
  m=int(over/60000);
  over=over%60000;
  s=int(over/1000);
  ms=over%1000;
}
```

Enfin, le rôle de la LED2 présente sur la sortie D7 de l'Arduino Micro est laissé à votre imagination ; je vous suggère OVER REV (survitesse) ou CALL KEITH (appeler Keith) [4].

Logiciel

La lecture du programme *Firmware.ino* est chaudement recommandée si vous souhaitez comprendre les tenants et les aboutissants de la mesure, ainsi que la manière dont il a été développé et ajusté. Je l'ai richement commenté dans ce but.

Les utilisateurs d'Arduino sauront comment transférer le fichier contenu dans 130470-1.zip (téléchargeable gratuitement [3]) sur la carte Arduino Micro.

Le programme Arduino guette les fronts montants sur l'entrée INT1 et en utilise cinq pour calculer le temps moyen entre deux fronts. Les maths viennent ensuite à la rescousse pour calculer la vitesse de rotation en tours par minute ou *rpm* (*revolutions per minute*) avant de l'envoyer à l'afficheur OLED.

Vous trouverez ici un extrait du programme dans le **listing 1**. Ce dernier contient la partie chargée de gérer les interruptions déclenchées par le signal du capteur ainsi que le code calculant la durée de mise sous tension de l'appareil à partir de son horloge interne.

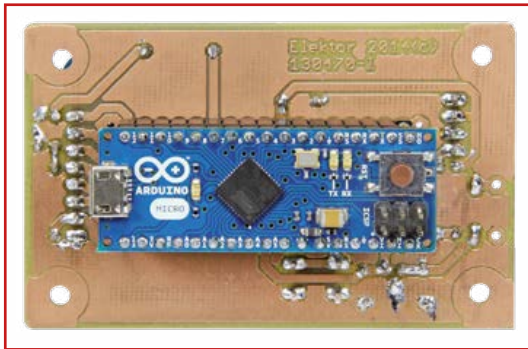


Figure 3. La carte Arduino Micro enfilée côté soudure de la carte tachymètre (prototype).

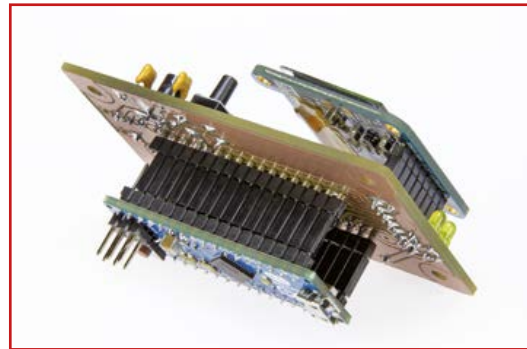


Figure 4. Il y a une carte de chaque côté de la carte principale : un Arduino Micro côté soudure, et un afficheur OLED d'une diagonale de 25 mm de l'autre. Vous remarquerez l'utilisation de rallonges SIL pour obtenir l'espacement désiré.

Construction & utilisation

Le circuit imprimé conçu par le labo Elektor n'accueille que des composants traversants (**fig. 2**). Mieux vaut laisser la programmation, la soudure et le câblage aux électroniciens et la mise en boîtier et l'installation du capteur réflectif près sur l'arbre de leur tour ou fraiseuse aux mécaniciens. Si vous êtes fan de mécatronique, vous pourrez vous charger des deux.

Un optocoupleur à fourche associé à un ergot placé au bon endroit sur l'arbre de la machine pourrait convenir, mais serait plus difficile à monter, voire invasif. Si l'arbre de votre machine ne réfléchit pas suffisamment la lumière, collez-y un petit morceau de papier blanc.

L'Arduino Micro se branche à l'arrière (côté soudure) de la carte tachymètre (**fig. 3**), l'afficheur OLED de l'autre côté (**fig. 4**).

À la mise sous tension, l'Arduino Micro s'initialise, affiche le logo d'Elektor et « Elektor Electronics » (*sic*), puis « Tachometer by A. Jordaan » au-dessus de la version du micrologiciel (**fig. 4**). Ensuite la vitesse en *rpm* est affichée ainsi que la durée de mise sous tension de l'appareil (vous allez pouvoir faire comme les pros et faire payer vos clients).

À vous de jouer

Le matériel et le logiciel du projet sont ouverts et rien ne vous empêche de personnaliser l'un ou l'autre (pour remplacer p. ex. ce malencontreux *c* par un *k*). Le matériel pourrait être adapté pour prendre en charge différents types de capteurs comme les modèles à effet Hall. Vous pourriez également en faire un compteur de pas, un

compte-tour pour modèles d'avion, un mesureur de pourcentage de MLI ou afficher une animation pilotée par un événement. Il devrait également être facile d'ajouter des voies supplémentaires ou un actionneur, un relais par exemple. Ce que j'aimerais faire, c'est envoyer l'impulsion de comptage à Mach 3, le logiciel de commande de ma fraiseuse à commande numérique.

(130470 – version française : Kévin Petit)

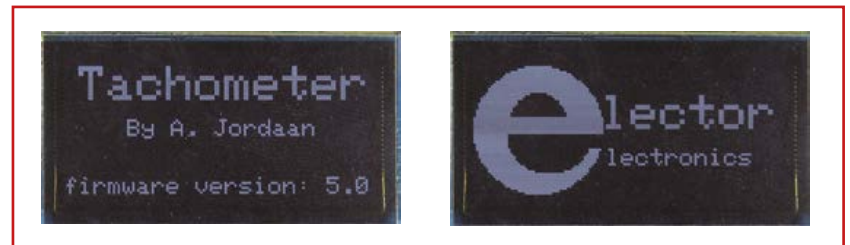


Figure 5. L'écran de démarrage du tachymètre. L'afficheur OLED devrait se sentir à sa place parmi toutes les loupiotes et les appareils que l'on trouve dans un atelier de mécanique du XXI^e siècle.

Liens

- [1] Afficheur OLED : www.adafruit.com/product/326
- [2] Capteur infrarouge à réflexion : http://yourduino.com/sunshop2/index.php?l=product_detail&p=217
- [3] Le micrologiciel de l'Arduino Micro : www.elektor-magazine.fr/130470
- [4] La chaîne YouTube de Keith Fenner : www.youtube.com/user/KEF791

LCR-mètre 0,05 % : retour d'expérience

Jean-Jacques Aubry
(Ollioules)



L'intérêt manifesté par nos lecteurs pour le LCR-mètre de précision présenté par Elektor en mars, avril et mai 2013 [1], avec piqûre de rappel en octobre de la même année, fut une bonne surprise, perçue par toute l'équipe comme un encouragement. C'est un signal qui ne trompe pas qu'une réalisation aussi pointue suscite un tel engouement. Cette publication a obtenu la confiance de centaines d'entre vous qui avez réalisé l'appareil avec succès. Rappelons que le LCR-mètre est toujours disponible sous forme de module assemblé et testé [3].

On ne louera jamais assez les bénéfices de l'interaction directe, sur le forum d'Elektor [2], entre l'auteur de cette réalisation et ses lecteurs, qu'ils aient eux-mêmes réalisé le montage ou qu'ils envisagent encore de le faire. Ces échanges polyglottes et fructueux ont été l'occasion pour l'auteur de compléter l'information donnée dans les articles et de la rectifier là où c'était

nécessaire et même d'améliorer son logiciel. Nous ne saurions trop recommander la lecture de ces échanges, notamment dans la partie internationale du forum, plus précisément dans la rubrique *Test & Measurements* sous le titre anglais *500ppm LCR meter*. Le présent article en réunit les informations essentielles.

Sélection du port

Le port choisi par le menu *Port/Sélectionnez le port...* est sauvegardé dans le fichier des préférences (AU2011 X.Y.Z.ini).

Avec la version initiale du logiciel AU2011 (version 2.1.2), une fois le port choisi et ouvert, le menu *Port/Sélectionnez le port...* est désactivé.

En cas de mauvais choix de port (ce qui peut arriver si plusieurs appareils sont connectés au même ordinateur) le programme ouvre bien le port mais n'arrive pas, et pour cause, à communiquer avec un appareil qui n'est pas le LCR-Mètre. Il est alors impossible de sélectionner

un autre port. Le seul moyen d'y arriver était de détruire ce fichier des préférences. Une solution radicale mais pas idéale ! À partir de la version 3.0.0, l'ajout d'un menu *Port/fermer le port* permet de refermer le mauvais port pour en sélectionner un autre.

Impossible de se connecter au port COMx

L'antipathique message *Impossible de se connecter au port COMx* peut apparaître alors que la connexion est bonne et que le numéro de port est correct, si une deuxième instance du programme AU2011 est lancée, la première n'étant pas fermée ! Il est en effet impossible de se connecter à un port déjà occupé.

Fonctionnement avec une alimentation USB

Quelques personnes ont rencontré un problème avec le LCR-Mètre en mode « autonome », alimenté avec une alimentation USB. La majorité de ces alimentations ont les lignes D+ et D- soit polarisées à une tension d'environ 2 à 3 V, soit simplement connectées ensemble.

Pour que le circuit FT232R (U19) du LCR-mètre valide le régulateur U15, il faut que sa sortie $\overline{\text{SLEEP}}$ soit au niveau logique 1. Ce n'est pas le cas si ces deux lignes sont en l'air. Dans ce (rare) cas, il faut les connecter l'une à l'autre (coté alimentation) ou changer de modèle d'alimentation !

Mode Autonome et PC

Pour utiliser le LCR-Mètre en mode autonome mais alimenté par un câble USB connecté à un PC, ne pas oublier d'appuyer sur une des touches du module d'affichage avant de mettre sous tension

par SW1. Dans le cas contraire, le LCR-mètre démarre en mode PC ; il affiche brièvement le message « Bootloader v 2.1 », puis plus rien !

ESR (Equivalent Series Resistance)

Le LCR-Mètre mesure les composantes *en phase* et *en quadrature* du DUT, c'est-à-dire la résistance série R_s et la réactance série X_s . Les autres paramètres (Z , ϕ , R_p , X_p , Q , D ...) en sont tous déduits par calcul.

Dans le cas d'un condensateur de forte valeur (quelques dizaines à milliers de μF) la résistance série R_s correspond bien à son ESR, à condition d'effectuer la mesure à une fréquence très inférieure à sa fréquence de résonnance (l'inductance série d'un tel condensateur n'est pas négligeable). Il faut faire la mesure à 1 kHz ou même 100/120 Hz pour ces très fortes valeurs.

Incohérence de la mesure dans les gammes extrêmes

Quelques rares lecteurs ont signalé un phénomène étrange et impossible à reproduire lors de la mesure de résistance de forte valeur (50 M Ω et plus) avec une valeur pratiquement doublée à 10 kHz, ou de condensateur de faible valeur (100 pF) avec une grande instabilité de cette valeur à 100 Hz.

Ceci est causé par une instabilité de la boucle de régulation de U16 (LT1611), et ne dépend que de l'exemplaire du LT1611 implanté.

Le signal normal en sortie 1 de U16 (fréquence d'environ 1,8 MHz) apparaît sur la **figure 1a**. La **figure 1b** le montre en présence de cette instabilité.

Quand cela se produit on constate, à l'oscilloscope, un fort niveau de bruit en sortie de U6 (TP6), ce qui perturbe la mesure.

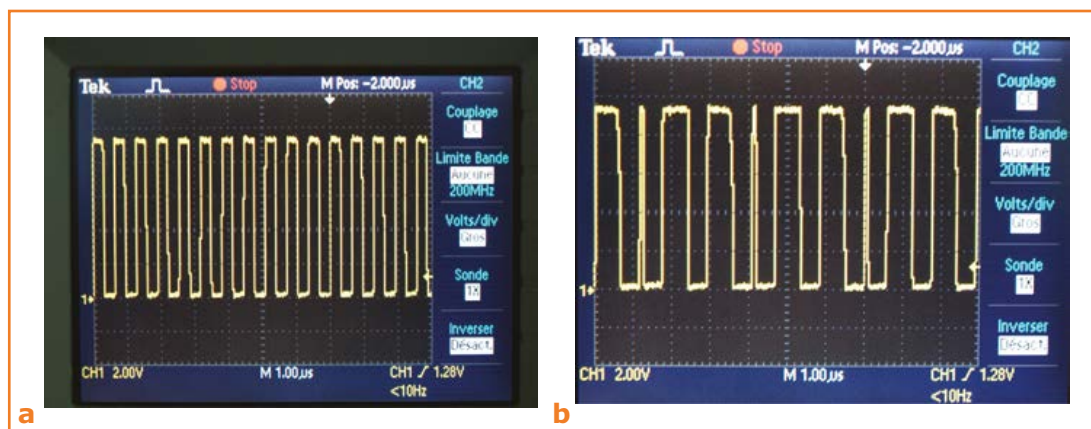


Figure 1. Les dispersions de certains paramètres du LT1611 (gain de l'amplificateur d'erreur intégré, de température, etc.) peuvent causer une instabilité (1a) qui perturbe les mesures.

Une des solutions consiste à remplacer le LT1611, en espérant tomber sur un exemplaire moins virulent !

La vraie solution est d'intercaler dans la liaison entre les broches 5 (V_{in}) et 4 (SHDN) de U16 (fig. 2a), un circuit RC (39 k Ω et 1 μ F) afin que

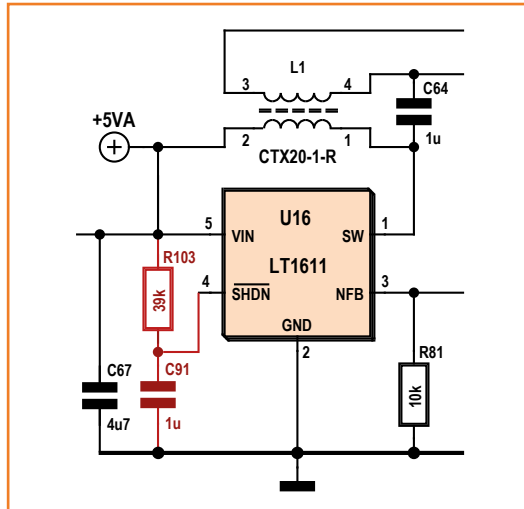


Figure 2a.
La solution la plus sûre consiste à retarder le démarrage du LT1611 avec un réseau RC (soft start).

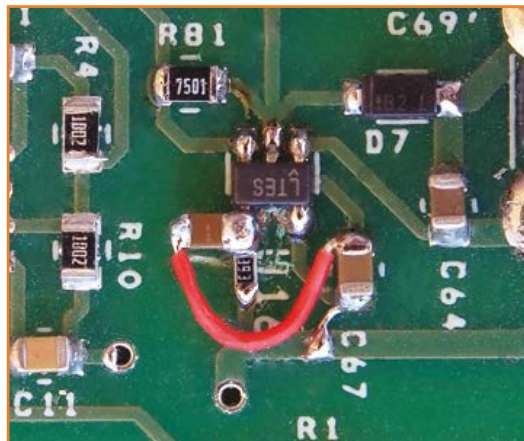


Figure 2b.
La modification de la carte pour ajouter le réseau RC de la figure 2a n'a d'utilité que si vous constatez le bruit de la figure 1b.

U16 effectue un démarrage lent (soft start). Il est facile de modifier la carte (fig. 2b) comme suit :

- couper la piste entre les broches 4 et 5 de U16, ainsi que la piste entre la broche 4 et V_{in}
- reconnecter la broche 5 à V_{in} , au niveau de C67
- souder une résistance de 39 k Ω (0603 ou 0805) entre la broche 4 et V_{in}
- souder un condensateur de 1 μ F (0805) sur la broche 4, et connecter par un fil son autre borne à C67, côté masse.

Mesure d'inductances RF

Quelques lecteurs ont été déçus par les résultats des mesures d'inductances de valeur inférieure à 200 nH (inductances CMS pour radiofréquences). À la fréquence de 10 kHz, une inductance idéale de 100 nH présente une réactance de 6,28 m Ω . Une inductance réelle possède en plus une résistance série de plusieurs dizaines de m Ω . Le facteur de qualité Q de cette inductance est donc très inférieur à 1 et c'est sa résistance série qui devient le paramètre principal, la réactance n'étant que le paramètre secondaire affecté d'une imprécision bien plus grande !

De plus, l'utilisation de câbles de mesure, mêmes courts, ne permet pas d'effectuer un SHORT/TRIM efficace ; il suffit de bouger très légèrement un câble pour voir la valeur mesurée changer de plusieurs (dizaines de) nH.

(140069)

Liens

[1] LCR-mètre 0,05%

1^{ère} partie Elektor n°417, mars 2013, www.elektor-magazine.fr/110758

2^e partie Elektor n°418, avril 2013, www.elektor-magazine.fr/130022

3^e partie Elektor n°419, mai 2013, www.elektor-magazine.fr/130093

Importante mise à jour Elektor n°424, p.62 oct. 2013, www.elektor-magazine.fr/130337

[2] forum international <http://goo.gl/y6zDNU>

forum français <http://goo.gl/rYOCXy>

[3] module LCR-mètre assemblé, www.elektor.fr/500-ppm-lcr-meter-main-board

modules LCR-mètre en version autonome (avec afficheur)

www.elektor.fr/500-ppm-lcr-meter-kit-with-main-board-and-lcd-board

NFC : communication sans fil en champ en rapproché avec la carte de membre d'Elektor



En tant que membre de la communauté d'Elektor, j'ai ma carte GOLD (1) dans laquelle se trouve une puce NFC de type *Mifare*. De l'examen que j'en ai fait à contre-jour avec une forte lampe, je n'ai évidemment rien tiré d'intéressant. Comme je ne disposais pas d'un appareil qui connaisse la communication en champ rapproché (*near field communication*), j'en étais resté là. Maintenant que j'ai une tablette *Nexus 7* dotée d'une fonction NFC, j'ai voulu savoir si elle était active en permanence.

La réponse m'a été donnée par un petit test fait avec un circuit résonnant. Comme la NFC travaille en 13,56 MHz, j'ai confectionné une antenne en enroulant 15 spires de 40 mm de diamètre et soudé une LED au bout. La fréquence de résonance colle grosso modo (2). Et quand

je tiens l'antenne contre la tablette, la LED clignote. D'où l'on déduit que la fonction NFC est active en permanence. Puisque la tablette cherche à communiquer, je lui propose maintenant la carte Elektor GOLD et... elle répond aussitôt : le navigateur internet est lancé aussitôt et ouvre la page www.elektor.com. C'est donc comme ça que ça marche !

Burkhard Kainka
(Allemagne)

Malheureusement la technique de la communication en champ rapproché n'a pas connu en Europe l'essor escompté. Le livre *Catch the Sun* (3) édité par Elektor est un autre exemple d'application innovatrice de la technique NFC ; certaines des étiquettes NFC qu'il comporte sont d'ailleurs programmables par l'utilisateur. Ce que je n'ai pas manqué de vérifier après m'être renseigné sur la manière de faire. Je me suis procuré une application idoine sous la forme de *TagWriter* de NXP, le fabricant des puces *Mifare* (5 et 6). Cette app me révèle aussi le type d'informations que l'on peut écrire soi-même.

Charité bien ordonnée, je commence par un signet vers mon propre site. Pour programmer une puce, il suffit de la présenter à la tablette. Je choisis une des dernières pages du livre et... bingo, le navigateur démarre. Et comment faire pour la modifier ? Avec l'application, j'essaie de remplacer le lien par du texte. Et ça fonctionne : une fenêtre s'ouvre dans le navigateur pour afficher le texte.

Retour case GOLD. J'essaie de modifier le lien et constate qu'ici il y a moins de place pour mes données, mais... ça fonctionne aussi, à condition de ne saisir que l'URL proprement dite, sans description.

Me voilà familiarisé avec la technique NFC. Essayez à votre tour et, le cas échéant, faites-nous part des idées que ça vous donne.

(130216)



12^e jour : les bus

Neil Gruending
(Canada)

Aujourd'hui nous allons voir comment utiliser des bus dans vos schémas DesignSpark.

La dernière fois, nous avons exploré les schémas à pages multiples et l'outil de croisement de connexions à travers un exemple un peu plus complexe. Nous allons continuer sur ce thème et apprendre à utiliser les bus dans nos schémas.

Différents types de bus

Si les bus sont courants dans les schémas, c'est sans doute parce qu'ils permettent de grouper graphiquement des signaux, ce qui facilite

la lecture des schémas. Ils sont habituellement représentés par une ligne épaisse de laquelle partent des connexions nommées individuellement (**fig. 1**). La ligne bleue est le bus et celles qui la rejoignent sont les signaux étiquetés Data0 à Data5. Regardons de plus près les deux types de bus qui existent dans DS : les bus ouverts et fermés.

Un bus ouvert n'est pas associé de manière forte à des signaux, il ne s'agit que d'une ligne sur le schéma. Les liens à un bus ouvert se font avec les noms des signaux qui apparaissent automatiquement lorsque vous les y reliez (**fig. 2**). Lorsque j'ai dessiné les connexions des résistances au bus, DS a automatiquement ajouté l'angle de 45 ° à leur extrémité ainsi que les noms des signaux. Si vous effacez le bus, toutes les connexions aux résistances le seront également. Vous pouvez changer le nom des signaux en cliquant avec le bouton droit et en sélectionnant *Change Net*.

Un bus fermé est plus intelligent et se comporte comme un contenant rassemblant des signaux ; seuls ces signaux-là pourront y être reliés. Depuis la fenêtre de propriétés qui apparaît en cliquant avec le bouton droit, vous pourrez transformer un bus ouvert (par défaut) en un bus fermé. Vous pourrez alors cliquer sur le bouton *Add Net* pour faire apparaître la fenêtre d'ajout de signal *Add Net to Bus* (**fig. 3**). Une liste des signaux du schéma vous sera présentée (N0001 à N0004 ici) et vous pourrez choisir de les ajouter au bus. Si vous souhaitez ajouter un nouveau groupe de signaux dont le nom se termine par un nombre, comme un bus d'adresses, utilisez l'option *New Nets*. Par exemple, si vous souhaitez un bus d'adresses de 16 bits, vous pouvez saisir les noms A0 to A15 ; les signaux seront créés lorsque vous cliquerez sur le bouton *Add To List*.

Bus ouverts ou fermés ?

Quel type de bus utiliser ? La réponse n'est pas évidente : chacun de ces bus a ses avantages. J'ai tendance à préférer les bus fermés pour les gros bus,

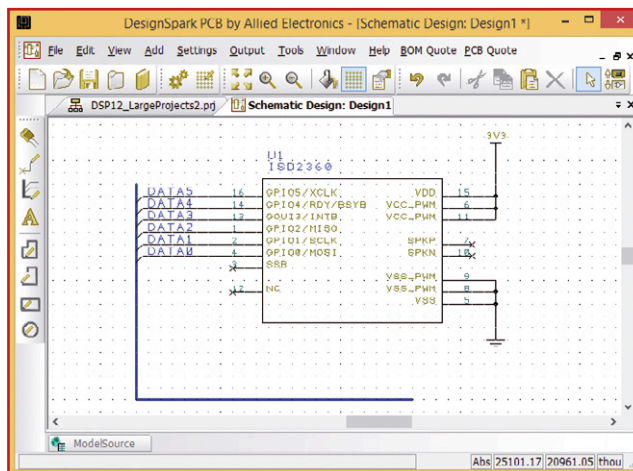


Figure 1.
Exemple de schéma avec des bus.

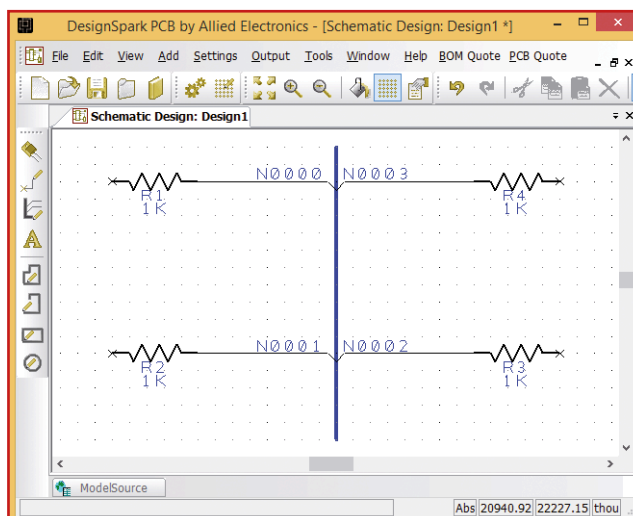


Figure 2.
Un bus ouvert.

comme les bus de données, et les bus ouverts pour les petits bus comme les bus SPI. Mais la manière dont DS les traite pourrait également influencer votre décision.

Les bus fermés peuvent être copiés et ils conservent alors toutes les associations aux signaux, cela peut être très pratique pour les grands bus. Faites toutefois attention lorsque vous les copiez d'une page à l'autre : la règle de nommage des signaux standards s'applique et il faudra donc penser à changer le nom par défaut Nxxxx. Aussi, lorsque vous collez un bus, DS détectera que les noms des signaux existent ailleurs dans le schéma et vous demandera si vous souhaitez fusionner les signaux. Le plus souvent vous répondrez oui.

Un autre avantage des bus fermés dans DS est la possibilité de les sonder à l'aide de l'outil de croisement de connexions. Lorsque vous sondez un bus fermé, l'outil de croisement passera en revue tous les bus fermés du projet associés aux mêmes noms. C'est très pratique pour voir où un bus est utilisé dans un projet.

Les bus ouverts peuvent également être copiés, mais tout ce que vous copierez, dans ce cas, c'est la ligne qui représente le bus. Vous pourrez également utiliser l'outil de croisement sur un bus ouvert, sauf que vous ne pourrez sonder chaque signal qu'individuellement, au lieu de sonder l'ensemble du bus.

Travailler avec les bus

Lorsque vous ajoutez un bus à un schéma, une ligne continue sur laquelle vous pourrez effectuer des connexions se dessine. DS créera automatiquement l'angle de 45 ° au point de connexion ; vous pourrez contrôler la taille de la ligne de connexion depuis la fenêtre *Bus Defaults* du menu *Settings*. Il est également possible de changer la direction de la ligne de connexion en cliquant dessus puis en utilisant la touche F (commande *flip*). L'un des inconvénients des bus est le risque de manquer une connexion et se retrouver avec un signal en l'air d'un côté. DS ne possède pas d'outil de vérification des connexions du schéma et l'outil DRC de vérification des règles de conception de circuits imprimés (*Design Rule Check*) ne vous sera d'aucune aide. Il reste la vérification manuelle de votre projet. La façon la plus simple est d'ouvrir le fichier de projet DS puis de produire un rapport des connexions (*Generic Netlist*) depuis le menu *Output* → *Reports*. Faites-le depuis le fichier de projet ; si vous le

faites depuis le schéma, le rapport ne contiendra que les signaux qui se trouvent sur la page active. La **figure 4** montre un rapport pour un projet comportant un bus fermé avec les signaux D0 à D3 et un bus ouvert avec les signaux A0 à A1 reliés aux résistances R1 à R7. Le rapport permet de repérer facilement que les signaux D2, D3 et A1 ne possèdent qu'une connexion. Vous remarquerez également que le signal D0 possède 3 connexions ce qui, suivant le projet, pourrait indiquer une erreur.

Conclusion

Les bus ouverts et fermés de *DesignSpark* sont faciles à ajouter aux schémas et chacun possède ses points forts. L'aide en ligne de DS comporte plus de détails sur l'implémentation et l'utilisation des bus. La prochaine fois nous jetterons un coup d'œil à certaines fonctions avancées de *DesignSpark PCB*.

(140058 – version française : Kévin Petit)

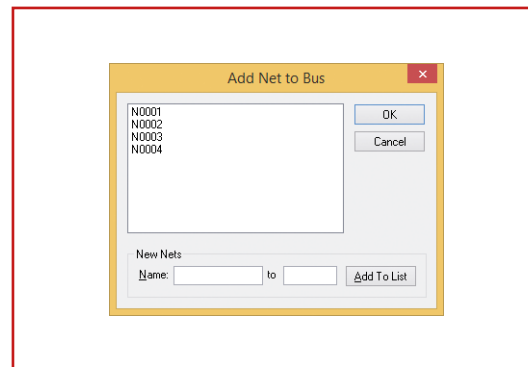


Figure 3.
Fenêtre d'ajout de signaux

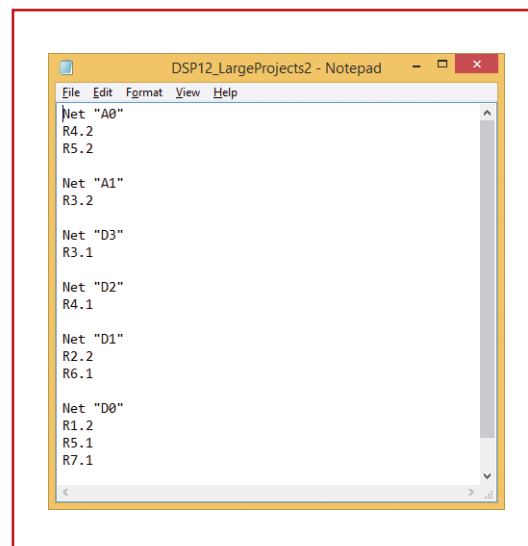


Figure 4.
Rapport de connexions.

régie Cue Light

bon pour l'image...

bon pour le son...

moteur... **ACTION !**

John Baraclough
(Royaume-Uni)



Pour coordonner l'action des techniciens en coulisse et des acteurs sur scène, et pour assurer la fluidité d'une représentation théâtrale ou d'un spectacle, la régie utilise une discrète signalisation lumineuse, dite *Cue Light*. À des moments fixés d'avance, pour coordonner les mouvements du spectacle, le régisseur de plateau envoie des signaux, de préférence très simples. Voici une version perfectionnée d'un tel pupitre, commandé par microcontrôleur.

D'habitude, on trouve sur un *Cue Light* un bouton d'*acceptation* par lequel l'opérateur répond au régisseur qu'il est prêt. Aujourd'hui, dans beaucoup de salles, l'usage de l'intercom sans fil (par casque et micro) a pris le pas sur la signalisation lumineuse ; celle-ci reste

indispensable quand le silence est requis ou que le port du casque d'écoute ou de l'oreillette n'est pas souhaité.

De nombreux protocoles existent sur le sens de chaque témoin lumineux. Le vert sert généralement à donner le coup d'envoi (*Go*). Le

jaune, s'il y en a un, ou le rouge clignotant, invite à se tenir prêt (*Stand By*). Le rouge permanent signifie que l'avertissement est bien reçu (*Ack*) ou qu'on n'attend plus rien, selon le protocole en usage. Témoins éteints, c'est la pause (*no cue*). S'il n'y a qu'une seule lampe, on l'allume pour avertir et on l'éteint au moment de l'action.

Pourquoi une régie ?

De tels produits sont commercialisés [1], [2]. La plupart disposent de canaux multiples, chacun

avec ses boutons d'avertissement, d'action et d'extinction. Ce qui suppose un pupitre avec pléthore de boutons et témoins devant le régisseur. Je suis parti d'une autre idée : utiliser jusqu'à quatre blocs (je les appelle *bus*) de boutons d'alerte et d'action, plus un seul d'extinction complète (ou partielle s'il y a plus d'un canal).

En principe, il n'y a pas de limite du nombre de cartes de canal dans le système, chaque

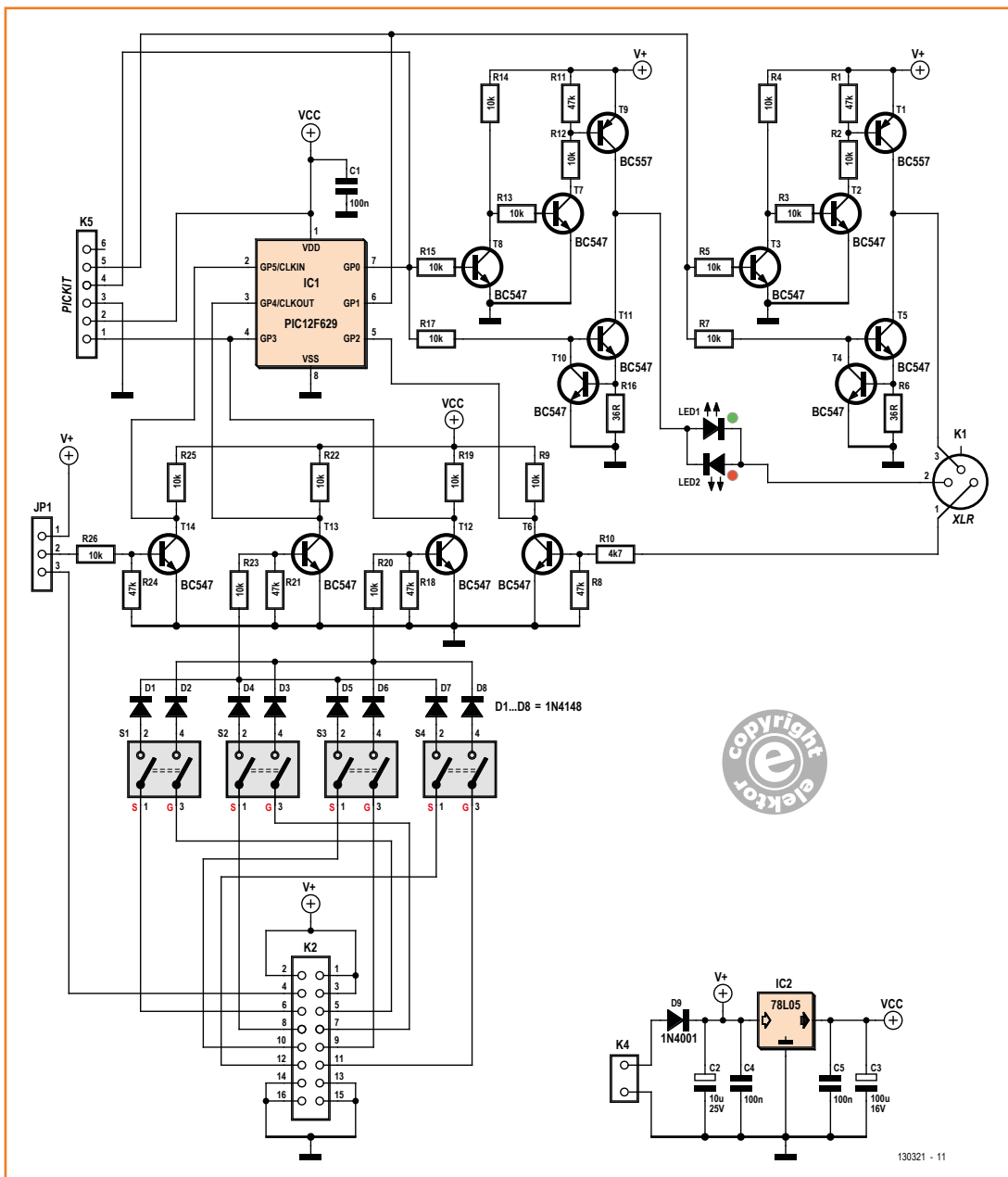


Figure 1. Le schéma de la carte de canal avec comme assistant du régisseur un μC PIC. La communication avec les autres cartes de canal s'opère par le connecteur K2.

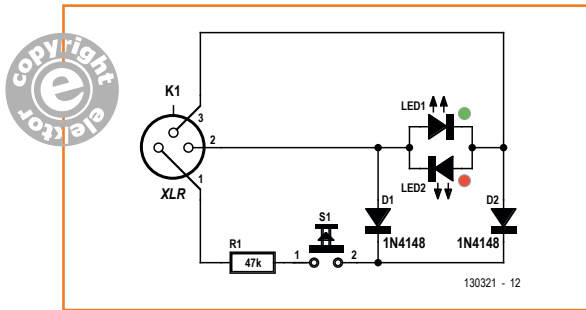


Figure 2. La carte secondaire est totalement passive.

To clear or not to clear...

Le choix d'utiliser le bouton *Clear* (extinction) est laissé à l'appréciation du régisseur de plateau. Avec des acteurs et techniciens professionnels, il n'utilisera probablement pas cette fonction, sachant que les personnes concernées réagiront convenablement le moment venu. Avec des équipes moins expérimentées, il préférera laisser le « Go » allumé jusqu'à être sûr que la personne a répondu. C'est le cas avec les acteurs et techniciens de notre troupe : il vaut mieux laisser le vert allumé plus longtemps. Grâce à la fonction d'extinction, le régisseur n'a plus besoin de maintenir appuyé le bouton Go jusqu'à ce que l'intervenant ait pris l'action voulue ! Sur mon premier prototype, l'un des canaux du

canal dispose de quatre interrupteurs bipolaires unidirectionnels (S1 à S4) pour se brancher sur chaque bus. Toute carte de canal commande un circuit imprimé avec une LED rouge et une verte, plus un bouton de signalisation, si nécessaire.

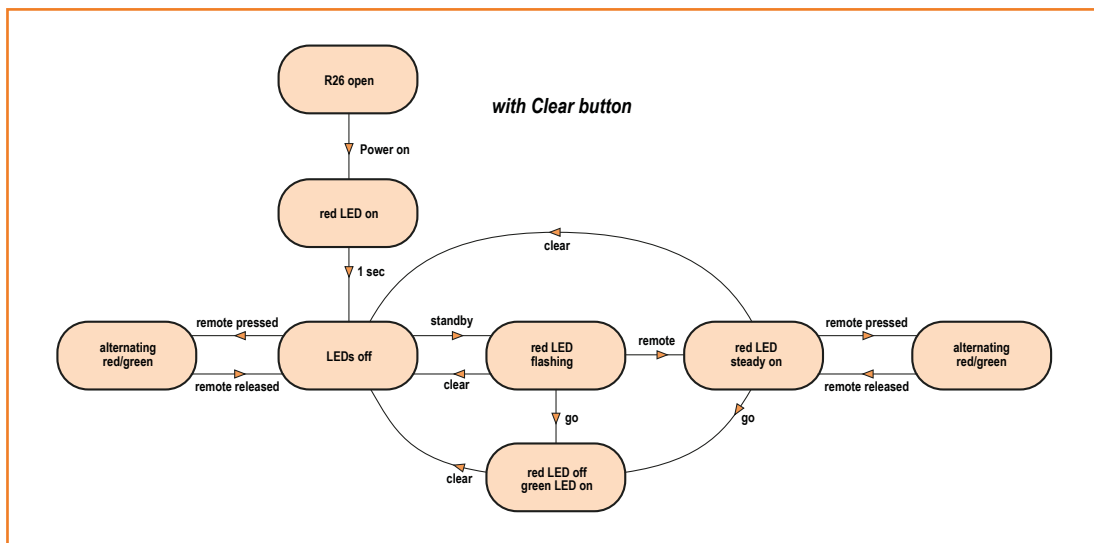


Figure 3. Diagramme d'états avec fonction Clear

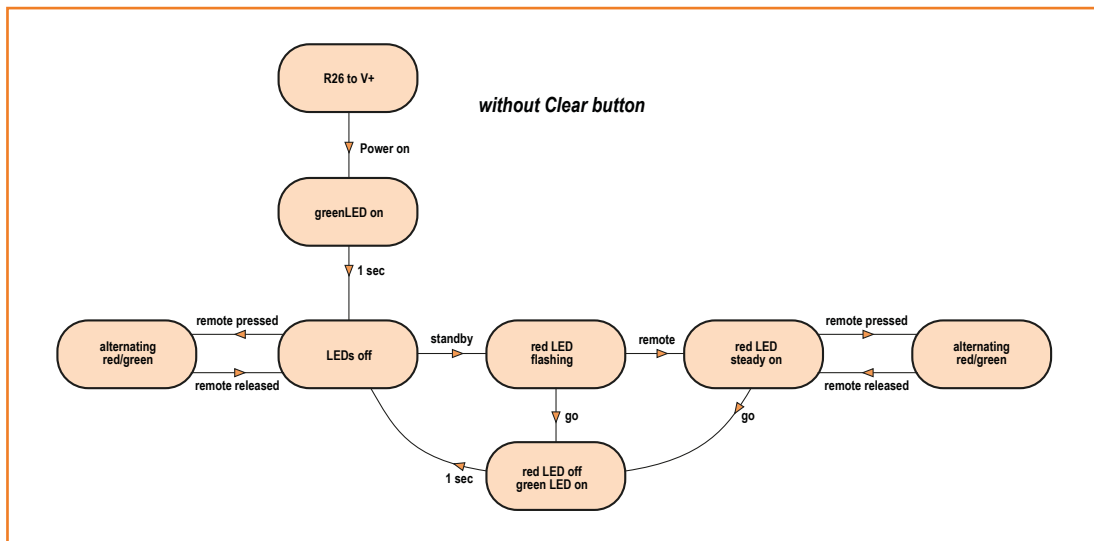


Figure 4. Diagramme d'états sans fonction Clear

convertisseur A/N servait à échantillonner un potentiomètre externe pour définir la période d'allumage de la LED verte après avoir relâché le bouton. J'ai montré ce modèle à deux régisseurs qui ont trouvé cette fonction peu utile, et qu'il valait mieux laisser la LED verte allumée tant que destinataire n'a pas réagi à la consigne. La modification du logiciel en ce sens était simple. La différence entre le PIC12F615 et le 629 est l'absence du CA/N qui n'est plus nécessaire.

Circuit et logiciel

Le schéma de la régie *Cue Light* est en deux parties : la carte de canal (**fig. 1**) et la carte secondaire, beaucoup plus petite (**fig. 2**).

La broche 2 de JP1 correspond à la broche 2 du PIC, c'est l'entrée Clear de la carte de canal. Le logiciel en teste le niveau au lancement, le fonctionnement ultérieur en dépend.

À ce moment, si la broche est liée à V+, le cavalier étant sur les picots 1 et 2, (la broche 2 de IC2 est polarisée à la masse), le logiciel n'y reviendra plus et la LED verte s'éteindra une

bonne seconde après que le bouton GO aura été relâché.

Si le cavalier est ôté avant le lancement, la broche 2 de IC2 est mise au niveau haut et la fonction Clear est autorisée. On l'active avec le bouton commun Clear branché entre V+ et la broche 4 sur le câble plat du bus relié à K2, à condition que le cavalier soit mis entre les picots 2 et 3 de JP1.

Au lieu d'utiliser les liaisons, on peut connecter un inverseur au cavalier JP1. Dans une position, il relie les picots 1 et 2, ce qui inhibe la fonction Clear. Dans l'autre, il relie les picots 2 à 3 et la fonction est accessible par la ligne commune de bus.

Deux diagrammes d'états montrent comment fonctionne une carte de canal selon le réglage de JP1 au démarrage : avec Clear (**fig. 3**) et sans Clear (**fig. 4**).

Le câblage de T1 à T5 et T7 à T11 pour la source de courant aurait été plus simple avec des transistors bipolaires ou FET pour commuter les LED. Mais l'alimentation à courant constant (0,6 V sur $36 \Omega = 17 \text{ mA}$), avec seulement deux

Figure 5.
Disposition des composants sur la carte de canal.

Liste des composants

Carte de canal 130321-1

Résistances :

R1, R8, R11, R18, R21, R24 = 47 k Ω 5 % 250 mW
R2, R3, R4, R5, R7, R9, R12, R13, R14, R15, R17, R19, R20, R22, R23, R25, R26 = 10 k Ω 5 % 250 mW
R6, R16 = 36 Ω 1 % 250 mW
R10 = 4,7 k Ω 5 % 250 mW

Condensateurs :

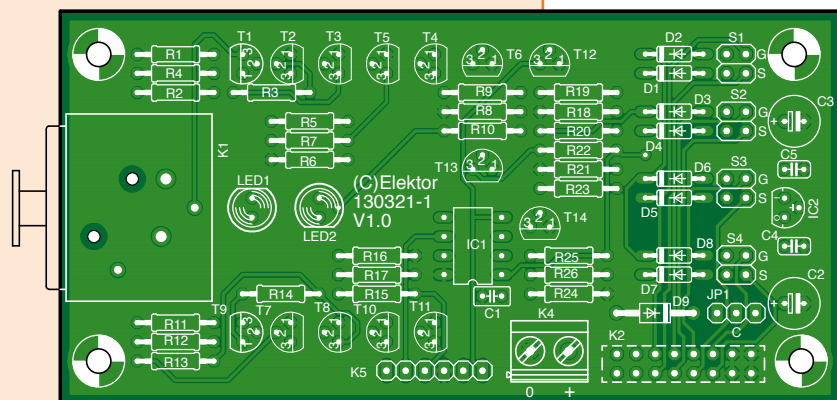
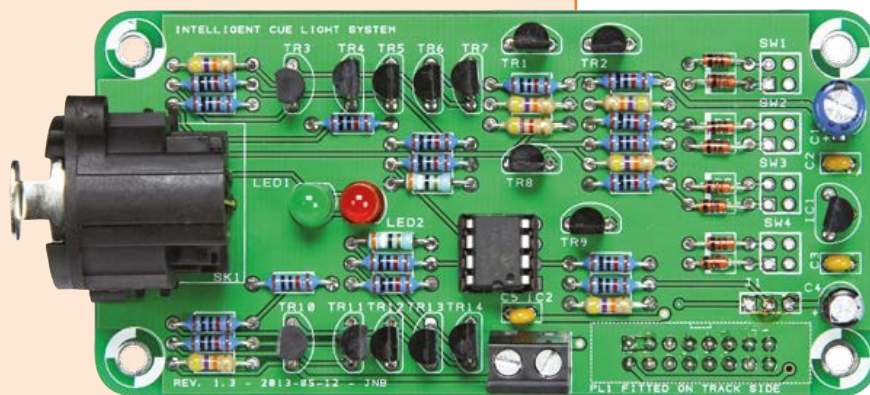
C1, C4, C5 = 100 nF 50 V
C2 = 10 μF 16 V radial
C3 = 100 μF 25 V radial

Semi-conducteurs :

D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8 = 1N4148
D9 = 1N4001
LED1 = faible courant, 5 mm, verte
LED2 = faible courant, 5 mm, rouge
T1, T9 = BC557
T2, T3, T4, T5, T6, T7, T8, T10, T11, T12, T13, T14 = BC547B
IC1 = PIC12F629-I/P, programmé réf. 130321-41 [3]
IC2 = 78L05

Divers :

K1 = prise XLR à 3 contacts, encartable
K2 = embase femelle à 16 contacts (2x8) au pas de 2,54 mm
K3 = embase à 3 picots au pas de 2,54 mm
K4 = embase à 2 picots au pas de 2,54 mm
K5 = embase à 6 picots au pas de 2,54 mm
circuit imprimé 130321-1 [3]



Listage 1. Extrait du code assembleur fichier .asm

