

elektor

régulateur
photovoltaïque

Carte DSP

audio universelle

CLIC clock

2^e partie

ampli

classe D
à 555

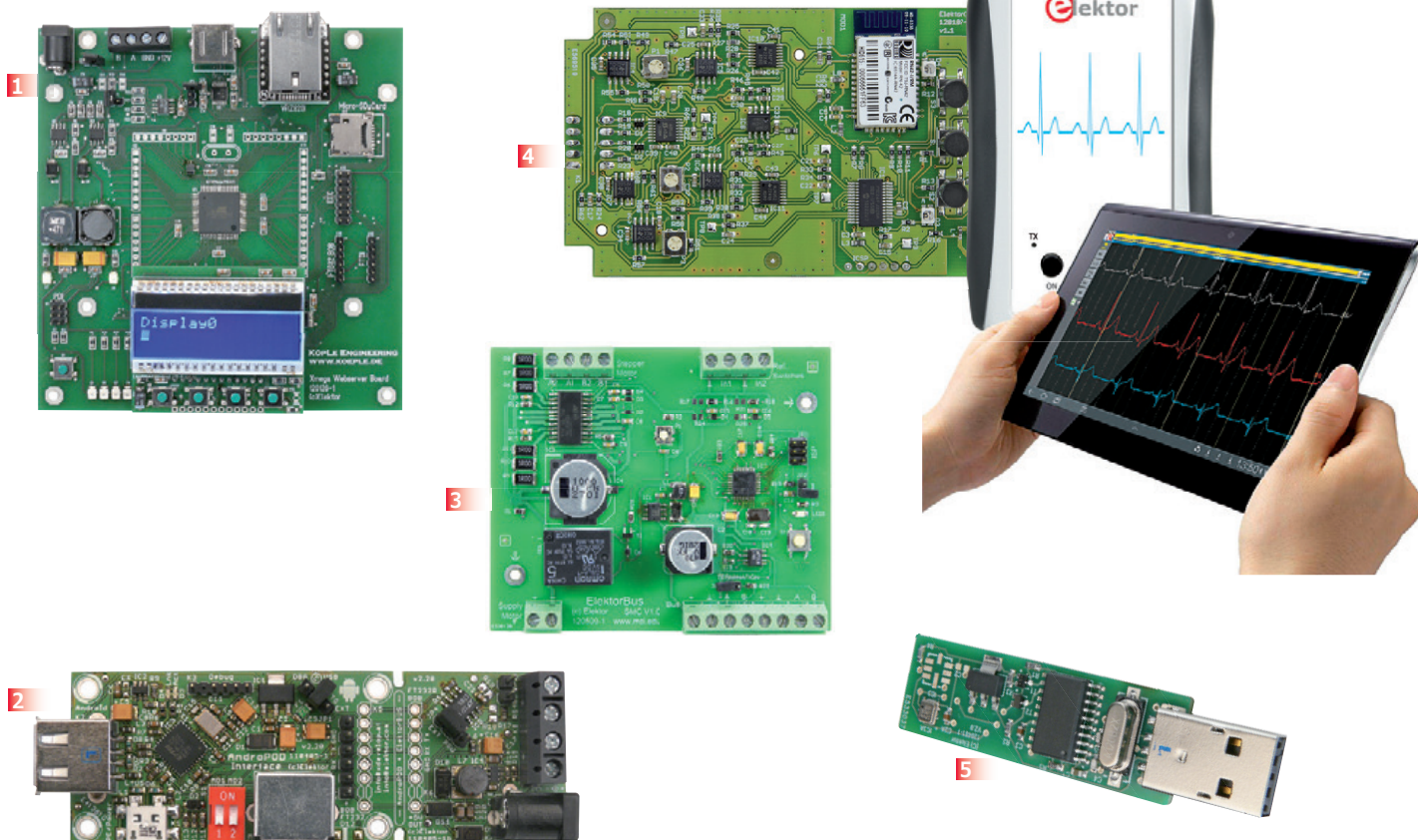
ampli à tubes
compact

NUMÉRO DOUBLE

132 PAGES

PLUS DE 20 RÉALISATIONS INÉDITES





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 sérieuse 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

NIDays

WORLDWIDE GRAPHICAL SYSTEM DESIGN
CONFERENCES

Le rendez-vous annuel des ingénieurs,
scientifiques et enseignants

**Au CNIT Paris La Défense,
le 11 février 2014**

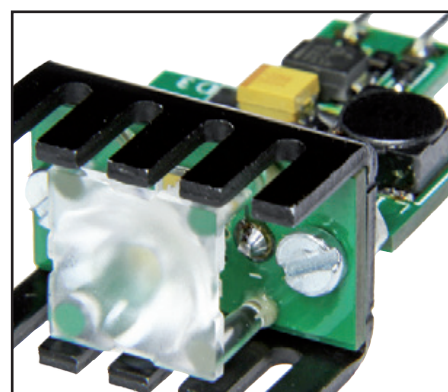
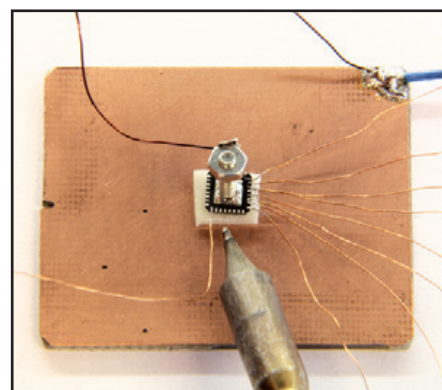
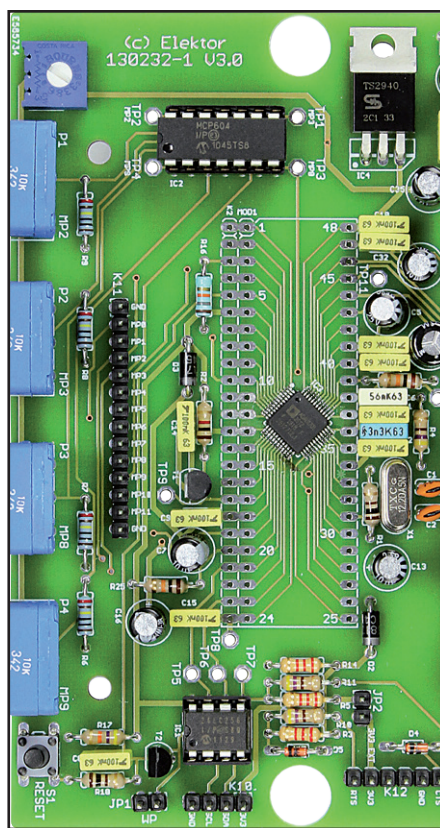


Il est temps, plus que jamais, d'innover pour relever les défis du monde moderne !

Vous préférez construire l'avenir plutôt que le subir ? Alors ne manquez surtout pas l'édition 2014 de NIDays et son lot d'innovations en matière de systèmes de mesure, de contrôle, d'automatisation et embarqués :

- 70 stands de démonstrations
- 2 conférences plénières, avec le célèbre prospectiviste Joël de Rosnay en invité d'honneur
- 50 conférences techniques et métiers (dont 15 présentations d'utilisateurs)
- 12 sessions de TP pour s'initier aux matériels et aux logiciels
- 2 compétitions de robotique pour l'enseignement

Programme et inscription gratuite sur **www.nidays.fr** ▸ **01 57 66 24 24**



● e-communauté

6 de nous à vous Édito

● e-industry

8 salons CARTES 2013 et Milipol 450 exposants à l'un et 915 à l'autre !



● e-labs

15 participez @ la IVe Révolution 1du\$trielle ! L'interconnexion intelligente des objets et des machines.

24 radio-télécommande ferroviaire avec module radio de 433 MHz

112 les normes de codage Votre circuit mérite un meilleur logiciel

123 la résistance de 0 ohm Drôle de composant n° 2

● DesignSpark

48 DesignSpark - 7e jour On passe en 3D

● e-projets

12 dégivreur d'abreuvoir pour oiseaux à 2N3055 Quand il gèle, les zozios ne trouvent plus à boire.

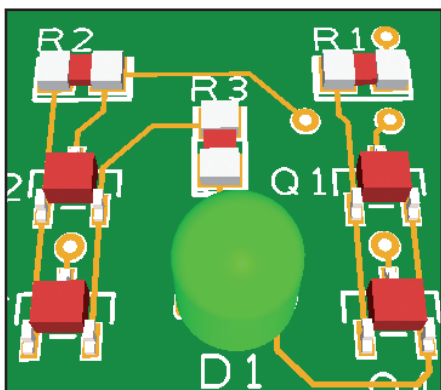
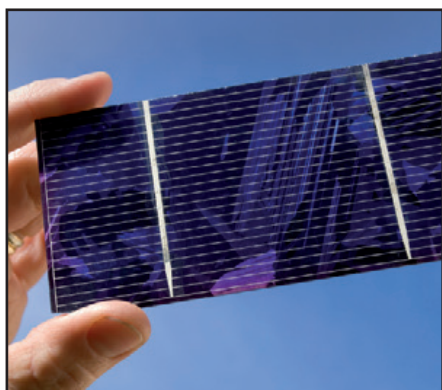
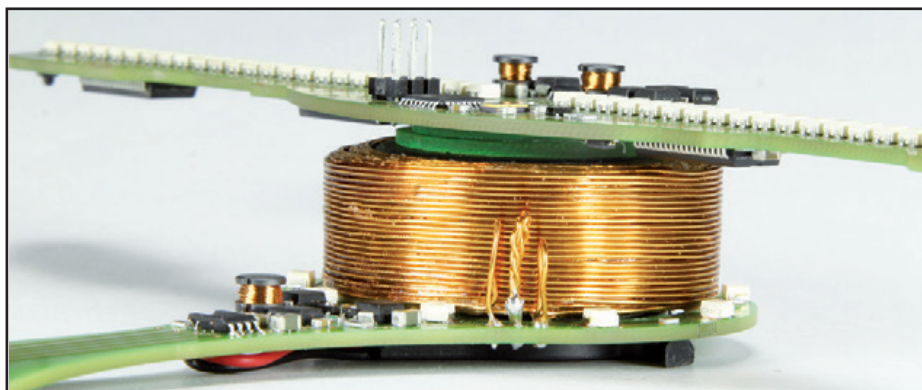
16 LED remplace halogène : une GU4 économique Le jeu en vaut la... chandelle !

20 ersatz à LED pour tube fluo Gare à l'instinct du chasseur- collectionneur !

22 le seigneur des nanos Mesurer des courants infimes avec un multimètre numérique

30 bien transmettre par radio des données de PIC à PIC Bibliothèque Pascal pour module RFM12

34 moniteur de valve triple Pour chaudières combinées chauffage-eau



36 transmission d'énergie sans fil

Expérimenter sans grands frais

39 la mesure d'impulsions de courant

Générateur à large bande très simple

42 les puces LFCSP soudées à la main

Une astuce de Madame Liliput.

44 gradateur radiotélécommandé pour LED

Modules HF tout faits

51 protection active anti décharges électrostatiques

Pour µC et autres

54 ampli audio à 555

La classe D à l'ancienne

60 ampli à tubes abordable et transfo courants

Compact et bon marché, avec des composants faciles à trouver

66 carte DSP audio universelle à ADAU1701

Programmation graphique et pas de CMS à souder

74 régulateur photovoltaïque 50 W

Pour accu au plomb de 12 V et panneaux de 15 V

88 CLIC clock - 2e partie : construction

Horloge à cadran lumineux interactif circulaire

98 extension pour la carte FPGA (2)

Programmation en VHDL

106 Flowcode 6 : combiner électronique et mécanique

L'exposé du développeur

118 conversion N/A à gamme de tension variable

Astuce pour affiner la conversion à 8 bits

● e-tech the future

124 microréseaux

Tout le quartier est au courant

● e-magazine

82 calcul et principes de mise en œuvre de panneaux photovoltaïques

94 professionnel & passionné : David Ardouin

126 alimentation alternative (1984)

Retour aux sources

129 hexadoku

casse-tête pour électroniciens

130 bientôt dans Elektor

37^{ème} année, n° 427/428
janvier/février 2014

ISSN 0181-7450
Dépôt légal : novembre 2013
CPPAP 1113 U 83713

ELEKTOR / 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
lundi, mardi et jeudi 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 editrice 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 editrice. La Société editrice 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 editrice 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 editrice est de même en droit de traduire et/ou de faire traduire un article et de l'utiliser pour ses autres éditions et activités, contre la rémunération en usage chez elle.

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

Imprimé aux Pays-Bas
par Senefelder Misset - Doetinchem

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

Deux

Pour la 2^e fois dans la tradition d'Elektor, voici un numéro double en plein hiver. Double, il l'est en réconciliant la vieille dualité entre circuits analogiques et circuits numériques : il s'ouvre sur un article qui emploie le bon vieux 2N3055 et finit sur un autre qui ressuscite une alimentation en courant alternatif de 1984. Entre ces deux pôles analogiques, il y a tout le spectre des sujets habituels, avec aussi des surprises, comme cet amplificateur en classe D autour d'un 555.

Toujours sous le signe du 2, ces pages montrent les deux faces de la chose électronique, la très sérieuse et la moins sérieuse, avec un circuit drolatique qui renoue avec une vieille tradition des numéros doubles. En le lisant, vous ferez connaissance avec la fa(r)ce riieuse de son auteur, à qui de nombreux débutants vouent, à juste titre, une reconnaissance sans borne pour son livre *Rémy Mallard présente l'électronique aux débutants qui sèchent les cours mais ne craignent pas de se brûler les doigts*. Réjouissez-vous, Rémy remet le couvert avec le même sérieux (plus de 400 pages !) et la même décontraction (vous allez voir le titre !) dans son 2^e livre qui présente *les microcontrôleurs PIC pour les débutants qui ne veulent pas patauger*. Il vient de paraître, vous ne pataugerez plus.

Je suis heureux de vous présenter un entretien personnel avec **David Ardouin**, l'auteur de l'horloge à cadran lumineux virtuel dont la construction est décrite ici. On apprécie encore plus les beaux circuits quand on connaît les êtres qui les ont conçus. Fin 2013, notre envoyé spécial **Patrick Gueulle** a arpenté à Villepinte les allées du salon **CARTES**, puis celles de **Milipol Paris**, le salon mondial de la sécurité intérieure des États. On dirait que le cordonnier est toujours aussi mal chaussé : Notre espiègle collaborateur une fois rentré chez lui, a en effet découvert, en une dizaine de minutes montre en main, la clef pourtant réputée « secrète », du cryptage de ses badges d'accès ! Ce qui lui a permis de décoder leur identifiant non moins « secret » : CRTSMPO13*. On se sent en sécurité ! Bonne année 2014 quand même.

Denis Meyer

* Soit CARTES + MILIPOL + 2013, bien sûr. C'est bien cela ?

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 Schroijen, Clemens Valens, Jan Visser, Patrick Wielders |
| Coordination : | Hedwig Hennekens |
| Ont coopéré à ce numéro : | Jean-Paul Brodier, Robert Grignard, Hervé Moreau, Kévin Petit, 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 Gonzalez Arintero
+34 6 16 99 74 86
j.glez.arintero@gmail.com



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



audioxpress



vous connecte à



Nos annonceurs



Cemciti SAS

www.siliconplace.com 130



Reichelt

www.reichelt.fr 47



Eurocircuits

www.elektorpcbservice.com 81



RS Components

www.designspark.com/mechanical . . 111



NIDays

www.nidays.fr 3



Pico

www.picotech.com/PS251 131

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 lundi, mardi et jeudi de 8h30 à 12h30
ou par courriel : service@elektor.fr

salons CARTES 2013 et Milipol

450 exposants à l'un et 915 à l'autre !

Patrick Gueulle
(France)



Exceptionnelle, cette 28^e édition du salon CARTES, dans la mesure où le salon Milipol Paris se tenant au même moment à Villepinte, il a été imaginé d'établir une «passerelle» entre les deux événements.

Riche idée, qui a permis à de nombreux visiteurs de *CARTES Secure Connexions Event* de découvrir également ce mythique salon mondial de la sécurité intérieure des États. Une immersion totale dans le monde de la sécurité au sens le plus large du terme, donc, avec des effets immédiatement palpables.

La sécurité : une affaire de «pros»

On ne s'improvise pas expert en sécurité globale. Cette discipline couvre des domaines bien au-delà de l'informatique et des cartes à puce : sécurité physique et électronique, gardiennage, anti-incendie, intelligence économique, etc. La lutte contre des menaces aussi variées que terrorisme, malveillance, catastrophes naturelles ou industrielles, piratage informatique, contrefaçon, déstabilisation, etc. fait appel à des compétences diverses : électronique, informatique et télécommunications, bien sûr, mais aussi optique, mécanique, métallurgie, chimie, textile...

Dans ces conditions, les synergies entre ces deux salons étaient évidentes, exposants et visiteurs ayant tout intérêt à se rencontrer. C'est chose faite, et on ne peut que souhaiter que cela se reproduise, mais Milipol 2014 se tiendra... au Qatar ! Effet concret et symbolique de ce rapprochement : pour la première fois, le contenu des badges d'accès (des Mifare Classic 4 K) était enfin crypté ! Ainsi, ELEKTOR (454C454B544F52 en ASCII) était systématiquement recodé en 6625686D665F62. Excellent exemple de la bonne influence que peuvent avoir des généralistes de

la sécurité sur des spécialistes des cartes à puce, nous offrant au passage une petite énigme à tenter de déchiffrer facilement un jour de pluie... Aucun risque de se tromper de hall : l'allure martiale, et parfois les galons, des visiteurs de Milipol tranchaient avec les tenues décontractées des informaticiens civils. La mise en scène était soignée : contrôles d'identité à répétition (par du personnel guère habilité à y procéder en toute légalité), et passage obligatoire par des portiques de détection (qui n'empêchaient nullement, vérification faite, d'entrer puis de ressortir en transportant une bombe anti-crevaillon de belle taille !).

Sitôt ces barrages franchis, armes à feu et véhicules blindés suréquipés étaient partout, ainsi que des tenues de protection de toutes sortes. Beaucoup de très belle électronique aussi, la plupart du temps dans des boîtiers *militarisés*, autrement dit étanches et durcis, noirs ou kakis, avec des connecteurs à faire pâlir d'envie nos audiophiles et nos radio-amateurs les plus exigeants, même pour un usage plutôt de laboratoire ou de bureau que sur des théâtres d'opérations ou des scènes de crime.

Le plus étonnant, c'était la présence conjointe, souvent sur un même stand, des *mesures* et des *contre-mesures* correspondantes : tout pour procéder aux écoutes les plus indiscretes, et tout pour s'en protéger ! Ultra-miniaturisés mais dotés d'une autonomie exceptionnelle (grâce à des techniques numériques de pointe), les balises de localisation, les micros HF, et toutes sortes

de caméras voisinaient ainsi avec différentes mallettes contenant l'outillage complet pour les détecter, les brouiller, ou les neutraliser.