```

;
; Main code starts here
;
MAIN

BSF STATUS, RP0           ; Select Bank 1

MOVLW TRISIO_DATA        ; Set port direction register
MOVWF TRISIO

MOVLW OPTION_DATA        ; Set OPTION register.
MOVWF OPTION_REG

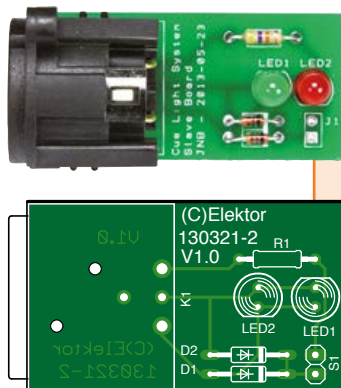
MOVLW ANSEL_DATA         ; No analog inputs.
MOVWF ANSEL

BCF STATUS, RP0          ; Select Bank 0

MOVLW GPIO_DATA         ; Initialize GPIO.
MOVWF GPIO

CLRF FLAGS                ; Initialize the file registers.
CLRF STATE_MACHINE
CLRF ACK_BUT_REG
CLRF GO_BUT_REG
CLRF SBY_BUT_REG
CLRF CLR_BUT_REG
CLRF PULSE_RELOAD
CLRF GPIO_VALUE_1
    
```

Figure 6. Disposition des composants sur la carte de secondaire.



transistors de plus, présente deux avantages. D'abord, la longueur des câbles n'influe en rien sur la luminosité des LED ; ensuite, on peut recycler n'importe quelle alimentation existante, pourvu qu'elle délivre entre 9 V et la limite du régulateur de 5 V, généralement 36 V. Pour un système portable, on appréciera l'avantage supplémentaire que si l'alimentation ne

suit plus, on dispose de différentes solutions de rechange.

Si la commande du câble est complexe, c'est dû à la nécessité d'alimenter en permanence les secondaires à distance pour la signalisation. Quand le système est inactif, la tension positive est envoyée aux deux broches de chaque LED, si

Liste des composants

Carte secondaire 130321-2

Résistances :
R1 = 47 kΩ 5 % 250 mW

Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4148
LED1 = faible courant, 5 mm, verte
LED2 = faible courant, 5mm, rouge

Divers :
K1 = fiche XLR à 3 contacts, encartable
S1 = bouton-poussoir circuit imprimé 130321-2 [3]



```

CLRF GPIO_VALUE_2
MOVLW TICKS_PER_50MS      ; Timer ticks for 50mS.
MOVWF TICK_COUNT

INT_ENABLE

MOVLW (1 << GIE)|(1 << T0IE) ; Enable Timer 0 & Global interrupts.
MOVWF INTCON

CHECK_CLEAR_BUTTON

BTFSC GPIO, CLR_BUT_BIT      ; Check if CLEAR button pressed (link is closed).
BSF  FLAGS, USE_CLR_BUT_FLAG ; Pin is high, so set the flag to use it.

MOVLW RED_LED_ON            ; Turn RED LED on.
BTFSS FLAGS, USE_CLR_BUT_FLAG ; If using CLEAR button then show RED LED.
MOVLW GREEN_LED_ON         ; Otherwise show GREEN LED.

MOVWF GPIO                  ; Write value to LEDs.
MOVLW TWO_SECONDS          ; Show the appropriate LED for two seconds.
MOVWF PULSE_COUNT

BSF  FLAGS, TIMER_FLAG

CHECK_CLEAR_BUTTON_2

BTFSC FLAGS, TIMER_FLAG      ; Wait for timer to finish.
GOTO CHECK_CLEAR_BUTTON_2