Ah, ces mallettes dont sont friands les experts de la police scientifique ! À côté d'assortiments de produits chimiques pour révéler les traces de sang ou les empreintes digitales, voire restaurer des numéros de série effacés, il y avait également tout le nécessaire pour «faire parler» les *smartphones* les plus variés. Ainsi, la firme israélienne Cellebrite dévoilait son impressionnante gamme *UFED* d'outils d'extraction de données (même supprimées, paraît-il) aussi bien logiques (lecture de fichiers standards) que physiques (copie complète des mémoires). Tout cela avec la garantie de ne pas altérer un seul bit dans la «pièce à conviction» examinée, ce qui est crucial pour la validité de toute procédure judiciaire.

De puissants outils de *data mining* sont là pour établir des corrélations qu'un enquêteur mettrait infiniment plus de temps à dégager par un classique travail de fourmi.

Même chose pour les écoutes téléphoniques «légales», à ne pas confondre avec celles que pratiquent les espions (contre nos chefs d'États, dit-on...) en interceptant subrepticement des communications radio.

Les écoutes judiciaires sont techniquement mises en place par les opérateurs de téléphonie eux-mêmes, sur réquisition d'un service de police ou de gendarmerie agissant dans un cadre légal strict (commission rogatoire d'un magistrat). Le trafic intercepté et géolocalisé est retransmis à l'enquêteur, où qu'il se trouve, directement sur son poste de travail fixe ou mobile, simplement équipé d'un logiciel approprié. Dans près de 40 % des cas, il s'agit de la solution *CENTAURE* développée par *Elektron*, une PME spécialisée dont le dirigeant de l'époque était, lorsque nous débutions dans le métier, un fervent lecteur d'Elektor ! De puissants outils d'analyse facilitent le recoupement des indices recueillis en vrac.

Du côté des brouilleurs de téléphonie mobile, nous avons découvert avec surprise que moyennant l'utilisation d'antennes appropriées et de schémas de modulation bien spécifiques, une puissance de seulement 4 W suffisait pour rendre les réseaux inopérants dans des zones relativement vastes. Ce sujet est pris au sérieux par les autorités, car la possibilité de télécommander des bombes par les réseaux GSM est considérée comme une menace majeure, que nous avons

pressentie dès les années 70, lorsqu'a été lancé le service *Eurosignal* !

Au-delà de la découverte d'un appareillage insoupçonné, l'accès exceptionnel à un salon aussi «confidentiel» que Milipol est une excellente occasion pour visiter «l'envers du décor» et apprécier à sa juste valeur le travail des personnes qui oeuvrent pour la sécurité intérieure du pays.

Un sondage commandé à l'IFOP par les organisateurs a révélé, de façon assez inattendue, que 80 % des personnes interrogées seraient prêtes à accepter que «pour lutter contre le terrorisme», l'État puisse «exceptionnellement accéder aux données en ligne de certaines personnes». L'enquête ne dit pas *quelles* personnes...



Promener des BasicCards sans contact

Depuis plusieurs années le salon CARTES nous offre un terrain de jeu idéal pour expérimenter et améliorer des cartes sans contact très spéciales, qu'il serait évidemment périlleux de présenter à la caisse d'un supermarché ou devant un valideur de transport en commun.

Cette année, ce sont trois BasicCard ZC7.5 que nous avons ainsi promenées sur le salon, avec la bienveillante coopération d'exposants souvent intrigués : un émulateur de carte bancaire EMV *contactless*, un émulateur de passe de transport en commun *Calypso* et un émulateur de tag *Mifare Classic*. À partir de sa Rev.D, la ZC7.5 peut être programmée pour se comporter comme un *Mifare Classic 1K*, dont les données sont également accessibles (en lecture comme en écriture) depuis l'application ZCBasic, pouvant ainsi faire l'objet de traitements informatiques internes.

Cela nous a fait découvrir des choses étonnantes, p. ex. que des *smartphones* équipés de puces NFC *Broadcom* ne semblent pas pouvoir lire les tags *Mifare Classic*, contrairement à d'autres équipés

de puces NXP. Pour une question de licences, nous a-t-on dit. En revanche, ils accèdent sans problème aux tags *NFC Forum Type 4*, dont l'usage commence enfin à se répandre. Il était temps, car bien que nettement plus coûteux, ces tags

à contenu actif sont prometteurs. D'autant plus qu'ils s'implémentent aisément sur *BasicCard...* Ajoutons une fonction d'enregistrement des commandes envoyées à la carte, et nous verrons qu'un téléphone tactile équipé d'une application

Quelques lignes de Basic...

Quatre ou cinq lignes de code suffisent pour activer la fonction Mifare dans les dernières générations de *BasicCard* sans contact, basées sur une puce *SmartMX* de NXP. Attention, une programmation hasardeuse peut rendre les cartes définitivement inutilisables ! D'où l'utilité de ce petit listing clef en main (MIF.BAS), à compiler et charger dans une ZC7.5 Rev.D ou supérieure.

En l'état, il permet déjà de placer l'émulateur Mifare 1K en configuration de transport (avec les clefs NXP par défaut) en envoyant à la carte une commande FC 02 00 00 00 00, ou bien de le formater en véritable tag NFC, fin prêt à recevoir des données NDEF, en lui envoyant la commande FC 04 00 00 00 00. On voit bien que c'est nettement plus complexe ! La commande FC 00 00 00 00 00 remettra bien sagement l'émulateur dans l'état qui était le sien lorsque la carte était neuve, et qui diffère sensiblement du «mode transport», notamment au niveau des règles d'accès.

```
#Include Misc.Def
#Include Mifare.Def
#Pragma EnableMifare
#Pragma UID(Single)
#Pragma SAKATQA(&H28,&H04,&H00)
#Pragma ATS(HB=>>MIF)
Command &HFC &H00 ResetAll()
For S = 0 To 15
Call MifareResetSector(S)
Next S
End Command
Command &HFC &H02 Transport()
Private K$ As String*12 = &HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF
Private T$ As String*16 = &HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&H07,&H80,&H69,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF
If P1 = 1 Then T$ = Chr$(&HA0,&HA1,&HA2,&HA3,&HA4,&HA5,&HFF,&H07,&H80,&H69,&HB0,&HB1,&HB2,&HB3,&HB4,&HB5)
FOR F = 0 To 15
Call MifareResetSector(F)
Call MifareWriteBlock(4*F+3,K$,T$)
Next F
End Command
Command &HFC &H04 NFC()
Private K$ As String*12 = &HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF
Private NFC1$ As String*16 = &H0F,&H01,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1
Private NFC2$ As String*16 = &HD3,&HF7,&HD3,&HF7,&HD3,&HF7,&H7F,&H07,&H88,&H40,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF
Private NFC3$ As String*16 = &HA0,&HA1,&HA2,&HA3,&HA4,&HA5,&H78,&H77,&H88,&HC1,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF
Private NFC4$ As String*16 = &H03,&H00,&HFE,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF,&HFF
Private NFC5$ As String*16 = &H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1,&H03,&HE1
Call MifareResetSector(0)
Call MifareWriteBlock(1,K$,NFC1$):Call MifareWriteBlock(2,K$,NFC5$)
Call MifareWriteBlock(3,K$,NFC3$)
Call MifareResetSector(1)
Call MifareWriteBlock(4,K$,NFC4$):Call MifareWriteBlock(7,K$,NFC2$)
FOR F = 2 To 15
Call MifareResetSector(F)
Call MifareWriteBlock(4*F+3,K$,NFC2$)
Next F
End Command
```


comme *TagInfo* peut, dès qu'on lui présente un tag, essayer de sélectionner, à l'aveuglette, une bonne cinquantaine d'applications réputées *bien connues*. Il ne reste plus, alors, qu'à récolter la liste de leurs identifiants (AID). Très instructif !

C'est justement sur une plate-forme *Type 4* que sont basés les nouveaux composants de lutte contre la contrefaçon lancés par *INSIDE Secure*. Baptisés *VaultIC 150* (ou *150D* en version à double interface), ils ont vocation à être intégrés dans toutes sortes de produits de luxe, y compris dans les capsules de bouteilles de grands crus, avec autodestruction de l'antenne lors du débouchage ! Leurs fonctions d'authentification forte (qui ne sont révélées que contre un engagement de confidentialité) conviendraient également pour mettre certains médicaments coûteux à l'abri d'imitations éventuellement dangereuses. Il y a là une occasion parmi d'autres, pour l'industriel français, de rebondir sur ce créneau de la NFC où son chiffre d'affaires avait sérieusement pâti des difficultés de son principal client, *Blackberry*. Une marque, précisément, dont les téléphones sont bien pourvus en fonctions NFC. La technique *Magnetic Logic Unit* de *Crocus* a l'ambition de remplacer, à terme, les mémoires Flash. Dans les cartes à puce, tout au moins, apportant une appréciable amélioration en termes de vitesse d'écriture et de densité d'intégration. À quand des cartes de mémoire magnétiques pour nos appareils photo numériques ? Nous y gagnerions probablement en performances et en fiabilité, à l'heure où les capacités des cartes SD (XC) commencent à se chiffrer en téraoctets.

Chez ASK, acteur français du *sans contact*, nous avons repéré un excellent lecteur qui mériterait d'être mieux connu, le LoGO. Universel puisqu'il supporte le «vieux» protocole B' (Navigo) et ceux de la plupart des tickets «papier», il est également peu coûteux, puisque généreusement subventionné par certains opérateurs de transport en commun. Une bonne affaire !

Sur le même stand, le mesureur de champ FDC102 a également retenu notre attention de vieux briscard de l'analogique et de la radio : auto-alimenté par tout lecteur sans contact 13,56 MHz duquel on veut bien l'approcher, il indique sur un barographe l'intensité du champ rayonné. En principe, on devrait mesurer entre 1,5 et 7 A/m, mais les surprises ne sont pas

rares, expliquant certaines incompatibilités difficiles à diagnostiquer sans un tel outil. Ce petit instrument permet aussi de détecter les lecteurs RFID dissimulés. Pour un peu, il aurait eu sa place à Milipol !

Le paiement électronique en ébullition

Le paiement électronique, avec ou sans contact, est en effervescence permanente : des solutions apparaissent et disparaissent pratiquement chaque jour, laissant le consommateur désemparé, pour ne pas dire trahi. À quand la stabilisation ?

Monéo se retire des bureaux de Poste. Son rechargement en ligne avec *mo-net*, c'est fini. *PINPaid* est en sommeil. Tout avait été mis en œuvre, peut-être sous la pression des autorités monétaires, pour que ce terminal «carte bancaire» personnel ne puisse pas servir à faire du commerce de détail. Bien joué !

Venue d'Allemagne et déjà implantée avec succès dans 9 pays, la solution *Payleven* offre pourtant cette possibilité, pour 49 € H.T. et une commission de 2,75 % par paiement. Sans abonnement ni minimum de perception...

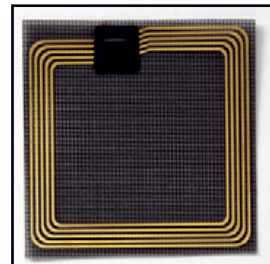
Cela permettrait à un particulier d'accepter de véritables paiements par carte bancaire, même sur un vide-grenier puisque le terminal communique, via Bluetooth, avec un téléphone tactile équipé de l'application *ad-hoc*. Une solution attractive, notamment pour les taxis ou les commerçants ambulants.

Pour les professionnels nomades, il existe aussi la gamme de terminaux sans fil et sans contact d'*Ingenico*, aujourd'hui incontournable, à commencer par les modèles de poche iWL220 et iWL250.

Et Plug-up ?

Depuis trois ans, nous assistons à la montée en puissance de ces étonnantes cartes à puce transformables en clefs USB. Ce que nous écrivions l'an dernier n'est déjà plus d'actualité depuis des mois... Et pour cause : désormais greffées sur *Google Chrome* grâce à *WinUSB*, les nouvelles clefs *Authentikator* sont nativement compatibles avec tous les services web supportant *Google Authenticator* (*Gmail*, *Facebook*, *Dropbox*, etc.). À suivre !

(130428)



dégivreur d'abreuvoir pour oiseaux à 2N3055



Vous qui en hiver nourrissez les oiseaux de graines, de cacahouètes ou de boules de graisse, n'oubliez pas qu'ils peuvent aussi avoir soif.

Or, quand il gèle, ces volatiles ne trouvent plus à boire.

Voici l'abreuvoir antigel pour qu'ils puissent se rincer le bec par temps froid.

Bas Schmidt (Pays-Bas)

C'est un célèbre transistor de puissance, l'indémodable 2N3055 en boîtier TO3, qui va nous servir d'élément chauffant. L'idée n'est pas neuve, Elektor a souvent fait appel à ses services dans ce contexte, un procédé économique et efficace. Une résistance à coefficient de température négatif (CTN) sert de sonde thermométrique dans la petite boîte qui contient l'eau. Le courant de chauffage est fourni par huit accumulateurs. L'électronique : un double comparateur du type LM393 comme régulateur de température et un chien de garde de l'alimentation. Deux LED clôturent le tableau animalier.

Construction de l'abreuvoir

Si j'ai pris délibérément comme réservoir une boîte de petite taille, c'est d'abord parce que moins il y aura d'eau à réchauffer, plus les accus tiendront le coup longtemps, mais surtout parce que **les oiseaux ne doivent en aucun cas**

prendre de bain quand il gèle, sous peine de congeler leurs plumes et de mourir par hypothermie. Une petite boîte de purée de tomate contient suffisamment d'eau pour les abreuver, ils ne boivent jamais beaucoup sur une journée. Pour abriter le circuit, j'ai pris une boîte à cigares rendue étanche avec deux couches de peinture. Une boîte en plastique convient aussi. La petite boîte de conserve y est installée sur le couvercle, le 2N3055 vissé sur le fond et entouré d'une couche de mastic silicone par souci d'étanchéité. La CTN est collée sur le bord de la boîte à purée au moyen de silicone ou de colle à chaud.

Électronique

Survolons rapidement le schéma (**fig 1**). Tout à gauche se trouve l'alimentation, constituée de huit accumulateurs CdNi ou NiMH en série. Le comparateur IC1A compare la tension d'alimentation, représentée par le rapport 5/11 dû

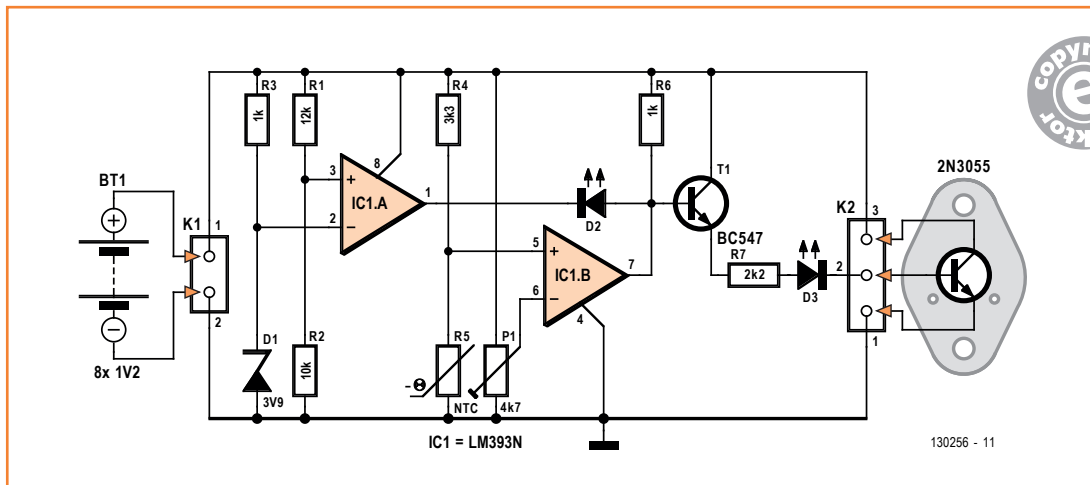


Figure 1.
Le circuit est en deux parties : une détection de sous-tension avec IC1A et un régulateur de température par IC1B.

au diviseur $R1/R2$, à la tension de référence de 3,9 V fournie par la zener D1. Si la tension de batterie descend à moins de 7,8 V environ, la sortie de IC1A devient basse, ce qui entraîne le blocage de T1, donc aussi du 2N3055, et la LED rouge D2 s'allume pour prévenir qu'il n'y a plus de chauffage et qu'il faut recharger les accus.

Le second comparateur du LM393 compare la tension sur la CTN R5 à une valeur de consigne fixée par P1. Comme son nom l'indique, la valeur de la résistance de la CTN monte quand la température descend. Sous une certaine température, déterminée par le réglage de P1, la tension sur R5 dépasse la tension sur le curseur du potentiomètre. Il en résulte que la sortie de T1 devient haute et que le 2N3055 entre en conduction, ce qui fait chauffer l'eau. La LED orange D3 en témoigne. La résistance R7 limite le courant dans le 2N3055 à une valeur proche de 100 mA, ce qui correspond à un peu moins d'un watt de dissipation dans le transistor de puissance. L'intensité de ce courant est fortement influencée par le gain, le facteur d'amplification en courant du 2N3055 utilisé. Il est donc utile de mesurer le débit fourni par la batterie et, au besoin, d'adapter la valeur de la résistance R7.

Vous pouvez calculer de la manière suivante à quelle température ambiante l'eau chauffée va geler. La résistance thermique entre jonction et boîtier (j-c) d'un 2N3055 est de $R_{th\,jc} = 1,5 \text{ K/W}$ (la différence de température en kelvins ou en degrés Celsius est identique, seule l'origine diffère), tandis que sa résistance thermique entre boîtier (case) et air (c-a) est de $R_{th\,ca} = 175 \text{ K/W}$,

mais ici, on parle de l'air ambiant. La conductivité thermique de l'air est de $0,024 \text{ W/(m}\times\text{K)}$ et celle de l'eau est de $0,6 \text{ W/(m}\times\text{K)}$. L'eau conduit donc la chaleur $0,6/0,024 = 25$ fois mieux que l'air. Donc $R_{th\,c-a\,(eau)} = 175/25 = 7 \text{ K/W}$. Dans le cas qui nous occupe, celui d'une dissipation de 0,96 W, l'eau ne va geler qu'à une température plus basse de $0,96 \times (1,5 + 7) = -8 \text{ }^\circ\text{C}$. Un résultat qui se révèle réaliste en pratique.

L'alimentation consiste en huit cellules AA rechargeables. En utilisant des modèles de 2 700 mAh, il y a suffisamment d'énergie pour dégivrer l'eau de l'abreuvoir pendant environ 24 h. Il est donc pratique d'opérer avec deux batteries de huit éléments et un chargeur rapide. Avant de les charger, laissez le temps aux accus de revenir à la température de la pièce. D'autre part, comme les oiseaux ne viendront pas boire la nuit, vous pouvez rentrer l'abreuvoir jusqu'au lendemain.

Circuit imprimé

Avec des composants traversants et le circuit imprimé (**fig. 2**) dessiné pour ce projet par le laboratoire Elektor, ce montage est limpide comme de l'eau de roche. On peut aussi se passer de circuit imprimé et tout installer sur un morceau de platine d'expérimentation, comme je l'ai fait moi-même [2].

La mise en boîte dépend du circuit réalisé et de votre convenance personnelle. Pour atteindre la résistance ajustable, vous pouvez percer un petit trou dans le coffret pour glisser un tournevis et le boucher ensuite à l'aide d'une rustine. Il y aura encore deux petits trous à faire pour voir

Liste des composants

Résistances :

R1 = 12 k Ω
 R2 = 10 k Ω
 R4 = 3,3 k Ω
 R3, R6 = 1 k Ω
 R7 = 2,2 k Ω
 R5 = CTN 4,7 k Ω
 P1 = 4,7 k Ω aj.

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener 3,9 V/1 W
 D2 = LED rouge 5 mm
 D3 = LED orange, 5 mm
 T1 = BC547B
 T2 = 2N3055 (boîtier TO3)
 IC1 = LM393N

Divers :

K1 = domino à 2 vis
 K2 = domino à 3 vis
 circuit imprimé n° 130256-1, cf. [1]

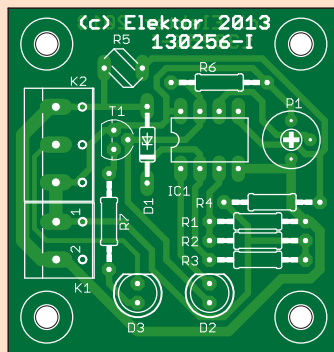


Figure 2. Le circuit imprimé est facile à construire. La CTN est soudée sur la platine, avec une petite allonge si nécessaire, la batterie et le 2N3055 se raccordent sur les dominos.

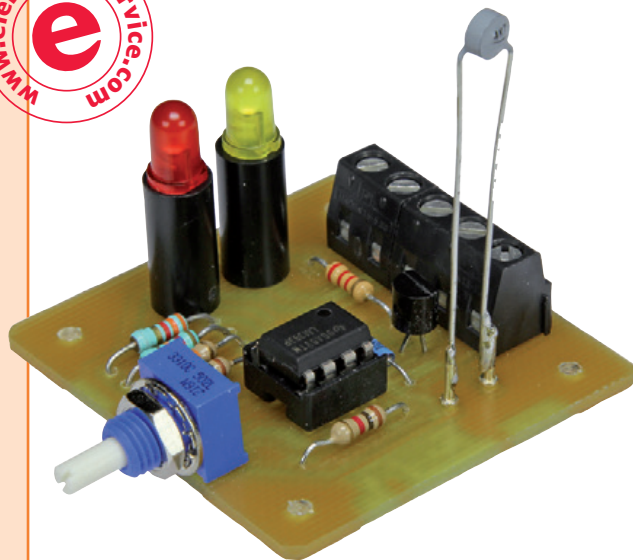


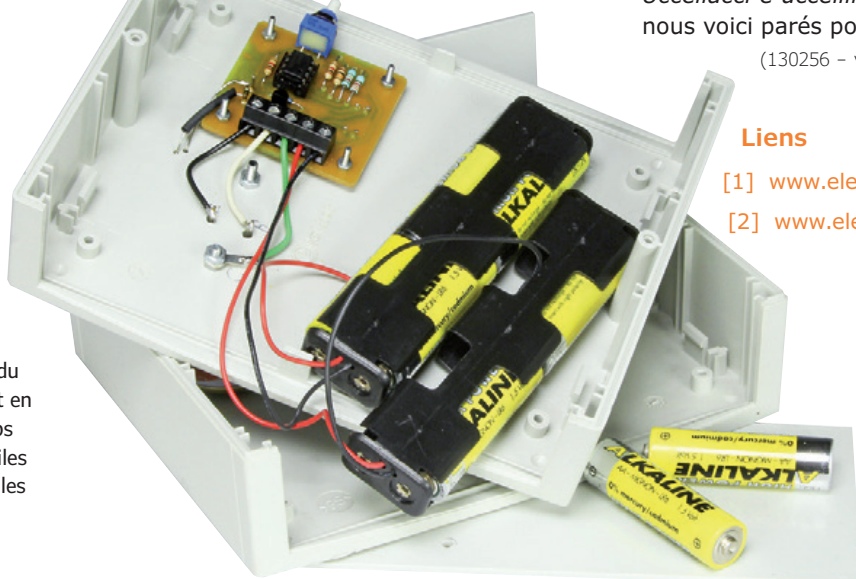
Figure 3.

Le montage du 2N3055 sur le fond de la boîte. Il faut encore mastiquer le transistor pour assurer l'étanchéité de l'ensemble.



Figure 4.

Ici le prototype terminé du laboratoire. Le coffret est en plastique et pour le temps d'un essai, ce sont des piles alcalines qui remplacent les accus.



les LED, à rendre étanches avec encore un peu de silicone.

Viennent alors le montage du 2N3055 sur le fond de l'abreuvoir (fig. 3) et l'installation de la partie électronique avec les accumulateurs dans le coffret. Prévoyez si nécessaire des fils (isolés) plus longs pour la CTN, selon l'emplacement du circuit imprimé et collez-la sur le bord de la boîte en fer-blanc. Vous pouvez alors câbler le transistor et les accus pour les brancher sur leurs dominos respectifs. Réglez P1 sur le degré de chauffe voulu, c'est au plus l'affaire de quelques approximations successives pour obtenir que l'eau soit déglacée, mais pas tiédie, la perte d'énergie serait d'ailleurs trop forte.

Uccellacci e uccellini, oiseaux petits et grands, nous voici parés pour l'hiver !

(130256 - version française : Robert Grignard)

Liens

[1] www.elektor.fr/130256

[2] www.elektor-labs.com/130256

participez @ la IV^e RÉvolution Industrielle !

Le bouleversement de nos habitudes par l'interconnexion intelligente des objets et des machines a déjà commencé sur le réseau mondial et s'appelle *the Internet of Things* (IoT), autrement dit l'internet des objets. Les techniques sans fil et la récolte d'énergie sont des facteurs clés de cette métamorphose. Elektor.Labs et ses collaborateurs sont en route — prenez le train en marche.

Clemens Valens
(Elektor.Labs)

Transfert de puissance sans fil pour caméra de surveillance 2,4 GHz

Prenez une caméra de surveillance sans fil et faites-en une caméra *vraiment* sans fil : ni fil d'alimentation ni pile. La puissance est fournie par une paire de bobines couplées et des condensateurs avec lesquels elles forment un réseau accordé.

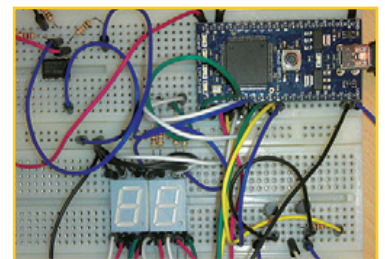
<http://www.elektor-labs.com/node/3653>



Congélateur tweeteur

mvnieuw surveille l'afficheur à 7 segments de son congélateur avec un circuit basé sur un *NXP mbed*. Il envoie sur Twitter les informations correspondantes constamment remises à jour. Devenu un de ses suiveurs, je suis frustré dès que je n'ai plus de nouvelles de son congélo.

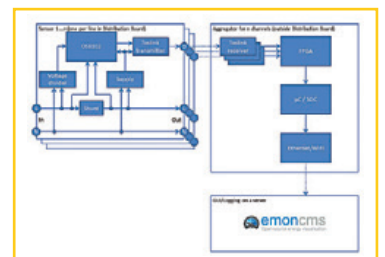
<http://www.elektor-labs.com/node/3065>



Compteur d'énergie intelligent pour tableau de distribution

Les compteurs communicants et les réseaux électriques intelligents ne sont pas seulement des sujets à la mode mais aussi des projets en cours d'étude, comme p.ex. celui de **markusrr** ; son but est de surveiller de très près la consommation sur son réseau domestique.

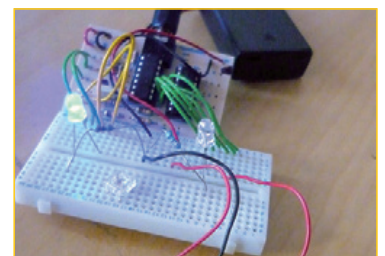
<http://www.elektor-labs.com/node/3322>



Circuit de commande de charge hors réseau

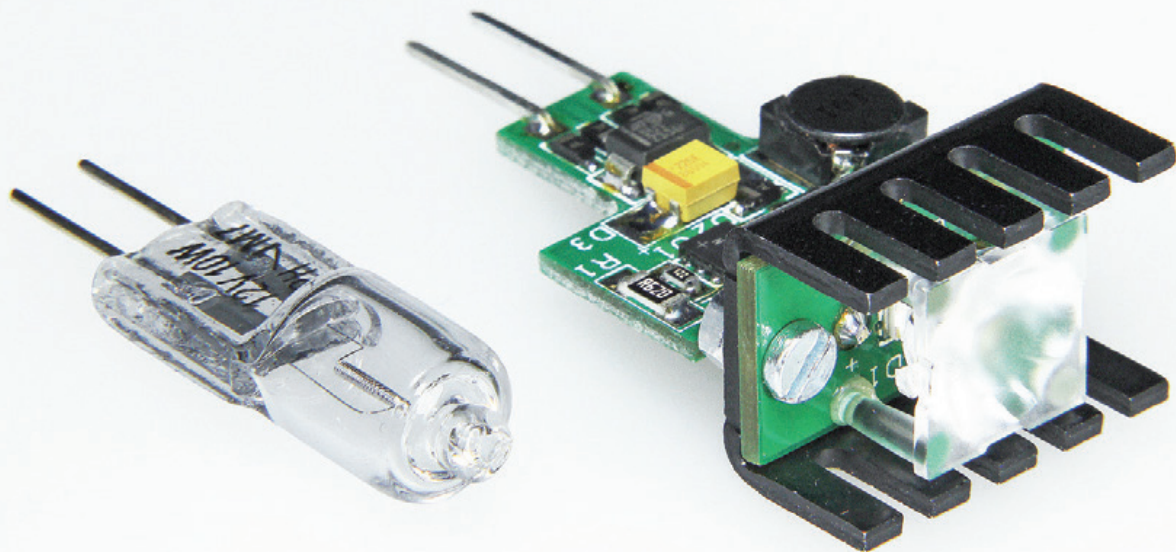
Sur la scène des (res)ources de puissance renouvelables, une préoccupation courante est la charge optimale d'une batterie à partir de sources telles qu'un panneau solaire ou une turbine (mue par l'eau ou le vent). L'OP **Chunky** s'y attaque avec une commande de charge, avec des tensions de 12 V ou 24 V et des courants jusqu'à 20 A.

<http://www.elektor-labs.com/node/3482>



* OP signifie Original Poster, l'initiateur d'un projet ou d'une discussion en ligne. Les OP qui souhaitent voir leur projet publié dans le magazine Elektor sont invités à consulter régulièrement le courriel de leur adresse d'inscription sur Elektor.Labs. C'est notre seul moyen de vous contacter.

LED remplace halogène une GU4 économique



Fons Janssen
(Maxim Integrated,
Pays-Bas)

Peu à peu, les ampoules à incandescence et aux halogènes sont remplacées dans le commerce par des lampes à LED à peu près équivalentes, mais beaucoup moins énergivores. Comme électronicien, vous avez sûrement été tenté d'en construire une vous-même. C'est possible, comme vous le verrez ici : le circuit de droite de la photo remplace avantageusement l'ampoule de gauche.

L'éclairage à LED a reçu de la Commission européenne un sérieux coup de pouce avec le bannissement des vieilles lumières à la Edison. Toutes ces anciennes lampes ne trouvent pas nécessairement un remplaçant exact, pour cause d'exigences optiques, thermiques, électriques ou commerciales. Le défi est de taille et seules de grandes équipes de concepteurs arrivent à des solutions rentables. Que cela ne nous empêche pas d'essayer, le jeu en vaut la... chandelle !

Remplacer l'ampoule G4 par une LED

L'ampoule aux halogènes GU4 de l'en-tête, souvent appelée G4 – elle doit son 4 à l'écart en millimètres entre les broches du culot – consomme 10 W sous 12 V. On estime qu'elle fournit une quantité de lumière équivalente à une LED de 1 W. L'économie réalisable saute aux yeux !

Avec une alimentation en 12 V, il n'y a aucun risque pour la sécurité électrique des personnes, même en touchant le circuit, le transformateur procure une isolation suffisante du secteur. Les dimensions de la variante à LED sont un peu plus grandes, elle ne pourra pas remplacer partout l'originale. Mais il y a de nombreuses applications où la place ne donne aucun souci.

Un bel exemple en est le « ciel étoilé », une matrice de lampes qui parsèment un plafond. Cette variante-ci s'insère exactement dans les connecteurs et dépasse un peu l'originale. Comme elle n'est pas fermée, la chaleur se dissipe bien. La LED est une source ponctuelle, elle peut être gênante quand on la regarde directement. Une petite lentille spéciale apporte la solution en formant un beau faisceau lumineux.

La construction

Quels défis nous reste-t-il à relever ? La lampe doit être simple, robuste et économe. Il faut aussi que les composants soient faciles à trouver et le tout ne doit pas coûter trop cher.

Comme on le voit, la construction de la lampe brille par sa simplicité. Pas de boîtier ; les deux circuits imprimés sont reliés entre eux par des broches coudées standard. Le circuit imprimé de la lampe se fixe solidement par deux boulons M2 sur le radiateur pour TO220. On attache la lentille sur le circuit imprimé de la LED par quelques gouttes de colle. Les broches de raccordement sont les mêmes que celles qui assemblent les deux platines.

La LED utilisée est une *Rebel* de Philips Lumileds. On en trouve facilement en différentes teintes et températures de couleur. La réduction de puissance à 1 W fait d'une pierre deux coups. D'abord, vous pouvez commander n'importe quel type de LED *Rebel* avec la même puissance. Deuxième avantage, le radiateur reste de dimension modeste et enfin le rendement de la LED est meilleur parce qu'elle chauffe moins. Les LED n'aiment pas les fortes chaleurs en effet, leur rendement est supérieur à basse température.

Le schéma électrique

Le schéma électrique de l'électronique de commande est à la **figure 1**. Les diodes D1a à D1d forment un pont redresseur pour la tension alternative de 12 V fournie. Le condensateur C1 adoucit un peu la tension redressée, c'est un modèle au tantale parce qu'un modèle céramique produisait un ronflement désagréable à 100 Hz. La diode D3 a été ajoutée au projet après que, sans cette protection contre les surtensions, certains prototypes soient partis en fumée. La puce IC1 qui pilote la LED, un MAX16820 de Maxim, est un convertisseur abaisseur (structure *Buck*) qui utilise T1, un MOSFET de commutation. La puce s'efforce de régler la tension sur la résistance de mesure R1 (de 620 mΩ) à 200 mV de manière à ce que le courant qui la traverse, ainsi que la bobine et la LED, soit de $200 / 620 \approx 320$ mA. La tension directe de la LED est d'environ 3 V, ce qui conduit à une puissance dans la LED de $3 \times 0,32 = 1$ W. La régulation est très simple. Quand la tension sur R1 est inférieure à 190 mV, le FET T1 est mis en saturation. Le courant se met à croître linéairement selon une pente de $dI/dt \approx (V_{in} - V_{LED})/L$. Dès que la tension atteint

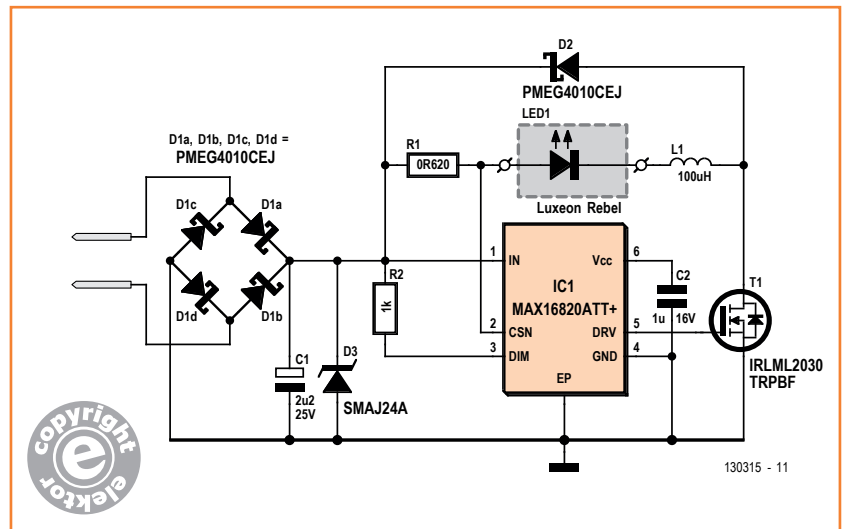


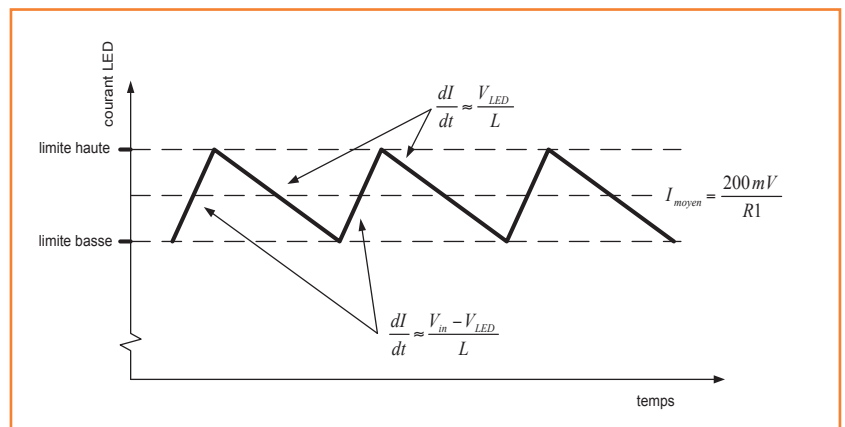
Figure 1.
Le schéma électrique de l'électronique de commande.

210 mV, le FET est bloqué, avec pour conséquence que le courant diminue, toujours linéairement, selon une pente de $dI/dt \approx V_{LED}/L$ (le courant est renvoyé à l'entrée par D2). Aussitôt la limite inférieure de 190 mV atteinte, le FET est remis en conduction et le cycle recommence. Le résultat est un courant en dent de scie comme à la **figure 2**. La fréquence de commutation dépend de la tension d'entrée. Comme cette tension n'est pas constante, la fréquence de commutation varie avec elle. Vous trouverez une explication détaillée de ce circuit intégré dans l'article *Enquête sur un pilote de LED*, Elektor d'avril 2009 [1].

Le projet de circuit imprimé

Les circuits imprimés (**fig. 3**) ont été dessinés avec le programme de CAO *DesignSpark*. Les seuls composants traversants sont les broches de raccordement. Tous les autres sont des CMS pour réduire les dimensions des circuits imprimés.

Figure 2.
Le tracé en dent de scie du courant dans la LED.