MOVLW BOTH_LEDS_OFF         ; Turn off LEDs.
MOVWF GPIO

```

bien que, même si aucune LED n'est allumée, le bouton d'acquiescement (Ack) garde la possibilité de signalisation en passant par les diodes d'isolement. L'une des alimentations positives doit être coupée quand une LED est allumée, ce qui demande des transistors supplémentaires. Pour une carte de canal complète, il faut 4 interrupteurs bipolaires à 2 directions pour la sélection des bus SB (veille) et GO auxquels elle doit répondre, plus un inverseur unipolaire pour l'extinction et éventuellement un bouton-poussoir si le canal doit être libéré individuellement. Toutes les cartes de canaux sont interconnectées par câble plat à 16 conducteurs sur K2, monté sur la face inférieure du circuit imprimé. K2 ne connecte pas seulement les canaux aux quatre bus SB/GO et le bus Clear principal, mais relie aussi toutes les cartes à l'alimentation. Une seule carte aura un

accès direct à l'alimentation sur K4. Dans bien des cas, on n'a pas besoin de tous les interrupteurs, l'étendue du système dépendra des conditions locales, du nombre d'intervenants, du genre de spectacle, etc.

Pour compléter l'inventaire, on se réfère à la figure 2 pour constater que chaque canal est relié à sa propre carte secondaire à distance au moyen d'un câble XLR à trois conducteurs. La carte secondaire ne doit être équipée du bouton-poussoir S1 que si le participant doit répondre qu'il est prêt ou si, pour une raison quelconque, il doit attirer l'attention du régisseur de plateau (par exemple en cas de trac, d'effondrement de la scène ou que sais-je...). Si ce bouton n'est pas nécessaire, la résistance R1 et les diodes 1N4148 D1 et D2 peuvent être omises sur la carte secondaire.

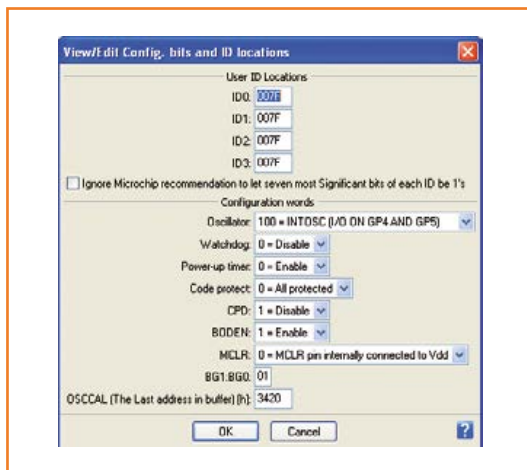


Figure 7. Programmeurs enthousiastes, tenez-vous-en à ces paramètres de fusibles et vous serez prêts pour la gravure !

En plus de cela, il faudra au maximum quatre boutons SB et quatre GO connectés aux bus, plus un pour l'extinction complète. Au total, cela représente un sérieux câblage quand on veut installer un système complet avec de nombreux canaux.

Le système se compose d'une ou plusieurs cartes de canaux et de cartes secondaires. Les circuits imprimés conçus par le labo Elektor (**fig. 5 et 6**) sont des circuits à double face pour recevoir des

composants traversants, dont la construction ne devrait pas effrayer le volontaire désigné par la Compagnie des Acteurs et Assistants de Scène, après un vote démocratique, évidemment.

Micrologiciel

Sur chaque carte de canal, un μC PIC12F629 programmé, disponible dans l'e-chope d'Elektor (réf. 130321-41). Autre solution, achetez des microcontrôleurs vierges chez votre fournisseur, téléchargez gratuitement le micrologiciel ou même le code assembleur sur le site d'Elektor [3] et procédez à la programmation avec une interface comme Microchip PICKit ou ICD connectée sur K5. Le **listage 1** donne un extrait du code et pour la programmation des fusibles, voyez l'écran de la **figure 7**.

(130321 - version française : Robert Grignard)

Liens

- [1] www.orbitalsound.com/sales-paging-gds.asp
- [2] www.leonaudio.com.au/16_channel_cue_light_mk4.pdf
- [3] www.elektor-magazine.fr/130321



nouveau livre www.elektor.fr/rpi



cool

Raspberry Pi

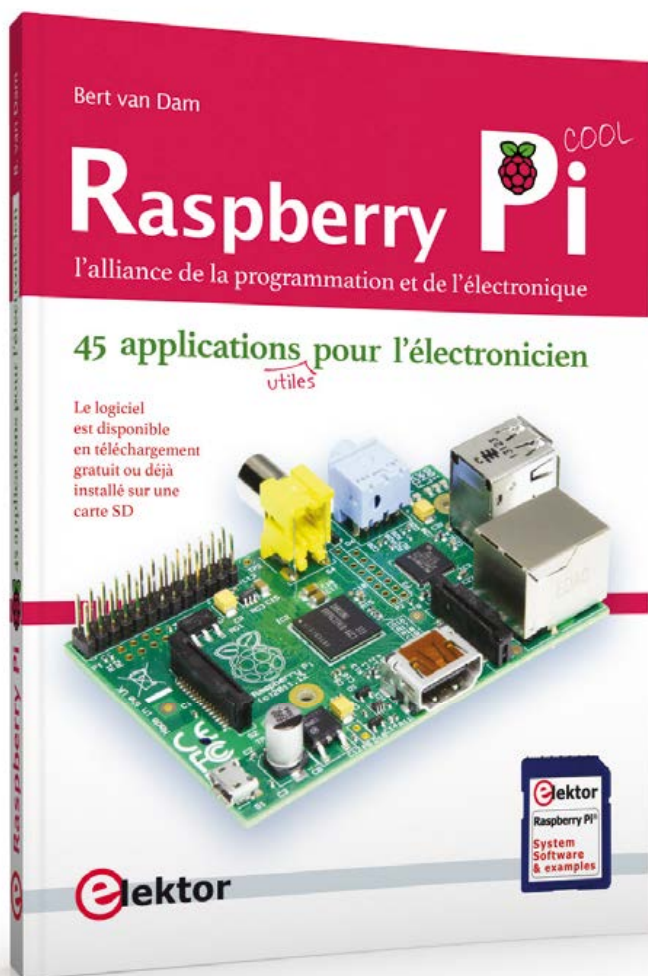
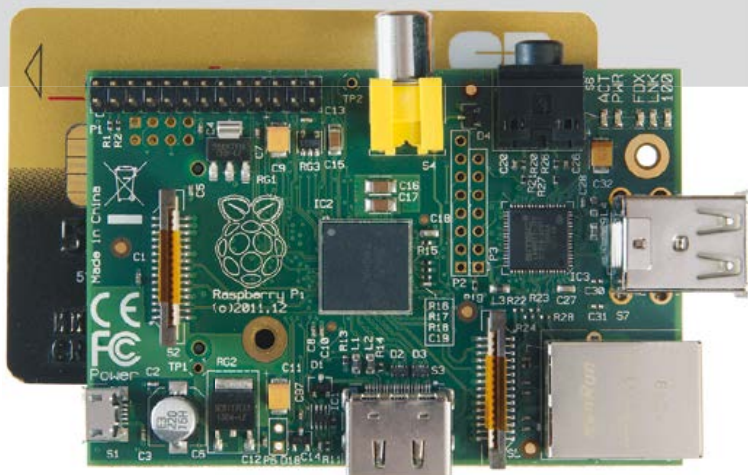
45 applications pour l'électronicien

offre spéciale

utiles

l'alliance de la programmation et de l'électronique

photo Jean-Paul Brodier



Avec le *Raspberry Pi*, pour quelques dizaines d'euros, vous disposez d'un ordinateur complet auquel vous pouvez connecter simplement toutes sortes de montages électroniques. Ce livre montre un des points forts – sinon la raison d'être – du *Raspberry Pi* : l'alliance de la programmation et de l'électronique. Le logiciel est gratuit. Après une introduction brève au système *Linux* et à la programmation en *Bash*, *Python* et *Javascript*, l'accent est mis sur *Python*, mais sans approfondir. L'auteur expose seulement ce qui vous est nécessaire pour comprendre les 45 projets captivants et les adapter à vos besoins. Du clignotant alternatif à la régulation de température, en passant par la commande de moteurs électriques, le traitement de

signaux analogiques et un luxmètre ; mais aussi des projets compliqués comme une régulation de vitesse de moteur, un serveur avec CGI, des applications client-serveur et des programmes *Xwindow*. Ce livre est un manuel de T.P. avec explications claires, schémas et photos de l'implantation sur une plaque d'essai. C'est aussi un cours : les solutions choisies sont expliquées. En réalisant les montages vous-même, vous apprendrez beaucoup sur le *Raspberry Pi*, *Python* et les composants utilisés ; vous pouvez aussi modifier ou combiner les projets et les étendre selon vos souhaits. Ce livre est enfin un ouvrage de référence. Même quand vous aurez réalisé tous les projets, il gardera longtemps une place à côté de votre *Raspberry Pi*.

Logiciel disponible en téléchargement gratuit ou installé sur une carte SD vendue séparément



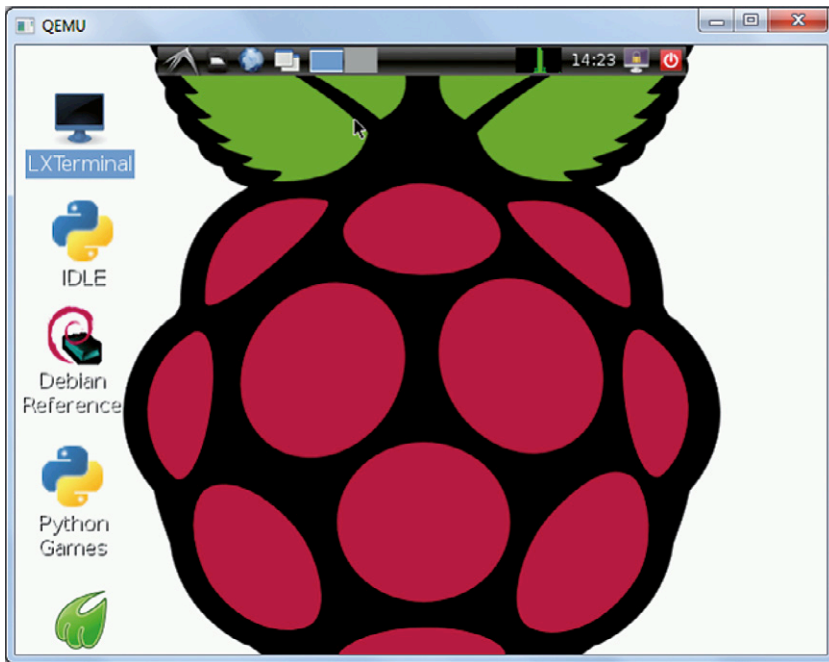
ISBN 978-2-86661-196-5 | 296 pages - 37,50 €

info et commande : www.elektor.fr/rpi

émulateur de Raspberry Pi

M. Jansee
(Pays-Bas)

Vous n'avez pas encore votre Raspberry Pi, mais vous êtes impatient de voir comment fonctionne cette plateforme si populaire ? À l'aide de l'émulateur de processeur *open-source* Qemu, il est possible d'émuler sur un PC Windows cet ordinateur monocarte au succès foudroyant.



Beaucoup de lecteurs d'Elektor ont déjà fait connaissance avec le Raspberry Pi au moyen de divers articles d'*elektor-post* [1] ou du livre de votre serveur *Raspberry Pi - 45 projets pour électronicien* [2]. Pour ceux qui ne se sont pas encore procuré de RPi, ou ne l'ont pas reçu, mais veulent jouer un peu dès maintenant avec ce petit système à tout faire, nous présentons ici la possibilité d'émuler le Raspberry Pi sur un PC *Windows*. Naturellement, l'émulation ne fonctionne pas à 100 %, parce que certaines ressources matérielles ne sont pas présentes physiquement, mais vous aurez tout de même un bon aperçu des possibilités. Pour simplifier les choses, le logiciel nécessaire peut être téléchargé du site Elektor. Pour ce qui est du système Linux qui tourne normalement sur le RPi, nous appuierons les explications qui suivent sur le système de la carte SD associée au livre

Raspberry Pi [2], mais vous pouvez aussi bien utiliser une autre distribution Debian pour le RPi.

- Allez sur le site Elektor [2], téléchargez le paquet logiciel *Qemu* et le programme *DiskImager*. Les deux programmes sont destinés à *Windows* de *Microsoft* (testés avec Win7 64 bits).
- Créez un nouveau dossier, p. ex. `c:\qemu`, pour y décompresser les deux paquetages. Vous n'avez pas besoin d'installer les programmes.
- Lancez le programme *DiskImager* pour faire une copie de la carte SD du livre. (Au lancement, *Windows* vous demande de confirmer que vous autorisez le programme à apporter des modifications à votre ordinateur. La réponse est « oui ». Un message d'avertissement désagréable peut suivre ; vous pouvez l'ignorer.)
Nommez la copie `rpibookbertvandam.img` et stockez-la dans le dossier `qemu`.
- Lancez le programme `fix.bat` dans le dossier `qemu` par un double-clic. L'émulation commence et s'arrête avec comme dernière ligne : `root@(none):/#`. C'est l'invite Linux.
- Tapez la commande suivante : `nano /etc/ld.so.preload`. C'est le lancement de l'éditeur *nano*, avec la ligne suivante (ou quelque chose qui y ressemble) : `/usr/lib/arm-linux-gnueabi/libcofi_rpi.so`. Transformez cette ligne en commentaire, en insérant un dièse (#) au début. Tapez `Ctrl-X` pour quitter, `y` pour sauvegarder, puis `Enter`.
- L'éditeur est fermé et vous êtes revenu à l'invite : `root@(none):/#`. Tapez la commande `halt`, `Enter` et attendez le retour de l'invite (ignorer le message d'erreur). Fermez la fenêtre avec la croix rouge en haut à droite.
- Lancez le programme `run.bat` dans le dossier `qemu` par un double-clic. Le programme charge maintenant automatiquement la copie de la

carte SD puis, après un certain temps, apparaît l'écran Raspberry Pi bien connu. Le message *failed* au chargement du système d'exploitation et les messages d'erreur au chargement de `libmod` sont normaux. Ils dénoncent l'absence de certains matériels recherchés par le logiciel (et naturellement présents sur le RPi réel).

Vous pouvez maintenant expérimenter *ad libitum* dans la fenêtre de l'émulateur. Il est même possible de parcourir les premiers chapitres du livre *Raspberry Pi* cité plus haut. Par contre, vous ne pouvez exécuter aucun projet électronique du livre, puisque *Qemu* n'émule que le *Raspberry Pi* et pas l'électronique du livre.

Si vous utilisez la souris dans la fenêtre d'émulation, ce sont les commandes de l'émulateur qui sont exécutées. Vous pouvez ramener la souris dans l'espace *Windows* en tapant la combinaison `Ctrl-Alt`.

Le programme d'émulation réclame de votre PC une puissance de calcul appréciable, c'est pourquoi il est possible que tout réagisse et fonctionne plus lentement que sur un RPi réel.

À partir de maintenant, vous pouvez démarrer l'émulation par `run.bat` et l'arrêter par `sudo shutdown -h now` dans une fenêtre de terminal ou par la barre de tâches et *Shutdown*. Attendez le message `system halted` avant de fermer la fenêtre.

130539 – version française : Jean-Paul Brodier

Liens ouèbe

[1] www.elektor-magazine.fr/post

[2] www.elektor.fr/rpi



Après avoir magnifiquement expliqué l'électronique aux débutants qui sèchent les cours, dans son livre qui porte le même titre, Rémy Mallard revient avec un nouveau livre dans lequel il présente ...

les microcontrôleurs PIC pour les débutants

qui veulent programmer sans patauger



Ce livre initie à la programmation des microcontrôleurs PIC avec des applications pratiques qui vont bien au-delà du simple chenillard à LED et couvrent un grand nombre de besoins. Après une introduction (pas trop longue) aux principes essentiels de la programmation, tu apprends à interfacer des capteurs avec un microcontrôleur, à acquérir et stocker des données, ou encore à établir une liaison USB ou Ethernet pour transmettre ces données. Rémy regroupe par chapitres les informations théoriques et pratiques nécessaires à la réalisation de chaque montage décrit.

Après la lecture, gagné par la bonne humeur communicative de l'auteur et fort de sa longue expérience (qu'il partage volontiers), tu n'auras qu'une seule envie : aller plus loin, créer toi-même des montages encore plus ambitieux (transposer le code dans d'autres langages, le porter sur d'autres plateformes de développement, t'attaquer aux PIC32)...

Le premier pas coûte, après ça va tout seul.

ISBN 978-2-86661-193-4 • 48,50 €

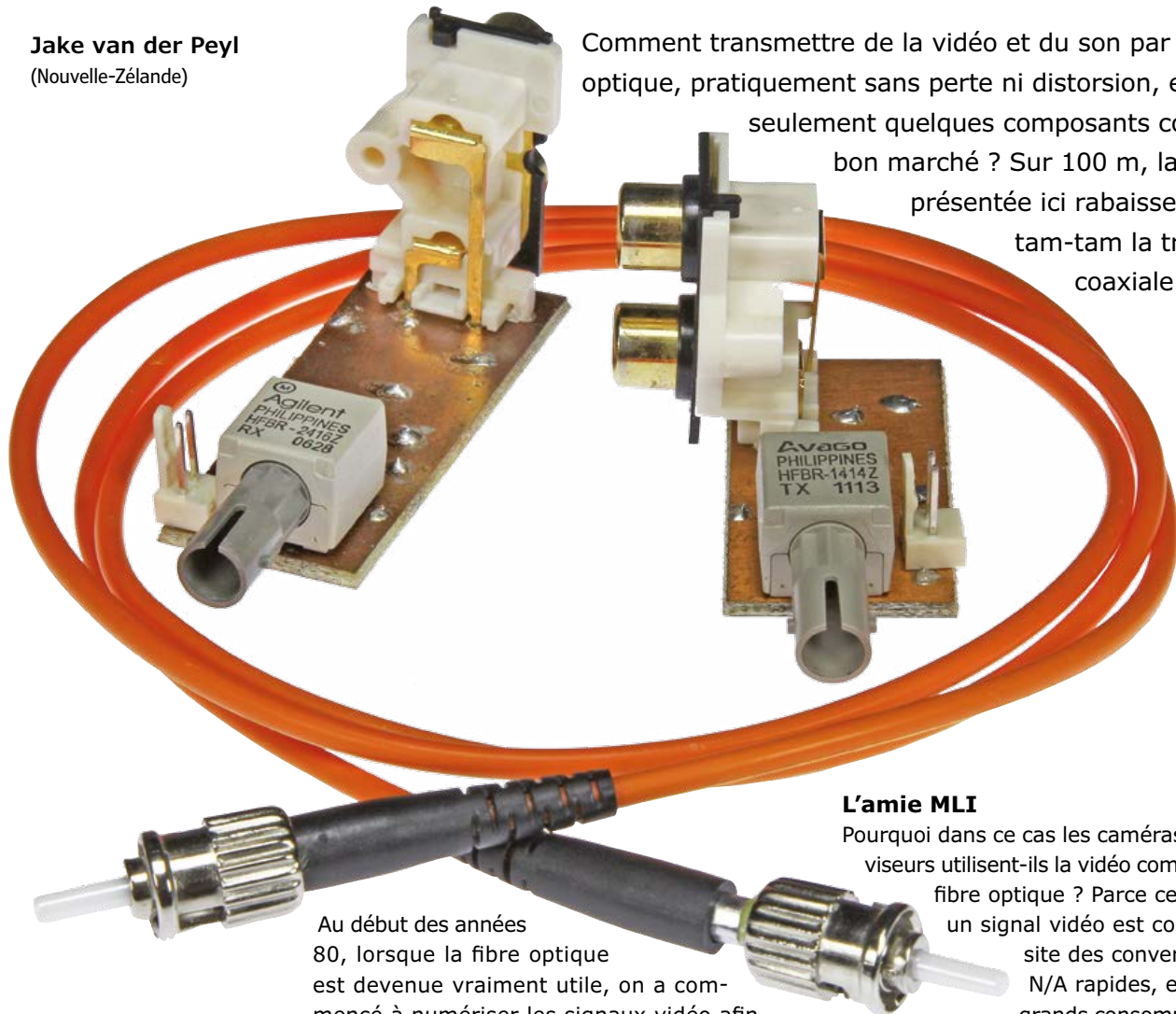
elektor **NOUVEAU** www.elektor.fr/debutPIC

vidéo par fibre

fréquence et budget bien modulés

Jake van der Peyl
(Nouvelle-Zélande)

Comment transmettre de la vidéo et du son par fibre optique, pratiquement sans perte ni distorsion, et avec seulement quelques composants courants et bon marché ? Sur 100 m, la solution présentée ici rabaisse au rang de tam-tam la transmission coaxiale.



Au début des années 80, lorsque la fibre optique est devenue vraiment utile, on a commencé à numériser les signaux vidéo afin de les transmettre via la « nouvelle méthode de connexion ». Les propriétés non linéaires de la transmission par fibre exigeaient alors du signal d'être numérique, c.-à-d. constitué de 1 et de 0.

Câble fin, gros avantage

Envoyer de la vidéo par câble coaxial est assez difficile. La distance maximale de transmission est d'environ 100 m, et même à cette distance les couleurs d'un signal vidéo composite commencent se détériorer. Avec la fibre optique par contre, le signal ne subit aucune distorsion, même sur plusieurs kilomètres.

L'amie MLI

Pourquoi dans ce cas les caméras et autres téléviseurs utilisent-ils la vidéo composite et pas de fibre optique ? Parce que numériser un signal vidéo est complexe, nécessite des convertisseurs A/N et N/A rapides, et donc chers et grands consommateurs d'énergie. Numériser un signal vidéo *sans conversion A/N* est toutefois possible. La solution, simple et peu coûteuse, s'appelle MLI (*PWM*). La MLI transforme la tension instantanée d'un signal analogique en largeur d'impulsion. La largeur d'impulsion représente une durée finie que l'on peut exprimer en secondes ou en fractions de seconde. La fréquence du signal MLI est maintenue constante et, selon le théorème d'échantillonnage de Nyquist, doit être au moins deux fois supérieure à la largeur de bande maximale du signal à convertir. La largeur de bande minimale d'un signal vidéo composite est d'environ

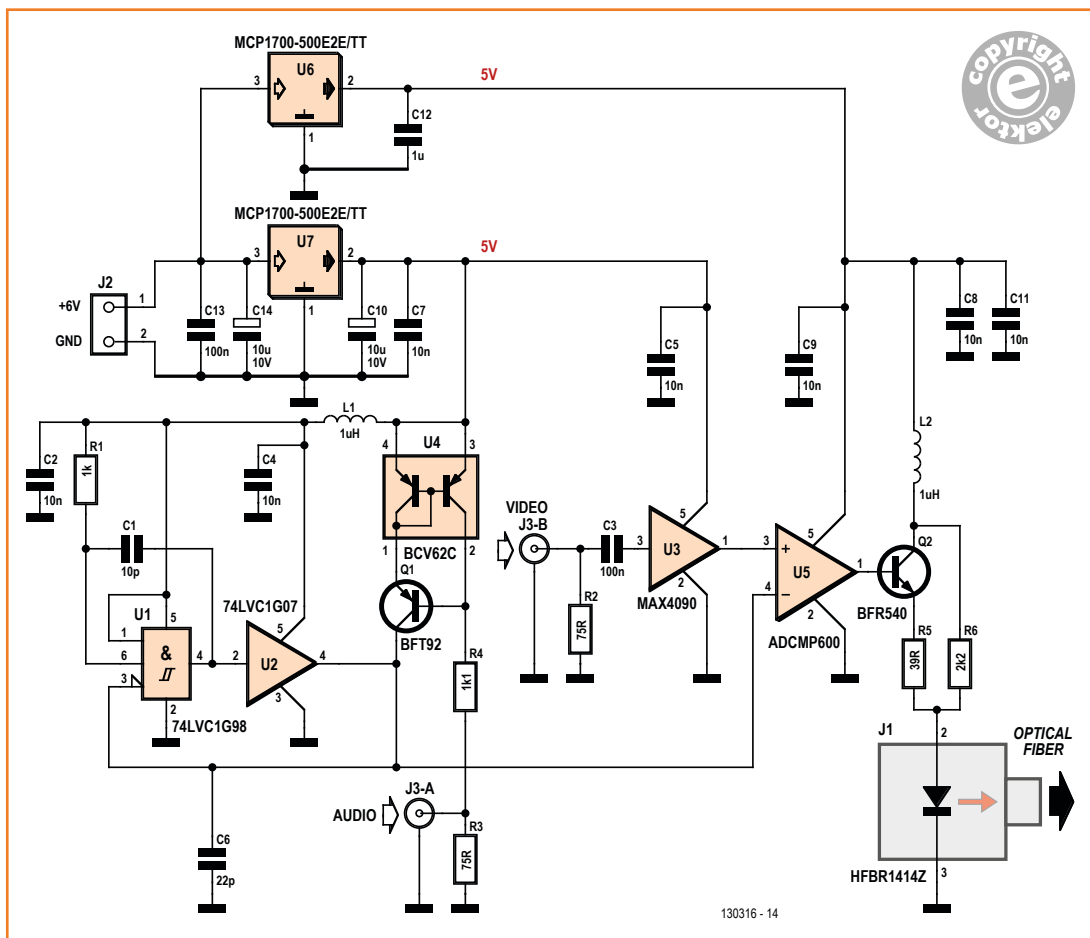


Figure 1.
Schéma du transmetteur vidéo pour liaisons par fibre optique.

5,5 MHz, donc la fréquence MLI minimale doit être d'environ 11 MHz.

Comment fabriquer un circuit MLI très rapide ? Facile : produire une onde triangulaire, l'injecter dans l'une des entrées d'un comparateur rapide, et dans l'autre injecter le signal vidéo. Et voilà, la sortie du comparateur fournit le signal MLI !

L'émetteur

Voyons quelques-uns des principes à l'œuvre dans notre émetteur vidéo expérimental (fig. 1). Revenons d'abord à la tension triangulaire. Elle doit bien sûr être très linéaire et englober le signal vidéo. Un cas particulier d'onde triangulaire est l'onde en dents de scie utilisée dans les oscilloscopes analogiques. Cette onde est beaucoup plus facile à produire que sa cousine triangulaire : un condensateur, une source de courant constant et un commutateur suffisent (fig. 2).

La tension d'alimentation est limitée à 5 V pour des raisons pratiques. Adopter une fréquence plus élevée autorise plus de souplesse dans les

caractéristiques du filtre qui suit la réception du signal MLI — et améliore aussi la qualité du signal. La fréquence est donc de 20 MHz, ce qui correspond à une période de 50 ns.

Pour le commutateur, opter pour un MOSFET ou un transistor bipolaire revient à choisir entre deux maux : un MOSFET a une capacité trop grande, et un bipolaire met du temps à sortir de son état saturé. Une solution est de recourir à une technologie à drain ouvert. Ma logique de prédilection va à la logique LVC. Elle est très rapide, ses E/S tolèrent 5 V, et ses courants de sortie peuvent être élevés (32 mA). Le signal de commutation est donc produit au moyen d'une bascule de Schmitt de la famille logique LVC.

Avec une alimentation de 5 V, l'onde en dents de scie peut atteindre 3 V avant que la bascule ne commute. Le circuit R1/C1 donne une largeur d'impulsion de 10 ns, soit une durée suffisante pour que le condensateur C8 de 22 pF se décharge complètement. C8 a alors $50 - 10 = 40$ ns pour passer de 0 à 3 V. À 3 V, la source de courant

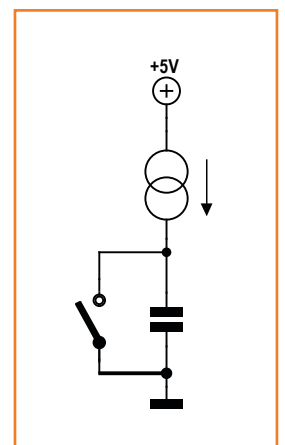


Figure 2.
Comment produire une onde en dents de scie.

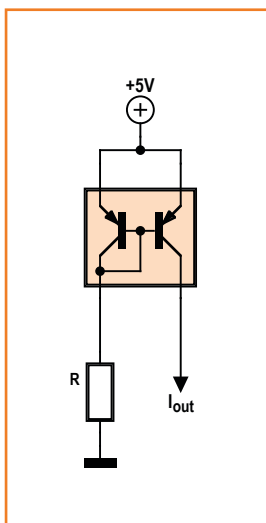


Figure 3. La source de courant classique ne répond pas toujours aux exigences d'un circuit.

constant devrait donc rester bien en dehors de la valeur de saturation.

La façon la plus simple de transformer un courant de collecteur en source de courant est de relier deux transistors PNP comme sur la **figure 3**. Un des inconvénients de cette configuration est que les transistors peuvent avoir des gains différents, même si l'on utilise un double transistor comme le BCV62C. Autre inconvénient, la capacité parasite bien trop élevée des transistors. Ajouter un transistor RF permet de contourner ces problèmes (**fig. 4**). Cette configuration, appelée miroir de courant de Wilson [1], est plus précise et possède une capacité de sortie bien plus faible (environ 3 pF). La tension de saturation est d'environ 3,6 V, donc bien supérieure à 3 V. Avec une valeur bien choisie de R (R4 + R3 dans notre cas) nous pouvons régler la fréquence de l'onde en dents de scie sur 20 MHz. Le courant qui traverse R vaut :

$$I_R = V_{\text{sat}} / R$$

Soit, pour notre émetteur :

$$3,6 / (1100 + 75) = 3,06 \text{ mA}$$

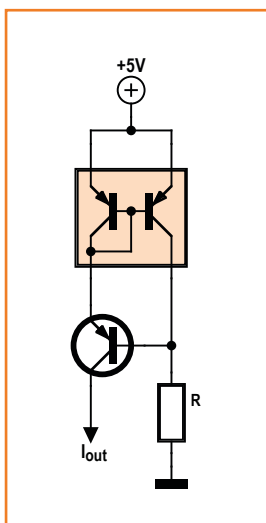


Figure 4. Le transistor RF fait du miroir de courant de Wilson une source de courant presque idéale.

Dans l'idéal, cette valeur devrait être l'intensité de sortie de la source de courant constant. Une mesure aux bornes de C6 donne 2,67 mA, soit à peu près 0,4 mA de moins que la valeur idéale. L'écart vient de ce que les transistors ne sont pas identiques.

Nous pouvons maintenant calculer la capacité totale. On trouve, en partant de la relation entre charge et intensité :

$$Q = I \times t = C \times V$$

$$C = I \times t / V$$

$$C = (2,67 \times 10^{-3} \times 40 \times 10^{-9}) / 3$$

$$C = 35,6 \text{ pF.}$$

La somme de toutes les capacités supplémentaires en parallèle avec C6 vaut donc 13,6 pF. La tolérance de 5 % de C6 peut être obtenue en utilisant un condensateur céramique à diélectrique COG/NP0. Le circuit est reproductible, en d'autres termes tout circuit construit devrait fonctionner à une fréquence proche de 20 MHz.

Le signal vidéo gagne d'abord un amplificateur séparateur qui ajuste le niveau du signal de façon à ce que sa partie la plus négative (les « tops synchro ») débute à 0,4 V, soit au-dessus du creux de la dent de scie. Le haut du signal vidéo atteint environ 2 V, soit une valeur bien inférieure à l'amplitude de 3 V de la dent de scie.

Le comparateur U5 est très rapide puisque son temps de réponse n'est que de 4 ns. Le temps de propagation des excursions positives et négatives du signal est à peu près identique, et la distorsion

L'émetteur et le récepteur optiques

L'émetteur optique utilisé ici est le HFBR1414Z d'Avago. Les modèles à LED comme celui-ci ne sont pas très efficaces, car il est très difficile de coupler le faisceau de plusieurs LED dans une fibre. Le pilotage de la LED demande environ 60 mA.

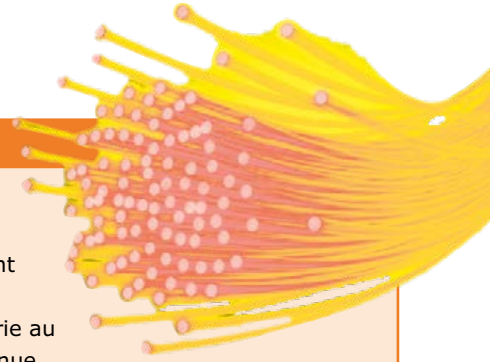
Les émetteurs optiques qui réalisent le couplage avec le connecteur d'une fibre sont appelés TOSA, pour *Transmitter Optical Sub-Assembly*. ROSA est le nom équivalent des récepteurs.

Coupler la fibre et la source de lumière n'est pas aisé. La position du connecteur est ajustée au moyen d'un manipulateur 3D en fonction des mesures faites sur la sortie lumineuse de la fibre.

Évidemment plus efficaces, les lasers dits VCSEL (*Vertical Cavity Surface Emitting Laser*) ont pris le pas sur les LED au terme d'un long développement entrepris avant 1990. Ces lasers sont bon marché et n'ont pas les inconvénients des lasers FP.

Alors pourquoi ne pas avoir utilisé un VCSEL ici ? Parce que tous les VCSEL bon marché sont dans un TOSA appelé... LC-TOSA.

Le connecteur LC, qui fait partie de la vingtaine de connecteurs de fibre optique disponibles sur le marché, est utilisé dans les panneaux de répartition à haute densité. Tout ce que vous avez à faire est donc d'acheter les composants LC-TOSA/ROSA et leurs câbles de connexion. Tout ça



Le câble à fibre optique

Matériaux

- **Verre de silice** : la silice est du dioxyde de silicium (SiO_2). L'atténuation peut être très faible, jusqu'à 0,2 dB/km à 1300 nm. La silice doit être très pure ; l'industrie des semi-conducteurs maîtrise le procédé.
- **Plastique** : autrefois en acrylique (PMMA) et utilisées dans les câbles pour les courtes distances, les fibres dites POF (*Plastic Optical Fiber*) utilisent aujourd'hui des polymères perfluorés qui permettent des hauts débits sur plus de 1 km.

Modes

- **Multimode** : les fibres multimodes sont utilisées pour les petites distances, principalement dans les bâtiments. Le terme multimode vient de ce que les rayons lumineux peuvent cheminer à travers la fibre selon différents angles de réflexion. La lumière progresse par réflexions successives à l'interface cœur-gaine de la fibre. Ce type

de fibre est appelé fibre à saut d'indice. Dans les fibres dites à gradient d'indice, l'indice de réfraction de la fibre varie au contraire de façon continue, ce qui accroît considérablement l'utilité du multimode. Les nouveaux câbles « plastique » dits GIPOF ont eux aussi un indice progressif.

- **Monomode** : la lumière ne peut cheminer à travers la fibre que d'une seule façon. Le cœur est très fin ($\varnothing 8 \mu\text{m}$). Diamètre de la gaine : 125 μm . Des hauts débits sont possibles sur de longues distances pour des rayonnements de 1300 à 1500 nm. Comme l'ouverture est petite, il est toutefois plus difficile ici d'injecter la puissance nécessaire dans la fibre. Autre inconvénient, les ROSA et les TOSA exigent une très grande précision lors de leur fabrication.

est donc minimale. Appliquer ce signal à un filtre conçu pour supprimer la composante de 20 MHz permet de retrouver le signal vidéo original. Ce que fait notre filtre.

Tout ce qu'il reste à faire est d'envoyer le signal MLI dans un émetteur optique relié à une fibre optique. Le récepteur optique rapide placé à l'autre extrémité de la fibre reconvertira le signal optique en signal électrique. Nous n'avons pas à nous préoccuper des temps de réponse des émetteurs et récepteurs des fibres optiques, ils s'expriment en picosecondes. La longueur d'onde du signal optique est de 850 nm, ce qui correspond

à un signal infrarouge. Cette longueur d'onde est principalement utilisée pour ce type d'application.

Audio

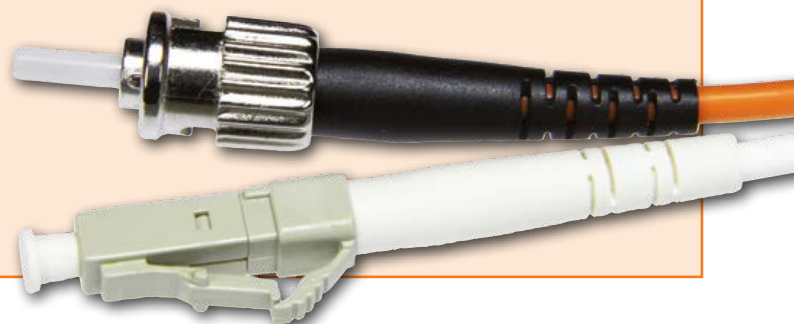
Le circuit fonctionne encore correctement si l'on varie légèrement la fréquence MLI, ce qui signifie que la fréquence peut être modulée sans perturber le signal vidéo. En pratique, cette variation peut être de $\pm 10\%$, soit en gros une variation de 18 à 22 MHz. Cette possibilité ouvre la porte à la modulation audio. Côté récepteur, nous pouvons extraire le signal audio avec une boucle à asservissement de phase (PLL). La fréquence est

s'emboîter comme il faut, mais il n'y a rien pour maintenir l'ensemble. Un support de fixation en plastique serait bien utile, mais malheureusement personne n'en fabrique, car ces composants sont utilisés dans un module standardisé appelé SFP (*Small Form-factor Pluggable*) dont le système de fixation est propre à chaque fabricant.

Nous ne voulons pas de module SFP ici (inutile, cher et encombrant), donc j'espère qu'un lecteur bienveillant proposera un support adapté.

Les VCSEL modernes consomment 6 mA. Le flux énergétique émis est supérieur à celui d'une LED absorbant 60 mA. Le VCSEL de 850 nm d'Avago possède un connecteur ST, celui qui est utilisé ici. Ce module coûte 10 fois plus cher qu'un LC-

TOSA. Le connecteur ST est de type BNC, et bien plus gros que le LC, qui lui ressemble plutôt au connecteur RJ-45 (cf. la **photographie**).



Questions-réponses

• **La fonction de transfert des canaux vidéo et audio est-elle linéaire ?** Suffisamment pour la transmission vidéo, pas assez toutefois pour effectuer des mesures CC précises. Vous arriverez probablement à une linéarité de 0,1 % si vous utilisez des fréquences MLI très basses, mais les variations de température de la source de courant s'y opposeront.

Le canal audio est essentiellement non-linéaire. À l'entrée, la période est modulée de façon linéaire. Côté récepteur, la tension de sortie est une fonction linéaire de la fréquence, qui est l'inverse de la période. La fonction serait linéaire pour des petites déviations, mais pour les raisons déjà expliquées l'intervalle des variations est $\pm 10\%$. C'est donc un compromis.

• **Il y a une fréquence limite pour la MLI ?** Pas de limite théorique. 40 MHz sont sans doute possible.

• **Qui va utiliser ce circuit ?** Difficile à dire. Je pense qu'il sera utile partout où la distance de transmission excède 100 m. Dans les immeubles, ou lorsque le sans-fil est impossible, comme sous l'eau ou sous terre, ou encore dans un système de surveillance du trafic routier.

Si vous fabriquez des CI pour ce genre de tâche, le circuit pourrait servir dans chaque connexion vidéo composite.

Une autre fibre : la ténacité

Lorsqu'au début des années 80 j'ai lu pour la première fois des articles sur la transmission vidéo par fibre optique, ma réaction a été : mais pourquoi faire si compliqué ? Utilisez la MLI rapide ! Cela dit mon travail prenait sans cesse des directions différentes sans jamais aboutir. Désormais en pré-retraite, j'ai pris le temps de chercher sur Internet si quelqu'un avait eu la même idée : rien.

Mon objectif était simple : construire un système exploitant la MLI qui n'affecterait pas la qualité du signal vidéo composite. Je me suis servi de mon caméscope comme source vidéo et j'ai observé le rendu des images sur le grand écran de ma télé. À mes yeux la qualité était identique. Mon objectif était atteint, mais en construisant le circuit j'ai réalisé que je pouvais moduler la fréquence pour l'audio. C'était un bonus.

Mon oscilloscope est un *Tektronix* TDS 1012 de 100 MHz. Pour étudier l'onde de 20 MHz, j'ai utilisé un bout de fil de cuivre étamé terminé par une boucle dans laquelle j'ai passé la sonde (la pince de terre du pauvre). L'onde en dents de scie était non-linéaire au départ, mais c'était en dehors des limites du signal vidéo.

Il m'a fallu quatre essais avant de parvenir à construire le générateur d'onde que je voulais. Ensuite j'ai assemblé une carte avec le générateur, le comparateur et le filtre vidéo.

Elle donnait des signaux très nets. Ne me restait plus qu'à ajouter les composants optiques et de traitement du son. C'était vraiment un projet sympa.

Pourquoi personne ne l'avait tenté ? Aucune idée, vraiment. Sans doute les gens pensent-ils que tout ce qui peut être fait a déjà été fait.

modulée d'après le courant d'attaque délivré par la source de courant constant.

De là vient aussi la nécessité d'avoir une alimentation stable et précise. Nous avons d'abord une alimentation régulée de 6 V en J2-1. Viennent ensuite deux régulateurs de 5 V (U6 et U7), flanqués de deux filtres LC pour garder la ligne d'alimentation aussi propre que possible. Tout bruit ou ronflement sera modulé en tant que fréquence et apparaîtra sur la sortie PLL du récepteur. Nous utilisons donc aussi une modulation FM à bande large. L'alimentation de la source de courant constant doit aussi être protégée des signaux MLI, qui autrement modifieraient la forme de l'onde en dents de scie. L'émetteur et le récepteur sont montés sur un plan de masse et constitués de CMS. Pas de pistes longues sur un tel circuit en raison des signaux de 20 MHz.

Le récepteur

Le signal optique parvient au récepteur via J2 (**fig. 5**). De là il gagne un autre comparateur rapide, U3. En comparant les signaux de la sortie du comparateur U5 de l'émetteur avec ceux du comparateur U3 du récepteur, nous trouvons qu'ils sont identiques avec un écart temporel approximatif de 8 ns + 5 ns par mètre de fibre optique.

Le signal MLI passe ensuite par le filtre U6. Ce CI ne peut pas fonctionner sous 5 V et a donc son propre régulateur de 3,3 V (U5). Le MAX9502M (U6) est un filtre passe-bas ; son atténuation est de -3 dB à 7 MHz, sa pente de 30 dB par octave. Sa présence est cruciale en raison de la forte composante de 20 MHz. Ce CI possède aussi un filtre de reconstruction, mais il n'est pas utilisé ici, car il n'est pas conçu pour opérer sur un signal MLI. Le signal MLI est atténué 5 fois en entrée pour prévenir tout écrêtage en sortie. Le gain du MAX9502M est de 12 dB ; celui du MAX9502G est de 6 dB et nécessite pour R4 une valeur de 1 k Ω .

Le circuit de PLL U7, de même que U3 et U4, fonctionnent sous 5 V. La fréquence maximale du 74HCT9046 (U7) vaut environ 15 MHz. Le signal MLI doit donc d'abord être divisé, ici par la bascule D 74LVC1G74 (U4). À 10 MHz la fréquence reste assez élevée pour cette PLL, mais tout fonctionne.

La bascule D agit sur les transitions positives du signal MLI. Les transitions négatives sont modulées par la MLI et ne peuvent pas être utilisées.

Il existe chez TI un CI en boîtier SO-8 contenant deux bascules D, le SN74LVC2G80DCT. Il abaisserait la fréquence jusqu'à 5 MHz. Un diviseur à bascules D s'obtient en connectant la sortie \bar{Q} à l'entrée D ; la sortie \bar{Q} de la première bascule est reliée à l'entrée CLK de la seconde. Servez-vous en si vous souhaitez explorer les limites de la fréquence MLI.

Le 74HCT9046 pour PLL est fabriqué par NXP. Il améliore le modèle 4046 précédent. Le VCO a deux options. La première permet de commander la fréquence avec une résistance, ce qui donnerait uniquement un petit signal en sortie. L'autre offre la possibilité d'avoir une fréquence décalée et de faire varier le signal autour de la fréquence centrale, qui ici vaudra 10 MHz, avec une plage d'excursion de ± 1 MHz.

R8 détermine la valeur de la fréquence centrale (10 MHz), R7 l'excursion de ± 1 MHz. Si la fréquence non modulée dévie de plus de 0,5 MHz, il est possible qu'il faille adapter R8.

La tension sur le connecteur de sortie audio doit être de 2,5 V lorsqu'aucun signal n'est injecté dans les entrées audio et vidéo de la carte d'entrée. Si pour R6 vous utilisez 3,9 k Ω au lieu de 3,6 k Ω , la tension de sortie de la PLL et celle de la sortie audio augmenteront de 1 V.

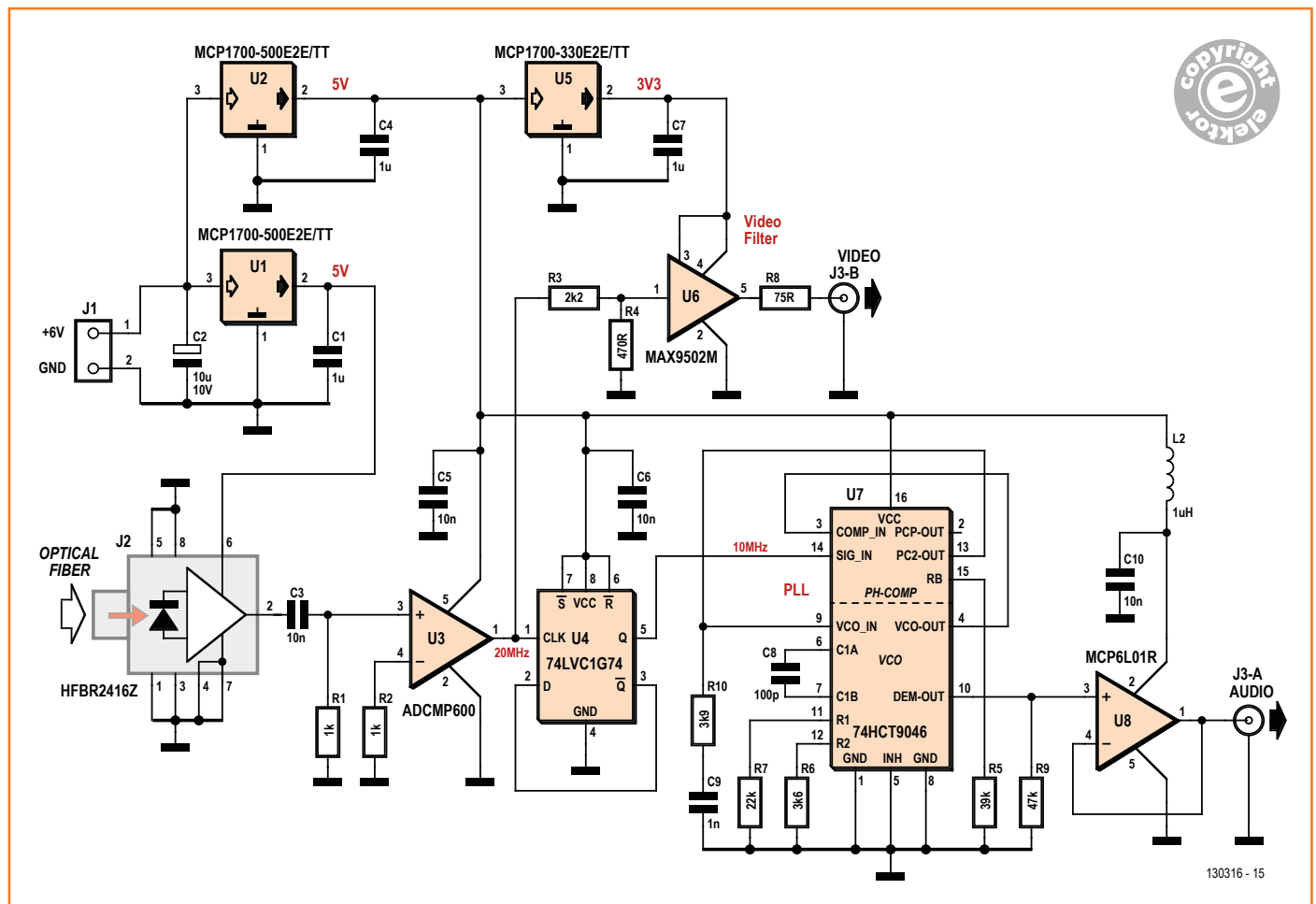
La fréquence MLI doit rester proche de 20 MHz afin que toutes les cartes réceptrices soient interchangeables.

Les valeurs de C9 et R10 (boucle de rétroaction) ont été déterminées en injectant une onde carrée dans l'entrée audio de l'émetteur et en examinant les sur- et sous-oscillations à la sortie du récepteur.

Montage expérimental

Les dessins des circuits imprimés de l'émetteur et du récepteur (**fig. 6** et **fig. 7**) ne sont pas à considérer comme des plans de travail rigoureux mais plutôt comme des sources d'inspiration ou des orientations à suivre. Les fichiers correspon-

Figure 5. Schéma du récepteur expérimental pour la transmission par fibre optique.



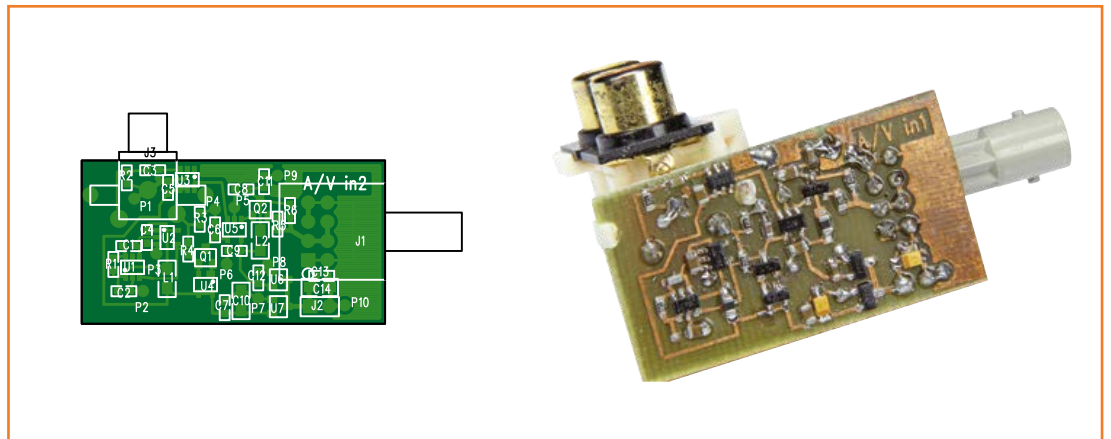