Liste des composants

Résistances :

R1 = 0,620 Ω (CMS 1206)
R2 = 1 k Ω (CMS 0603)

Condensateurs :

C1 = 2,2 μ F/25 V (CMS 3528)
C2 = 1 μ F/16 V (CMS 0603)

Inductance :

L1 = 100 μ H (p.ex. LPS5030-104MLB)

Semi-conducteurs :

D1a, b, c, d, D2 = PMEG4010CEJ (SOD323F)
D3 = SMAJ24A (SMA)
LED1 = LED Luxeon Rebel
T1 = IRLML2030TRPBF (SOT23)
U1 = MAX16820ATT+ (6 TDFN-EP)

Divers :

PL1 = broche coudée standard (au total 4 pièces par lampe)

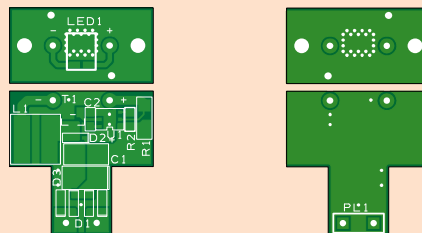


Figure 3. Le circuit imprimé du projet comprend deux parties. Par manque de place, les libellés des diodes D1a-d y sont remplacés par D1 seulement.

lentille : RS n° 697-4288 / Conrad 183213-89
ensemble ciel étoilé : p.ex. Conrad 570590-89, 570591-89, 570592-89 ou 570593-89

més. Les fichiers DesignSpark du projet sont disponibles gratuitement [2].

Pour refroidir la LED autant que possible, il y a un grand nombre de *vias* de conduction autour de la LED. Ils conduisent la chaleur de la LED vers la face inférieure du circuit imprimé qui est en contact avec le radiateur. Servez-vous du circuit imprimé de la LED comme modèle pour déterminer l'emplacement des trous dans le radiateur. Le trou normalisé dans un radiateur pour TO220 correspond à l'un des trous des raccords de la LED. Les trois autres, on peut les percer avec un foret de 2 mm.

Le masque de soudage sous le circuit imprimé de la LED couvre tous les raccords électriques

pour éviter un court-circuit. Il faut dès lors souder les broches de connexion sur la face supérieure et s'assurer qu'elles ne touchent pas le radiateur. D'où l'importance de la position exacte des trous. De part et d'autre de la LED, il y a encore deux petits forages pour y introduire les appuis de la lentille.

Un soudeur expérimenté peut implanter sans difficulté la plupart des CMS avec une pincette et un fer à souder à pointe fine. Pour la puce et la LED c'est plus délicat, il faut un fer à air chaud ou un four à refusion.

Les mesures

La **figure 4** montre le courant dans la LED en synchronisme avec la tension d'entrée. On s'aperçoit que le courant est la plupart du temps réglé sur 320 mA. Le circuit pilote ne peut vraiment pas fonctionner si la tension d'entrée tombe sous 4,5 V. Avec pour conséquence que le courant dans la LED s'interrompt autour de chaque passage par zéro de la sinusoïde à 50 Hz. Une fréquence de clignotement de 100 Hz est totalement invisible pour l'œil humain. La LED est allumée pendant environ 80 % du temps, ce qui correspond à $0,8 \times 320 \text{ [mA]} \times 3 \text{ [V]} = 0,77 \text{ W}$.

Le rendement du circuit pilote, y compris le redresseur en pont, s'élève à environ 77 %, donc la lampe consomme à peu près 1 W. Varier R1 permet d'ajuster vers le haut ou le bas le cou-

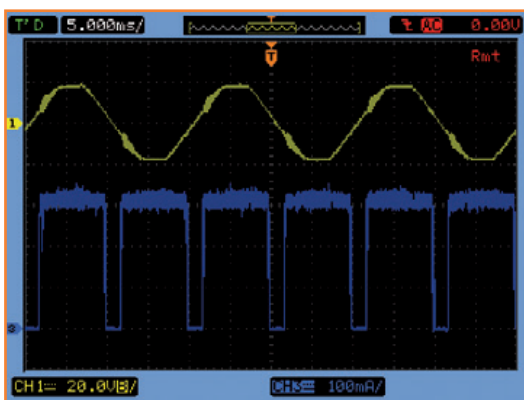


Figure 4.
Écran d'oscilloscope montrant en haut la tension d'entrée et en bas le courant dans la LED.

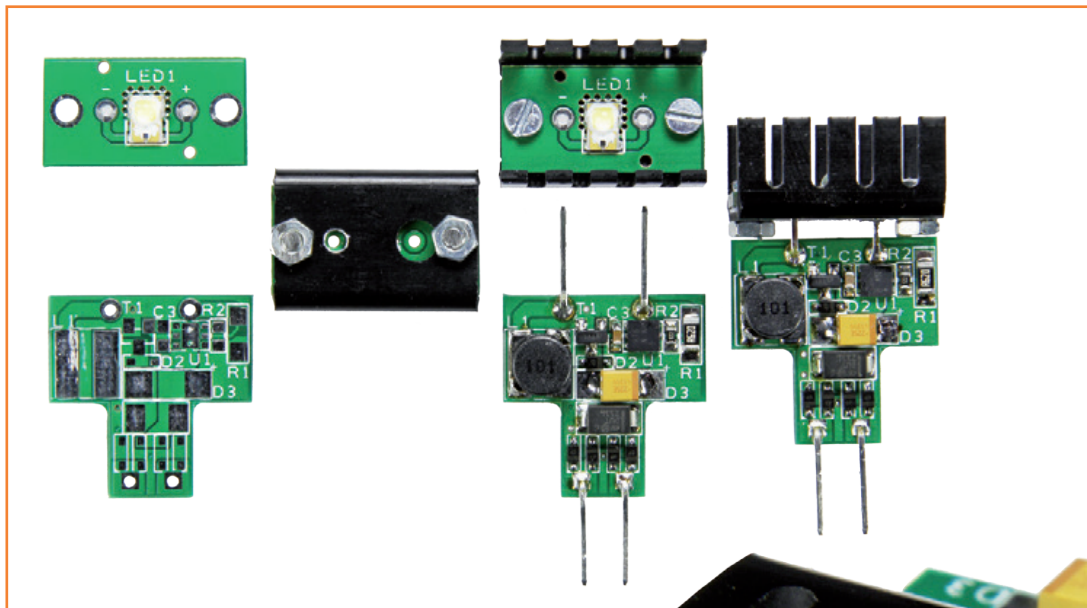


Figure 5.
Différentes phases de la construction de la lampe, le circuit imprimé avec uniquement la LED, les trous en dessous du radiateur, les circuits imprimés complets avec radiateur, les circuits imprimés soudés l'un à l'autre et enfin un gros plan sur la lentille pour LED.

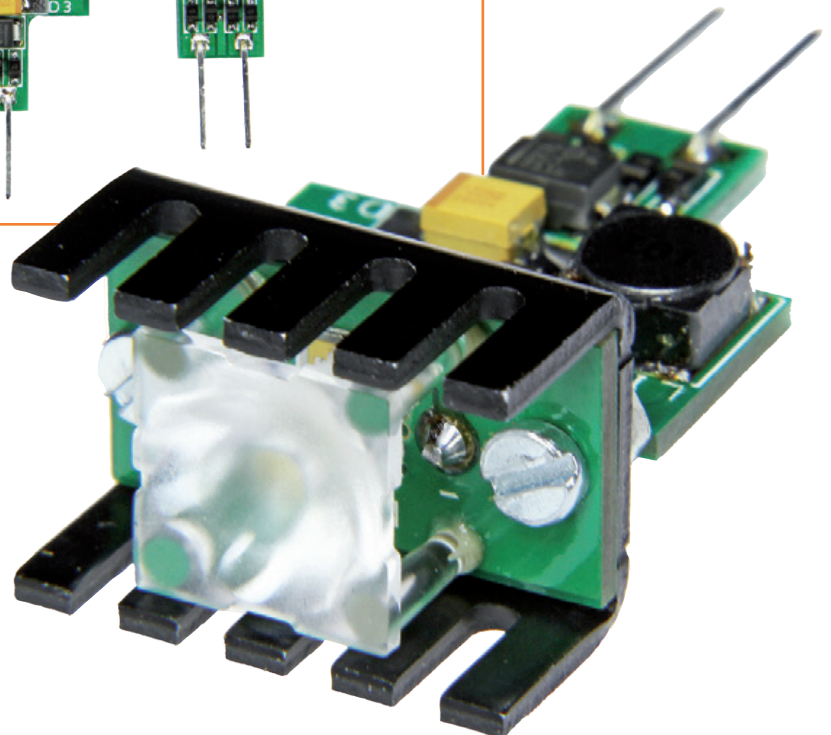
rant dans la LED selon ses désirs. Il faut veiller cependant à ce que la température de la LED ne soit pas trop élevée.

(130315 – version française : Robert Grignard)

Nos remerciements à Philips Lumileds pour l'aide lors du montage des LED sur les circuits imprimés des prototypes.

Liens

- [1] www.elektor.fr/080888
(Enquête sur un pilote de LED ; avril 2009)
- [2] www.elektor.fr/130315



Les transformateurs électroniques

La compatibilité de l'éclairage à LED avec les transformateurs électroniques pour lampes halogènes est source de tracas. Il en existe de toutes les sortes qui ont tous en commun de faire la mauvaise tête en l'absence de charge consistante, ce qui est le cas avec les frugales lampes à LED. Du coup, la lampe ne marche pas du tout ou produit des clignotements épouvantables. Pour s'en sortir, il faut des circuits d'une sérieuse complexité que nous ne détaillerons pas ici. La lampe à LED ne peut donc être alimentée que par un transformateur secteur ordinaire à 50 Hz. L'alimentation d'un PC portable hors d'usage pourrait convenir. En principe, on

peut se passer des diodes D1a-d, puisque ce circuit donne du continu. Nous préconisons pourtant de les garder, elles serviront toujours de sécurité contre l'inversion de polarité : une erreur est si vite commise. Tenez compte aussi du fait qu'en continu la puissance de la LED va augmenter de 25 %, puisqu'il n'y aura plus de passage par zéro et qu'elle éclairera donc en permanence.



ersatz à LED pour tube fluo

Le diable est dans les détails

Thomas Scherer
(Allemagne)

Que fait un électronicien qui tombe dans un supermarché sur une gondole de tubes à LED en remplacement de tubes fluos, à un prix particulièrement bas ? Simple : il prend une boîte allongée en main, la tourne et la retourne, lit le peu (trop peu) qui se trouve sur l'emballage, regarde dans la boîte et – l'instinct du chasseur-collectionneur l'a emporté depuis longtemps – pose la chose dans son chariot. Pour en ajouter un deuxième exemplaire quelques secondes plus tard. Parce que premièrement CVBM, deuxièmement ÇPTS*.

Tentative de remplacement 1

C'est ce qui s'est passé pour moi. Sitôt rentré à la maison, content, j'ai voulu installer un de ces tubes à LED dans l'éclairage d'un meuble bas. Il y avait là un tube fluorescent de 18 W, qui fonctionnait encore, certes, mais qui ne pourrait pas rivaliser en matière d'intensité lumineuse avec les 10 W du remplacement à LED. Non ? Disons-le tout de suite : une fois le remplacement réussi, les mesures ont révélé 30 % de lumière en plus à la même distance.

Le remplacement devrait en principe être une

brouille. Ouvrir la lampe, tourner le tube fluo de 90 °, le retirer, insérer l'ersatz à LED, le tourner de 90 ° et fermer la lampe. C'est tout.

Macache bono !

Ça *peut* se passer (presque) comme ça. Mais ça n'a pas été le cas chez moi. Si on a une lampe à tube fluo à l'ancienne, avec une bobine dite ballast et un « starter », alors tout va bien. La **figure 1** montre le câblage d'une lampe fluorescente classique. Le tube a un filament de pré-chauffage à chaque extrémité. Lors de la mise sous tension, les filaments sont échauffés brièvement par le starter en court-circuit et le ballast qui limite l'intensité. Le gaz dans le tube est chauffé puis la conduction est amorcée par la surtension produite par la bobine quand le starter ouvre le circuit. On connaît ça : deux ou trois crépitements, des papillotements et enfin la lampe s'allume.

La **figure 2** montre le câblage interne du tube de remplacement à LED. À gauche se trouve à la place du filament de chauffage le module pilote des LED et à droite un court-circuit à la place du deuxième filament. Si on pose cet ersatz à LED dans les douilles à la place du tube fluo, il va papilloter au mieux, jusqu'à ce que la surtension induite vienne à bout du primaire du pilote de LED. Mais éclairer proprement, jamais. Pour éviter cela, le tube à LED est accompagné d'un pseudo-starter qui ne contient rien d'autre qu'un simple morceau de fil (**fig. 3**), visible grâce au boîtier transparent. Si on remplace le starter

Figure 1.
Les entrailles d'une lampe fluo ordinaire, avec bobine-ballast, starter et le tube qui contient les filaments de préchauffage.

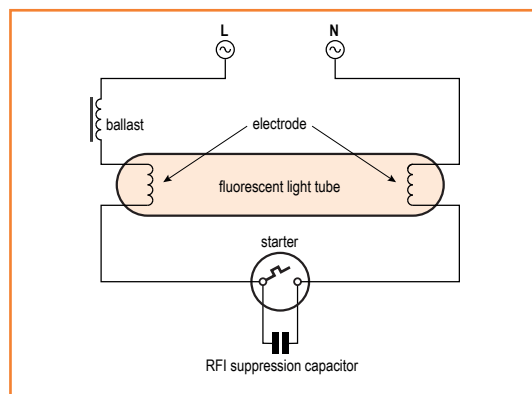
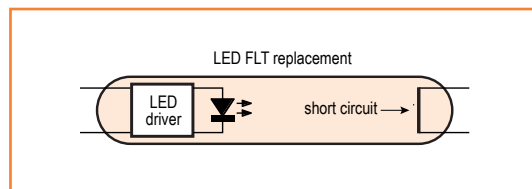


Figure 2.
Schéma synoptique d'un tube à LED pour le remplacement d'un tube fluo. Le côté droit est en court-circuit.



* c'est vraiment bon marché | ça peut toujours servir

usuel par ce court-circuit, tout est parfait : la tension du secteur arrive directement à l'entrée du pilote de LED – peu importe le sens d'insertion du tube. **Une broutille !**

Sauf que mon éclairage d'élément bas moderne me dit : « j'ai pô de starter ».

Avortement de la tentative de remplacement 1.

Toutes les bonnes choses marchent par deux

Lors de l'achat de ma lampe, j'avais pris soin de choisir un modèle à ballast *électronique*. Avec ça, pas de crépitement et la lampe s'allume quelques dizaines de millisecondes seulement après la mise sous tension. Et voilà que cet avantage tourne au problème. Comme il n'y avait pas de starter à remplacer, je n'ai pas osé mettre simplement les LED en place pour essayer. Et la notice du tube (qu'on ne lit qu'au moment où il y a un problème, donc maintenant) prévenait explicitement qu'il fallait supprimer le ballast *électronique* avant l'utilisation dans ce genre de lampe.

Après lecture et ouverture de la lampe (**fig. 4**), le module nommé *Electronic ballast* se présente avec deux fils d'entrée du secteur et une sortie à deux fils pour chacun des filaments du tube (**fig. 5**). On voit immédiatement qu'on a eu raison de temporiser. Le remplacement du tube fluo par la variante à LED de la figure 2 ne se serait probablement pas passé sans signaux de fumée. L'idée évidente (pour moi) était donc : supprimer le ballast électronique et recâbler pour amener la tension du secteur simplement sur le côté du tube à LED où se trouve le pilote interne. « Halte », cria mon subconscient, « que se passe-t-il si on retourne le tube ? »

En fait, non seulement il n'éclairerait pas, mais il y aurait un claquement et le disjoncteur disjoncterait. Tout cela parce que le côté court-circuit du tube serait relié directement au secteur. Mauvais plan.

Au lieu de cela, la lampe doit être câblée selon la **figure 6**, après retrait du ballast. Le circuit ressemble maintenant à celui d'une lampe fluo ordinaire, avec pseudo-starter en court-circuit, mais sans bobine. Parfaitement clair. Ces réflexions ont mené à la tentative de remplacement numéro 2, couronnée de succès : cette connaissance acquise et quelques dominos dévissés-revissés, la lampe éclaire comme il se doit. Et elle éclaire fort. L'électronicien s'éclate de satisfaction.

Dernier avertissement

Si, un jour, il venait au prochain propriétaire de mon meuble bas l'idée de monter dans cette lampe trafiquée un tube fluorescent ordinaire, cela donnera un ronflement s'il y a une bobine, mais pas de lumière. Dans la version dépouillée, par contre, les extrémités du tube vont passer au rouge vif, mais les filaments ne le supporteront pas longtemps. C'est pourquoi il est conseillé, avant de monter le tube à LED, d'écrire avec un feutre adéquat : « tube à LED seulement ! ». Placez cet avertissement de telle façon qu'il soit caché par le tube et ne nuise pas à l'esthétique.

(130403 – version française : Jean-Paul Brodier)



Figure 3.
Le pseudo-starter livré avec le tube ne contient qu'un morceau de fil, facile à reconnaître.



Figure 4.
La lampe ouverte montre le ballast électronique.

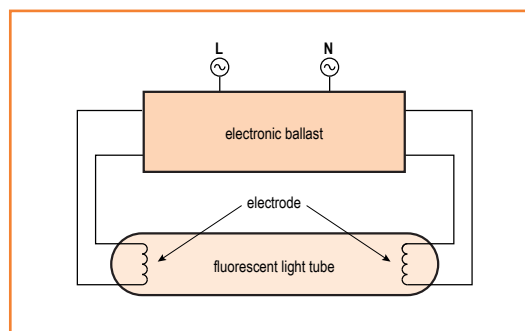


Figure 5.
De la figure 4 résulte le câblage d'une lampe fluo « électronique » moderne.

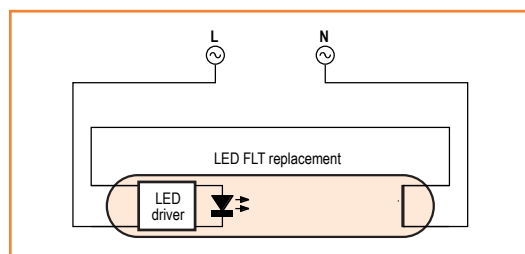


Figure 6.
Avec la lampe moderne câblée de cette façon, le tube à LED fonctionne à merveille en remplacement de l'ancien tube fluorescent.

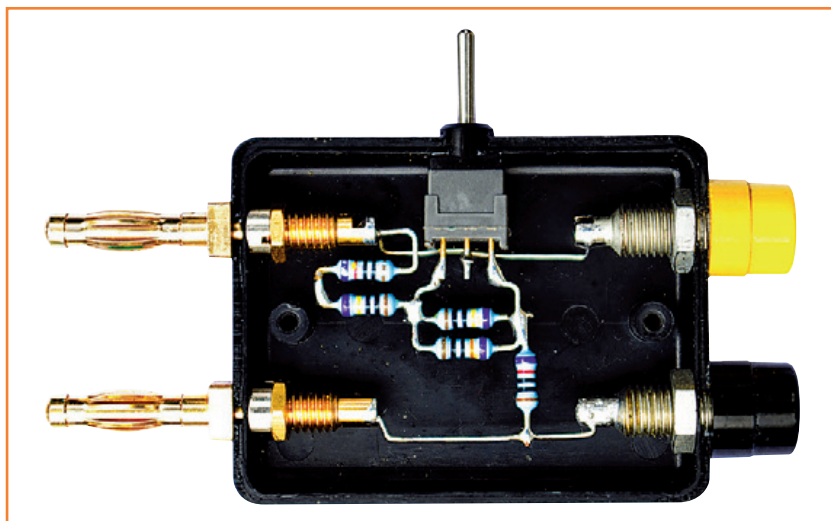
le seigneur des nanos

mesurer des courants infimes avec un multimètre numérique

Figure 1.
L'auteur a collé le schéma de son adaptateur à même le boîtier.