Figure 6.
Dessin de la carte émettrice
(dessin de l'auteur).

dants peuvent être téléchargés gratuitement [2]. Les photos sont celles des premiers prototypes, qui diffèrent légèrement des dessins.

La taille des pastilles, le placement des composants et le routage des pistes ne sont certainement pas parfaits, mais les prototypes fonctionnaient lorsque je les ai présentés à l'équipe d'Elektor.

J'ai utilisé le logiciel PADS de chez *Mentor Graphics* pour les dessins, et imprimé les typons avec une imprimante laser. J'ai utilisé du persulfate d'ammonium chauffé à 50 °C pour attaquer la photo-résine des double faces.

Sous microscope binoculaire, j'ai appliqué la pâte à souder avec une seringue, puis placé les composants. Pour leur soudure, je me suis servi

d'une poêle à frire laissée sur chaleur maximum avec un couvercle. Après y avoir placé les cartes, j'ai reposé le couvercle et attendu que la pâte à souder fonde, puis j'ai retiré les cartes à l'aide d'une pince à bec long.

Chercher à transmettre de la vidéo et du son de cette façon aura été enrichissant. Ni circuits spécialisés ni matériel professionnel n'ont été nécessaires pour construire et tester ces petites cartes, j'espère que cette approche vous inspirera d'autres montages.

(130316 - version française : Hervé Moreau)

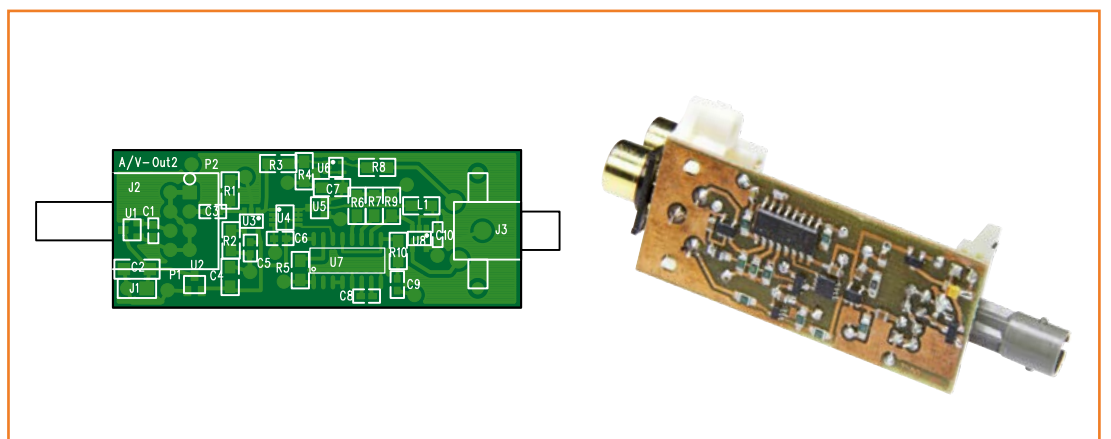


Figure 7.
Dessin de la carte réceptrice
(dessin de l'auteur).

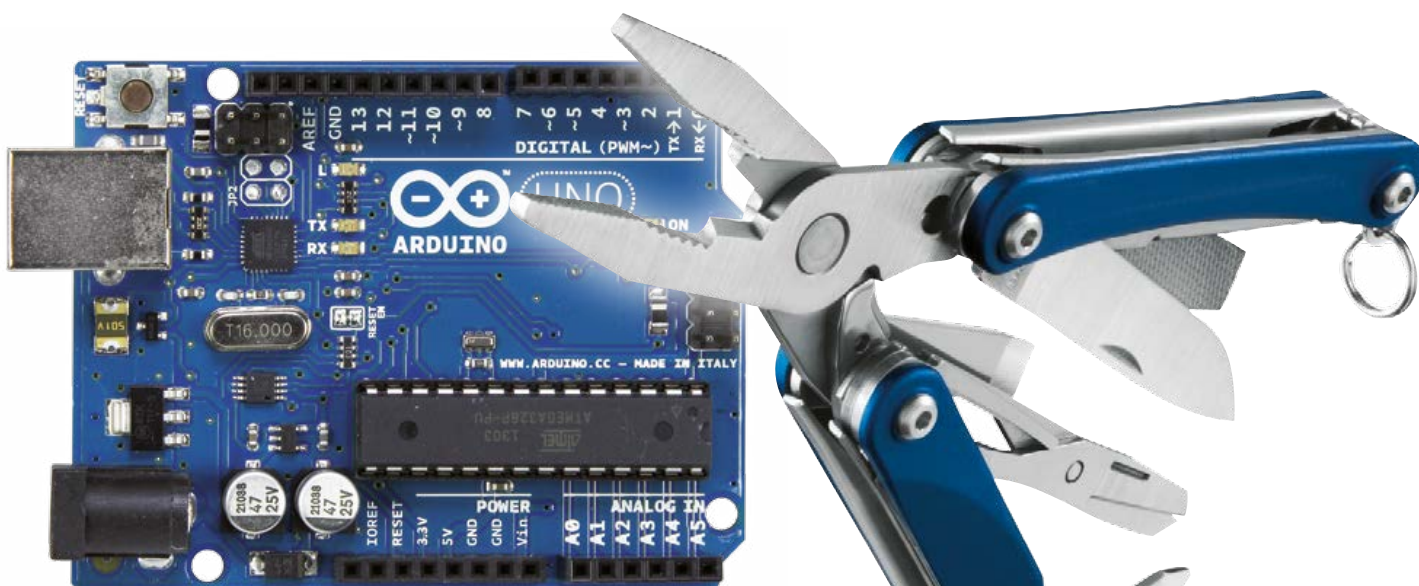
Liens

- [1] Wilson Current Mirror : http://en.wikipedia.org/wiki/Wilson_current_mirror
- [2] Circuit imprimés (format PADS) : www.elektor-magazine.fr/130316

Arduino aiuto !*

Imaginez que vous sortiez d'un coma long de 10 ans : vous n'auriez jamais entendu parler d'Arduino ! Aujourd'hui tout le monde parle d'Arduino, tout le temps. Les *sketches* (= programmes) et les *shields* (= cartes d'extension) pullulent. Même Elektor en a rempli des pages et des pages à ce sujet. En voici une plus.

Clemens Valens
(Elektor.Labs)



Dans cet article, un peu différent des autres, je ne vous présenterai pas de projet à base d'Arduino mais mes réflexions sur son utilisation comme outil. Je m'en sers assez souvent, sans doute parce qu'il est si facile à programmer et à utiliser. Parfois je l'utilise même comme calculatrice tant il est plus rapide d'écrire un *sketch* Arduino qu'une application PC.

Pour vous donner un exemple, il y a quelques jours, nous devions au labo tester notre prototype d'un indicateur de canaux MIDI [1]. Hedwig, notre secrétaire, avait apporté pour ça son propre clavier MIDI, plutôt sympa. Pour une raison inconnue, cet appareil ne nous a pas permis de tester l'analyseur correctement. Une situation frustrante du style « la poule ou l'œuf » : il nous fallait un analyseur MIDI pour comprendre le comportement de ce clavier censé lui-même nous permettre de tester l'analyseur MIDI. **Arduino aiuto !** Il m'a fallu moins de cinq minutes pour écrire un *sketch* qui envoyait des messages *Note-On* et *Note-Off* chaque seconde sur un canal MIDI différent. Ton Giesberts, un collègue vétérinaire du labo, a ajouté à la carte Arduino un transistor pour rendre le port série compatible

MIDI (le signal de données devait être inversé) et l'a connecté à l'appareil à tester. Nous aurions même pu nous passer du transistor si nous avions utilisé un port série logiciel sur l'Arduino, mais cela aurait nécessité plus de tests.

Une fois le testeur prêt, tout ce qu'il nous restait à faire était de mettre l'ensemble sous tension, nous asseoir confortablement et regarder l'ensemble tourner comme une horloge. C'est pour moi une démonstration convaincante de la puissance universelle d'Arduino : un outil polyvalent, facile à utiliser, très pratique pour les tests et le prototypage.

Moralité, si vous vous demandez encore pourquoi tout ce foin autour d'Arduino, souvenez-vous de mon petit article la prochaine fois que vous serez bloqué devant un de vos supers projets, presque terminé, mais qui s'obstine à ne pas fonctionner comme prévu.

(140059 – version française : Kévin Petit)

Liens

[1] www.elektor-labs.com/node/3380

petite introduction aux microrubans

Robert Lacoste (Chaville)

Rappels...

À mes lecteurs qui auraient malencontreusement raté le premier épisode de la série *Hors Circuits*, je rappelle que j'y avais présenté les bases de l'adaptation d'impédance [1]. En bref : pour qu'il y ait un transfert d'énergie optimal, l'impédance d'une charge doit être adaptée à l'impédance interne de la source. Cette adaptation est atteinte lorsque ces deux impédances sont conjuguées, c'est-à-dire lorsque que les résistances sont égales et que les réactances sont de signes contraires (une source capacitive doit être associée à une charge inductive et vice-versa). Si ce n'est pas le cas, de l'énergie se perd. Relisez l'article du mois dernier, ce sera limpide.

Vous pensez peut-être que beaucoup d'électroniciens ne se sont jamais préoccupés de ça et ne s'en portent pas plus mal. C'est exact, mais il est probable qu'ils n'ont jamais eu à manipuler soit un signal très faible (p. ex. pour un récepteur radio), soit des hautes fréquences. Pourquoi les fréquences hautes sont-elles plus critiques ? Parce qu'en cas de désadaptation d'impédance une partie de la puissance transmise est en fait réfléchi vers l'émetteur et se mélange à l'onde incidente. Pour des signaux de basse fréquence, l'effet est peu visible tant que les fils de connexion sont suffisamment courts, mais c'est une toute autre affaire en HF. On voit alors apparaître des phénomènes pénibles comme les ondes stationnaires et, pour les transmissions numériques rapides, des erreurs de transmission nombreuses... J'en reparlerai dans un prochain article.

Lignes de transmission ?

Considérons donc que la charge et la source sont adaptées. Cela suffit-il pour nous mettre à l'abri des ennuis ? Que nenni, ce mois-ci nous allons nous intéresser à la ligne de liaison entre elles. Vous savez en effet probablement que si vous devez acheter un câble coaxial pour relier p. ex. un point d'accès wifi et une antenne distante, qui ont chacun une impédance standardisée de 50 Ω, mieux vaut acheter un câble dit « 50 Ω ». De même, pour la télévision, on utilise des câbles « 75 Ω », correspondant à l'impédance retenue depuis longtemps dans ce secteur.

Que signifie vraiment l'impédance d'un câble ? Si l'on mesure un câble « 50 Ω » à l'ohmmètre, on ne trouvera pas cette valeur, c'est un peu plus subtil. Imaginez que vous ayez un câble coaxial, et que vous le coupiez en petites tranches de longueur dZ (fig. 1). Si l'on ignore les résistances parasites, chaque petit tronçon peut être modélisé par une petite induc-

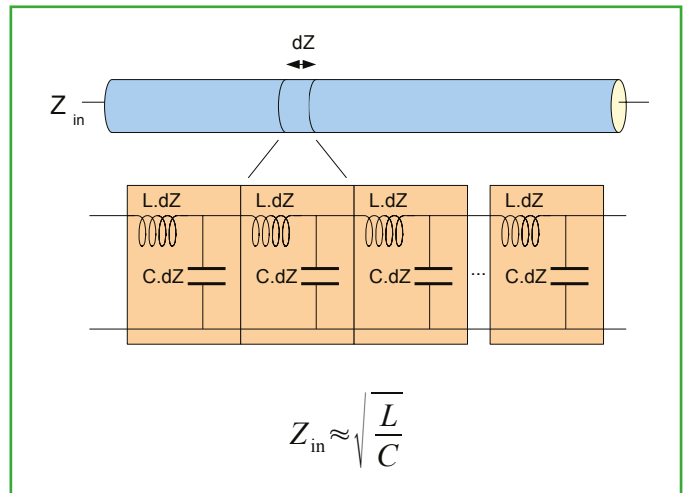


Figure 1 : Une ligne de transmission peut être modélisée comme une succession de petits réseaux L/C.

Pourquoi 50 Ω ou 75 Ω ?

On peut se demander d'où viennent les impédances classiques de 50 Ω ou de 75 Ω utilisées depuis une centaine d'années. J'ai découvert la réponse dans l'ouvrage *Planar Microwave Engineering* de Thomas H. Lee [2]. Pour un câble coaxial, la théorie montre qu'il y a un ratio précis entre le diamètre des conducteurs extérieurs et intérieurs donnant les pertes les plus faibles, et ce ratio correspond à une impédance de 77 Ω. D'où la valeur proche, 75 Ω, utilisée pour la télévision car dans ce domaine la première priorité est de minimiser les pertes vu les longueurs de câbles nécessaires. Mais pourquoi 50 Ω dans d'autres produits ? Parce qu'il y a un autre critère : Un câble coaxial est limité en puissance par la tension de claquage de l'isolant. Pour un diamètre donné du câble et lorsque l'isolant est de l'air, il se trouve que cette limite est maximale lorsque l'impédance est cette fois de 30 Ω. Les ingénieurs, après avoir hésité entre 30 et 77 Ω pour les radars et autres transmissions militaires, ont fini par couper la poire en deux, d'où la valeur aujourd'hui standard de 50 Ω.

Une ligne à impédance contrôlée peut être réalisée sur un circuit imprimé par l'association d'un plan de masse sur une couche et d'une ligne de largeur donnée en couche supérieure, formant un microruban.

tance série (le conducteur du câble), associée à une petite capacité vers la masse (la capacité entre le conducteur central et le blindage). Vous m'accorderez que ces deux valeurs sont approximativement proportionnelles à la longueur dZ du tronçon, donc on peut les noter $L \times dZ$ et $C \times dZ$ respectivement, avec L en henrys par mètre et C en farads par mètre. Le câble est donc une succession de petites cellules L/C. Si l'on applique une tension à une extrémité, les condensateurs vont se charger de proche en proche jusqu'à ce que les tensions soient équilibrées. Pendant un bref instant il circule donc un courant vers le câble même si son extrémité est ouverte. Imaginez maintenant que vous êtes très riche et que vous avez un câble de longueur infinie. Si vous appliquez une tension alternative à l'entrée, le courant se propagera dans le câble, mais ne se stabilisera jamais. Ce câble présentera donc une certaine impédance. Voilà, cette impédance est l'impédance caractéristique du câble. Et l'on peut montrer que cette impédance est simplement la racine carrée du quotient L/C.

Pour résumer un câble « 50 Ω » de longueur infinie présentera une impédance de 50 Ω à sa source. De même un tronçon de câble 50 Ω terminé sur une charge de 50 Ω présentera aussi une impédance de 50 Ω : il ne perturbe pas l'adaptation d'impédance. Par contre, choisir un câble d'impédance caractéristique différente de la charge et de la source perturbe significativement celle-ci. Pour le vérifier, remplacez donc le câble de votre antenne TV par un câble 50 Ω, de préférence à quelques minutes seulement de l'heure de diffusion de la série préférée de votre conjoint(e), vous comprendrez...

Microrubans ?

Laissons maintenant de côté les câbles coaxiaux et intéressons-nous aux circuits imprimés. Comment raccorder deux composants sur un PCB tout en conservant une impédance caractéristique donnée, p. ex. 50 Ω ? La technique la plus classique porte le doux nom de *microstrip*, que l'on peut traduire par microruban. Le concept est simple : Prenez un circuit imprimé double face, avec un plan de masse complet en face inférieure. Faites une piste de largeur fixe en face supérieure (fig. 2), vous avez un *microstrip*. C'est exactement la même chose que pour un câble coaxial : un tel microruban peut être décomposé en petits tronçons, équivalents chacun à une inductance série plus une capacité vers la masse. Cette technique est la plus utilisée pour les circuits imprimés RF ou numériques rapides, car elle est simple et très bien adaptée aux CMS. Comment régler l'impédance caractéristique d'une ligne *micro-*

strip ? Principalement en jouant sur la largeur de la piste. Si l'on augmente celle-ci, la capacité parasite vers la masse augmente, et l'impédance baisse. Réciproquement, si on la réduit, alors l'inductance série augmente et l'impédance aussi. Il y a donc une largeur de piste correspondant précisément à 50 Ω. Cette largeur dépend bien sûr des caractéristiques du circuit imprimé en lui-même. Tout d'abord l'épaisseur, plus exactement l'écart entre la couche supérieure et le plan de masse, qui peut être soit la couche inférieure soit une couche interne dans le cas de multicouches. Plus cet écart est petit, plus les pistes doivent être fines pour une même impédance. Le rôle du type de substrat utilisé pour fabriquer le circuit imprimé est également important. Le matériau le plus classique, le FR4, a une constante diélectrique assez peu stable, de l'ordre de 4,6. Certains matériaux plus exotiques présentent des caractéristiques mieux définies mais ils sont plus chers, comme le RO4003 de Rogers. Attention : Dans le cas d'un *microstrip*, le conducteur est pour moitié au contact du substrat et pour moitié dans l'air. La constante diélectrique à utiliser pour les calculs est alors ce qu'on appelle la constante diélectrique effective. Tout ceci se calcule (fig. 2).

Et en pratique ? En gros, retenir qu'une piste 50 Ω correspond à une largeur de 3 mm sur un circuit imprimé FR4 double face

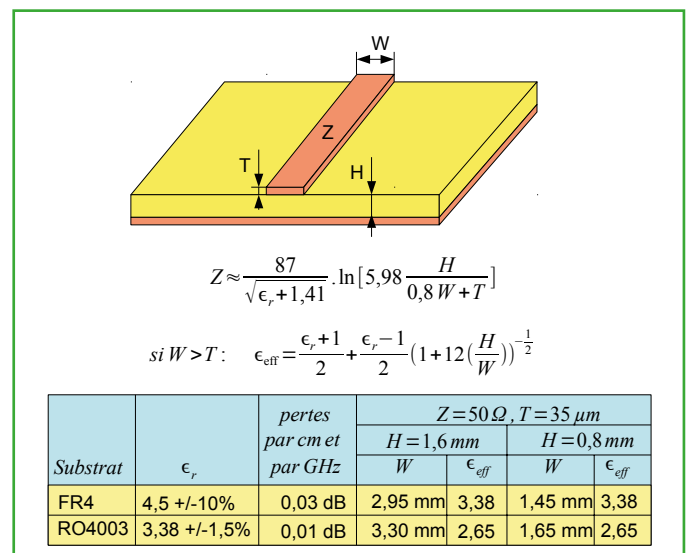


Figure 2 : Voici un microruban, constitué d'une piste de largeur fixe, placée sur un plan de masse. Gardez sous la main ces formules de calcul et les valeurs usuelles associées.

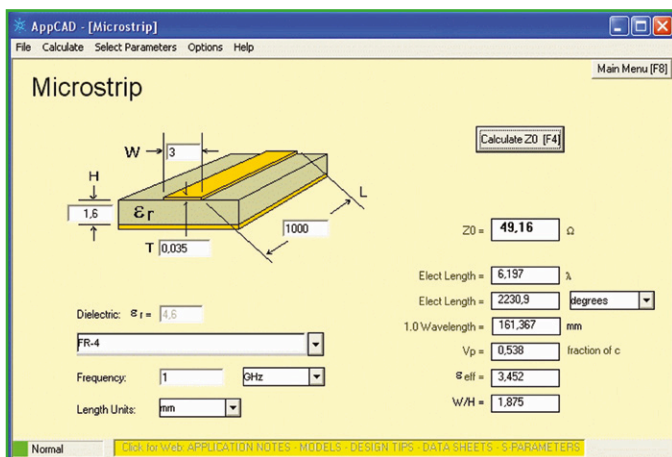


Figure 3 : AppCad est un petit utilitaire bien pratique développé par Agilent. Il inclut un calculateur de micro-rubans très efficace.

de 1,6 mm d'épaisseur, et à une largeur de 1,5 mm pour une épaisseur de 0,8 mm. C'est d'ailleurs pourquoi, en RF, il est souvent plus intéressant de choisir des substrats plus fins... Si vous devez calculer des impédances dans des cas plus complexes et si vous n'avez pas envie de vous tromper dans les calculs, je vous conseille l'excellent et gratuit logiciel AppCad proposé par Agilent (fig. 3).

Résumons : Une ligne à impédance contrôlée peut être réalisée sur un circuit imprimé par l'association d'un plan de masse complet sur une couche et d'une ligne de largeur donnée en couche supérieure, formant un microruban.

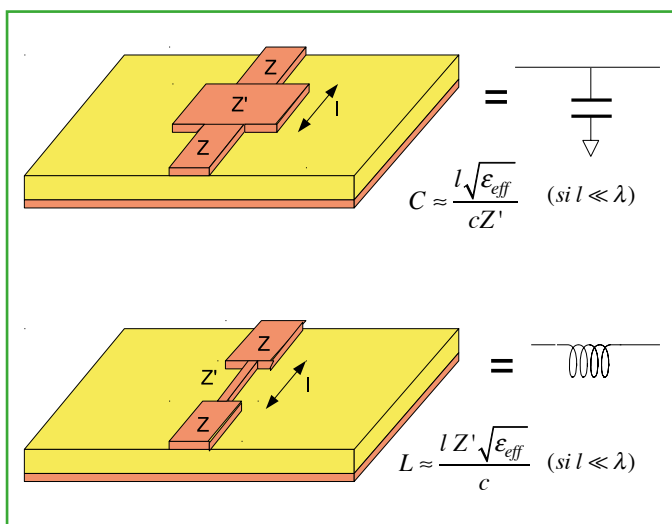


Figure 4 : Avec des microrubans, il est facile de réaliser des condensateurs parallèles ou des inductances série en changeant simplement la largeur de la piste sur une petite longueur.

Quand faut-il utiliser des microrubans ? Dès que la distance entre les deux composants n'est pas négligeable par rapport à la longueur d'onde correspondant à la fréquence maximale du signal. Attention, il s'agit de la longueur d'onde sur le circuit imprimé, laquelle est plus basse que dans l'air. Pour ceux qui aiment calculer, divisez donc la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m/s) par la fréquence maximale du signal et par la racine carrée de la constante diélectrique effective du circuit imprimé. Bon, il est difficile de donner une limite, mais en gros il faut se poser la question à partir de longueurs de 5 mm pour des fréquences de 2,4 GHz, quelques centimètres pour 100 MHz. Attention toutefois aux signaux numériques : un signal carré de 100 MHz a des harmoniques largement au delà du GHz et sera donc déformé en l'absence d'adaptation d'impédance...

Composants gratuits !

Vous savez maintenant calculer la largeur d'une piste pour obtenir une impédance donnée, disons 50 Ohms. Que se passe-t-il si vous augmentez ou diminuez cette largeur sur un morceau de piste ? Rappelez-vous le modèle L/C. Si vous réduisez la largeur de la piste, vous augmentez l'impédance du tronçon, ce qui équivaut à l'ajout d'une petite inductance en série. Réciproquement, si vous augmentez la largeur, vous réduisez l'impédance, ce qui revient à ajouter un petit condensateur vers la masse. Tout ça se calcule (fig. 4), et permet magiquement d'obtenir des condensateurs ou des inductances gratuites. Pour être précis, ceci est vrai tant que la longueur du tronçon reste suffisamment petite par rapport à la longueur d'onde du signal, sinon c'est plus compliqué... Comment faire en pratique ? Imaginez que vous ayez une ligne 50 Ohms et besoin d'une inductance série. Fixez d'abord une impédance plus grande correspondant à une largeur de piste restant raisonnable, p. ex. 100 Ohms. Calculez ensuite la largeur de piste correspondante, puis la longueur du tronçon nécessaire pour obtenir l'inductance désirée avec les formules de la figure 4. Enfin, vérifiez que cette longueur est bien plus petite d'un ordre de grandeur que la longueur d'onde du signal de plus haute fréquence que vous devez traiter.

Un filtre... avec zéro composant

Il est temps d'expérimenter un peu, non ? Que peut-on faire avec des inductances série et des capacités parallèle ? Un filtre passe-bas p. ex. ! Essayons de créer un filtre passe-bas 1 GHz avec zéro composant. La première étape est de concevoir le filtre avec de « vrais » inductances et condensateurs. Vous pouvez rechercher les formules ou les abaques, ou utiliser l'un des bons outils de calcul disponibles sur la toile. Voyez en figure 5 le résultat obtenu avec l'un d'eux, développé par Tony Fisher de l'université de York. Il suffit de définir le type de filtre désiré, la fréquence de coupure, l'ordre du filtre et son impédance d'entrée/sortie et clic, les composants sont calculés, la courbe de réponse aussi. Ici, il nous faut donc trois inductances de 9,12 nH, 15,7 nH et 9,12 nH, et deux condensateurs de 4,36 pF.

Transformons maintenant ces valeurs en composants microruban, avec un circuit imprimé double face classique, FR4 d'épaisseur 1,6 mm. La piste 50 Ω aura donc une largeur de 3 mm. Pour faire les inductances, il faudra une piste plus étroite. Fixons son impédance caractéristique à 100 Ω, ce qui donne une largeur de 0,678 mm. Avec les formules données en figure 4, calculons les longueurs de tronçons nécessaires pour 9,12 nH. On trouve 14,62 mm. De même une piste de 25,16 mm est nécessaire pour avoir 15,7 nH. Idem pour les condensateurs. Prenons une impédance plus faible que 50 Ω, p. ex. 15 Ω. Ceci correspond à une largeur de piste de 15,2 mm. Avec cette impédance, pour obtenir 4,36 pF, la longueur calculée du tronçon est de 10,48 mm.

Ces dimensions ne sont-elles pas trop grandes par rapport à la fréquence de travail ? La plus grande longueur est de 25 mm. Ceci correspond à une longueur d'onde dans l'air de $3 \cdot 10^8 / 25 \cdot 10^{-3} = 12$ GHz, mais, comme on est sur un circuit imprimé, il faut diviser cette valeur par la racine carrée de la constante diélectrique effective (3,38) soit 1,8, d'où une fréquence maxi de 6 GHz. On s'attend donc à ce que le filtre fonctionne correctement tant que la fréquence du signal est « significativement plus faible » que 6 GHz. Ca devrait donc être bon pour 1 GHz, mais des soucis sont à craindre à quelques GHz.

Expérimentons...

Il n'y a plus qu'à essayer. Deux solutions : soit foncer et réaliser un circuit imprimé, soit vérifier d'abord la conception par la simulation numérique. Cette dernière solution peut vous éviter de perdre du temps. Plusieurs logiciels gratuits ou presque permettent de simuler un circuit microruban. La première solution est le simulateur *open source* QUCS. C'est un outil de type circuit (comme *Spice*), mais avec des modèles pour les différents structures de microrubans. Par contre, il ne permet pas de représenter graphiquement le circuit. À l'autre extrême, vous pouvez utiliser de vrais simulateurs électromagnétiques. *Sonnet Lite* est p. ex. une version limitée mais gratuite du simulateur professionnel *Sonnet*, tout à fait à l'aise avec des *microstrips* mais moins facile à maîtriser. J'ai choisi ici d'utiliser un outil intermédiaire : PUFF, bien connu des radioamateurs, permet de dessiner la géométrie du circuit et d'en extraire un modèle de type « circuit » avant de le simuler. Née sous MSDOS, son interface est datée, mais il est si simple d'emploi, et disponible gratuitement sous Linux également. Regardez la **figure 6**. J'ai dessiné puis simulé sous PUFF le filtre passe-bas avec ses 5 sections successives. Après quelques secondes de calcul, la courbe de réponse est affichée. C'est bien un filtre passe-bas 1 GHz ! La simulation montre par contre que l'atténuation devient quasi nulle vers 3 GHz. C'est une réponse parasite et cette fréquence est cohérente avec l'analyse de la fréquence maximale vue plus haut.

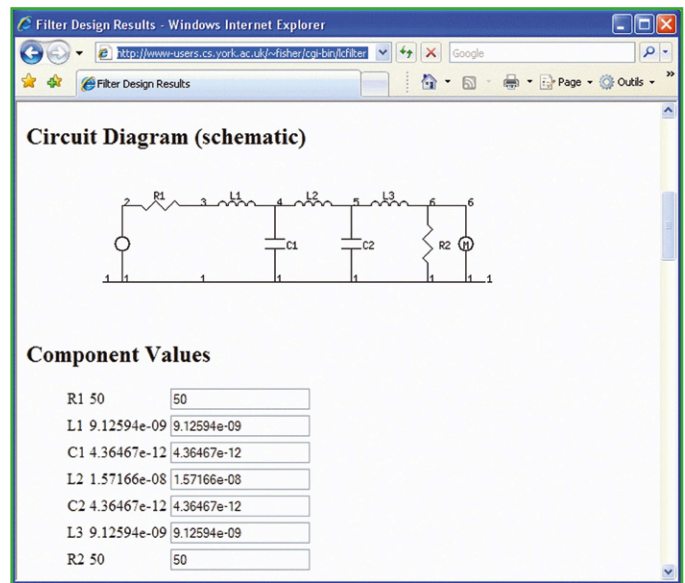


Figure 5 : Et voici un filtre passe-bas 1 GHz, calculé par un outil en ligne bien pratique.

Pour le tester en vraie grandeur, j'ai gravé un petit circuit imprimé sans modification (**fig. 7**). Pour mesurer la réponse d'un tel filtre, il faut au moins un générateur HF et un analyseur de spectre. Puisque j'ai la chance de disposer d'un analyseur de réseau vectoriel HP8510 (**fig. 8**), une belle bête qui mesure directement la réponse et le coefficient de réflexion d'un filtre de quelques MHz à plus de 20 GHz, il aurait été dommage de ne pas l'utiliser. Le résultat de la mesure (**fig. 9**) montre que

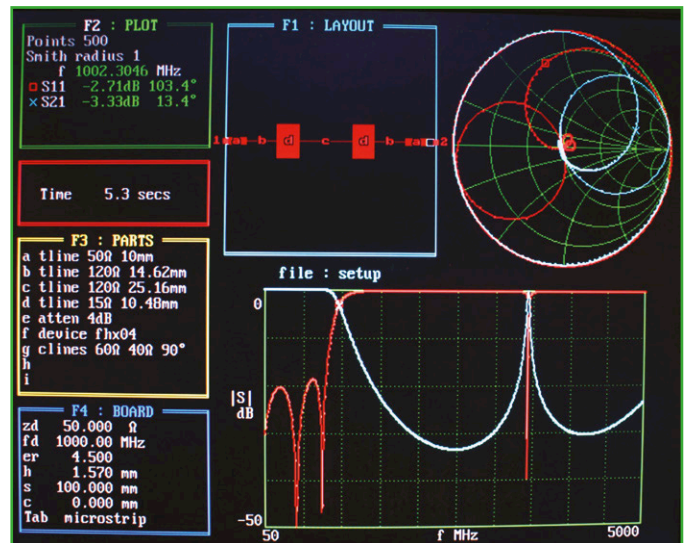


Figure 6 : PUFF permet de dessiner et de simuler facilement une conception à microrubans. En bas de l'écran la fonction de transfert calculée du filtre (en bleu) et le coefficient de réflexion (en rouge). Une réponse parasite est visible autour de 3,4 GHz

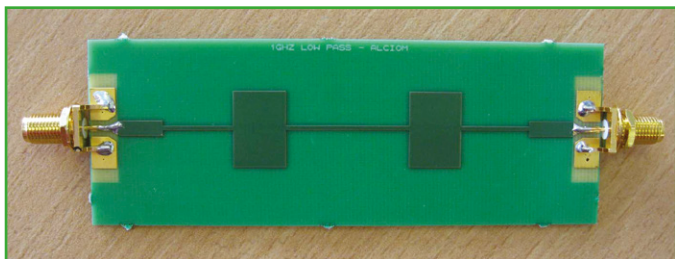


Figure 7 : Et voilà le prototype. Un simple bout de circuit imprimé et deux connecteurs SMA !

la fréquence de coupure à -3 dB est de 954 MHz. Une réponse parasite est mesurée à 3,2 GHz. On n'est pas loin des résultats de la simulation dont l'utilité est donc ainsi confirmée.

Pour conclure

Je ne vais pas vous mentir, on n'a pas besoin de microrubans tous les jours. Pourtant, si vous travaillez avec des hautes fréquences ou des signaux numériques rapides, vous fonceriez vers l'échec si vous ignoriez ce qu'est une ligne adaptée et comment la réaliser sur un circuit imprimé. Les microcontrôleurs à

10 MHz d'il y a quelques années n'étaient pas concernés, mais c'est une autre affaire avec les monstres récents et leurs ports Gigabit, USB3, HDMI, DDR et autres. De plus, impressionner son entourage en dessinant des composants sous la forme de pistes de cuivre est tellement *fun* ! Sachez que beaucoup d'autres structures sont possibles en *microstrip*. Demandez à Google, vous aurez de quoi vous occuper avec ses 798.465 réponses.

Mon prochain article parlera encore de circuits imprimés, avec d'autres conseils pour augmenter vos chances de succès.

(140171)

Sources

AppCad : *Agilent Technologies*

<http://www.hp.woodshot.com/>

Online filter design calculator

<http://www-users.cs.york.ac.uk/~fisher/lcfilter/>

PUFF microstrip layout and simulator

<http://www.its.caltech.edu/~mmc/puff.html>

QUCS : <http://qucs.sourceforge.net/>

Sonnet Lite : <http://www.sonnetsoftware.com/products/lite/>

Références

[1] www.elektor-magazine.fr/140079

[2] *Planar Microwave Engineering - A practical guide to theory, measurements and circuits*, Thomas H. Lee, Cambridge University Press, isbn 0-521-83526-7

[3] *Embedded Microstrip Impedance Formula*, Doug Brooks, Ultracad, <http://www.ultracad.com/articles/embedded.pdf>

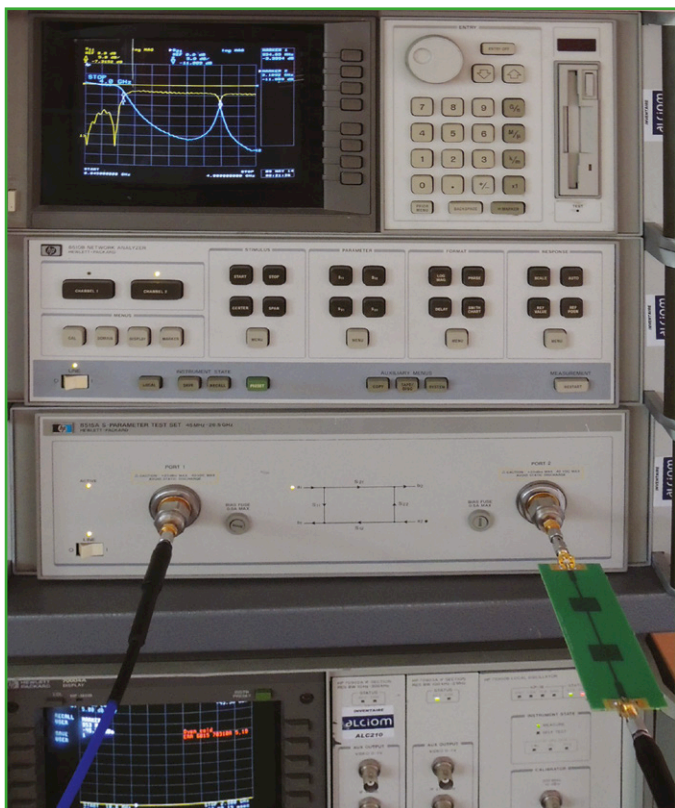


Figure 8 : Un analyseur de réseau vectoriel HP8510 au travail dans le laboratoire de la société de l'auteur.

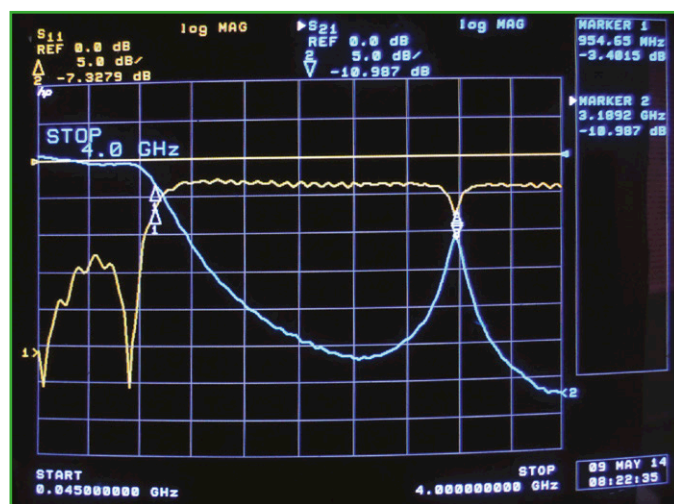


Figure 9 : La mesure du filtre. L'échelle horizontale est de 45 MHz à 4 GHz. Très proche de la simulation, non ?

diodes à effet tunnel

drôle de composant n°7

Alors que je cherchais l'inspiration pour cet article, les oscilloscopes *Tektronix* de mon labo ont attiré mon attention. J'ai toujours admiré les hautes performances que les vieux modèles atteignaient avec des composants discrets. L'utilisation de diodes à effet tunnel dans leur circuit de déclenchement m'a toujours intrigué. Aujourd'hui peu répandues, on peut toutefois encore les acheter en cherchant bien.

Mais pourquoi *Tektronix* utilisait-il ces diodes dans les circuits de déclenchement ? Probablement parce qu'elles commutent rapidement et peuvent aussi se comporter comme une bascule. Par exemple, le *Tektronix 465* en utilise deux pour créer une impulsion de déclenchement pour ses circuits logiques. L'une sert à armer l'impulsion, l'autre à la produire [1]. Les diodes sont nécessaires à l'obtention d'états de fonctionnement bien définis dans le circuit logique de déclenchement.

La **figure 1** montre une diode à effet tunnel dans un circuit de polarisation simplifié. Ces diodes sont constituées d'une jonction PN de silicium possédant une zone de déplétion très étroite afin de maximiser l'effet tunnel. Cela veut dire qu'une faible tension de polarisation suffit à en déclencher la conduction en direct. Le courant augmente avec la tension de polarisation avant d'atteindre un pic (i_1) puis un minimum (i_2) (**fig. 2**). C'est ce comportement qui leur confère leur résistance négative et permet de les utiliser comme amplificateur ou oscillateur. La valeur du pic de courant est une caractéristique spécifiée.

Regardons de plus près la **figure 1**. La diode 10 mA est polarisée avec un courant de 9,9 mA, juste sur le pic de courant, lorsque V_{trigger} est à l'état de haute impédance. Lorsque V_{trigger} entraîne l'injection de suffisamment de courant pour passer le pic, la diode est alors traversée par son courant minimal.

C'est cette caractéristique qui permet également de tester les diodes à effet tunnel. Si vous en mesurez la résistance avec un multimètre numérique et que la valeur est élevée, c'est que la diode est défectueuse. Une faible résistance

signifie qu'elle *pourrait* être en bon état mais, pour en être sûr, il faudra vérifier que la diode est capable de passer de son courant de pic à son courant minimum. Pour certains circuits critiques il faudra également vérifier que l'intensité de ces courants n'a pas trop dérivé avec le temps : c'est un problème... courant. Si c'est le cas, il faudra peut-être calibrer ou ajuster le circuit.

Les diodes à effet tunnel sont des composants intéressants, qui répondaient à un réel besoin dans les années 60, et on pensait alors qu'elles constituaient la plus significative des découvertes dans le domaine des semi-conducteurs après le transistor. Elles sont aujourd'hui plutôt difficiles à trouver à moins que vous ne réparez de vieux appareils. Si vous voulez en apprendre plus sur ces diodes et leurs utilisations, jetez un œil aux sites de fans d'oscilloscopes [2].

(140057 - version française : Kévin Petit)

Liens

[1] <http://w140.com/mmm/tek-465-late.pdf>

[2] http://w140.com/tekwiki/wiki/Tunnel_diodes

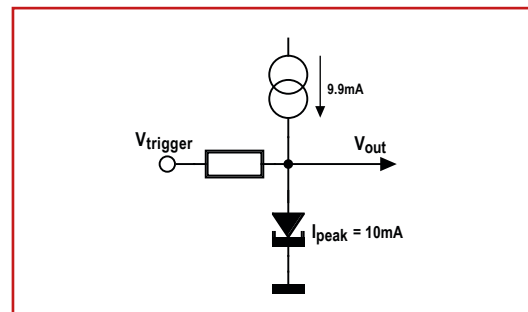


Figure 1.
Circuit simplifié de polarisation d'une diode à effet tunnel.

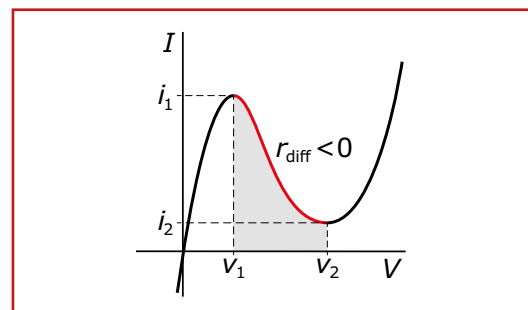
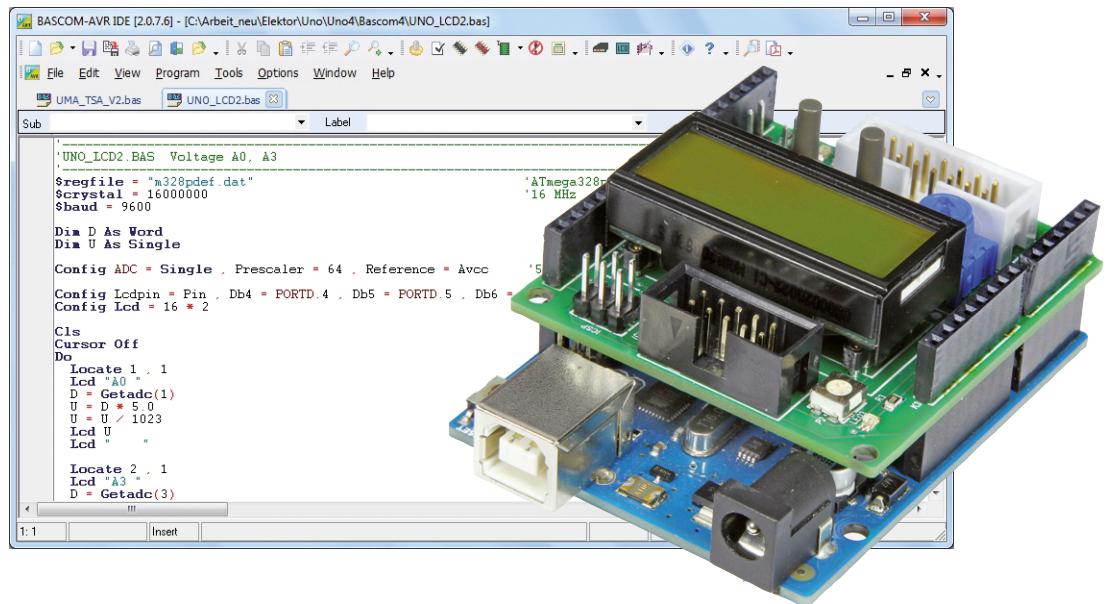


Figure 2.
Caractéristique en courant d'une diode à effet tunnel.

l'atelier du microcontrôleur (4) des interfaces pour l'utilisateur



Burkhard Kainka
(Allemagne)

Une application à microcontrôleur est d'autant plus pratique à utiliser que son interface homme-machine est bien conçue. Souvent il suffit d'ajouter un petit afficheur, un potentiomètre ajustable, une poignée de LED et quelques touches pour construire un appareil plus qu'honorable. Petits principes de construction.

Commençons par l'afficheur. Certains affichent uniquement des caractères alphanumériques, d'autres aussi des dessins géométriques. Les afficheurs à texte peuvent être petits (1 ligne x 8 caractères) ou grands (4 x 20). Celui du *shield* Arduino Elektor (cf. ce même numéro ; dans le jargon d'Arduino, *shield* signifie simplement *carte d'extension*) est à 2 lignes de 8 caractères. C'est petit, mais ça rime avec suffit, puisqu'on y fait tenir facilement un message comme « U = 3,3 V » et « I = 8,2 mA ».

Connexion du LCD

La **figure 1** montre comment est relié l'afficheur du *shield* Elektor à l'ATmega328 de la carte Arduino. Le schéma indique également le

câblage des composants avec lesquels nous jouerons : deux LED, deux boutons, et un potentiomètre. Vous pouvez bien sûr assembler ce circuit sur une plaque d'essai, sachant que l'afficheur peut être différent et qu'un 2 x 16 caractères fera tout aussi bien l'affaire. Reste que le plus simple est sans doute d'utiliser le nouveau *shield* Elektor. Vous pouvez le commander depuis [1], page depuis laquelle vous pouvez comme d'habitude télécharger les programmes qui égayent cet article.

L'afficheur occupe six lignes du port D (D2 à D7). Il reste ainsi deux broches disponibles pour l'interface série, à savoir D0 (RD) et D1 (TD). Les ports B et C sont libres et attendent nos bonnes

idées. Les afficheurs comme celui-ci peuvent être utilisés en mode 4 bits ou 8 bits. En mode 8 bits, les données à afficher sont transmises en parallèle sur 8 lignes. Pour économiser le nombre de broches, par nature limité, on préfère souvent transmettre la représentation octale d'un caractère sur deux demi-octets, ce qu'on appelle le mode 4 bits. Pour afficher par exemple un « A », qui en code hexadécimal ASCII est l'octet &H41 (65 en décimal, &B01000001 en binaire) on envoie d'abord le demi-octet &B0001, puis &B0100. Nous n'avons pas besoin de connaître ces subtilités, Bascom les traite pour nous. Nous écrivons Lcd «A» dans le code, et un A s'affiche. Point.

Pour notre programme d'exemple (**listage 1**), nous devons d'abord indiquer au compilateur avec la commande Config à quels ports sont reliées les lignes du LCD. L'afficheur est ensuite initialisé avec la ligne Config Lcd = 16 * 2. Différents formats sont possibles, mais l'affichage 8 * 2 n'est pas pris en charge, car même un LCD aussi petit que celui-ci est équipé d'un contrôleur d'affichage

pour le format 16 x 2 caractères. En pratique ce n'est pas un problème, envoyer par mégarde à l'écran une ligne de plus de 16 caractères n'empêche pas le programme de fonctionner. La ligne est simplement coupée à l'écran, au programmeur alors de trouver le moyen d'exprimer son message avec moins de caractères.

La commande Cls (Clear screen) qui suit l'initialisation efface ce qui était précédemment affiché. Le premier des caractères envoyé à l'écran sera donc placé au début de la première ligne. Nous avons écrit les sept lettres du mot Elektor, le prochain caractère atterrira donc à la huitième position de la première ligne. Nous aimerions toutefois écrire sur la seconde ligne. Pour cela nous utilisons l'instruction Locate 2 , 1. Son interprétation est intuitive : se positionner sur la ligne 2 et au « rang » 1. Nous y afficherons un nombre incrémenté toutes les secondes. Nous aurons donc une sorte de chronomètre (qui me permet de vous dire que jusqu'à présent la rédaction de cet article m'a occupé 1200 s, soit 20 min).

Listage 1. Afficher du texte et des nombres.

```

'-----
'UNO_LCD1.BAS  Text Output
'-----
$regfile = "m328pdef.dat" 'ATmega328p
$crystal = 16000000      '16 MHz
$baud = 9600

Dim N As Word

Config Lcdpin = Pin , Db4 = Portd.4 ,
Db5 = Portd.5 , Db6 = Portd.6 , Db7 =
Portd.7 , E = Portd.3 , Rs = Portd.2
Config Lcd = 16 * 2

Cls
Lcd "Elektor"
'Cursor Off
Do
  Locate 2 , 1
  Lcd N
  N = N + 1
  Waitms 1000
Loop
    
```

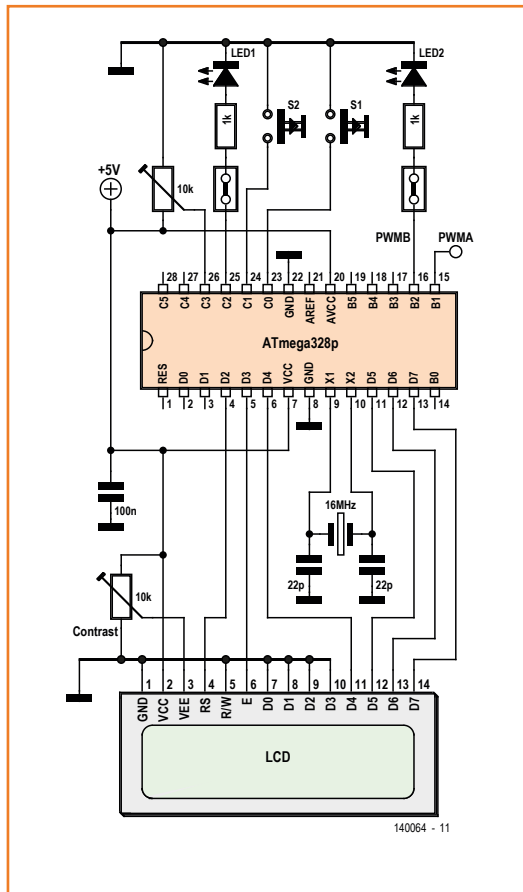


Figure 1. Schéma de principe : câblage des LED, des boutons et du LCD du shield Elektor avec l'ATmega328 de la carte Uno.

La commande `Lcd` est utilisée deux fois. Qu'il soit bien clair ici que cette commande est utilisée de deux façons différentes. Dans `Lcd «Elektor»`, le paramètre passé à `Lcd (Elektor)` est entre guillemets et est donc affiché tel quel. Dans `Lcd N`, le paramètre `N` n'est pas entre guillemets et est donc considéré comme une variable dont le contenu doit être transformé en chaîne de caractères avant d'être affiché à l'écran ; la valeur de `N` est ici un nombre entier, elle aurait pu être un nombre décimal. Que `Bascom` sache quand et comment convertir un nombre en chaîne de caractères à afficher est très pratique, d'autres langages nécessitent ici plus d'intervention de la part du codeur.

Le curseur (représenté par un tiret bas) qui suit le nombre affiché indique la position du prochain caractère à écrire. Le curseur est ici un peu la mouche à chasser puisque nous n'écrivons rien derrière le nombre. La commande pour se débarrasser du curseur est `Cursor off`. Elle est présente dans le code, mais désactivée par une apostrophe de commentaire. Supprimez l'apostrophe pour *décommenter* cette ligne, recompilez le programme, rechargez-le dans l'ATmega, et le tiret se sera tiré. Le moment est sans doute venu de rappeler que pour appeler l'aide contextuelle de `Bascom` il suffit de sélectionner un mot et d'appuyer sur `F1` ; ici vous découvrirez p. ex. comment afficher un curseur clignotant.

Les LCD

Les écrans à cristaux liquides (LCD, pour *liquid crystal display*) sont populaires car ils consomment peu de courant tout en offrant une bonne lisibilité. Ils peuvent être utilisés avec ou sans rétro-éclairage. L'éclairage du LCD du shield `Elektor` est toujours activé, mais à nombre égal de caractères un écran à LED aurait consommé beaucoup plus de courant.

Un LCD est économe car il n'émet pas de lumière : il laisse ou non passer la lumière polarisée qui le traverse. Pour cela les cristaux liquides sont placés entre deux plaques de verre recouvertes chacune d'un filtre polarisant [2]. En appliquant aux cristaux une tension, on peut modifier leur orientation de façon à ce qu'ils fassent ou non tourner de 90 ° le plan de polarisation de la lumière. Avec deux filtres polarisant perpendiculaires (ou parallèles), on peut donc transmettre ou bloquer la lumière. La commande proprement dite de l'écran nécessite l'application d'une tension rectangulaire sans composante continue entre les différents segments. Il existe pour ça des circuits CMOS spécialisés, mais certains microcontrôleurs peuvent s'acquitter de cette tâche. Les afficheurs de texte à LCD sont en général commandés par un microcontrôleur spécialisé.

Leur ancêtre est le HD44780, devenu un quasi-standard puisque la plupart des contrôleurs sont aujourd'hui encore compatibles avec lui, c.-à-d. ont un brochage et des fonctions associées définies de la même façon. Les afficheurs

se commandent généralement via 14 lignes, parfois avec deux de plus pour le rétro-éclairage. Le LCD du shield `Elektor` n'utilise que 14 lignes, son rétro-éclairage est câblé.



Petit tour du brochage : `GND` et `VCC` vont à la masse et au +5 V. `Vee`, la tension de contraste, est reliée à un ajustable.

Le réglage optimal est souvent obtenu avec une différence de tension de 4,5 V entre `Vee` et `VCC`. Dans de nombreux cas il suffit de placer une résistance fixe de 470 Ω à 1 kΩ entre `Vee` et `GND`. Le potentiomètre est alors inutile.

L'entrée `RS` permet d'utiliser l'afficheur selon deux modes : réception de données (`RS = 1`), ou commande (`RS = 0`). Le mode « données » sert à afficher du texte, le mode « commande » à initialiser l'écran ou à positionner le curseur. La broche `R/W` commute les modes écriture et lecture. Le mode lecture est utilisé uniquement pour déterminer si l'afficheur est prêt à recevoir les prochaines données. Laisser un bref temps d'attente revient au même, donc on se passe souvent de ce mode et on relie `R/W` à `GND`. L'entrée de validation `E` sert à signaler au contrôleur d'affichage que des données valides sont présentes sur le bus de données (lignes `D0` à `D7`) et qu'il doit les lire. La validation de la lecture se fait sur front descendant. En mode 8 bits, on transfère les huit bits de l'octet de données sur les lignes du bus, puis on envoie une impulsion de validation sur `E`. Même opération en mode 4 bits, mais deux fois, avec uniquement les lignes `D4` à `D7`. Les bits de poids faible sont transmis les premiers. Le choix du mode se paramètre lors de l'initialisation de l'afficheur.

Voltmètre à deux voies

Que diriez-vous d'un voltmètre à deux voies ? Le **listage 2** est une solution parmi d'autres. Nous savons déjà comment convertir en tension les valeurs renvoyées par le convertisseur AN (cf. atelier précédent). Pour leur affichage, nous indiquons au début de chaque ligne de quelle entrée proviennent les mesures (A0 ou A3). Nous faisons suivre ces entrées d'une espace, et nous plaçons également des espaces après la tension affichée. Sans ces espaces, nous nous exposerions à la situation suivante : une tension de 4,859 V est p. ex. mesurée, puis immédiatement après 5,0 V. Bascom afficherait bien « 5,0 », mais puisque les deux derniers chiffres du nombre précédent ne seraient pas écrasés, nous lirions « 5,059 ». Faire suivre d'espaces le dernier chiffre à afficher est un moyen efficace d'effacer le nombre précédent et d'éviter ce genre de fausse-vraie mesure. Ce faisant, nous ne nous formalisons pas de tronquer la valeur à afficher en ne tenant pas compte de ses deux derniers chiffres réels.

Les mesures sont effectuées sur ADC0 et ADC3. L'habituelle résistance-talon est intercalée entre la source de la mesure et la broche ADC0 (**fig. 2**). La broche ADC3 est quant à elle déjà reliée à l'ajustable du shield Elektor, qui permet d'appliquer sur ADC3 une tension comprise entre 0 et 5 V. Toutes les broches de l'Arduino sont reliées aux barrettes du shield. Profitons-en pour monter, en parallèle avec l'ajustable et entre GND et ADC3, un gros condensateur électrolytique d'au plus 470 µF. Le circuit formé est un filtre passe-bas. Vous pouvez observer sur l'afficheur la façon dont la tension se traîne lorsque vous tournez le potentiomètre. Mais pourquoi pas plus de 470 µF ? Parce qu'un courant de charge intense ne manquerait pas de mortifier l'ajustable si vous le rameniez rapidement à 0 après avoir chargé le condensateur sous 5 V.

Mesure d'éclairement

Remplacez ADC0 par ADC2 dans le code précédent (**listage 3**). La diode LED1 du shield est reliée à ADC2 via une résistance-talon de 1 kΩ et un cavalier, car cette broche peut également être utilisée comme sortie. Cette fois-ci elle reste une entrée. Une LED ordinaire peut également se comporter en photodiode, ce qui signifie que nous pouvons l'exploiter en tant que photo-détecteur. Éclairer la LED avec une lampe de poche

provoque en l'effet l'apparition à ses bornes d'une tension pouvant aller jusqu'à 1,5 V, soit trois fois celle d'une photodiode au silicium. Cette différence entre LED et photodiode concerne aussi bien leur tension directe que la tension suscitée par l'éclairement du composant et s'explique par le fait que la bande interdite de la LED est plus large que celle de la photodiode.

Listage 2. Afficher des tensions.