Figure 2.
Le boîtier ouvert fait ici office de « schéma d'implantation ».



Jo Becker, DJ8IL (Allemagne)

Les multimètres numériques d'entrée de gamme ont une précision acceptable et souvent plus de calibres que nécessaire. Hélas, loi de Murphy oblige, la seule fonction que votre appareil n'a pas est *toujours* celle dont vous avez besoin. Prenez l'exemple d'un très petit courant à mesurer : a priori aucun obstacle, les multimètres modernes ont un afficheur à cristaux liquides sur lequel on devrait pouvoir lire aussi les faibles intensités. Malheureusement leur calibre le plus bas pour les courants n'est que de 200 μA ... Euh... comment je fais, là ?

Une astuce consiste à se servir du plus petit calibre de 200 mV pour détecter les courants très faibles. Ça marche et c'est vraiment génial ! La résistance interne est en effet typiquement de 10 $\text{M}\Omega$, et sous 200 mV le courant qui la traverse est donc de 20 nA. C'est très faible et permet de mesurer p. ex. le photocourant d'une photodiode. Astucieux, mais se pose encore le problème de la mesure des courants sur d'autres plages : 200 nA, 2 μA et (cas lui aussi fréquent) 20 μA .

Ni une ni deux, j'ai décidé de combler cette lacune à l'aide d'un adaptateur-maison. Mon projet ne

Liste des composants

Résistances :

(toutes à film métallique 0,1%)
2x 10 $\text{k}\Omega$
1x 100 $\text{k}\Omega$
2x 1 $\text{M}\Omega$

Divers :

Commutateur, 1 x avec position centrale
Boîtier en plastique
2 x prises banane
2 x fiches banane avec filetage

comprend rien de plus qu'un petit boîtier en plastique, un commutateur avec position centrale, deux paires de prises et fiches banane, et quelques résistances à film métallique. L'ensemble forme un adaptateur aussi simple que pratique. Insérez-le entre l'instrument et les cordons de mesure, et voilà votre appareil doté des trois calibres manquants.

Les deux photos illustrent le fonctionnement de l'adaptateur. J'ai collé le schéma du circuit sur mon prototype (**fig. 1**). Vous le voyez, il suffit de 5 résistances de précision de la série E1, toutes faciles à trouver, pour pouvoir commuter entre les calibres 20 μA , 2 μA et 0,2 μA . Et grâce à l'intelligence du câblage, seule une faible incertitude de mesure s'ajoute à l'imprécision du multimètre numérique : avec une résistance dont la tolérance est de 1 %, l'incertitude n'est que de 2 ‰ pour les calibres de 2 μA et de 20 μA , et de seulement 1,16 ‰ pour 200 nA !

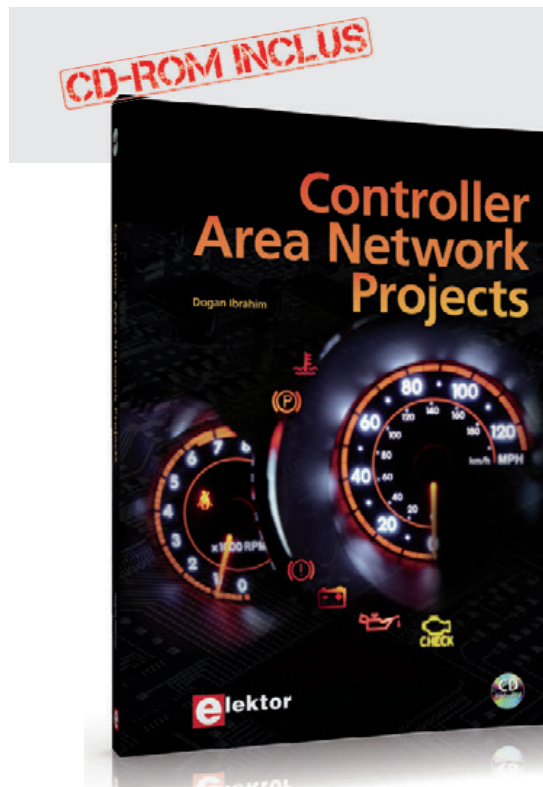
Faites le calcul vous-même, sans oublier la R_i de 10 M Ω du multimètre ;=)

Le montage est très simple. Les bornes de mesure sont espacées de 19 mm sur la plupart des multimètres numériques dotés de bornes de 4 mm — vérifiez-le tout de même ! Percez donc deux trous distants de cette valeur sur deux côtés opposés du boîtier, pour y loger les fiches et les prises. Percez également un trou pour le commutateur. Soudez les résistances en l'air.

La **figure 2** montre le « schéma d'implantation » le plus naturel. Fermez le couvercle, c'est prêt !

(130159 – version française : Hervé Moreau)

Publicité



Controller Area Network Projects

Ce livre (en anglais) s'adresse à tous ceux qui souhaitent en savoir (beaucoup) plus sur le bus CAN et ses applications : étudiants, ingénieurs en exercice, ou amateurs motivés.

Il donne les principes de base des réseaux CAN et montre comment élaborer des projets avec des microcontrôleurs sur le bus CAN.

Pour en profiter pleinement, il faut quelques connaissances de base en électronique. La compréhension du langage de programmation C est utile dans les derniers chapitres du livre ; connaître au moins un microcontrôleur de la série PIC sera un avantage, notamment quand vous passerez à la réalisation de projets à base de microcontrôleurs qui utilisent le bus CAN.

CD-ROM inclus

Ce livre comporte un CD-ROM gratuit qui contient une version de démonstration spéciale du compilateur mikroC.

ISBN 978-1-907920-04-2 • Langue : Anglais • 259 pages
34,50 €



www.elektor.fr/can

radio-télécommande ferroviaire avec module de 433 MHz



Walter Trojan
(Allemagne)

Mes deux petits-fils ont chacun un train électrique dont la télécommande émet sur le même canal. Chacun pouvait donc aussi commander le train de l'autre, ce qui n'est drôle qu'un court moment. Jusqu'à ce qu'un module RFM me permette de mettre fin à la guerre des boutons doublée d'une guerre des chefs (de gare).

Circuit ferroviaire importé d'Extrême-Orient, le Royal Express [1] comprend une locomotive à vapeur, un tender, des wagons, une gare, des maisons, et un tas d'accessoires. Le train se pilote à l'aide d'une télécommande à infrarouge, roule dans les deux sens, dispose d'éclairages et de bruitages divers, fume (pour ainsi dire) comme une locomotive et, surtout, fonctionne avec des piles. Alimentation sans danger donc, ce qui en fait un jouet adapté aux enfants de 4 à 8 ans. Et si une pièce casse, les enfants verseront plus de larmes que votre porte-monnaie puisque ce petit train est bon marché.

Des IR aux HF

Du point de vue de la technique, ce genre de produit chinois à bas prix ne laisse guère de liberté. Mon problème était qu'un seul canal avait

été prévu pour la télécommande, et qu'il était donc impossible de commander simultanément et indépendamment deux circuits dans la même pièce, ni même de faire rouler deux locos sur les mêmes rails.

Avant de songer à créer un canal de commande propre à un des deux trains, j'ai d'abord cherché à savoir si la télécommande d'origine pouvait être modifiée. Ni commutateur ni ponts de soudure ne laissaient entrevoir la possibilité de sélectionner un autre canal. Bidouiller un microcontrôleur inconnu ? Bof, je n'étais pas sûr d'aboutir, j'y serais sans doute encore...

Par chance, je venais de terminer un système de communication sans fil avec un émetteur-récepteur RFM12, prévu pour une commande domestique. Celle-ci pouvait attendre, pas les petits-enfants. Pouvais-je l'utiliser ici ? Les conditions

mécaniques semblaient propices, puisqu'il y avait assez de place sous le toit du tender pour y loger une petite carte équipée du récepteur HF.

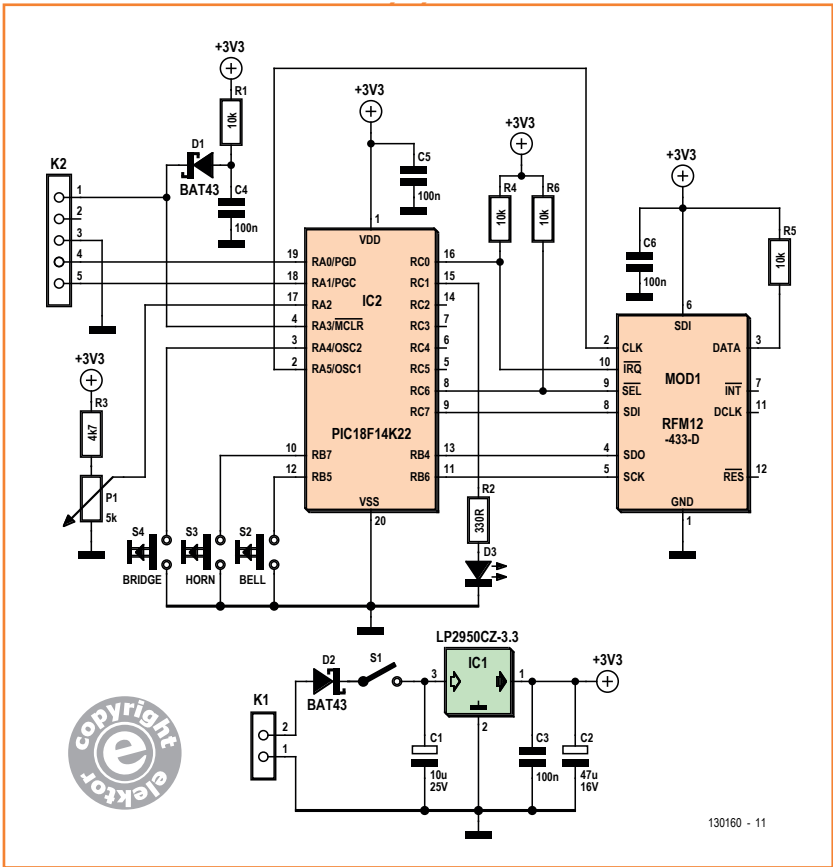
Dès lors mon idée prit corps : une autre télécommande à HF émettrait les commandes, puis le récepteur les convertirait en signaux identiques à ceux produits à la sortie d'un détecteur IR, afin que ces commandes puissent être relayées au microcontrôleur du train. Pour la liaison sans fil, je disposais déjà de modules RFM12 qui émettent dans la bande radio de 433 MHz. Il me fallait tout d'abord décoder les signaux IR des différentes commandes. Facile, j'ai relié la sortie du détecteur IR à un analyseur logique. J'ai trouvé que le train se commandait avec une séquence de cinq impulsions. Les commandes étaient codées par la durée des pauses, longues ou courtes, entre chaque impulsion. Le **tableau 1** montre les « télégrammes » identifiés.

Ce ne sont pas ces télégrammes infrarouges qui sont transmis par la nouvelle liaison HF, mais des octets de commande. Ils sont d'abord interprétés par le récepteur, puis convertis en séquence d'impulsions reconnues par le microcontrôleur du train. J'avais déjà écrit le protocole de transport de la transmission HF (voir l'article « bien transmettre par radio des données de PIC à PIC » de ce numéro). La structure des données utiles est résumée dans le **tableau 2**.

Les caractères de commande qui perturbent le fonctionnement du RFM12, 0xAA par exemple, ne peuvent pas se former dans ces messages. La version 1.0 du protocole peut donc être utilisée (la version 2.0, développée entre-temps, utilise le code de Hamming [2] et garantit une transmission plus fiable). Un débit de 4800 bauds suffit amplement ici.

Émetteur et récepteur : matériel quasi identique

Le circuit de l'émetteur (**fig. 1**) combine un PIC18F14K22 (IC2) à 20 broches de Microchip et un petit module émetteur-récepteur pour bande ISM de HopeRF, le RFM12B-433-D (MOD1) [3]. Le module cadence le contrôleur via la broche 2 (RA5/Osc1) à la précision du quartz. Les connexions SPI du PIC sont reliées aux broches SDI, SDO et SCK du RFM12 et assurent le transfert des données entre les CI. Les signaux SPI sont ici produits de façon logicielle et non pas matérielle. Le CI d'émission est activé via nSEL/RC6, et un tampon d'émission vidé est signalé



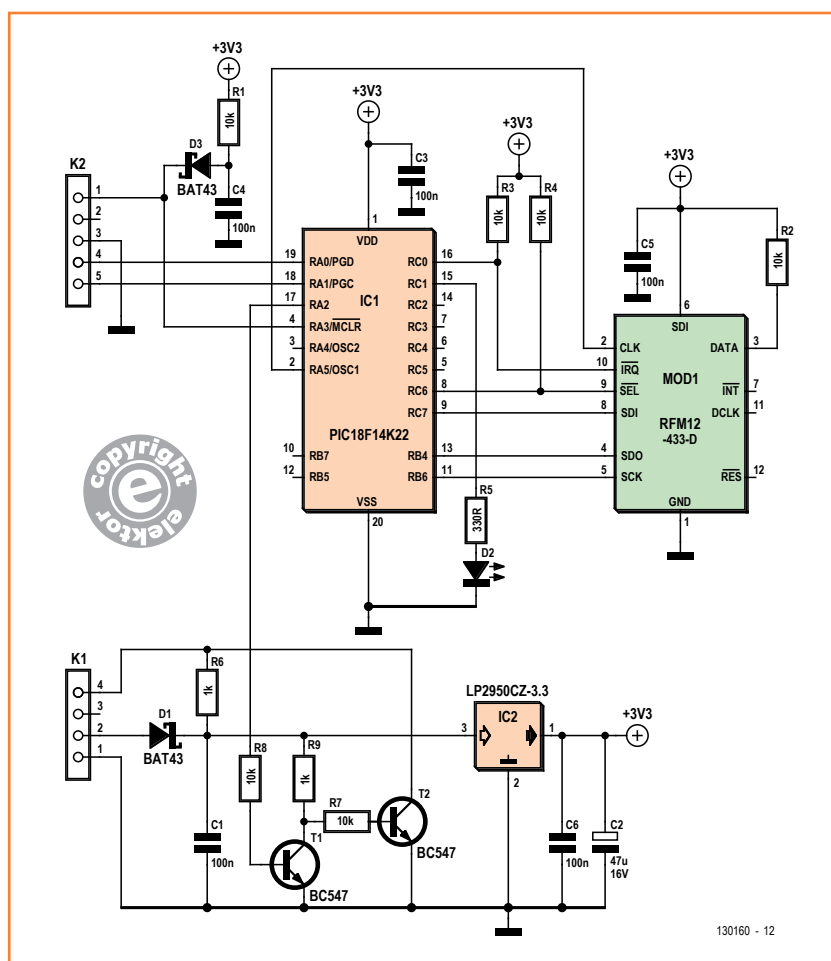


Figure 2.
Le circuit du récepteur est presque identique à celui de l'émetteur, ne les confondez pas.

avec nIRQ/RC0. Des essais ultérieurs avec le SPI matériel du PIC ont montré que le RFM12 permettait sans problème des fréquences d'horloge SPI de 2,5 MHz. Le signal HF est émis par une antenne Lambda/4. Les résistances de forçage au niveau haut R4, R5 et R6 garantissent que le niveau des signaux nSEL et nIRQ, qui sont des signaux « actifs au niveau bas », est correct. Les cinq boutons d'origine qui servaient à l'avance, au recul et à l'arrêt du train ont cédé leur place à un potentiomètre. La position cen-

trale correspond à l'arrêt. Tourner le bouton légèrement à droite fait avancer le train sur vitesse lente, le tourner à fond vers la droite le fait avancer sur vitesse rapide. Idem pour la marche arrière lorsque le bouton est tourné à gauche. La commande par bouton rotatif est plus élégante, et l'expérience montre que les enfants la préfèrent à la commande par touches.

Côté matériel, une tension comprise entre zéro et la moitié de la tension de service est appliquée sur l'entrée analogique RA2. Le convertisseur analogique/numérique renvoie un octet dont la valeur est comprise entre 0 et 128. Le **tableau 3** montre la correspondance entre les cinq vitesses possibles et les différentes valeurs ou plages de valeurs que peuvent prendre les octets (il ne s'agit bien entendu pas d'une commande analogique). J'ai conservé les boutons qui activent la cloche (S2), le klaxon (S3) et le « pont » (S4) (le bruit que fait un train roulant sur un pont). L'état de ces boutons est capturé par les entrées RB5, RB7 et RA4 (et leurs résistances de rappel vers le haut). La LED reliée à RC1 indique qu'un message de commande est en cours de transfert.

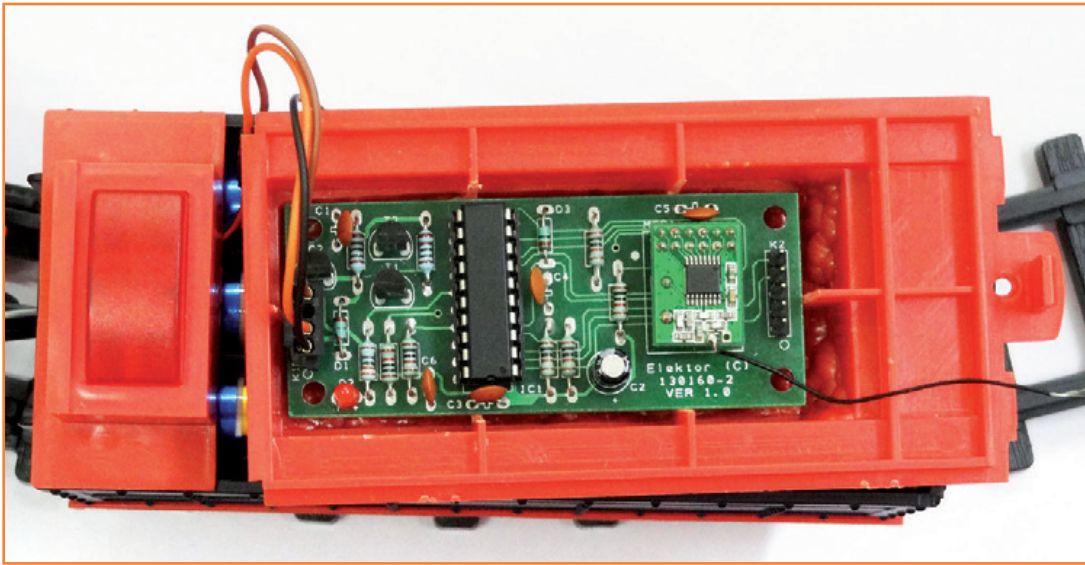
La carte double face pour l'émetteur a été dessinée par Elektor à l'aide du logiciel de conception gratuit DesignSpark [4]. Équiper la carte n'est pas compliqué, aucun composant CMS n'est utilisé. « Et le module ISM ? », allez-vous me rétorquer. Eh bien il existe effectivement en version CMS, mais aussi en version DIP doté d'un connecteur à deux rangées de broches (au pas de 2 mm) qui peut être soudé directement sur la carte. N'oubliez pas l'antenne, un simple fil de cuivre de 17 cm de long, à souder sur le dessus du module, à côté des CMS (**fig. 1**).