```

-----
'UNO_LCD2.BAS  Voltage A0, A3
-----
$regfile = "m328pdef.dat" 'ATmega328p
$crystal = 16000000      '16 MHz
$baud = 9600

Dim D As Word
Dim U As Single

Config Adc = Single , Prescaler = 64
, Reference = Avcc      '5 V

Config Lcdpin = Pin , Db4 = Portd.4 ,
Db5 = Portd.5 , Db6 = Portd.6 , Db7 =
Portd.7 , E = Portd.3 , Rs = Portd.2
Config Lcd = 16 * 2

Cls
Cursor Off
Do
  Locate 1 , 1
  Lcd "A0 "
  D = Getadc(1)          'A0
  U = D * 5.0
  U = U / 1023
  Lcd U
  Lcd "  "

  Locate 2 , 1          'Pot
  Lcd "A3 "
  D = Getadc(3)
  U = D * 5.0
  U = U / 1023
  Lcd U
  Lcd "  "
  Waitms 1000
Loop

```

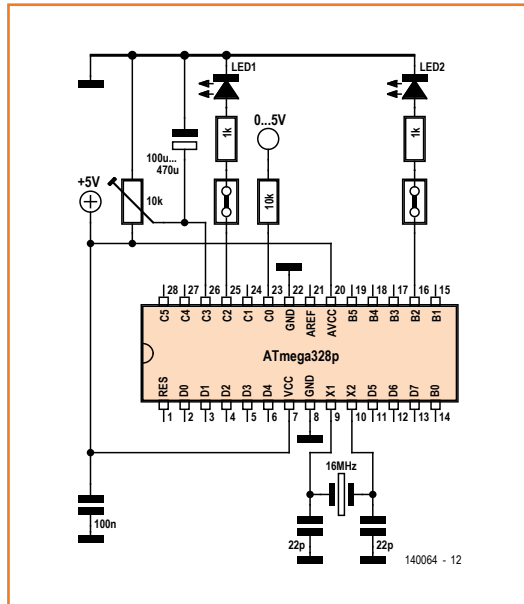


Figure 2. Utilisation des entrées analogiques.

Autre effet notable, lorsque la lumière est faible le potentiel sur ADC2 suit en partie le potentiel appliqué sur ADC3 via l'ajustable. Cet effet s'explique par le principe même du convertisseur AN derrière l'entrée duquel se trouve un petit condensateur d'échantillonnage. La source de la mesure charge le condensateur, puis la charge résultante est mesurée aux bornes de ce condensateur. Supposons que la dernière tension mesurée ait été de

3 V aux bornes du potentiomètre. Le condensateur interne au convertisseur AN contient encore un peu de cette charge, et comme la LED est une source de très grande impédance, le temps de décharge du condensateur de mesure peut excéder le temps d'échantillonnage et la mesure être faussée. La fiche technique de l'ATmega recommande donc de ne pas mesurer de source dont la résistance interne dépasse 10 kΩ. La nôtre fait plusieurs MΩ, mais en mettant le potentiomètre sur 0 on peut mesurer la tension même lorsque la lumière est faible. Cet exemple montre que le CAN est un circuit à très haute impédance. Un voltmètre numérique dont la résistance interne vaut 10 MΩ ne pourrait pas mesurer la tension de la LED, l'ATmega le peut.

Un moyen d'obtenir une mesure beaucoup plus fiable lorsque la source a une impédance très grande est d'étayer la ligne de mesure avec un condensateur de 10 nF (fig. 3). Même sous lumière très feutrée, le circuit parvient à mesurer une tension d'environ 1 V. Avec les jonctions PN à caractéristique exponentielle, la tension augmente grosso modo de 70 mV lorsque le courant varie d'un facteur 10. Nous avons donc sept décades de valeurs d'intensité et d'éclairement entre 1 et 1,5 V. Amplement de quoi couvrir l'intervalle allant de 10 lx à 100000 lx. Peut-être l'un d'entre vous aura-il envie de compléter cette ébauche de luxmètre ? Le partage d'une petite collection de programmes Bascom profiterait à chacun !

Listage 3. Mesure de la LED et de l'ajustable.

```
Do
  Locate 1 , 1
  Lcd "A2 "
  D = Getadc(2)           ' LED1
  U = D * 5.0
  U = U / 1023
  Lcd U
  Lcd "  "

  Locate 2 , 1
  Lcd "A3 "
  D = Getadc(3)           ' Pot
  U = D * 5.0
  U = U / 1023
  Lcd U
  Lcd "  "
  Waitms 1000
Loop
```

Sorties MLI

Les tâches qui nécessitent une certaine précision temporelle font appel aux temporisateurs/compteurs (*timers*). La plupart des microcontrôleurs en possèdent plusieurs. L'ATmega328 en a trois : Timer0 et Timer2, qui ont une résolution de 8 bits, et Timer1, qui offre une résolution de 16 bits. On peut se représenter Timer1 comme un compteur à 16 étages, semblable en cela au CD4040 (seulement) 12 étages. Autrement dit, le signal d'horloge entre d'un côté et en ressort de l'autre mais avec une fréquence inférieure. Le CD4040 permet de construire des temporisateurs ou des diviseurs de fréquences, ou encore servir de compteur d'impulsions binaires. Le Timer1 sait faire tout cela et bien plus, pour peu qu'on l'initialise de façon adéquate. Il peut ainsi produire deux signaux modulés en largeur d'impulsion, deux signaux rectangulaires dont on peut modifier le rapport impulsion/pause. Cette fonction

MLI (*PWM*) permet de commander une luminosité comme le fait un gradateur, qui ne fait rien d'autre que mettre très rapidement hors et sous tension un circuit d'éclairage alimenté par le secteur. Voyons donc comment faire pareil, mais avec une LED au lieu d'une lampe.

La résolution maximale de la période du signal MLI est de 10 bits. Nous pourrions choisir 8 bits, mais la résolution de 10 bits s'impose car elle correspond à celle du convertisseur AN. Le compteur compte alors sans arrêt de 0 à 1023, et on peut programmer la valeur de ce compteur au-dessus de laquelle la sortie changera de niveau, p. ex. 511 (le rapport cyclique du signal vaudra alors 50 %). Pour déterminer à quel moment le niveau de la sortie doit être changé, l'ATmega compare régulièrement la valeur du compteur avec la valeur de seuil (511 dans notre exemple)

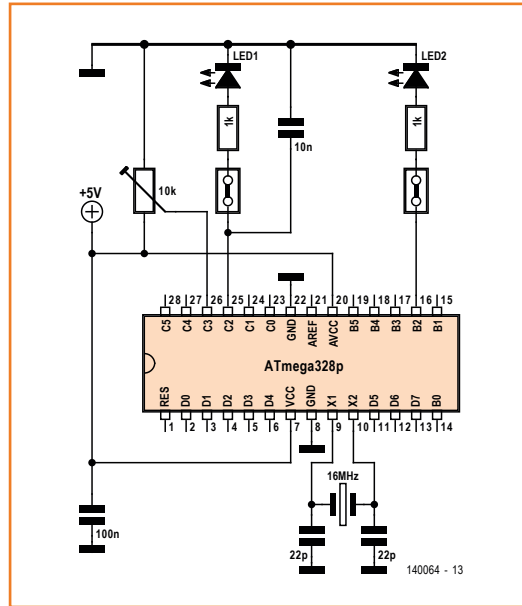


Figure 3. Une LED comme photo-détecteur.

Listage 4. Commande MLI.

```

'-----
'UNO_LCD3.BAS  PWM
'-----
$regfile = "m328pdef.dat"  'ATmega328p
$crystal = 16000000        '16 MHz
$baud = 9600

S1 Alias Pinc.0
S2 Alias Pinc.1

Dim D As Word
Dim U As Single

Config Adc = Single , Prescaler = 64 ,
Reference = Avcc      '5 V

Config Timer1 = Pwm , Prescale = 1 ,
Pwm = 10 ,
Compare A Pwm = Clear Up , Compare B
Pwm = Clear Up

Config Lcdpin = Pin , Db4 = Portd.4 ,
Db5 = Portd.5 , Db6 = Portd.6 , Db7 =
Portd.7 , E = Portd.3 , Rs = Portd.2
Config Lcd = 16 * 2

Portc.0 = 1                      'Pullup
Portc.1 = 1                      'Pullup
Config Portb = Output
Cls
Cursor Off
Do
  Locate 1 , 1
  Lcd "PWMA="
  A = Getadc(3)
  Pwm1a = A
  Lcd A
  Lcd "  "

  If S1 = 0 Then
    If B > 0 Then B = B - 1
  End If
  If S2 = 0 Then
    If B < 1023 Then B = B + 1
  End If
  Pwm1b = B

  Locate 2 , 1
  Lcd "PWMB="
  Lcd B
  Lcd "  "
  Waitms 100
Loop
    
```

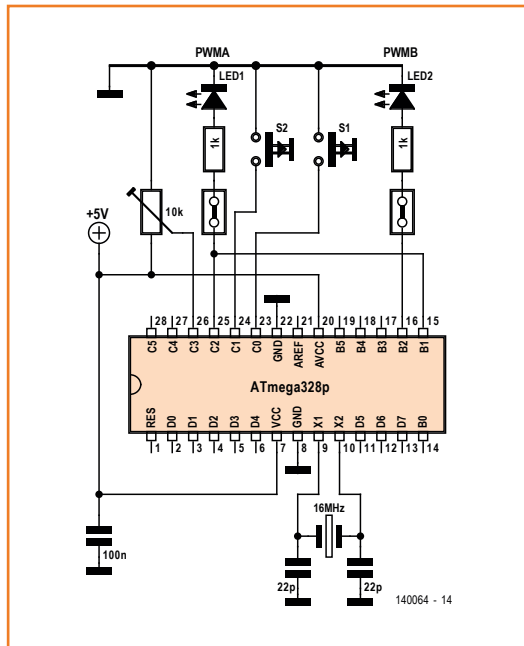


Figure 4.
Deux LED reliées à deux sorties MLI

stockée dans un registre de comparaison. Timer1 permet de produire deux signaux MLI indépendants car il est associé à deux registres de comparaison : PWM1A relié à PB1, PWM1B à PB2. C'est donc à PB2 et via une résistance-talon de 1 kΩ que j'ai relié la diode LED2 afin de contrôler sa luminosité par MLI.

Le programme (**listage 4**) utilise la sortie MLI « A » liée au convertisseur AN de la broche ADC3 (potentiomètre). La valeur renvoyée par l'ajustable définit la valeur de seuil du compteur. Une position médiane du potentiomètre produit un signal symétrique. Toutes les valeurs comprises entre 0 et 1023 sont possibles et affichées sur le LCD. Reliez un oscilloscope à PB1 (broche 9 de l'Arduino) pour visualiser le signal.

La fréquence du signal MLI dépend bien sûr de la fréquence à laquelle le temporisateur/compteur est cadencé. Cette fréquence peut être celle du quartz de l'Arduino (16 MHz), utilisé avec ou sans diviseur ($16 \text{ MHz} / 64 = 250 \text{ kHz}$ p. ex). Ici nous utilisons le quartz sans diviseur, ce que traduit la ligne `Prescale = 1`. Puisque la résolution est de 10 bits, vous vous attendez sans doute à ce que la fréquence du signal MLI soit de $16000 \text{ kHz} / 1024 = 15,625 \text{ kHz}$. Elle ne vaut en fait que la moitié de cette fréquence (7,8 kHz), car Bascom utilise le mode « MLI à phase correcte » et non le mode « MLI rapide ». Le rôle

de ces deux modes est expliqué dans la fiche technique de l'ATmega, mais avec une foison de détails un peu décourageante. Bascom nous fait gagner du temps dans ce type de contexte car il se pré-configuré lui-même. En d'autres termes Bascom fonctionne même lorsqu'on ne connaît pas tous les détails techniques.

LED2 est donc reliée à la deuxième sortie MLI (PB2). La sortie du programme est commandée par les deux boutons S1 et S2, dont les ports associés ont été renommés avec la commande `Alias` pour rendre le code plus lisible. Ainsi l'instruction `If S1 = 0 Then` est-elle interprétée par Bascom comme `If Pinc.1 = 0 Then`, autrement dit Bascom lira l'état du port PC1 pour voir si la condition est satisfaite. Les touches sont reliées à GND par l'intermédiaire d'une résistance de rappel afin que leur état de repos soit un niveau 1. L'ATmega ne lira un état 0 que si l'utilisateur appuie sur le bouton. Le fonctionnement du programme est simple : appuyer sur S1 baisse la sortie MLI (mais uniquement si elle est supérieure à 0), appuyer sur S2 l'augmente (mais uniquement si elle est inférieure à 1023). La sortie varie d'un pas lorsqu'on appuie brièvement sur un bouton, de 10 pas par seconde lorsqu'on appuie en permanence sur un bouton. Le LCD affiche chaque fois le contenu des deux registres de comparaison.

Scrutation de boutons

Le code montre par ailleurs comment scruter l'état d'un bouton et agir en conséquence à l'aide de branchements conditionnels. Cette façon de faire est très simple, il en existe bien sûr de nombreuses autres. Trouver la façon optimale d'atteindre un objectif donné est un défi passionnant. Deux boutons et un potentiomètre permettent de régler quantité de choses différentes, un petit nombre de boutons ouvre la voie à de multiples possibilités.

Le code embrigade quasiment tous les composants du shield Elektor : le LCD pour l'affichage des deux valeurs MLI, le potentiomètre pour la commande de la sortie PWMA, les deux boutons pour la commande de PWMB et, incidemment, la LED2. Seule la LED1 reste les pattes croisées. Câblez donc PB1 (broche Arduino 9), ADC2 (Arduino A2), un cavalier et une résistance de 1 kΩ (**fig. 4**). Vous pouvez maintenant contrôler la luminosité de LED1 avec l'ajustable.

« Je savais déjà le faire avec LED2 », allez vous me rétorquer. Certes, mais le câblage de LED1 me permet de vous proposer un petit jeu : un joueur utilise les boutons pour régler d'une certaine façon la luminosité de LED2, puis masque le LCD. Un autre joueur doit alors tenter de régler à l'identique la luminosité de la LED1. Le LCD révèle l'écart. Les rôles sont ensuite inversés. Est déclaré vainqueur celui qui en fin de partie totalise l'écart le plus faible. Se joue aussi dans le noir.

(140064 - version française : Hervé Moreau)

Liens

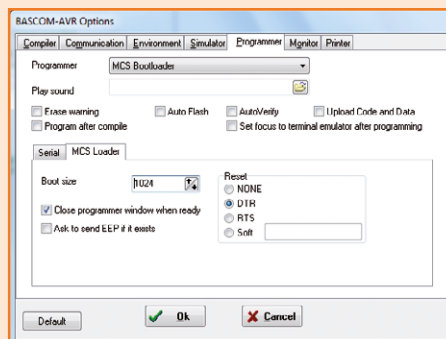
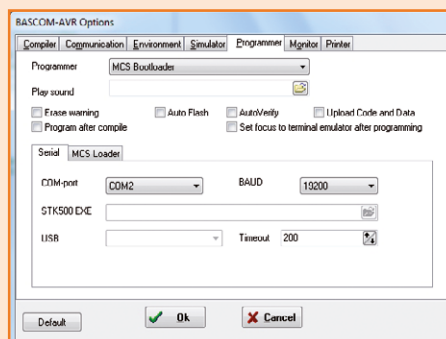
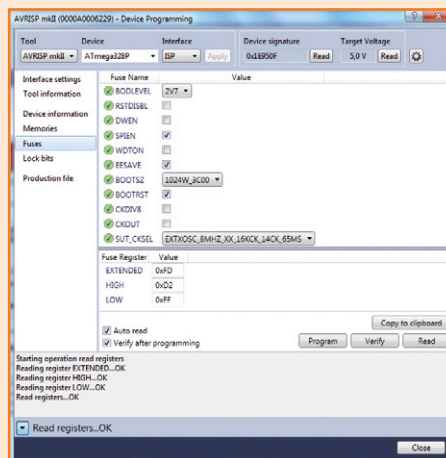
[1] www.elektor-magazine.fr/140064

[2] <http://fr.wikipedia.org/wiki/Polariseur>

Le chargeur MCS Bootloader

Nous avons vu précédemment que l'ATmega peut être programmé soit avec le chargeur d'amorce d'Arduino, soit par l'intermédiaire d'un connecteur ISP, dont le shield Elektor est du reste équipé. Cette interface ISP permet également d'installer un autre chargeur d'amorce avec un programmeur externe.

Bascom reconnaît le MCS Bootloader. Ce chargeur peut être adapté à différents contrôleurs, ce qui permet d'équiper différentes cartes à microcontrôleur (matériel maison y compris) avec le même chargeur d'amorce. Plutôt pratique. Le code source est fourni avec les exemples Bascom. Il ne reste qu'à paramétrer le contrôleur utilisé, la fréquence d'horloge et le débit ; l'ATMega328P n'était en effet pas encore pris en compte, mais adapter le code fut simple. Vous pouvez télécharger [1] le chargeur d'amorce adapté, le code source et le fichier hexadécimal. Les fichiers ont pour nom BootLoaderUno_16.bas (16 pour 16 MHz) et BootLoaderUno_16.hex. Attention, le chargeur MCS a besoin de plus d'espace mémoire que le chargeur d'Arduino, donc les fusibles de configuration diffèrent (capture d'écran n° 1) : 1024 mots d'espace sont à réserver depuis &H3C00. Bascom doit être paramétré en conséquence lorsqu'on souhaite



utiliser le chargeur MCS Bootloader. Il faut là aussi veiller à indiquer l'interface COM et le débit, 19200 bauds actuellement (capture d'écran n° 2).

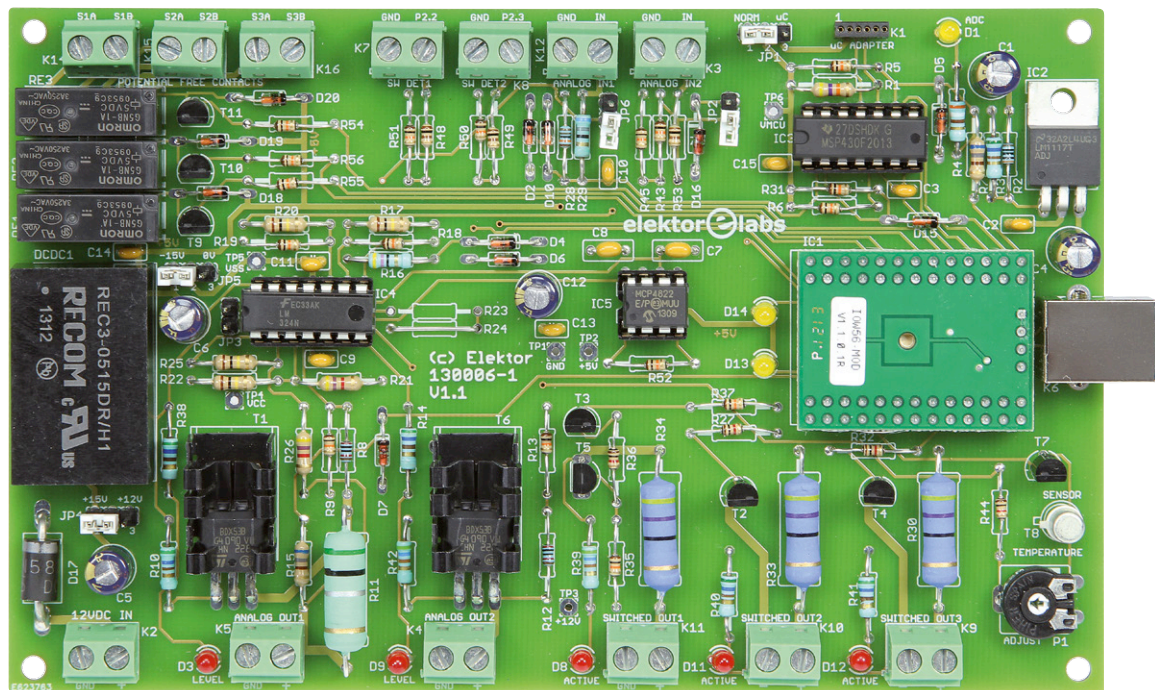
Autre paramètre crucial, DTR dans l'onglet *MCS Loader*. Nous avons vu que les octets étaient physiquement transférés par USB, mais transmis par une interface série RS-232 virtuelle. Sur toutes les cartes Arduino, un niveau bas sur la broche DTR du connecteur série déclenche l'initialisation (*reset*). Le chargeur d'amorce entre alors en jeu. Au démarrage, le contrôleur exécute en effet le programme stocké à l'adresse du chargeur (&H3C00). Ce code se met alors en attente de données en provenance du PC. Arrive ou non un nouveau programme, ensuite le code se branche au début de la mémoire de programme à l'adresse zéro. À chaque initialisation a lieu une nouvelle tentative. Bascom peut donc forcer un branchement dans le code du chargeur à l'aide d'un changement de niveau sur DTR, ce qui évite à l'utilisateur d'avoir à appuyer sur le bouton Reset.

carte d'extension universelle IO-Warrior

Mesurer, commander et réguler par PC

Franz Peter Zantis
(Allemagne)

Pourquoi nos vieux ordinateurs prennent-ils la poussière et passent-ils si vite au rang de déchets électroniques ? Utilisons-en plutôt les ressources : voici une carte d'interface universelle qui leur confère le noble statut de station de mesure, de commande et de régulation. Le module *IO-Warrior* se charge de la communication USB. Le code source sous Visual Studio Express est gratuit.



On trouve de nombreuses cartes d'interface de mesure, commande et régulation, avec chacune ses avantages et ses inconvénients spécifiques. La présente carte d'interface s'en distingue sur plusieurs plans : sa commande par langages de programmation connus tels que Visual Basic, C# ou C++ est facile, la connexion de capteurs et de consommateurs se fait directement par borniers à vis, les modifications sont faciles et les applications diverses reposent toutes sur le même matériel.

Ce qu'on veut

Le cahier des charges de cette carte d'interface résume ce dont il faut tenir compte. Elle doit être au format *Europe* et sa connexion se faire par port **USB** dont tous les PC (actuels) disposent. Le protocole USB est confié à la puce *IO-Warrior56* de la société *Code Mercenaries*. Ce composant offre une riche palette de fonctions facilement accessibles par programme Visual Basic [3] sans programmation lourde.

Notre carte doit comporter des **sorties** aux-

quelles peuvent être reliées, directement et sans matériel supplémentaire, des charges sous faible tension pour une alimentation jusqu'à 12 V. Il faut de plus pouvoir y brancher une alimentation externe (bloc secteur). Deux des sorties sont des sources de tension réglable entre 0 V et 12 V par code de programme. Trois sorties, dont l'une commute par rapport à la masse, commandent des charges connectées directement ou par le biais de relais, la commutation de charges sous 230 V se faisant par trois autres contacts de commutation hors potentiel (p.ex par des prises électriques télécommandées). Deux **entrées** peuvent détecter des positions de commutateurs ; un convertisseur analogique/numérique (CAN) permet la mesure de deux tensions analogiques. Pour finir, la carte d'interface possède sa propre détection de température ; le capteur est un transistor au silicium en boîtier métallique.

Concrétisation

Le schéma (**fig. 1**) est la concrétisation de ce cahier de charges. Pour travailler avec la carte d'interface, le langage de programmation sera Visual Basic (VB). Le *Microsoft Visual Studio Express*, qui réunit VB et C# ou C++, est disponible gratuitement sur le site de Microsoft [1]. Programmation possible tant sous Windows que sous Linux.

Il existe deux variantes de la puce USB : CMS en boîtier MLFP56 et module (**fig. 2**), auquel on branche un câble USB directement. Pour éviter d'avoir à composer avec les 56 broches du CMS, nous allons utiliser le module, inséré la tête en bas dans un support.

L'alimentation de la carte d'interface se fait par la connexion USB et un convertisseur CC/CC sur la carte qui, à partir du +5 V du port USB, délivre ± 15 V pour l'ampli-op. À strictement parler, la tension négative n'est pas indispensable sachant que le LM324 peut réguler sa sortie jusqu'à quelques millivolts de la masse. Les cavaliers JP4 et JP5 permettent de paramétrer l'alimentation, soit à ± 15 V, soit à 12 V/masse. Avec la seconde option, les sorties analogiques n'atteignent que +9 V tout au plus, vu que la sortie des amplis op reste à 3 V environ de l'alimentation positive. L'avantage est qu'on peut se passer du convertisseur CC/CC. Deux LED jaunes (D13/D14) reliées à l'IO-Warrior servent de témoins de fonctionnement.

La carte d'interface combine une excellente lisibilité et un confort certain. Pas de CMS ! La réalisation doit être à la portée d'amateurs peu expérimentés. Tous les circuits intégrés, régulateur excepté mais module USB compris, sont montés sur support. Il est essentiel d'utiliser des embases femelles de qualité pour éviter tout problème de contact.

Dans l'e-choppe d'Elektor [4], on trouvera la carte 130006-1 nue, le module *IO-Warrior* (130006-91), de même que le μ C TI programmé, utilisé comme convertisseur A/N (130006-41). Téléchargez aussi l'ensemble de logiciels (130006-11), qui, outre des modules de bibliothèque, comprend du code d'exemple et la description d'une expérience de mesure de la température.

Commutation

Une fois les composants en place, il reste certaines préparations à effectuer avant de pouvoir se lancer dans la programmation. L'*IO-Warrior* requiert la bibliothèque de programmes `iwokit56.dll` [2] qui assure le lien entre le logiciel PC maison et le module IO. Pour garantir l'accès correct à ce fichier, il faudra le placer soit au bout d'un chemin connu (chemin système) du SE ou dans le dossier du projet VB. Cette dernière solution a l'avantage de permettre de copier le programme terminé vers un dossier sur un autre ordinateur pour l'y exécuter par un simple double-clic. Le **figure 3** montre l'emplacement où doit se trouver le fichier dans l'arborescence d'un projet VB (« *Motorsteuerung* » dans le cas présent).

Il faudra, ensuite, intégrer dans le projet un module VB qui contienne des déclarations de fonctions et des sous-programmes, et permettant, lors de la programmation, d'économiser énormément de travail de recherche et de saisie. On retrouve, dans le **figure 4**, les ressources de programmation pour le projet *FanControl*. Comme on le voit, `Module1.vb` est partie intégrante du projet.

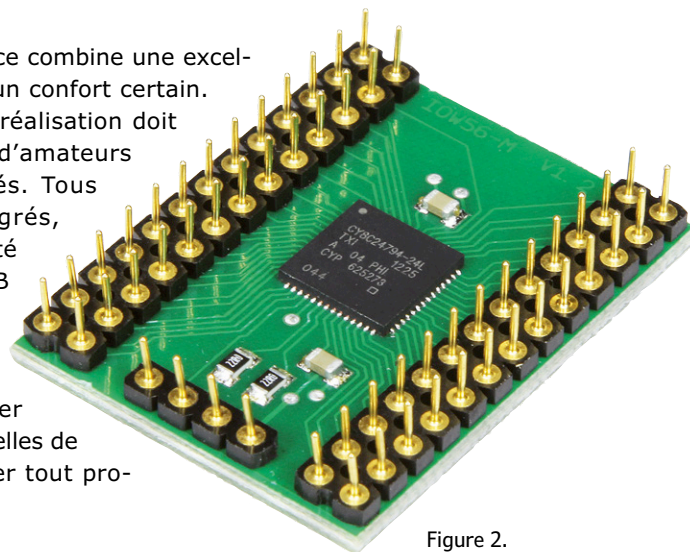


Figure 2.
Dans sa version de module, l'IO-Warrior est facile à manipuler.

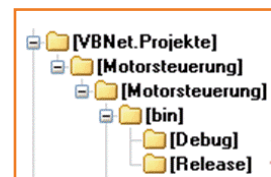


Figure 3.
Structure d'un projet en VB.

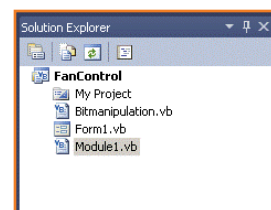
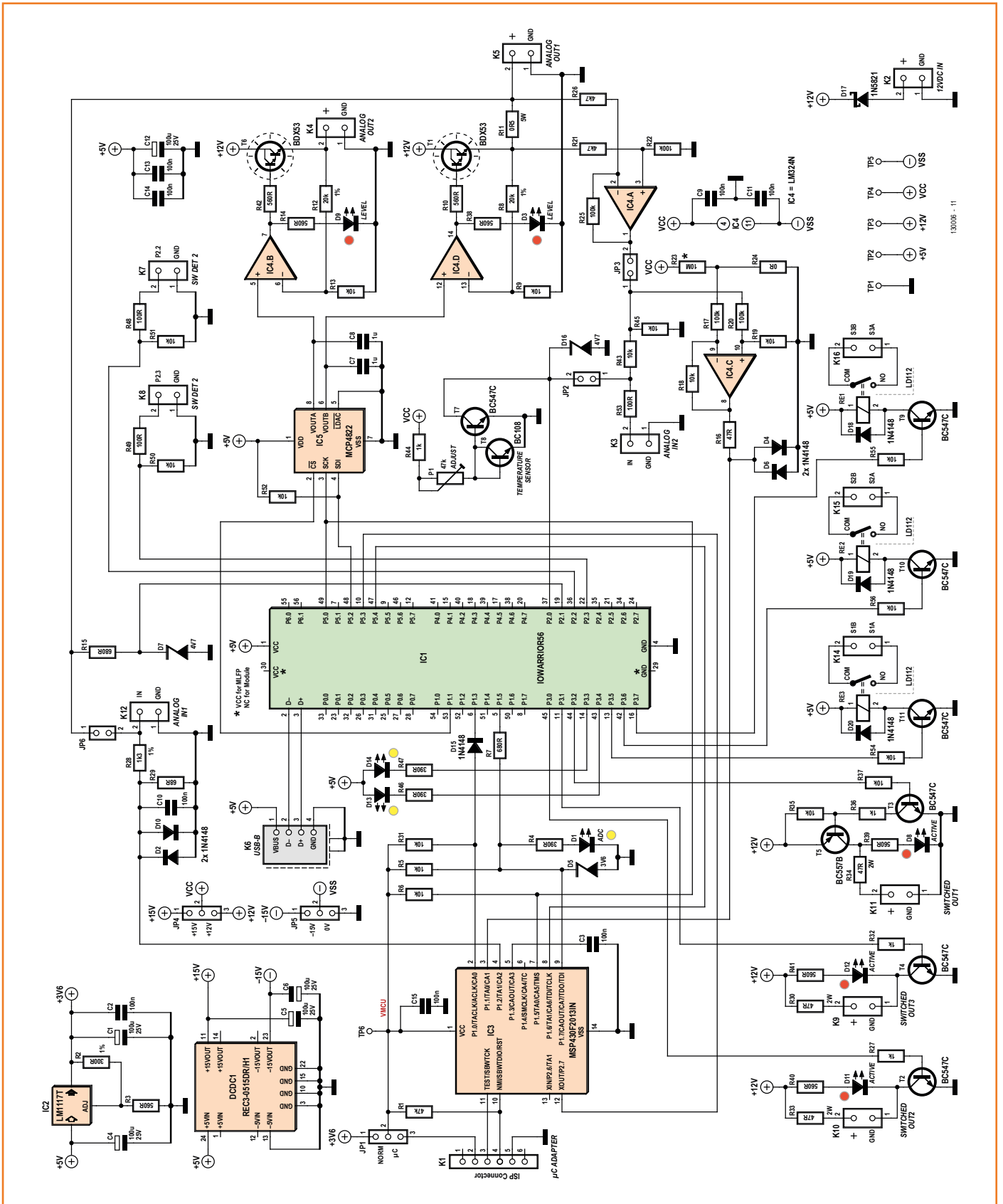


Figure 4.
Intégration du Module1.vb.



130006 - 11

Tableau 1. Signification des paramètres de la fonction IowKitWrite()

intret	Une variable entière qui prend la valeur de retour; elle contient, après l'exécution, le nombre d'octets transférés
IOhandle	Le numéro-repère, déterminé auparavant par le biais de IowKitOpenDevice() (Cf. ci-dessus)
0	Ici, en fonctionnement d'E/S standard, cet emplacement comporte toujours un « 0 »
I0data(0)	La matrice préparée dotée de l'index à partir duquel doit démarrer le transfert
8	Le nombre d'octets à transférer ; toujours 8

La fonction IowKitOpenDevice sert à déterminer si l'*IO-Warrior* est bien connecté. Cette fonction permet d'ouvrir l'accès à l'*IO-Warrior* et détermine en même temps le numéro (*handle number*). S'il est différent de 0, le composant a été identifié, s'il est à 0 ce n'est pas le cas. Un message d'erreur devrait en informer l'utilisateur (**listage 1**).

En cours de l'exécution du programme aussi, il faudra, de temps à autre, appeler cette fonction pour s'assurer que le matériel est resté connecté. En cas d'interruption brève de la connexion USB, la communication entre le matériel et le logiciel cesse de fonctionner. Il faudra alors, commencer par appeler IowKitOpenDevice pour rétablir la connexion. On pourrait associer cet appel à un bouton baptisé p. ex. « Connecter le matériel ». Nous en avons terminé avec les préparatifs nécessaires et pouvons nous lancer dans la programmation.

Commençons par vérifier les sorties de commutation. L'*IO-Warrior* propose six ports (port 0 à 5) à 8 broches d'E/S chacun (Px.0 à Px.7 respectivement) ainsi que le port 6 à deux broches d'E/S. Les broches P5.0 à P5.4 sont réservées au bus SPI.

La commutation des charges et des LED D13 et D14 est confiée au port 3. Un tout premier projet consistera à commander les deux LED, afin d'évaluer comment, sous VB, se fait la commande des différentes broches d'E/S de l'*IO-Warrior*. Ce dernier connaît un mode de fonctionnement des E/S standard et un mode spécial (SPI/I²C). La commande des broches d'E/S se fait en mode standard. Nos LED sont reliées à la tension d'alimentation de 5 V du port USB et connectées à P3.3 et P3.4. par des résistances de 390 Ω.

Figure 1. Le schéma de la carte d'interface aux très nombreuses entrées et sorties.

Une matrice d'octets (*byte array*) définit l'application de niveaux hauts ou bas sur les broches d'un port. Par principe, les niveaux sont toujours appliqués tous ensemble à l'*IO-Warrior* sous la forme d'un octet, soit 8 bits en même temps. Le premier octet de la matrice sert en outre à l'identification du mode normal. Le tableau doit donc pouvoir comporter 8 octets au total. En cas de comptage à partir de 0, la déclaration prend la forme suivante :

```
Dim I0data(7) As Byte
```

On pourra, en fonction de la tâche à exécuter, prédéfinir les octets. Au départ, les LED ne doivent rester éteintes, les broches correspondantes doivent donc être forcées au niveau haut. Le modèle de bits est de ce fait MSB00011000. Le transfert peut se faire sous forme d'un 24 décimal ou sous forme d'un 18 hexadécimal (&H18 en BASIC). La prédéfinition de la matrice prend alors la forme du **listage 2**. Il est frappant de voir que le port 1 (I0data(2)) ne comporte que des 1. Ce port est destiné au signal *ChipSelect* (CS) des composants connectés au bus SPI. Le déclenchement de CS se fait par flanc descendant, c'est-à-dire lors du passage de 1 vers 0.

Ensuite, transfert de la matrice vers l'*IO-Warrior*. Pour ce faire, on utilise la fonction IowKitWrite :

```
intret = IowKitWrite(IOhandle, 0, I0data(0), 8)
```

Le **tableau 1** donne la signification des paramètres.

L'allumage des LED, requiert la mise à la masse (GND) des broches 3.3 et 3.4. Elles devraient, après action sur un bouton de commande, clignoter 100 fois à 1 Hz. Cela implique de pro-

Listage 1. La fonction IowKitOpenDevice.

```

IOhandle = IowKitOpenDevice()
  If IOhandle = 0 Then
    MessageBox.Show("No hardware found!", "ERROR", MessageBoxButtons.OK, _
      MessageBoxIcon.Error, MessageBoxDefaultButton.Button1)
  End
Else

```

- Code à exécuter une fois le matériel reconnu -

```

End If

```

Listage 2. Matrice pour le préformatage du port.

```

IOdata(0) = 0      'Octet de paramétrisation en mode normal toujours 0
IOdata(1) = 0      'Octet pour Port0
IOdata(2) = 255    'Octet pour Port1 ; tout à 1, ce port servant au Chip-Select
IOdata(3) = 0      'Octet pour Port2
IOdata(4) = &H18   'Octet pour Port3 ; Connexion des LED D13 et D14 à " 1 " logique
IOdata(5) = 0      'Octet pour Port4
IOdata(6) = 0      'Octet pour Port5
IOdata(7) = 0      'Octet pour Port6

```

Listage 3. Clignoter 100 fois après action sur une touche.

```

Dim IOdata(7) As Byte 'Matrice avec états des ports
Dim IOhandle As Integer 'Variable du numéro-repère
Dim intret As Integer 'Variable de la valeur d'entier retour
Dim n As Integer      'Variable pour le compteur

Private Sub BtnStart_Click(sender As System.Object, e As System.EventArgs) _
  Handles BtnStart.Click
  IOhandle = IowKitOpenDevice()
  If IOhandle = 0 Then
    MessageBox.Show("No hardware found!", "ERROR", MessageBoxButtons.OK, _
      MessageBoxIcon.Error, MessageBoxDefaultButton.Button1)

    End 'Clôture du programme en l'absence de matériel
Else
  For n = 1 to 100 'Boucle For-Next
    IOdata(4) = &H18 'LED D13 et D14 au +5V: LED éteintes
    intret = IowKitWrite(IOhandle, 0, IOdata(0), 8)
    System.Threading.Thread.Sleep(1000) 'Attendre 1000 ms

    IOdata(4) = 0 'Toutes broches Port3 à GND : LED allumées
    intret = IowKitWrite(IOhandle, 0, IOdata(0), 8)
    System.Threading.Thread.Sleep(1000) ' Attendre 1000 ms
  Next
End Sub

```

```

Next n
End If
End Sub

```

Listage 4. Télécommande d'une prise radiocommandée

```

Dim IOdata(7) As Byte 'Matrice avec états des ports
Dim IOhandle As Integer 'Variable du numéro-repère
Dim intret As Integer 'Variable de la valeur d'entier retour

Private Sub BtnStart_Click(sender As System.Object, e As System.EventArgs) _
Handles BtnStart.Click
IOhandle = IowKitOpenDevice()
If IOhandle = 0 Then
    MessageBox.Show("No hardware found!", "ERROR", MessageBoxButtons.OK, _
    MessageBoxIcon.Error, MessageBoxDefaultButton.Button1)

    End 'Clôture du programme en l'absence de matériel
Else
IOdata(4) = &H20 'P3.5 à " 1 " logique ; relais colle
intret = IowKitWrite(IOhandle, 0, IOdata(0), 8)
System.Threading.Thread.Sleep(500) 'Attendre 500 ms
IOdata(4) = 0 'Toutes broches Port3 à GND : relais décolle
intret = IowKitWrite(IOhandle, 0, IOdata(0), 8)
End If
End Sub

```

grammer une boucle comportant un nombre fixe prédéterminé d'itérations (**listage 3**).

Le pilotage de toutes les autres sorties de commutation se fait ainsi. Pour activer une charge connectée à OUT1, OUT2 ou OUT3, il faudra que P3.0, P3.1 et P3.2 soient tous au niveau logique haut. OUT1 commute à la masse (GND), OUT2 et OUT3 par rapport au +12 V. La diode Schottky D17 sert de protection contre une inversion de polarité. Pour fermer les contacts flottants K14, K15 et K16, il faut aussi des niveaux logiques hauts sur P3.5, P3.6 et P3.7. Il est possible, par le biais de commutateurs radio et de boîtiers de radiocommande à prises secteur, de faire des choses intéressantes sans entrer en contact avec la tension secteur, ni soi-même, ni l'interface : ouvrez la télécommande et reliez son bouton aux contacts de commutation flottants de la carte d'interface. Les contacts se ferment lorsque vous appuyez un court instant (500 ms, **listage 4**) sur le bouton *Start*.

Sorties analogiques

Sur les bornes K4 et K5 (Analog OUT1 et Analog OUT2), il est possible, à l'aide d'un convertisseur N/A double à bus SPI (IC5, MCP4822), de fournir des tensions quelconques entre 0 V et +12 V. Un nombre entier à 16 bits (bits 0 à 15) est envoyé, dont les 12 bits de poids faible (bits 0 à 11) contiennent la valeur analogique désirée et les 4 bits de poids fort (bits 12 à 15) les paramètres de réglage (**tableau 2**).

La sortie VOUTA est connectée à l'amplificateur opérationnel IC4.B qui multiplie par 3 la tension de VOUTA. La résistance de réaction R12, reliée à la sortie de tension K4, permet à l'amplificateur opérationnel de compenser les pertes induites par la jonction BE de T6. Dans ces conditions, on mesure en permanence sur K4, le triple de la tension de VOUTA. Le maximum est de $4,096 \text{ V} \times 3 = 12,288 \text{ V}$. Pour obtenir ceci sur K4, la tension appliquée à K2 doit être bien plus élevée (15 V), vu la chute, sur T6,

Tableau 2. Bits de paramétrage du convertisseur N/A

Bit 15	0: Les données sont envoyées à DAC A (VOUTA du schéma)
	1: Les données sont envoyées à DAC B (VOUTB du schéma)
Bit 14	Ce bit est sans importance et peut être ignoré
Bit 13	0: La plage de tension à la sortie est de 0...4096 mV
	1: La plage de tension à la sortie est de 0...2048 mV
Bit 12	0: Le tampon de sortie n'est pas actif (la dernière valeur envoyée ne sera pas enregistrée)
	1: Le tampon de sortie est actif (la dernière valeur envoyée sera enregistrée)

de la tension de saturation collecteur-émetteur U_{CEsat} (jusqu'à 2 V).

La taille relativement modeste des radiateurs ne correspond pas la forte dissipation de puissance possible sur les transistors. Se souvenir que plus la tension de sortie est faible et le courant de sortie élevé, plus cette dissipation sera forte. La tension appliquée à K2 est rabotée de 400 mV par D17, le reste se trouve aux collecteurs des deux transistors. Les diodes D9 et D3 témoignent du niveau de la tension de sortie par leur luminosité. Notons également l'absence de protection des sorties contre un court-circuit. D'où l'on déduira qu'il est judicieux de faire appel à une alimentation protégée et de toujours utiliser ces sorties à bon escient.

La commande des sorties se fait par le transfert, vers le convertisseur N/A concerné (VOUTA ou VOUTB), d'un nombre de 0 à 4096. En multipliant par 3 le nombre envoyé, on obtient la tension de sortie, en millivolts. La résolution est donc de 3 mV. Voici cinq points dont il faut tenir compte lors de la programmation :

Préparation de l'entier à 16 bits

4 bits de commande + 12 bits pour la tension souhaitée. Une méthode consiste à charger la valeur de tension souhaitée dans la variable pour définir ensuite les 4 bits de commande. Le transfert de la puce USB via SPI ne fonctionne que par octet, de sorte que le nombre entier doit être subdivisé en un octet de poids fort et un octet de poids faible. Le module `Bitmanipulation.vb` du logiciel [4] contient des fonctions pour positionner, effacer, modifier ou interroger des bits individuels dans un octet, ainsi qu'une fonction pour le découpage de valeurs d'entiers à 16 bits non signés en octet haut (*Higbyte*) et octet bas (*Lowbyte*).

On devrait trouver, à la sortie K4 (ANALOG OUT2), une tension de 3,6 V. Le code du pro-

gramme doit envoyer une valeur de 3600 mV/3 = 1200 mV au convertisseur N/A (**listage 5**). Après exécution, on trouve, dans la matrice `msb1sb`, les octets hauts et bas destinés au convertisseur N/A.

Paramétrage du bus SPI

Il est temps, maintenant, d'initialiser le bus SPI. La fréquence d'horloge et quelques autres paramètres relatifs à l'horloge et aux données, sont fixés, toutes les données d'initialisation stockées dans une matrice d'octets de 64 octets pour être ensuite envoyées à la puce (**listage 6**).

En raison de l'utilisation du bus SPI, l'*IO-Warrior* doit travailler en mode spécial. C'est la raison pour laquelle les paramètres de la fonction `IowKitWrite` sont différents de ceux de la configuration des ports d'E/S standard. `IOhandle` garde la même signification, on a ensuite un 1, qui paramètre le mode spécial, puis la matrice avec l'indice à partir duquel doit se faire le transfert. Le 64 réfère au nombre d'octets à transférer.

Une remarque au sujet de `w56init(4)`: L'alimentation de la puce USB se fait sous 5 V, celle du microcontrôleur travaillant en convertisseur A/N (voir ci-dessous), à travers IC2, sous 3,6 V. Pour éviter de surcharger le microcontrôleur, il faut déconnecter les lignes SPI de l'alimentation de la puce USB, par désactivation des résistances de polarisation dans l'*IO-Warrior*.

Activation de CS

On procède ensuite à l'activation du convertisseur N/A par le signal CS (*ChipSelect*, broche 2 du convertisseur reliée au contact P1.1 de l'*IO-Warrior*) (**listage 7**).

Envoi de l'entier à 16 bits

Avant le transfert, les données à transmettre

Listage 5. Initialisation du SPI pour le convertisseur N/A.

```
Dim curspgch2 As UShort 'Variable pour la valeur de tension requise (entier 16 bits)
Dim vmsblsb(1) As Byte 'Matrice recevant octet haut (Highbyte) et octet bas (Lowbyte)
Dim curspgch2 As UShort = 1200 'Tension de sortie requise en mV divisée par 3
vmsblsb = findHbyteLbyte(curspgch2)'Séparation en Highbyte et Lowbyte par le biais de «Bitmanipulation.vb»
```

```
'On a maintenant paramétrage des bits de commande du CAN selon le tableau 3.3
msblsb(1) = ClearBit(msblsb(1), 7) 'Bit15 : Les données sont envoyées à DACA
msblsb(1) = ClearBit(msblsb(1), 6) 'Bit14 : Sans importance
msblsb(1) = ClearBit(msblsb(1), 5) 'Bit13 : Plage de tensions de sortie à 0...4096
msblsb(1) = SetBit(msblsb(1), 4) 'Bit12 : 1=OutputBuffer actif
```

Listage 6. Initialisation du SPI pour le convertisseur N/A.

```
Dim w56init(63) As Byte 'Matrice d'octet (Byte-Array) à 64 emplacements

'Initialisation SPI
w56init(0) = &H8 'Paramétrage mode SPI
w56init(1) = &H1 'Activation SPI
w56init(2) = &H0 'Paramétrage SPI pour communication avec CAN MCP4822
w56init(3) = 119 'Fréquence d'horloge 24MHz / (119+1) = 200 kHz
w56init(4) = &H1 'Désactivation des résistances de pull-up
retval = IowKitWrite(IOhandle, 1, w56init(0), 64) 'Envoi des données d'initialisation -> IO-Warrior
```

Listage 7. CS pour le convertisseur.

```
'Commutation du ChipSelect de IC5 (P1.1) de niveau haut au niveau bas
w56data(2) = ClearBit(w56data(2), 1)
retval = IowKitWrite(IOhandle, 0, w56data(0), 8)
```

Listage 8. Envoi des données vers le convertisseur.

```
Dim w56SPIdata(63) As Byte 'Matrice d'octet (Byte-Array) à 64 emplacements

'Envoi des données par SPI au CAN
w56SPIdata(0) = &H9 'Avec SPI toujours &H9
w56SPIdata(1) = &H2 'Nombre des octets à envoyer ; 2 ici (Highbyte et Lowbyte)
w56SPIdata(2) = &H0 'Drapeaux (flags) à 0 ici
w56SPIdata(3) = vmsblsb(1) 'Chargement du Highbyte dans la matrice à envoyer
w56SPIdata(4) = vmsblsb(0) 'Chargement du Lowbyte dans la matrice à envoyer
retval = IowKitWrite(IOhandle, 1, w56SPIdata(0), 64)
```

Listage 9. Désactivation du convertisseur.

```
'Remettre ChipSelect IC5 (P1.1) au niveau logique haut
w56data(2) = SetBit(w56data(2), 1)
retval = IowKitWrite(IOhandle, 0, w56data(0), 8)
```

sont elles aussi stockées dans une matrice d'octets à 64 emplacements. Il faut trois octets de paramétrage additionnels, au nombre desquels le nombre d'octets à envoyer (**listage 8**). On peut alors, mesurer effectivement 3,6 V sur K4.

Désactivation de CS

Il faut désactiver le convertisseur par le signal CS (**listage 9**).

Logiquement, on pourrait écrire le code dans une fonction, à laquelle il ne resterait plus qu'à fournir la tension de sortie requise.

Les condensateurs C7 et C8 aux sorties du convertisseur N/A doivent prévenir l'apparition de crêtes de tension sur ANALOG OUT2. Pour obtenir une tension de sortie capable de changer rapidement, il faudra réduire (à 100 nF par ex.) la capacité de ces condensateurs. Les exemples de code de programme commandent ANALOG OUT2 ; la commande d'ANALOG OUT1 (K5) est identique. Il suffit de modifier le 15^e bit des quatre octets de commande du convertisseur N/A.

Lecture des états de commutation

K7 et K8 sont connectés directement à P2.2 et P2.3 par des résistances de protection. On peut déterminer si le signal présent sur ces bornes est au niveau haut ou bas. Dans le cas d'une tension d'alimentation de 5 V, l'*IO-Warrior* détecte de façon fiable un signal haut lorsque la tension sur le port dépasse 3,25 V ; 2,25 V pourraient éventuellement suffire.

Il est possible, de même, de déterminer, par P2.1, l'application d'une tension à K5, dès lors que celle-ci a, au minimum, un niveau haut. Cela peut être utile en cas d'utilisation de K5 uniquement pour des tensions de sortie supérieures à 4 V. La résistance R15 et la diode D7 protègent l'entrée P2.1 de la puce USB contre les surtensions.

Pour la lecture des entrées, les broches correspondantes sont initialement mises à haute

impédance (niveau haut). Chaque broche est couplée, en interne, à travers une résistance (4 à 8 kΩ) à + Vcc (5 V) et au collecteur d'un transistor dont l'émetteur est forcé à la masse (GND). Le transistor est commuté à haute impédance, le niveau étant déterminé par le code de programme. On dispose, pour ce faire, entre autres, de la fonction `IowKitReadNonBlocking`. Au début, déclaration des variables requises, toutes les broches du port 2 sont mises au niveau haut ; on appelle ensuite la fonction de lecture (**listage 10**).

Le résultat se retrouve dans la matrice `w56data`. On pourra, par simple lecture et comparaison du code de programme, déterminer quel niveau (haut ou bas) présente chaque broche. On a bien, à chaque fois, lecture des états de toutes les broches, sachant que l'on ne fait appel ici, pour la détection d'états bas/haut qu'au seul port 2. On pourra donc, se contenter d'interroger l'octet dans `w56data(3)`.

Saisie de valeurs analogiques

La carte d'interface comporte, pour l'acquisition des valeurs analogiques, un microcontrôleur (MSP430F2013) programmé en convertisseur A/N à 16 bits dans ce but. La fréquence d'échantillonnage est de 488 Hz. Cette approche permet de modifier les caractéristiques par simple substitution du micrologiciel du µC. Aspect non abordé ici.

Le convertisseur A/N dispose de deux entrées (broches 3 et 4). La tension d'entrée analogique varie de 0 à 600 mV selon 0 à 2¹⁶ (0 à 65535). La broche 3 attaque la sortie de l'amplificateur opérationnel IC4C. R16, D4 et D6 protègent l'entrée du convertisseur A/N. Il ne peut donc pas y avoir de tensions supérieures à 700 mV. La résistance R16 a une valeur si faible qu'elle protège, sans influence sensible sur la valeur analogique à mesurer. IC4.C est câblé en amplificateur différentiel, mais, initialement, son entrée inverseuse se retrouve à la masse. On pourrait

Listage 10. Lecture des états d'entrées.

```
Dim retVal As Integer
Dim w56data(7) As Byte
w56data(0) = 0 'Identification du " Mode standard " (simple)
w56data(3) = 255 'Toutes les broches du Port 2 à " 1 " (à haute impédance)
retVal = IowKitReadNonBlocking(IOHandle, 0, w56data(0), 8)
```

modifier les résistances R23 et R24 et appliquer une tension continue qui serait soustraite de la tension à mesurer appliquée à l'entrée positive, pour obtenir, par exemple, 600 mV à pleine échelle. Le gain est de 0,1. Il y a plusieurs options d'utilisation de l'entrée non inverseuse

de l'amplificateur différentiel - définies par les cavaliers JP2 et JP3.

Pour mesurer le courant de sortie de ANALOG OUT1 (K5), JP3 est ponté, pas JP2. À l'image de IC4.C, IC4.A est câblé en ampli différentiel mesurant la tension aux bornes de la

Liste des composants

Résistances :

R1 = 47k
 R2 = 300 Ω, 1%
 R3,R10,R14,R38,R39,R40,R41,R42 = 560 Ω
 R4,R46,R47 = 390 Ω
 R5,R6,R9,R13,R18,R19,R31,R35,R37,R43,R45,R50,R51,R52,R54,R55,R56 = 10 k
 R7,R15 = 680 Ω
 R8,R12 = 20 k
 R11 = 0Ω 5, 5 W
 R16 = 47 Ω
 R17,R20,R22,R25 = 100 k
 R21,R26 = 4k7
 R23 = 10 M (non implantée)
 R24 = 0 Ω (pont de câblage)
 R27,R32,R36,R44 = 1 k
 R28 = 1k3, 1%
 R29 = 68 Ω
 R30,R33,R34 = 47 Ω, 3 W
 R48,R49,R53 = 100 Ω
 P1 = 47-k ajust.

Condensateurs :

C1,C4,C5,C6,C12 = 100 μ, 25 V
 C2,C3,C9,C10,C11,C13,C14,C15 = 100 nF
 C7,C8 = 1 μ céramique

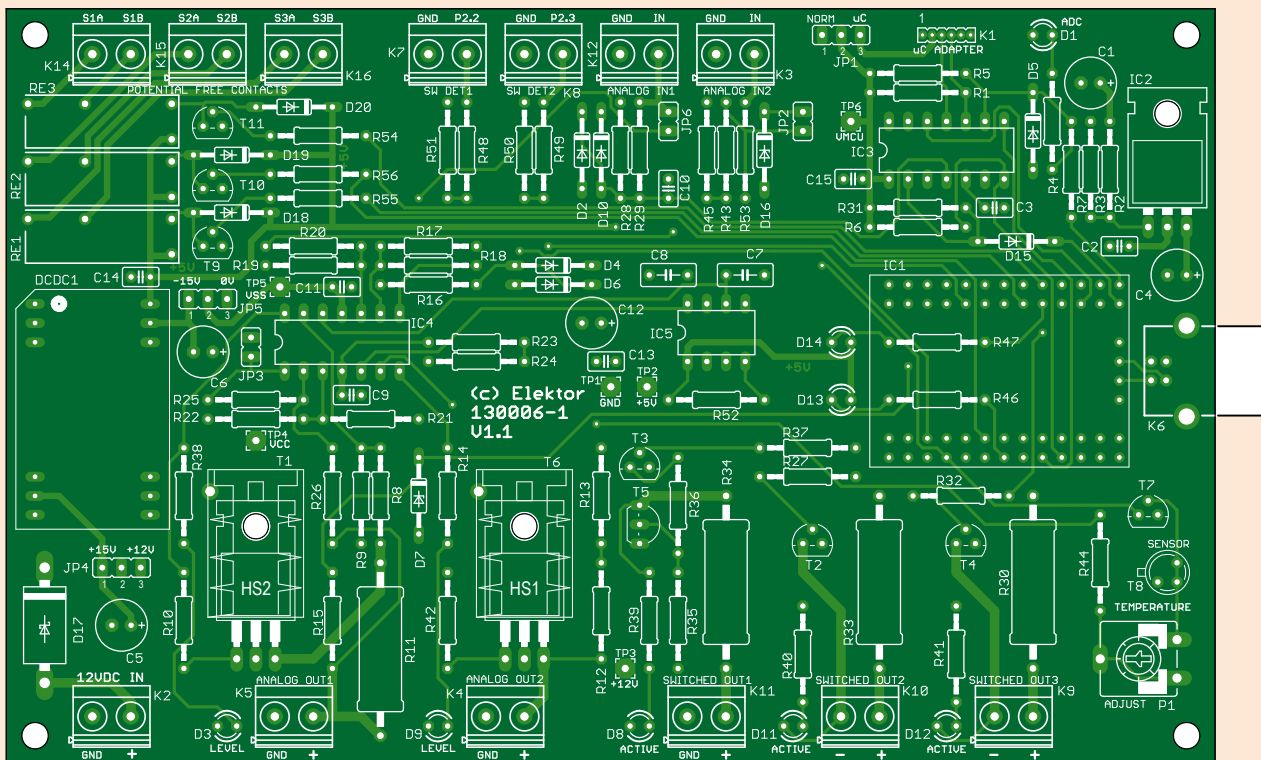
Semi-conducteurs :

D1,D13,D14 = LED 3 mm jaune
 D2,D4,D6,D10,D15,D18,D19,D20 = 1N4148
 D3,D8,D9,D11,D12 = LED 3 mm rouge
 D5 = diode zener 3V6
 D7,D16 = diode zener 4V7
 D17 = 1N5821
 T1,T6 = BDX53B
 T2,T3,T4,T7,T9,T10,T11 = BC547C
 T5 = BC557B
 T8 = BC108
 IC1 = IO-Warrior56-MOD (Version 1.1.0.1 ou plus récente)
 IC2 = LM1117T-ADJ
 IC3 = MSP430F2013IN
 IC4 = LM324N
 IC5 = MCP4822-E/P

DCDC1 = AM3N-0515D ou REC3-0515DR/H1

Divers :

JP1,JP4,JP5 = embase 1x3 contacts, RM 2,54 mm
 K1 = embase 1x6 contacts, RM 1,27 mm
 K6 = embase USB, type B, en équerre
 JP2, JP3, JP6 = embase 1x2 contacts RM 2,54 mm + cavalier
 K2,K3,K4,K5,K7,K8,K9,K10,K11,K12,K14,K15,K16 = bornier à vis 2x1
 Support IC DIP8
 Support IC DIP14
 2x embase 2x13 contacts, RM 2,54 mm, pour IC1, meilleure qualité
 1x embase 2x4 contacts, RM 2,54 mm, pour IC1, meilleure qualité
 radiateur pour TO220, 21 K/W
 RE1,RE2,RE3 = relais 5 V SPST-NO cavalier
 circuit imprimé réf. 130006-1 Version 1.1



résistance de shunt R11. La circulation d'un courant de 500 mA, donne, en sortie de IC4.A, 5 V. IC4.C en fait 500 mV, valeur convenable pour le convertisseur. Modifier les résistances R21 et R26 permettrait de définir une autre plage de mesure. En cas d'utilisation d'une 10 kΩ on a, en sortie de IC4.A, à 500 mA, 2,5 V seulement et par conséquent 250 mV, en sortie de IC4.C.

Pour déterminer une tension analogique par le biais de ANALOG IN2, le cavalier JP3 doit être ouvert. La paire R43 et R45 divise la tension analogique par 2, celle-ci étant ensuite divisée par 10 par IC4.C. Si l'on applique 10 V à K3, on aura les 500 mV désirés en sortie de IC4.C. R53 protège T7 contre une tension malencon-

treusement appliquée à K3 ou la présence, non moins malencontreuse, de JP2.

La mesure de la tension sur ANALOG OUT1 (K5) implique que JP6 soit implanté. R15 et D7 permettent de déterminer si la tension présente à cette sortie est supérieure à 4 V. Le cavalier JP6 permet d'en mesurer la valeur exacte. Lorsque JP6 est en place, la tension attaque le diviseur de tension R28/R29 dont le rapport de division est 1:20. En cas d'application de 10 V à K5, on aura, en parallèle sur R29, une tension de 500 mV, appliquée alors à la seconde entrée du convertisseur (broche 4). Cette entrée aussi est protégée contre les surtensions par deux diodes, D2 et D10.

Listage 11. Initialisation du SPI pour le convertisseur A/N.