La tension de 3,3 V sous laquelle fonctionne le circuit est régulée par le régulateur à faible chute de tension LP2950CZ-3.3, à votre disposition. Une pile de 9 V sur K1 sera ainsi sucée jusqu'au dernier électron. La diode D2 placée sur la ligne d'alimentation protège l'électronique contre les inversions de polarité. Selon le boîtier utilisé, vous pouvez brancher sur S1 un connecteur à broches, ou directement un interrupteur marche/arrêt à glissière. Alimenté par une pile de 9 V, l'émetteur consomme environ 4,5 mA au repos, et quelque 11,8 mA lorsqu'il travaille.

Vous pouvez acheter le PIC préprogrammé [5] (la carte aussi bien sûr), mais rien ne vous empêche de le programmer vous-même. Vous trouverez le code assemblé sur le site d'Elektor, mais aussi le code source en Pascal. Le programme a été

Tableau 3.
Correspondance entre position du potentiomètre et vitesse

| valeur | commande |
|----------|-----------------------|
| <22 | marche arrière rapide |
| 23...43 | marche arrière lente |
| 44...82 | stop |
| 83...104 | avance lente |
| >104 | avance rapide |



compilé avec les versions 5.60 et 6.01 du compilateur mikroPascal PRO de MikroElektronika [6]. Le compilateur est gratuit (et non bridé) pour les programmes de moins de 2 ko. Vous pouvez aussi programmer le microcontrôleur sur circuit en reliant le PICKit3 de Microchip [7] au connecteur K2 prévu à cet effet.

Le circuit du récepteur (**fig. 2**) coïncide en grande partie avec celui de l'émetteur. Ici aussi coopèrent un PIC18F14K22 et un RFM12B-433, et les deux CI sont reliés de façon similaire. Le microcontrôleur de la loco est commandé via le pilote à deux étages que forment T1 et T2, et

par les séquences d'impulsions « actif au niveau bas » des télégrammes décrits dans le tableau 1. Pour l'alimentation, ce sont bien sûr les piles de la loco qui sont réquisitionnées (2x3 piles Mignon). La tension de service arrive au régulateur IC2 via le connecteur K1 et la diode de protection D1, et le régulateur IC2 délivre 3,3 V au circuit. La LED D2 sert de LED témoin : elle clignote brièvement toutes les 2 s lorsqu'aucun message n'a été reçu, ou deux fois plus longtemps lorsqu'il en est arrivé un. Comme pour l'émetteur, vous pouvez programmer le PIC avec un PICKit3 connecté sur K2.

Alimenté par les 4,5 V de la locomotive, le récep-

Liste des composants du récepteur

Résistances :

R1 à R4, R7, R8 = 10 kΩ
R6, R9 = 1 kΩ
R5 = 330 Ω

Condensateurs :

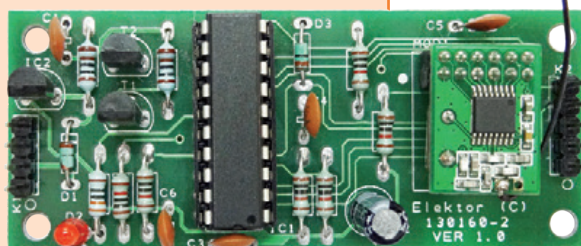
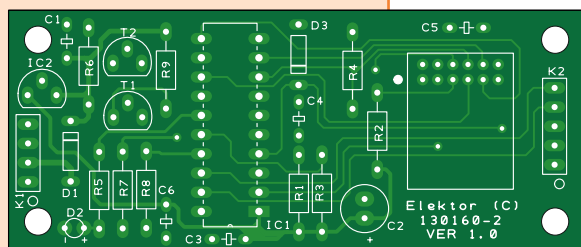
C1, C3 à C6 = 100 nF
C2 = 47 µF, 16 V

Semi-conducteurs :

D1, D3 = BAT43
D2 = LED 3 mm, rouge
T1, T2 = BC547
IC1 = PIC18F1422-I/P (Microchip, programmé : 130160-42) [5]

Divers :

MOD1 = RFM12B-433-D ; 3,3 V
K1 = connecteur 1x4 contacts
K2 = connecteur 1x5 contacts
circuit imprimé 130160-2 [5]



teur consomme 19,5 mA au repos, et 21,2 mA lorsqu'il est actif.

Micrologiciel

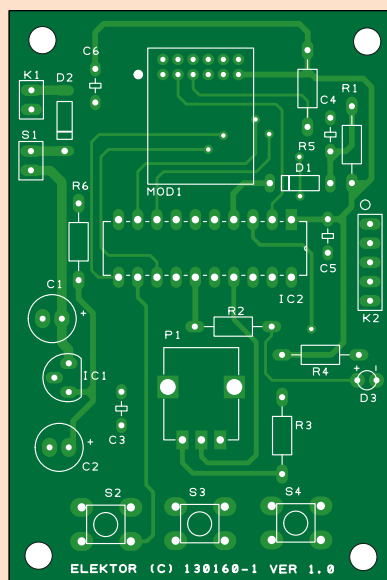
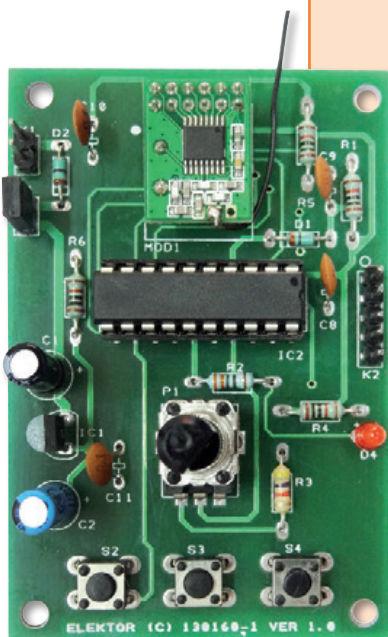
Le rôle du micrologiciel de l'émetteur est d'interroger en permanence le potentiomètre et les boutons. Il n'envoie un message conséquent au circuit ferroviaire qu'en cas de modification. Après initialisation du PIC et du RFM12, le niveau du régulateur de vitesse est interrogé dans une boucle sans fin dont est déduite une commande. Si celle-ci est identique à la dernière commande exécutée, rien ne se passe. Ce n'est que si la commande est nouvelle qu'un ou plusieurs messages sont envoyés à la loco. Pour ne pas affoler l'engin, l'ancien contexte de conduite est pris en compte de façon intelligente. Prenons l'exemple d'un utilisateur qui fait passer brusquement le train de la vitesse avant rapide à la marche arrière rapide : un « stop » est d'abord exécuté, puis une marche arrière lente, et seulement ensuite la marche arrière rapide. Les ordres sont entrecoupés d'une pause, calculée pour rendre le mouvement harmonieux. Les boutons des trois bruitages sont interrogés dans la seconde partie de la boucle sans fin et — si le train roule — une commande est transmise en conséquence. Le micrologiciel du récepteur a lui aussi un rôle

bien défini. Une boucle sans fin est là encore lancée après initialisation du PIC et du module RFM12, et le programme vérifie en permanence si un nouveau message est arrivé. Les octets de tout message entrant exempt d'erreur sont interprétés, le télégramme correspondant est sélectionné, et la séquence d'impulsions et de pauses qu'il contient est transmise au μC de la locomotive. À trois reprises pour plus de sécurité. La guerre des petits chefs (de gare) n'aura pas lieu. Reste l'éternel conflit : avec qui Papy jouera-t-il en premier !

(130160 – version française : Hervé Moreau)

Liens

- [1] Fabricant : www.golden-bright.com/
- [2] https://fr.wikipedia.org/wiki/Code_de_Hamming
- [3] www.hoperf.com/rf/fsk_module/RFM12B.htm
- [4] www.designspark.com/deu/page/designspark-pcb-home-page
- [5] www.elektor-magazine.fr/130160
- [6] www.mikroe.com
- [7] www.microchip.com/pickit3



Liste des composants de l'émetteur

Résistances :

R1, R4 à R6 = 10 k Ω
 R2 = 330 Ω
 R3 = 4,7 k Ω
 P1 = aj. 5 k Ω

Condensateurs :

C1 = 10 μF , 25 V
 C2 = 47 μF , 16 V
 C3 à C6 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1, D2 = BAT43
 D3 = LED 3 mm, rouge
 IC1 = PIC18F1422-I/P (Microchip, programmé : 130160-41) [5]
 IC2 = LP2950CZ-3.3/NOPB

Divers :

MOD1 = RFM12B-433 3,3 V (HopeRF)
 K1 = connecteur 1x2 contacts
 K2 = connecteur 1x5 contacts
 S1 = connecteur 1x2 contacts et/ou 1x interrupteur (à glissière)
 S2 à S4 = boutons
 circuit imprimé 130160-1 [5]





1

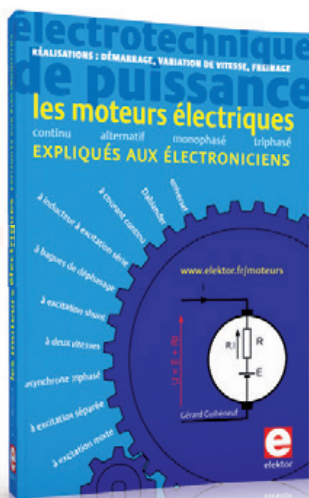
1 Éclairage de scène automatisé et commande DMX

Cet ouvrage est écrit par un spécialiste français de l'automatisation de l'éclairage de scène. Passionné à la fois de théâtre, de musique, de scène ET d'électronique, Benoît Bouchez consacre plus de la moitié de son ouvrage à la commande à distance, à l'automatisation, à l'utilisation des protocoles modernes tels DMX512 ou MIDI. Il en donne les éléments théoriques indispensables, puis les met aussitôt en pratique, à la portée de lecteurs désireux de comprendre et d'agir sur leurs installations. Il présente également des protocoles encore plus récents comme RDM, ArtNet ou ACN.

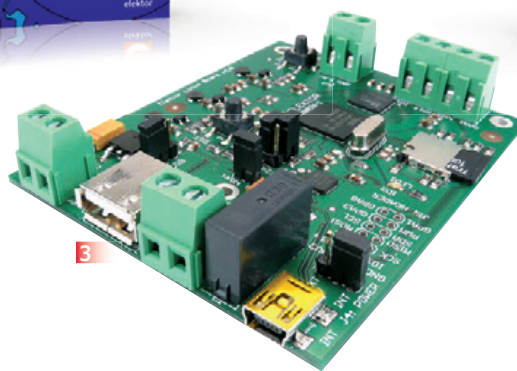
ISBN 978-2-86661-189-7 • 232 pages • 44,50 €

2 Les moteurs électriques expliqués aux électroniciens

L'électronique a investi le domaine de l'électrotechnique : les hacheurs de puissance, les démarreurs-ralentisseurs progressifs et les variateurs de vitesse associés à des moteurs électriques à courant continu ou alternatif de plusieurs dizaines de kilowatts se sont démocratisés. Curieusement, alors que l'électronique



2



3

et l'électrotechnique fusionnent dans des applications industrielles ou domestiques qui mettent en œuvre des moteurs électriques, ces deux technologies demeurent des filières distinctes au sein de l'Éducation Nationale. Ainsi, chacun (enseignant ou élève) suit sa voie dans sa filière en se privant des progrès du voisin électronicien ou électrotechnicien !

Face à ce divorce consommé avant mariage, l'auteur s'adresse dans cet ouvrage autant aux électroniciens qu'aux électrotechniciens. Les électroniciens découvriront le monde des moteurs électriques tandis que les électrotechniciens admettront qu'électronique n'est pas obligatoirement synonyme de complexité.

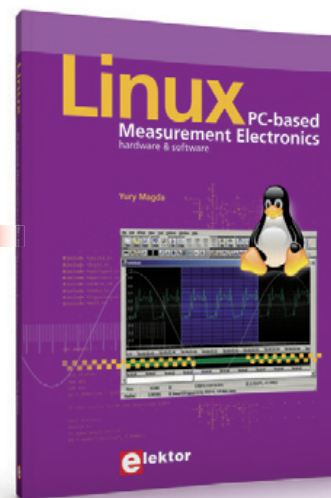
ISBN 978-2-86661-188-0 • 317 pages • 37,50 €

3 Embarquez Linux

Linux est partout, même dans certaines machines à café. Souvent, l'électronicien tenté d'adopter ce système d'exploitation est arrêté par sa complexité et par le prix des cartes de développement. Voici Linux pour les électroniciens, sous la forme d'une carte compacte et bon marché qui vous initiera tout en douceur !

Carte Linux Elektor (montée et testée)

Réf.: 120026-91 • 64,95 €



4

4 Linux – PC-based Measurement Electronics matériel et logiciel

Apprenez rapidement à construire des applications sous Linux, pour collecter, traiter et afficher des données sur un PC à partir de capteurs analogiques et numériques. Ne vous contentez pas de commander des circuits raccordés à un ordinateur. Apprenez aussi à transmettre les données via un réseau ou à communiquer sans fil avec des systèmes embarqués ! Aucun appareillage spécial ni logiciel coûteux n'est requis. Les composants électroniques et outils logiciels utilisés sont gratuits ou à faible coût.

Langue : anglais • 263 pages • ISBN 978-1-907920-03-5 • 34,50 €

Informations complémentaires et gamme complète sur :

www.elektor.fr/e-choppe

Elektor/Publitrone SARL

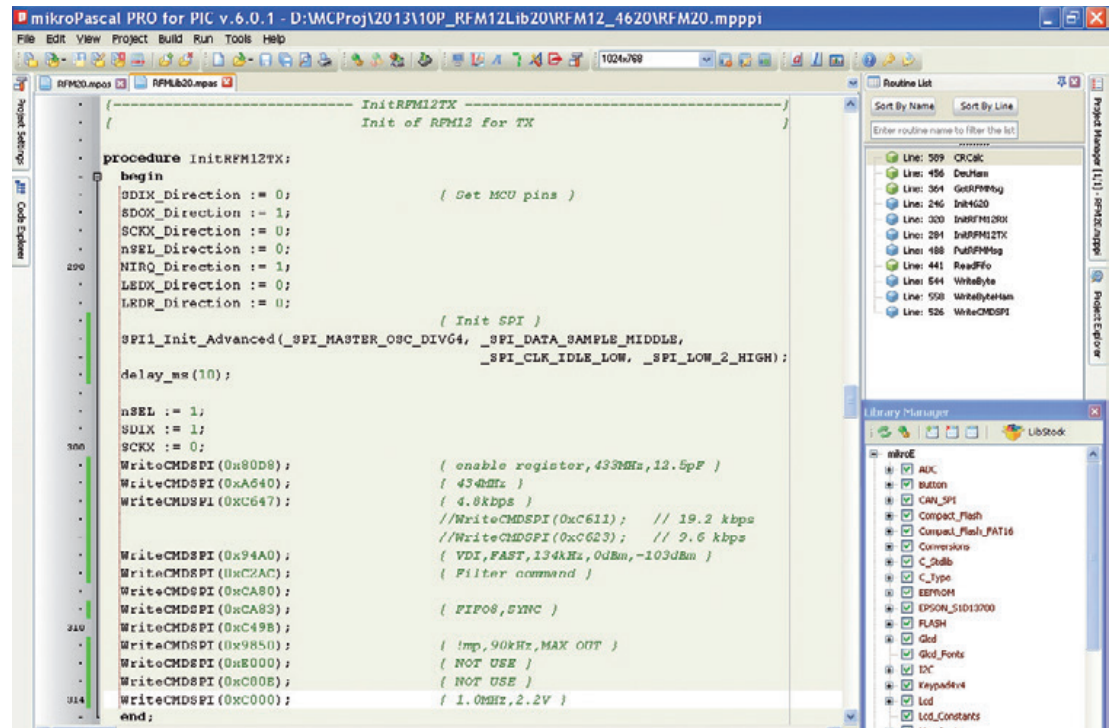
1, rue de la Haye – BP 12910 – 95731 Roissy CDG Cedex

Tél. : +33(0)1.49.19.26.19 – Fax : +33(0)1.49.19.22.37

@ : ventes@elektor.fr

bien transmettre par radio des données de PIC à PIC

bibliothèque Pascal pour module RFM12



Walter Trojan
(Allemagne)

Je venais de câbler ma commande domotique pour accéder à tous les points de mon réseau avec le protocole RS485. Tout allait bien. Tout ? Non, en certains endroits, la pose des câbles avait rencontré la résistance *homique* de la maîtresse de maison. Avant de divorcer, il restait le recours aux liaisons sans fil. Ça a marché. Plus de tensions conjugales grâce aux modules HF bon marché !

Je cherchais un émetteur-récepteur adapté à mes objectifs, le RFM12 de HopeRF [1] m'a séduit. L'achat était peu risqué, ce module ne coûtait que 5 €. Disponible pour les bandes de fréquences ISM de 434 MHz et 868 MHz, il possède une bonne sensibilité en réception (-102 dBm) et une puissance d'émission autorisée (0 dBm). Autre bon point, la modulation par déplacement de fréquence (*Frequency Shift Keying*, ou FSK), qui durant la transmission commute (sans continuité de phase) deux fréquences au rythme des bits de données. La présence d'une porteuse HF

permet au récepteur de se régler de façon optimale sur l'intensité du signal émis. J'ai opté pour la version de 434 MHz, car sa portée est plus grande et que son rayonnement peut traverser les sols en béton armé de ma maison. Il est vite devenu évident que la manipulation ne serait pas aussi simple qu'avec de simples commandes RX/TX. Des dizaines de paramètres permettent de régler le RFM12 sur de nombreux modes de fonctionnement, avec un débit binaire maximal de 250 kbit/s. Ajoutez à cela que les paramètres et les données doivent être res-

pectivement entrés et lues via l'interface SPI. Les exemples de programmes en C fournis par HopeRF sont ici une aide précieuse pour qui souhaite développer un projet avec ce module.

Plateforme matérielle

J'ai un faible pour la famille des PIC18 que j'ai donc retenus pour ma plateforme de développement et d'essais. Une des stations comporte une carte *Ready for Pic* de MikroElektronika [2] dotée d'un PIC18F4620, l'autre une petite carte maison équipée d'un PIC18F14K22. La fréquence d'horloge des PIC est de 10 MHz, cadence qui peut également être délivrée par l'oscillateur à quartz du RFM12. Les deux stations comportent un module RFM12 qui émet via une antenne Lambda/4 (le fil fait environ 17 cm de longueur). L'article « télécommande ferroviaire » de ce même numéro [6] illustre un autre emploi du RFM12.

À trois pas du podium

J'ai essayé de rester méthodique, ça paye. L'objectif de l'**étape 1** fut de tester le RFM12 sur la plateforme matérielle décrite ci-avant. La liaison HF a fonctionné d'emblée avec le code C de HopeRF, compilé avec mikroC Pro de MikroElektronika. La portée se montra elle aussi conforme à mes spécifications.

L'**étape 2** consista à convertir ce code en Pascal et à en faire la base du protocole de transmission. De l'**étape 3** sont sorties la version 1.0 et les procédures centrales suivantes :

- **InitRFM12TX** : initialise le RFM12 pour l'émission.
- **InitRFM12RX** : initialise le RFM12 pour la réception.
- **PutRFMMsg** : envoie le contenu du tampon d'émission, y compris l'en-tête (*header*) et le pied (*trailer*).
- **GetRFMMsg(Tout:word)** : attend l'entrée d'un message et le place dans le tampon de réception. Le paramètre **Tout** permet de définir le temps d'attente maximal par pas de 0,1 ms. Cette fonction retourne les valeurs :
 - 0 = pas de message durant le temps d'attente ;
 - 1 = message reçu avec succès, informations dans le tampon de réception ;
 - 9 = message reçu avec erreur de transmission.

Les tampons d'entrée/sortie sont définis comme suit, la constante BUmax possédant la valeur 32 (valeur d'affectation possible jusqu'à 255) :

- **TXBU** : array [0...BUmax] of byte;
// tampon TX
- **RXBU** : array [0...BUmax] of byte;
// tampon RX

Avec ces procédures, la transmission de données est simple :

Envoi :

```
InitRFM12TX;  
remplir TXBU  
PutRFMMsg;
```

Réception :

```
InitRFM12RX  
Result := GetRFMMsg(10000); // temps  
d'attente max. de 1 s  
if Result = 1 then // message reçu avec  
succès, données dans RXBU  
if Result = 0 then // aucun message  
durant le temps d'attente  
if Result = 9 then // erreur lors de la  
transmission
```

J'ai compilé le programme avec les versions Pascal Pro 5.60 et 6.01 de MikroElektronika ; le code fait environ 1500 octets, donc si vous souhaitez le modifier vous pouvez utiliser la version de démonstration gratuite (et non bridée) de Pascal Pro.

L'en-tête et le pied servent à synchroniser le RFM12 et sont envoyés avec les données utiles (*payload*). Le tampon de réception FIFO du RFM12 ne reçoit toutefois que les données utiles. Comme la portée dépend essentiellement du débit, les 4800 bauds de l'exemple HopeRF ont été conservés.

Cherchez l'erreur

Le protocole de transmission décrit ci-dessus présente un gros défaut. Si les données utiles contiennent des octets de synchronisation, p. ex. 0xAA, 0x2D ou 0xD4, ces octets peuvent mettre fin à la transmission ou encore provoquer un effacement du tampon de réception. Plutôt fâcheux. Une solution pourrait consister à transmettre ces données en les décomposant en deux octets successifs, de sorte que les codes sensibles comme 0xAA deviendraient 0x0A et 0x0A, qu'il suffirait

| Le protocole de transmission a la structure suivante : | | |
|--|-------|--|
| | Byte | Bedeutung |
| Header: | 0 | 0xAA = sync. HF |
| | 1 | 0xAA = sync. HF |
| | 2 | 0xAA = sync. HF |
| | 3 | 0x2D = sync. FIFO |
| | 4 | 0xD4 = sync. FIFO |
| Payload: | 0 | adresse du nœud cible |
| | 1 | adresse du nœud expéditeur |
| | 2 | longueur du message d'octets de données utiles 0 à n+2 |
| | 3...n | données |
| | n+1 | CRC16 haut |
| | n+2 | CRC16 bas des octets de données utiles 0 à n |
| Trailer: | 0 | 0xAA = sync. HF |

d'assembler à nouveau dans le récepteur. Il existe toutefois une meilleure solution qui, merci monsieur Hamming, augmente de surcroît la fiabilité de la transmission.

Le code de Hamming, du nom de son inventeur Richard Hamming, est un code correcteur d'erreur linéaire. Il est employé en traitement numérique du signal et dans les télécommunications pour sécuriser la transmission ou la sauvegarde des données. La place manque ici pour aller plus avant, Wikipedia & Cie compléteront cette présentation lapidaire [3].

Venons-en à la mise en œuvre proposée par l'auteur dans la version 2.0. Vous pouvez télécharger le programme et les exemples depuis le site d'Elektor [4]. Le **figure 1** montre l'algorithme du codage de Hamming. L'octet de données utiles est fractionné et les valeurs des demi-octets sont utilisées comme indice pour le tableau représenté ci-dessous. Les valeurs d'octets ainsi adressés sont transmises en tant que mot codé de 16 bits. L'exemple donné devrait rendre plus explicite ce processus.

Tous les octets de la charge utile sont donc codés selon cette méthode avant la transmission, puis décodés par le récepteur. Un message est déclaré erroné lorsqu'un octet est transmis sans code de Hamming valide. On perd en débit net d'un côté (de moitié), mais de l'autre on gagne en transparence et en fiabilité.

La version 2.0 peut encore être améliorée. La précédente transmission logicielle SPI entre le PIC et le RFM12 a été remplacée par l'interface SPI matérielle du microcontrôleur. Cela a permis d'augmenter la fréquence d'horloge du PIC jusqu'à 40 MHz, et permet aussi le libre choix de cette fréquence. L'unité SPI du contrôleur a été testée avec $F_{osc}/64 = 625 \text{ kHz}$ et $F_{osc}/16 = 2,5 \text{ MHz}$. Les 625 kHz suffisent amplement pour les faibles débits allant de 4800 à 19200 bauds.

Expériences concluantes

Avec un débit brut de 4800 bauds, le rayonnement RFM12 émis depuis ma cave peut traverser deux dalles de béton et atteindre l'étage supérieur, ce dont ma *FournisseurBox* est bien incapable. Mon jardin est lui aussi presque entièrement couvert. Avec un débit de 9600 ou 19200 bauds, la portée diminue sensiblement et ne dépasse par exemple plus la terrasse de mon jardin. Je n'utilise donc que 4800 bauds bruts/2400 bauds nets pour mes applications. Avec des messages relativement courts de 16 octets, la durée d'un message est d'environ 60 ms, ce qui permet de transmettre 16 messages par seconde. Cette valeur est suffisante dans la plupart des cas.

Comme dit plus haut, je me suis servi du RFM12 pour construire une télécommande de train [6] et pour commander quelques nœuds d'un réseau domotique (en cours d'essai). Mes petits-enfants, passionnés de robots, me sollicitent également : « S'il te plaît, dessine-nous une télécommande et une liaison télémétrique... »

Si tu peux faire plus que bien...

... fais bien plus que mieux. Sérieux travers de l'ensemble, l'application est bloquée durant la transmission des données et lorsqu'elle attend des messages entrants (jusqu'au délai d'attente, ou *timeout*). C'est en particulier gênant lorsque l'application est construite autour d'un ou plusieurs automates finis, car il n'y a ni boucle d'attente ni scrutation (*polling*), mais je prévois une version qui utilisera des interruptions et un tem-



Pourquoi Rémy Mallard a-t-il choisi MikroPASCAL pour l'initiation aux microcontrôleurs qu'il propose dans son nouveau livre ? Parce c'est l'étape intermédiaire entre les langages BASIC (trop facile) et C (trop difficile). Idéal pour les débutants qui ne veulent pas patauger.

| | algorithme | | exemple | |
|----|----------------------|-----------------|-------------------|----------|
| 1: | valeur sur 8 bits | | 10010110 | |
| 2: | 4-7 | 0-3 | 1001 | 0110 |
| 3: | HammingE[(4-7)] | HammingE[(0-3)] | 0xC7 | 0x38 |
| 4: | haut | bas | 11000111 | 00111000 |
| 5: | mot codé sur 16 bits | | 11000111 00111000 | |

HammingE

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | A | B | C | D | E | F |
| 0x15 | 0x02 | 0x49 | 0x5E | 0x64 | 0x73 | 0x38 | 0x2F | 0xD0 | 0xC7 | 0x8C | 0x9B | 0xA1 | 0xB6 | 0xFD | 0xEA |

Figure 1.
Codage de Hamming
(source : Manuel Stahl,
[www.mikrocontroller.net/
articles/RFM12_Protokoll_Stack](http://www.mikrocontroller.net/articles/RFM12_Protokoll_Stack)).

porisateur. Il reste donc toujours quelque chose à faire, mais après tout cela fait partie du charme de notre profession. La collaboration également, donc n'hésitez pas à me rejoindre sur la page Elektor.LABS de ce projet [5] !

(130161 – version française : Hervé Moreau)

Liens

[1] Infos : www.hoperf.com/rf/fsk_module/

[2] www.mikroe.com

[3] Code de Hamming :

www.mikrocontroller.net/articles/RFM12_Protokoll_Stack (en allemand)

<https://fr.wikipedia.org/wiki/Hamming-Code>

[4] Programme :

www.elektor-magazine.de/130161

[5] www.elektor-labs.com/130161

Le RFM12 dans tous ses états (en allemand) :
www.mikrocontroller.net/articles/RFM12

[6] www.elektor.fr/130160

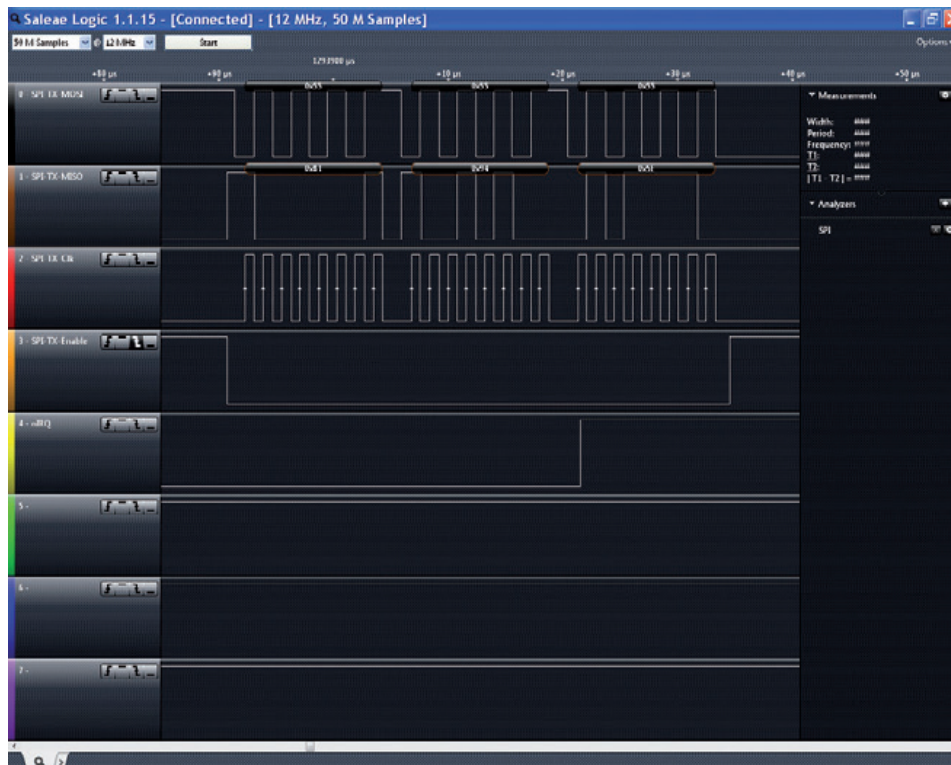
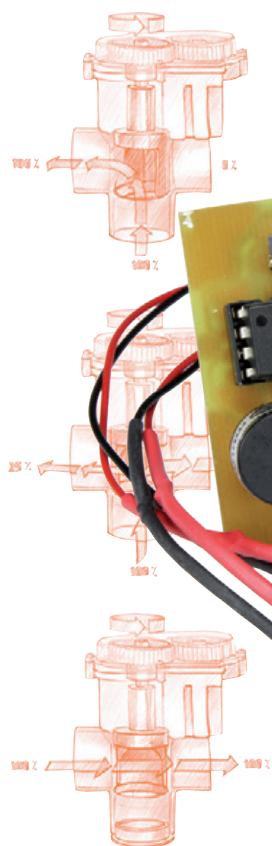


Figure 2.
Représentation d'un octet
avec l'analyseur logique.

moniteur de valve triple



Dans de nombreux logements, on trouve une chaudière combinée qui assure tout à la fois le chauffage central par radiateurs et la production d'eau chaude pour la salle de bain et la cuisine. Quand on ouvre un robinet d'eau chaude, une valve à trois voies dirige l'eau du circuit de chauffage normal vers un ballon d'eau chaude composé d'un échangeur de chaleur et d'un réservoir isolé. Il arrive que pendant le chauffage normal cette valve ne se ferme pas convenablement : de l'eau à température plus basse arrive alors au réservoir et refroidit l'eau qu'il contient. Le nombre de cycles de chauffe augmente et la consommation énergétique aussi.

Lors du chauffage du ballon, il faut que la température dans le circuit d'amenée soit plus haute que dans le circuit retour. C'est ce qu'on voit dans le graphe d'évolution de la température avec une valve triple qui fonctionne bien (**fig. 1**) et une qui présente une fuite (**fig. 2**). Si vous munissez les conduits d'arrivée et de retour du ballon d'eau chaude de résistances CTN, vous bénéficierez d'une détection précoce

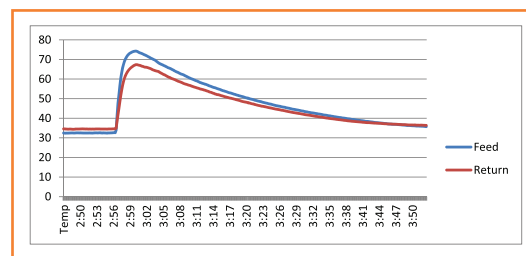


Figure 1. Tant que la valve à trois voies fonctionne bien, la température de l'eau à l'arrivée au ballon d'eau chaude reste toujours supérieure à celle du conduit de retour.

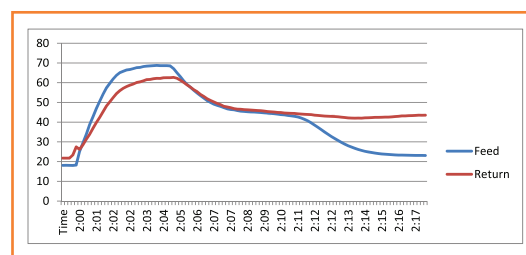


Figure 2. En cas de fuite, la température de l'arrivée peut descendre sous celle du retour. Ce n'est pas le but.

d'après une idée de
Sybe Sijbesma
(Pays-Bas)

des perturbations de fonctionnement de la valve triple. Le circuit de la **figure 3**, d'une simplicité exemplaire, propose un comparateur fait d'un ampli op TLC271 pour comparer la température sur deux CTN. Le potentiomètre d'ajustage P1 fixe le point de consigne. Si la température sur la CTN R5 diminue trop par rapport à la CTN R3,

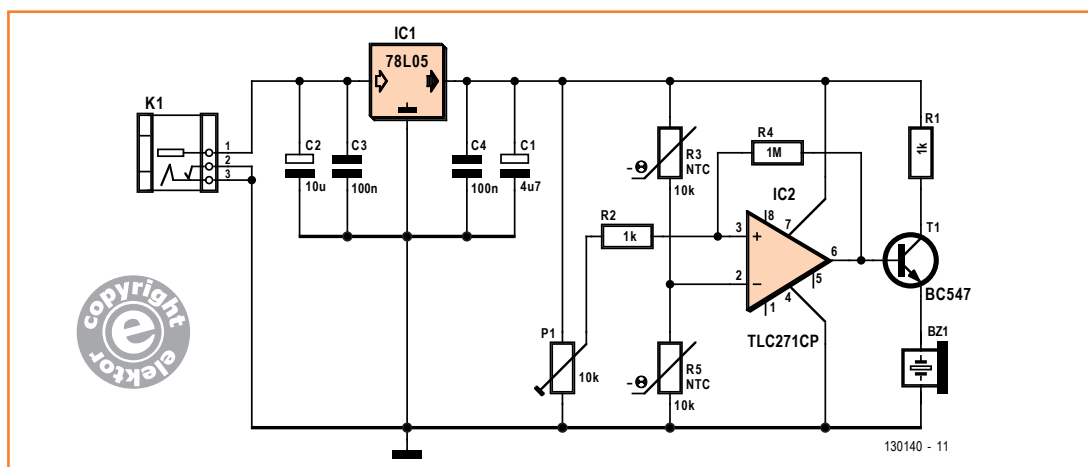


Figure 3.
Ce circuit compare les deux températures et prévient quand la température de R5 baisse trop fort par rapport à celle de R3.

le comparateur bascule et le transistor fait tinter le vibreur, signe d'un événement. Il y a en outre un stabilisateur de 5 V qui autorise l'emploi de n'importe quel adaptateur secteur capable de fournir une tension continue entre 8 et 15 V. La consommation est inférieure à 10 mA quand le signal retentit.

On a développé un petit circuit imprimé (**fig. 4**) pour ce circuit, mais sa simplicité permet de tout installer sans peine sur un morceau de plaquette à trous. Installez les CTN à proximité du foyer au moyen de colliers serre-câbles sur le conduit d'amenée (R3) et de retour (R5).

(130140 - version française : Robert Grignard)

Liens

[1] www.elektor.fr/130140

[2] www.elektor-labs.com/node/2944

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 1 kΩ
R3, R5 = CTN 10 kΩ
R4 = 1 MΩ
P1 = 10 kΩ aj. vert.

Condensateurs :

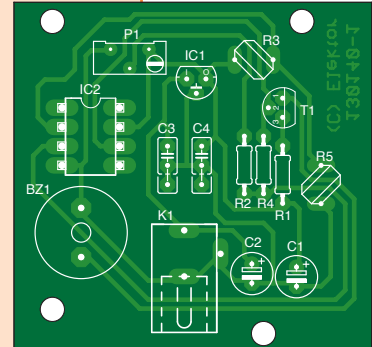
C1 = 4,7 μF/25 V radial
C2 = 10 μF/25 V radial
C3, C4 = 100 nF

Semi-conducteurs :

T1 = BC547B
IC1 = 78L05ACZ
IC2 = TLC271CP

Divers :

BZ1 = ronfleur actif (oscillateur embarqué),
p.ex. Kingstate KPEG-200A
K1 = connecteur d'alimentation encartable,
p.ex. DCJ0202
circuit imprimé 130140-1 [1]



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

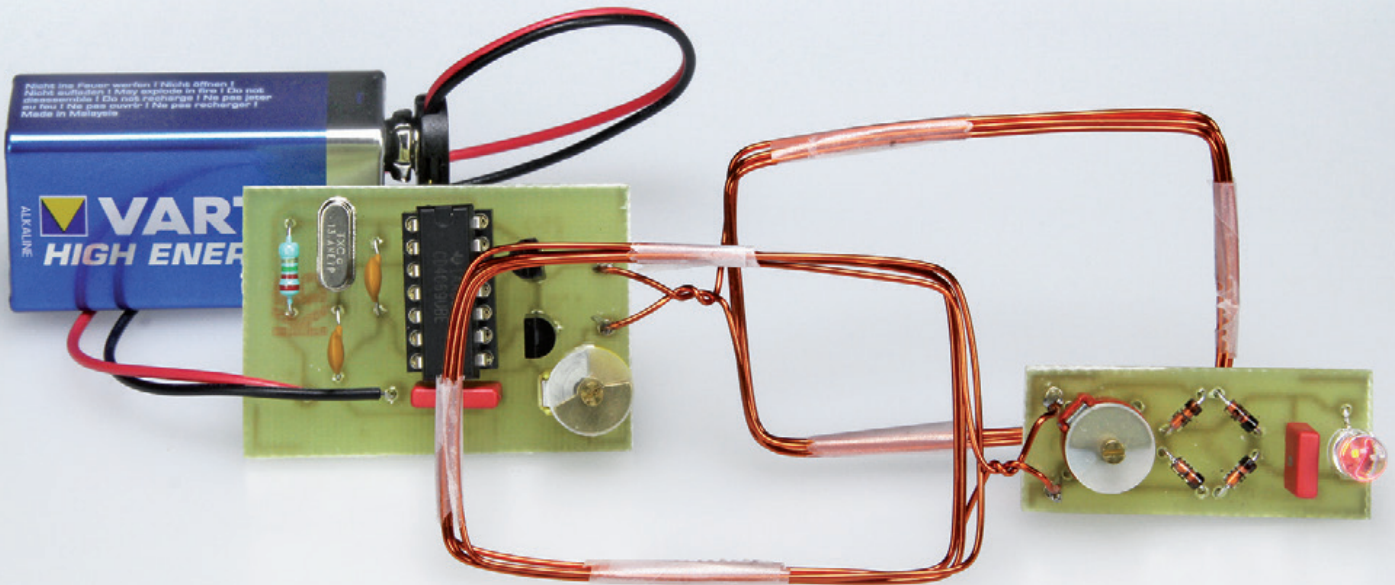
33,50 €



www.elektor.fr/android

transmission d'énergie sans fil

sujet d'expérimentation passionnant



La dématérialisation de la transmission d'énergie a de l'avenir ! Les recherches se poursuivent (au galop) pour mettre au point de nouvelles applications. Et si on se faisait la main nous aussi avec cette technique ? Il ne faut pas grand-chose pour obtenir des résultats et déterminer combien d'énergie on peut ainsi transmettre à une certaine distance.