```
'Initialisation SPI
w56init(0) = &H8      'Paramétrage mode SPI
w56init(1) = &H1      'Activation SPI
w56init(2) = &H4      'Paramétrage SPI pour communication avec µC MSP430F2013
w56init(3) = 119     'Fréquence d'horloge 24MHz / (119+1) = 200 kHz
w56init(4) = &H1      'Désactivation des résistances de pull-up
retval = IowKitWrite(IOhandle, 1, w56init(0), 64) 'Envoi des données
d'initialisation -> IO-Warrior
```

Listage 12. Activer le CS du convertisseur A/N.

```
'Activer ChipSelect du CAN
IOdata(2) = ClearBit(IOdata(2), 3)
retval = IowKitWrite(IOhandle, 0, IOdata(0), 8)
```

Listage 13. Transfert des quatre octets.

```
ldata(0) = &H9 'Indicateur d'utilisation du SPI (toujours &H9)
ldata(1) = &H4 'Nombre des octets à envoyer
ldata(2) = &H0 'Drapeaux (flags)
retval = IowKitWrite(IOhandle, 1, ldata(0), 64)
retval = IowKitRead(IOhandle, 1, ldata(0), 64)
valuePin4 = ldata(2) * 256 + ldata(3) 'Valeur à la broche 4 du CAN
valuePin3 = ldata(4) * 256 + ldata(5) 'Valeur à la broche 3 du CAN
```

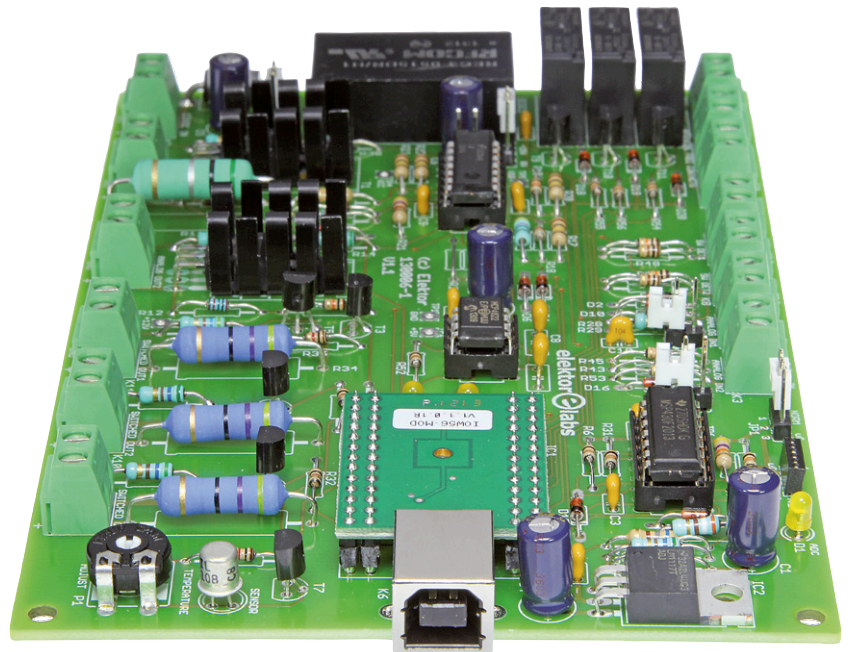
Listage 14. Désactivation du convertisseur.

```
'Réinitialiser ChipSelect du CAN (-> au niveau logique haut)
IOdata(2) = SetBit(IOdata(2), 3)
retval = IowKitWrite(IOhandle, 0, IOdata(0), 8)
```

Il est possible, cavalier JP6 ouvert, de mesurer par ANALOG IN1 (K12) des tensions analogiques externes. Comme dans le cas d'ANALOG IN2 (K3), le rapport de division jusqu'à l'entrée du convertisseur est de 1:20.

On dispose ainsi de nombreuses options pour l'acquisition de valeurs analogiques. Lors d'une interrogation, le convertisseur renvoie toujours les deux valeurs analogiques successivement - celle à la broche 3 puis celle à la broche 4. Le transfert se fait par le bus SPI. La broche 2 du convertisseur fait office de CS.

Bien que le CAN échantillonne les valeurs analogiques à 488 Hz, il ne fournit de valeur que lors d'une interrogation. D1 change alors l'état, indiquant ainsi que le convertisseur est actif. R7 et D5 sont requises en raison des tensions d'alimentation différentes auxquelles travaillent les deux puces.



La saisie des données du CAN par SPI, fait passer aux étapes suivantes :

Paramétrage du bus SPI

Pour ce qui est de la commande des sorties analogiques, le point 1 est similaire au point 2, la seule différence étant `w56init(2)`, qui doit maintenant être à 4 (**listage 11**).

Activation de ChipSelect (CS)

Le point ne diffère que par la broche à commander, 1.3 (**listage 12**).

Lecture de deux entiers à 16 bits

Deux valeurs de 16 bits sont saisies (aux broches 4 et 3), soit 4 octets au total. Aspect typique de SPI, on a une opération d'écriture d'abord suivie d'une opération de lecture ensuite. On dispose finalement de 4 octets aux emplacements 2 à 5 de la matrice. Il ne reste plus qu'à les combiner pour en faire des valeurs d'entier à 16 bits (**listage 13**).

Dernière tâche, interpréter les valeurs saisies correctement. En cas d'application de 600 mV,

le convertisseur A/N se trouve à pleine échelle. Tous les 16 bits sont à 1, ce qui correspond à $2^{16} = 65536$. La tension [en mV] à la broche 4 du convertisseur vaut :

$$U_{\text{broche4}} = 600 \text{ mV} \times (\text{valeur sur la broche 4}) / 65536.$$

Ceci vaut également pour la broche 3. Il faut bien entendu, pour déterminer la valeur effective présente sur la borne d'entrée, tenir compte du diviseur de tension et de l'amplificateur.

Désactivation de CS

Pour finir, on désactive *ChipSelect* (**listage 14**).

Ceci clôture la saisie d'une batterie de données. Les documents à télécharger [2] comportent du code pour la mise en œuvre de capteurs de température sur la carte.

(130006 - version française : Guy Raedersdorf)

Figure 5.
Le câble USB se branche directement à l'IO-Warrior.

Liens :

- [1] www.microsoft.com/de-de/download/details.aspx?id=40787
- [2] www.elektor-magazine.fr/130006
- [3] Code Mercenaries: IO-Warrior56 - Generic universal I/O-Controller for USB, V1.0.2, September 22nd 2011 for chip version V1.1.0.1
http://elmicro.com/files/codemercs/iowarrior56_datasheet.pdf

calculatrice Hewlett Packard 71B (1984) plus qu'une calculatrice



La sortie, il y a trente ans, de l'ordinateur de poche HP-71B de *Hewlett-Packard*, le 1^{er} février 1984, au copieux prix de 525 \$ n'a pas laissé indifférent. Dans une petite boîte de 19 x 9,7 x 2,5 cm HP avait logé non seulement un ordinateur BASIC complet et extensible mais aussi une calculatrice scientifique aussi professionnelle que portable.

Karl-Ludwig Butte
(Allemagne)

En tenant compte de l'inflation, les 525 \$ de l'époque représenteraient aujourd'hui 1190 \$ [1]. En avait-on pour son argent ? La HP-71B était la première machine à utiliser la toute nouvelle CPU *Saturn*, qui a remporté un franc succès et formé la base d'autres familles de calculatrices de poche telles que la HP-48. Cette CPU CMOS de quatre bits était cadencée à 640 kHz et alimentée en 5 V [2]. Le système comprenait un afficheur LCD d'une ligne de 22 caractères combiné à un clavier QWERTY et numérique, beaucoup de ROM (64 Ko) et de RAM (17,5 Ko) et pas moins de six ports d'extension.

Logiciel et controverse

L'appareil représentait la deuxième tentative d'HP, après la HP-75C/D, d'entrer sur le marché des ordinateurs BASIC portables jusqu'ici dominé par les entreprises japonaises *Casio* et *Sharp* : certains de nos lecteurs se souviendront sans doute avec affection du *Sharp* PC-1500. Il est intéressant de remarquer que la conception de la HP-75 a été faite par *HP Labs* à partir de la machine de bureau HP-85, alors que la HP-71B trouve ses origines dans la division calculatrice de poche basée à Corvallis, dans l'Oregon. Abstraction faite de la CPU propriétaire *Saturn*, l'appareil se distinguait surtout par son logiciel et

ses possibilités d'extension. La HP-71B possédait deux modes séparés, calculatrice de poche et programmation BASIC, que le système de gestion dynamique de la mémoire réconciliait. Par exemple, les variables calculées en mode calculatrice de poche étaient accessibles depuis les programmes en BASIC.

La partie calculatrice réservait une surprise (certains diront un choc !) aux habitués d'HP et de la saisie en notation polonaise inversée (RPN) des précédents modèles : la HP-71B adoptait parenthèses et touche égal et utilisait la même méthode de saisie que les produits concurrents de chez *Texas Instruments*. Cette méthode s'appelait *Algebraic Operating System* (AOS) et les débats animés autour des mérites respectifs des deux méthodes faisaient rage entre aficionados des calculatrices de poche. Mais HP ne serait pas HP si l'AOS de la 71B n'apportait pas quelque chose de spécial. Au cours des débats sur la « meilleure » méthode de saisie, il est apparu que chacun des avantages d'une méthode avait un inconvénient. Dans AOS, les formules sont entrées telles qu'elles sont écrites, imprimées dans les livres ou enseignées à l'école. Cependant, cette approche ne se prête pas bien à l'affichage des résultats intermédiaires et il

EST^D 2004

Rétronique est une rubrique mensuelle sur les pages glorieuses et jaunies de l'électronique, avec occasionnellement des montages de légende décrits dans Elektor. Si vous avez des suggestions de sujets à traiter, merci de les télégraphier à redaction@elektor.fr

est nécessaire de vérifier le résultat final pour s'assurer de sa plausibilité. En RPN, un résultat intermédiaire peut être affiché à chaque étape et les erreurs détectées bien plus rapidement, mais le prix à payer est cette absconse méthode de saisie plus tournée vers la machine que vers l'humain. La HP-71B avait réussi à réunir le meilleur des deux mondes : elle essayait, autant que faire se peut, de calculer et d'afficher les résultats intermédiaires à mesure qu'une formule était saisie à l'aide d'AOS [3]. L'exemple du **tableau 1** illustre ce comportement. On aurait pu espérer que cet élégant compromis aurait permis aux deux camps de mettre leurs différents de côté et vivre ensemble dans la paix et l'harmonie : que nenni ! C'est sans doute la rareté et le coût de la mémoire qui faisaient préférer les programmes écrits en RPN, en général plus courts de quelques instructions que leur contrepartie AOS.

Une autre invention, bien cachée dans les entrailles de la HP-71B était son implantation du standard IEEE 754-1985 d'affichage et de calcul sur les nombres flottants, et ce malgré que le standard n'eût pas encore été formellement ratifié. Contrairement aux systèmes de représentation précédemment utilisés, ce standard autorisait l'affichage de valeurs telles que *infinity* et *not a number* (NaN) [4].

L'interpréteur BASIC intégré était très puissant et offrait plus de 240 commandes différentes. Comme si cela n'était pas suffisant, il pouvait être étendu à l'aide de fichiers LEX pour *Language Extension*. La gestion dynamique de la mémoire permettait de se passer des déclarations de variables et les tableaux pouvaient grandir ou rétrécir au fur et à mesure de l'exécution des programmes. Des étiquettes étaient utilisées comme cibles des sauts : d'autres machines ne possédaient pas cette fonction et devaient se contenter de numéros de lignes et en supporter les inconvénients. La présence d'une horloge en temps-réel ainsi que de trois temporisateurs permettait à l'interpréteur BASIC d'être utilisé pour des applications de laboratoire impliquant mesures et tâches de commande/contrôle : j'en reparlerai ci-dessous. Une autre fonction bien pratique était la prise en charge des routines récursives qui simplifiaient grandement le codage des algorithmes de tri par exemple. Les programmes et données pouvaient être protégés par mot de passe. L'ordinateur demandait

alors le mot de passe à chaque mise sous tension et s'éteignait automatiquement faute d'un mot de passe correct. Le seul moyen de s'en débarrasser était d'enlever les piles ce qui, bien entendu, effaçait toutes les données protégées [5].

Possibilités d'extension

Les six ports offraient des possibilités d'extension pratiquement infinies. Quatre d'entre eux se trouvaient à l'avant et acceptaient des cartouches de RAM ou ROM (**fig. 1**). Les deux autres, sous l'appareil, étaient prévus pour accueillir un lecteur de cartes magnétiques et un module pour boucle d'interface HP.

Le lecteur de carte était certainement l'extension la plus utile : il permettait de stocker programmes et données de manière permanente. Le lecteur installé, il était possible de faire passer,



1

Tableau 1. Calcul de : $2 + (3 \times 5)$

méthode de saisie	touche(s)	affichage
AOS	$2+(3*5)=$	17
RPN	2 Enter	2
	3 Enter	3
	5 *	15
	+	17
HP 71B	$2+(3*5)$	$2+(15)$
	$2+(3*5)=$	17



à la main (!), une bande magnétique large de 9,5 mm et longue de 25 cm à travers la fente visible en haut à droite de la machine afin d'écrire ou relire des données (**fig. 2** et **fig. 3**). Chaque bande ne possédait qu'une capacité de 1,3 Ko. Cependant, la plus spectaculaire des extensions disponibles était le module pour boucle d'interface HP (**fig. 4** ; module HP-IL partiellement rétracté). La boucle d'interface HP était un réseau à topologie en anneau auquel une énorme gamme de périphériques pouvaient être reliés. Vous pouviez y relier à peu près tous les types d'appareils et n'étiez finalement limité que par la taille de votre portefeuille : ce n'est pas pour rien qu'HP avait gagné le sobriquet *High Price* ! Les périphériques comprenaient imprimantes et traceurs, un lecteur de cassettes, un lecteur de disquettes, une interface vidéo, RS-232, IEEE 488 et un multimètre : tous ces périphériques pouvaient être reliés par l'HP-IL et commandés depuis l'ordinateur. De plus, tous à l'exception de l'interface vidéo, pouvaient être alimentés par des piles (rechargeables) et l'ensemble du système pouvait donc être utilisé en déplacement. Alors que la HP-41 ne pouvait être dotée que d'un module HP-IL, la HP-71B en acceptait deux qui pouvaient fonctionner simultanément avec des configurations différentes : chaque module pouvait être maître ou esclave. La HP-71B pouvait donc piloter une boucle d'interface en tant que maître et participer à une autre en tant qu'esclave. Combinée au multimètre HP 3468 et à l'interface IEEE 488, la HP-71B pouvait être utilisée pour l'enregistrement et le traitement de données. Ces possibilités d'extension, couplées à sa portabilité et aux excellents *application packs* (modules ROM) disponibles, faisaient de la HP-71B l'environnement de calcul idéal pour toutes les tâches que les ingénieurs et scientifiques des années 80 pouvaient imaginer.

(140062 - version française : Kévin Petit)

Liens

- [1] Que vaut un dollar : www.minneapolisfed.org/index.cfm?&TC=1
- [2] Caractéristiques de la HP-71B: www.finseth.com/hpdata/hp71b.php
- [3] <http://h71028.www7.hp.com/enterprise/us/en/solutions/calculators-hp71b-math-machine.html>
- [4] IEEE 754: http://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_floating_point
- [5] Hewlett-Packard Journal, July 1984 : www.hpl.hp.com/hpjournal/pdfs/IssuePDFs/1984-07.pdf
- [6] HP-71B sur Wikipédia : <http://en.wikipedia.org/wiki/HP-71B>
- [7] Musée de calculatrices HP : www.hpmuseum.org/hp71.htm

hexadoku

casse-tête pour électronicienne(s)

Ce sous-titre est trompeur, car il n'est pas nécessaire d'être électronicienne pour s'attaquer à une grille hexadoku, il suffit de savoir compter de 0 à 15. On se prend vite au jeu et on y prend souvent son pied. Essayez de la remplir en respectant les règles, et envoyez-nous votre solution. Vous gagnerez peut-être l'un des cinq bons-cadeaux offerts par Elektor. Et si vous ne gagnez pas, vous vous serez agréablement détendu(e).

Une grille hexadoku est composée de chiffres du système hexadécimal, de 0 à F. Remplissez le diagramme de 16 x 16 cases de telle façon que **tous** les chiffres hexadécimaux de 0 à F (0 à 9 et A à F) n'apparaissent **qu'une seule et unique fois** dans chaque rangée, colonne et carré

de 4 x 4 cases (délimités par un filet gras). Certains chiffres, déjà placés dans la grille, en définissent la situation de départ. Pour participer, inutile de nous envoyer toute la grille, il suffit de nous donner **la série de chiffres** sur fond grisé.

Participez et gagnez !

Nous tirons au sort cinq des réponses internationales correctes reçues dans les délais ; leurs auteurs recevront un bon d'achat de livres Elektor d'une valeur de **50 €**. À vos crayons !

Où envoyer ?

Envoyez votre réponse (les chiffres sur fond grisé) avec vos coordonnées par courriel, avant le **1^{er} septembre 2014** à l'adresse **hexadoku@elektor.fr**

Les gagnants

La solution de la grille du numéro de mai (431) est : **18047**

Les cinq bons Elektor d'une valeur de **50 €** vont à : Rainer Klein (Allemagne), Alex Lo Furno (Italie), Luc Vandormael (Belgique), Thomas Eriksen (Norvège) et Doug Brown (Australie).

Bravo à tous et félicitations aux gagnants !

	6		1	8		A		B	7	F	4				
4				D		0							1		B
					4	7	9	2	5	3	0	D			F
A			5		B			1						4	7
6	9					D			8		5				2
		4	E				5		D	7					C
F	C	3		7				A	B	6					
		5			9	A								7	
7		1	3			2					E				8
B		D		5	1	3			4			9	A		E
5		9			D	8					2	3		7	
E		6		C				0		1	8	B	5		
			E						F	D	C	A	8	B	
			D					C		0		B	6	2	4
				0		3			5		A		E		
	5	B	8	A	6				2					0	C

5	7	A	9	6	2	4	B	1	F	8	D	C	3	0	E
E	0	B	1	D	C	9	A	6	2	3	5	7	4	F	8
C	2	6	3	E	F	1	8	0	4	7	B	5	A	9	D
D	F	4	8	0	3	7	5	9	A	C	E	B	1	2	6
B	A	5	F	9	4	8	0	C	7	D	3	6	2	E	1
8	C	D	2	3	5	6	E	F	0	B	1	4	7	A	9
6	9	1	7	F	D	A	C	2	E	5	4	8	0	B	3
0	3	E	4	7	B	2	1	8	6	9	A	D	5	C	F
F	D	C	5	A	0	3	2	E	8	1	7	9	6	4	B
1	8	0	B	4	6	C	9	A	5	F	2	E	D	3	7
2	6	9	E	8	7	5	D	3	B	4	C	A	F	1	0
3	4	7	A	B	1	E	F	D	9	0	6	2	C	8	5
9	E	F	D	1	A	B	7	4	C	6	0	3	8	5	2
A	5	8	6	C	E	0	3	7	1	2	9	F	B	D	4
4	B	3	0	2	9	F	6	5	D	A	8	1	E	7	C
7	1	2	C	5	8	D	4	B	3	E	F	0	9	6	A

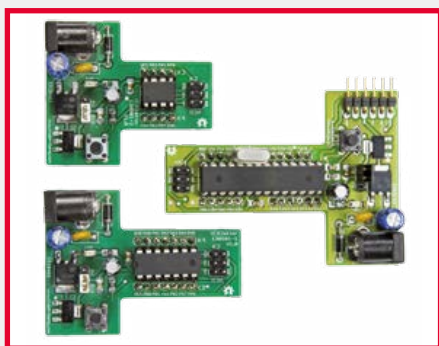
Tout recours est exclu de même que le sont, de ce jeu, les personnels d'Elektor International Media et leur famille. Un seul gagnant par foyer.

• bientôt dans Elektor



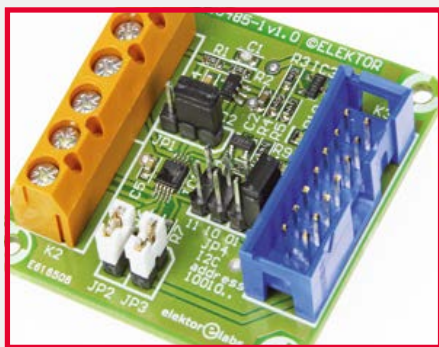
alimentation de labo à découpage

L'article *mammoth* sur cette alimentation a été éjecté de ce numéro double, parce que nous avons privilégié les articles courts. Vous le retrouverez (*promis juré*) dans le numéro de septembre, avec son étonnant transfo composé de morceaux de circuit imprimé empilés. Sa sortie commutable par un relais délivre 30 V/1 A.



moTules de proToType

Le microcontrôleur sauce spaghetti, non merci ! Les plaques sans soudure sont pratiques, mais pas avec un μC dans sa sauce de fils. D'où l'intérêt de ces cartes en T qui ont chacune un μC d'un certain type avec ses fonctions de base, et peuvent être implantées dans les plaques sans soudure ou incorporées à d'autres cartes plus grandes.



module CAN à 16 bits

Pour les applications de suivi de données, Elektor propose une petite carte avec un convertisseur A/N ADS1115, que son connecteur EEC permet de relier p. ex. à la carte Linux d'Elektor, à la carte Xmega ou au nouveau *shield* Arduino d'Elektor. Une bibliothèque en C facilite l'intégration du convertisseur dans vos propres applications.

Informations préliminaires sous réserves
Parution du numéro de septembre : 19 août

Publicité

Schaeffer
AG



Designer de faces gratuit

CONCEVEZ – NOUS PRODUISONS

Des plaques de qualité professionnelle

Dès une pièce et pour un prix modéré !
Téléchargez notre Designer de faces avant gratuitement sous www.schaeffer-ag.de, concevez votre plaque puis commandez-la directement.

www.schaeffer-ag.de

DVD annuel 2013



Ce DVD-ROM réunit tous les articles d'ELEKTOR, le mensuel d'électronique et de micro-informatique appliquées, parus au cours de l'année 2013.

Il contient non seulement le texte des articles ainsi que les schémas, mais aussi tous les dessins des circuits imprimés, sous forme de fichiers à haute résolution.



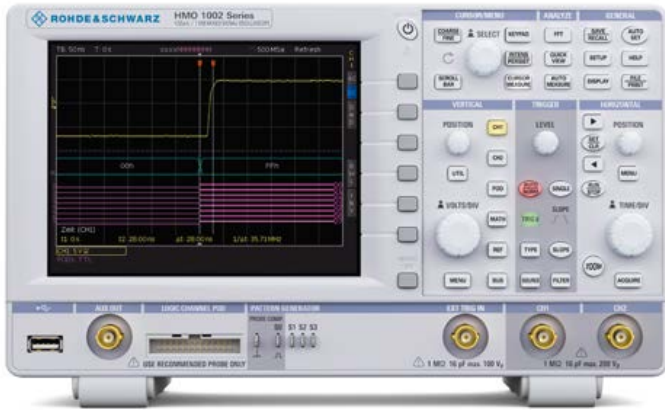
ISBN 978-90-5381-277-8 • 27,50 €

elektor

Pour commander en ligne :
www.elektor.fr/dvd2013

nouvel oscilloscope numérique de Rohde & Schwarz

La grande qualité au petit prix !



L'oscilloscope numérique R&S®HMO1002 de **Rohde & Schwarz** est disponible en trois bandes passantes : 50 MHz, 70 MHz ou 100 MHz. Il se distingue par son taux de mise à jour des formes d'onde (*Waveform Update Rate*) qui détermine la vitesse à laquelle l'oscilloscope rend compte à l'écran des changements de forme d'onde, ainsi que par sa grande sensibilité verticale. L'appareil dépourvu de ventilateur présente un taux d'échantillonnage convaincant de 1 Géch/s et une capacité de mémoire d'échantillonnage de 1 Méch. Comme tous les appareils HMO, le R&S® HMO1002 dispose, de série, d'une fonction de signal mixte. Par ses riches fonctions accessoires, il suscitera l'intérêt de nombreux utilisateurs, quel que soit leur champ d'application de l'appareil, qu'ils soient étudiants ou concepteurs de circuits embarqués ou encore techniciens de maintenance. Ces derniers apprécieront tout particulièrement l'intégration d'un *voltmètre numérique* à 3 chiffres, qui facilite le travail. Le R&S®HMO1002 permet ainsi de procéder simultanément à deux mesures de tension sur les deux canaux analogiques.

Dans l'enseignement, le *générateur de fonctions* sera apprécié, avec ses formes d'ondes de base jusqu'à 50 kHz, idéal pour initier à diverses situations de mesure les élèves, les apprentis et les étudiants. D'ailleurs, le mode *Education* de l'appareil permet de masquer certaines fonctions de confort.

Les concepteurs de circuits embarqués seront séduits par le générateur de motifs établis (*Pattern-Generator*), qui permet d'envoyer des télégrammes de protocole dont le débit peut atteindre 50 Mbit/s. Le concepteur pourra donc utiliser aussi bien les messages préétablis pour les protocoles sériels connus de l'appareil, que composer lui-même des motifs de signaux en fonction de ses besoins.

Le R&S®HMO1002 est doté d'un déclenchement assisté par le matériel et d'un décodage des protocoles courants (I²C, SPI,

Pour les lecteurs d'Elektor exclusivement, Rohde & Schwarz met en jeu **10 oscilloscopes** du modèle R&S®HMO1002 (dans sa version avec la bande passante la plus large) !

Rendez-vous sans tarder sur www.elektor.fr/hmo1002 où vous pourrez gagner un de ces appareils de la nouvelle gamme *Scope of the Art* conçus par Hameg Instruments !

UART, CAN ou LIN). L'analyse de bus sérielle est en option ; quand elle est disponible, elle peut être mise hors service. Avec ses 128k points de mesure, les fonctions d'analyse FFT du R&S®HMO1002 lui permettent de rivaliser avec des oscilloscopes de classe nettement supérieure. L'analyse spectrale est facilitée par la représentation sur l'écran du signal temporel, de la fenêtre et du domaine d'analyse de la FFT.

La sonde logique active R&S®HO3508 disponible séparément n'est pas liée à un modèle particulier et peut être utilisée avec les autres oscilloscopes de cette série. En digne membre de la famille *Scope of the Art* de Rohde & Schwarz, le R&S®HMO1002 offre donc, sur un seul et même instrument, la mesure de domaine temporel, l'analyse logique, l'analyse de protocole et l'analyse de fréquence. Le prix public conseillé est de l'ordre de 798 € hors taxes pour le modèle à 50 MHz de bande passante, et de l'ordre de 998 € avec la bande passante de 100 MHz.

Caractéristiques

- 3 modèles à bande passante de 50 MHz, 70 MHz et 100 MHz
- taux d'échantillonnage : 1 Géch/s (mémoire : 1 Méch)
- grande sensibilité verticale : jusqu'à 1 mV/div
- taux de rafraîchissement élevé du signal : 10.000 formes d'onde/s
- grand choix de fonctions de mesure automatiques
- *Quickview*: affichage direct de tous les paramètres essentiels du signal
- fonction *Mixed Signal* standard
- déclenchement paramétrable
- options d'analyse de bus variées pour isoler des paquets de données spécifiques
- FFT : l'analyse spectrale avec 128k points de mesure
- voltmètre numérique pour mesure simultanée sur les deux canaux analogiques
- générateur de motifs établis jusqu'à 50 Mbit/s ou de fonctions jusqu'à 50 kHz

Professional Quality
Trusted Service
Secure Ordering



Elektor PCB Service at a glance:

- 4 Targeted pooling services and 1 non-pooling service
- Free online PCB data verification service
- Online price calculator available
- No minimum order value
- No film charges or start-up charges

Delivery
from 2
working
days