Wouter Eisema
(Pays-Bas)

Recharger un appareil mobile sans fil à la patte, c'est déjà fait et ça se fera de plus en plus. Mettez deux bobines l'une en face de l'autre, créez un champ électromagnétique avec la première, l'autre en sera influencée. Nous en publions une application spectaculaire dans les articles [2] sur *CLIC clock* : l'hélice de cette horloge est alimentée ainsi.

Schémas tout simples

Le circuit émetteur (**fig. 1**) se compose d'un oscillateur réalisé avec quatre des inverseurs d'un 4069. Sa fréquence est verrouillée par le quartz X1 à 13,56 MHz. Elle pourra vous servir ailleurs, il y a un picot pour cela sur le circuit imprimé. L'oscillateur se compose de IC1.A et X1, avec

R1 et les deux condensateurs de charge habituels, C1 et C2. Le signal est d'abord tamponné par IC1.B pour atteindre l'étage de sortie en *push-pull* sur IC1.C et IC1.D qui commandent les deux MOSFET pour signaux faibles T1 et T2. À la sortie, on trouve le circuit LC de la self de 5 spires à bobiner soi-même et du condensateur d'ajustage. C'est un circuit oscillant série qu'il faudra accorder à l'aide de ce condensateur sur la fréquence du quartz pour que la bobine fournisse un maximum de puissance. Pour éviter toute perturbation au voisinage, la puissance de sortie est limitée, de plus, la fréquence choisie est celle de nombreux lecteurs de RFID, une fréquence de la bande libre ISM (industrielle, scientifique et médicale).

Le récepteur est encore plus simple, d'autant qu'il est purement passif. Il lui faut exactement le même circuit oscillant que l'émetteur auquel on ajoute le pont redresseur D1 à D4 et un petit condensateur réservoir C1. La charge n'est rien d'autre qu'une LED rouge à haut rendement. Ici aussi, il faudra accorder, au moyen du condensateur d'ajustage, le circuit LC sur 13,56 MHz.

Construction

Les deux circuits sont tellement simples qu'on peut aisément les assembler sur un bout de plaque à trous. Deux circuits imprimés ont été dessinés dont le tracé des pistes est disponible [1] au format *Sprint Layout* 6. Merci Elektor. Quelques conseils pour le montage. Pour l'émetteur, tous les composants se soudent directement sur le circuit imprimé, mais on peut mettre le 4069 dans un support. Toute votre attention est requise lors de l'implantation des deux MOSFET. Pour T1 comme pour T2, le côté plat de leur boîtier doit venir du côté de leur numéro d'ordre dans la sérigraphie. Il existe aussi de ces deux composants deux versions différentes avec un brochage particulier. Si vous en avez encore chez vous d'anciens exemplaires, vérifiez toujours la feuille de caractéristiques du fabricant du composant en question.

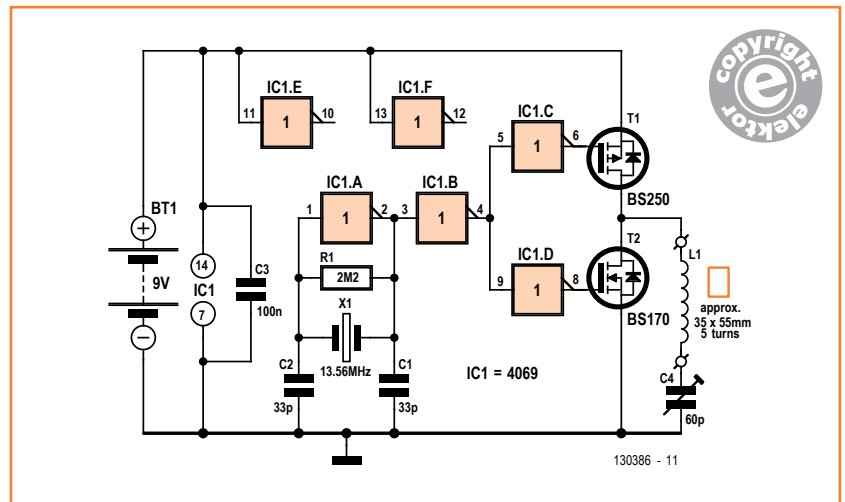
Comme alimentation de l'émetteur, une pile de 9 V fait l'affaire, surtout si vous ne comptez faire que quelques essais.

La bobine est constituée de 5 spires de fil de cuivre émaillé d'environ 3,5 x 5,5 cm de côté. Utilisez pour les enrouler un objet de taille appropriée, genre boîte d'allumettes. Il faut en fabriquer deux, puisque l'émetteur et le récepteur utilisent le même modèle.

Avec le récepteur, c'est encore plus simple, il suffit de respecter la polarité des diodes et de la LED, sur laquelle la cathode est le fil court.

Reste à régler les deux modules. Vérifiez d'abord si tout est convenablement installé et soudé. Branchez alors la pile de 9 V et placez l'émetteur et le récepteur à environ 10 cm l'un de l'autre. La LED va peut-être déjà s'allumer un peu, sinon c'est que l'émetteur et le récepteur ne sont pas sur la même fréquence. Modifiez légèrement le réglage du condensateur d'ajustage.

À l'aide d'un tournevis pour haute fréquence ou d'un modèle isolant – un bout de bois ou de



plastique dur taillé en forme de lame convient aussi – réglez d'abord le condensateur de l'émetteur jusqu'à trouver le point où la LED est la plus éclairée. Faites de même sur le récepteur pour obtenir encore plus de brillance. Pour affiner le résultat, éloignez un peu les bobines l'une de l'autre et recommencez.

Vous obtiendrez aussi un certain réglage si vous utilisez un tournevis métallique, mais, dès que vous le retirez, comme le métal influence le circuit oscillant, sa fréquence changera.

En avant pour l'expérimentation !

Quel genre d'expériences peut-on mener avec cet émetteur et ce récepteur ? Les éloigner l'un de l'autre pour observer les changements de luminosité de la LED, modifier l'orientation relative des bobines. Vous pouvez aussi en modifier la forme ou les dimensions, mais n'oubliez pas de refaire le réglage des condensateurs.

Sur mon prototype, une fois les oscillateurs bien accordés, la LED s'allumait encore avec une dis-

Figure 1.
Schéma de l'émetteur. Il se compose d'un oscillateur à quartz et d'un étage de commande push-pull pour le circuit LC.

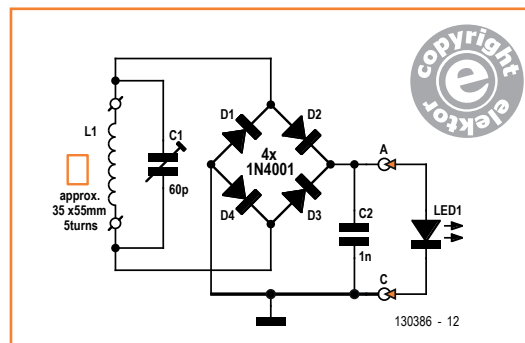


Figure 2.
Le récepteur est complètement passif. Le signal capté par le circuit LC est redressé et appliqué à une LED.

Liste des composants

Émetteur

Résistance :

R1 = 2,2 MΩ

Condensateurs :

C1, C2 = 33 pF

C3 = 100 nF

C4 = 60 pF aj.

Inductance :

L1 = 5 spires, Cu émaillé,
env. 3,5 x 5,5 cm

Semi-conducteurs :

T1 = BS250

T2 = BS170

IC1 = 4069

Divers :

X1 = quartz 13,56 MHz

pile 9 V avec coupleur

Récepteur

Condensateurs :

C1 = 60 pF aj.

C2 = 1 nF

Inductance :

L1 = 5 spires, Cu émaillé,
env. 3,5 x 5,5 cm

Semi-conducteurs :

LED1 = LED rouge à haut
rendement

D1 à D4 = 1N4001

Figure 3.
Le petit circuit imprimé pour
l'émetteur...

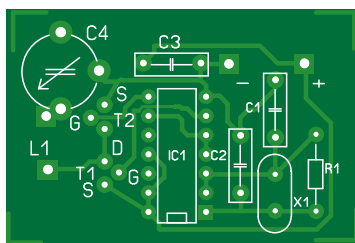
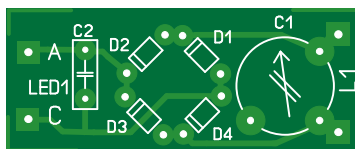


Figure 4.
...et celui pour le récepteur
est encore plus simple.



tance de 25 cm entre les bobines. Jetez aussi un coup d'œil au transformateur de l'horloge à persistance rétinienne *CLIC clock* [2]. Là, les deux bobines sont concentriques et l'une tourne avec l'électronique qu'elle alimente.

Bonne récolte dans les champs
électromagnétiques !

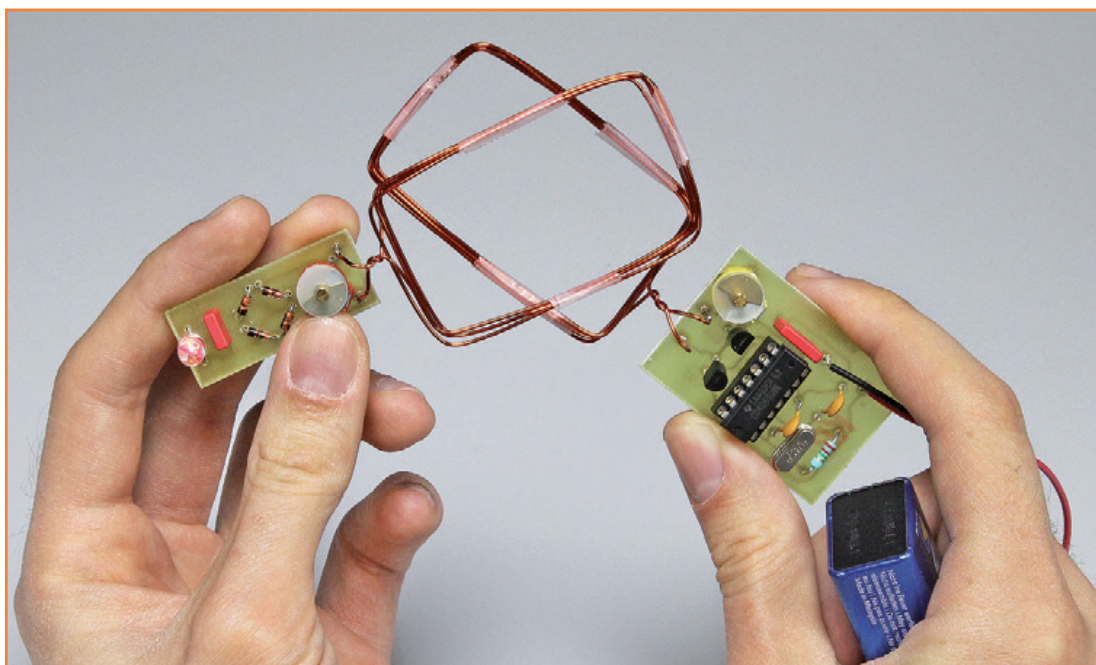
(130386 - version française : Robert Grignard)

Liens

[1] www.elektor.fr/130386

[2] www.elektor.fr/120732 et www.elektor.fr/130389

Figure 5.
La quantité d'énergie
transmise d'une bobine à
l'autre dépend fortement de
leur position relative.



la mesure d'impulsions de courant

générateur à large bande très simple

Les instruments de mesure actuels permettent de représenter et d'analyser facilement des tensions variables, du continu aux centaines de MHz. Mesurer des courants est plus compliqué. Ce générateur d'impulsions simple vous aidera à vérifier vos mesures d'intensité à l'aide de pinces ampèremétriques ou de shunts. Nous montrons ici comment tester et comparer différentes structures de shunts.

Martin Oßmann
(Allemagne)

Simple

Pour tester un matériel de mesure, il est nécessaire de disposer d'un générateur d'impulsions capable de délivrer de fortes impulsions de courant à flanc raide. Nous avons pour cela assemblé un étage de puissance autour du MOSFET MCP1407 (**fig. 1**).

Il transforme un générateur de signaux carrés TTL classique en générateur de courant. En boîtier DIL, il peut aussi bien délivrer un courant permanent de 500 mA que des impulsions brèves de 2 A. Le temps de montée spécifié est de 20 ns pour une résistance interne d'environ 2,5 Ω . Montrons comment exploiter ces caractéristiques pour effectuer des mesures de courant à large bande passante.

Mesurer avec un shunt

Voyons d'abord comment se capture un courant à l'aide d'un shunt classique, ici composé de cinq résistances à film métallique de 1 Ω en parallèle. Pour ne pas perturber le faible signal, le courant est acheminé vers l'oscilloscope par une ligne coaxiale, avec son impédance caractéristique de 50 Ω et une résistance de 50 Ω (**fig. 2**). Le signal sur le shunt est ainsi atténué d'un facteur 2. Utilisons le générateur de signal pour produire une impulsion de 1 A à travers une résistance de charge de 10 Ω . Pour cela nous réglons la tension à environ 12 V de façon à ce que l'amplitude de l'impulsion mesurée à l'oscilloscope soit de

10 V. Le shunt de 0,2 Ω est en série avec notre résistance de charge (**fig. 3**). Avec 1 A, la chute de tension à ses bornes est de 200 mV, ce qui devrait donner une impulsion rectangulaire de 100 mV à l'oscilloscope.

La **figure 4** montre la courbe de tension (bleue) et le signal du shunt (rouge). Le temps de mon-

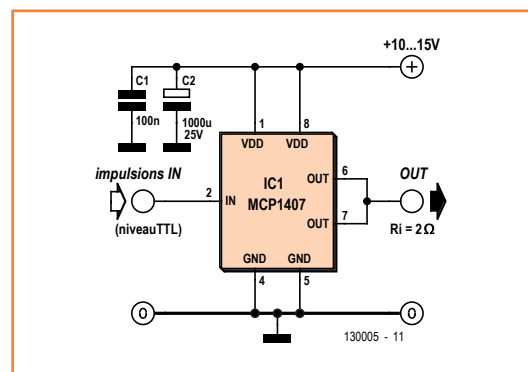


Figure 1.
Schéma de l'amplificateur d'impulsions.

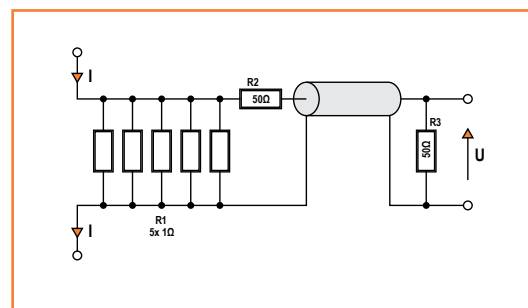


Figure 2.
Le circuit de la mesure de courant.

Figure 3.
Mesure de courant avec le shunt de la fig. 2 plus la résistance de charge.

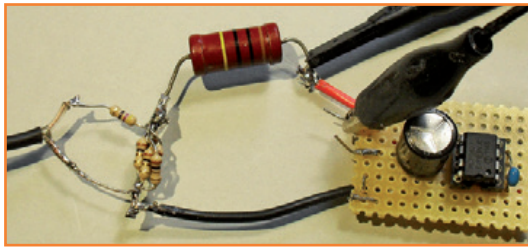


Figure 4.
Signal mesuré du montage de la fig. 3.

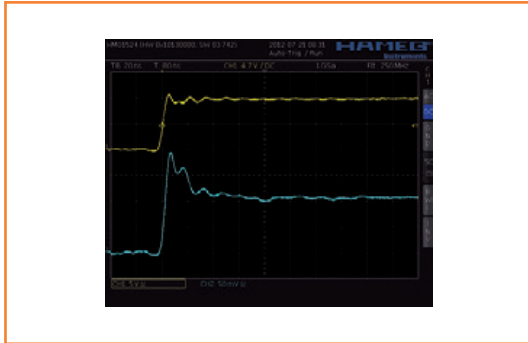


Figure 5.
Comment réduire l'induction.

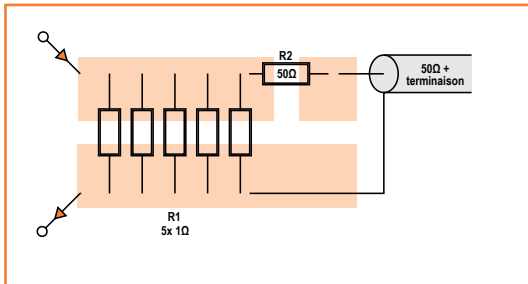


Figure 6.
Utilisation pratique du circuit de la fig. 5.

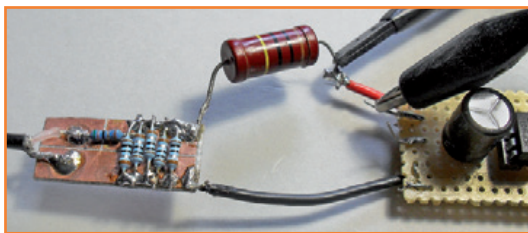
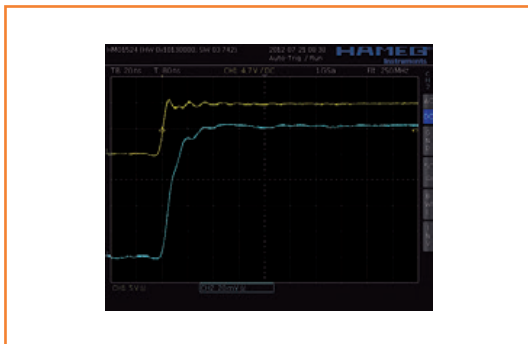


Figure 7.
Courbe de réponse du montage de la fig. 6.



tée de l'impulsion de tension est sensiblement inférieure à 20 ns et l'oscillation modérée.

Le signal sur le shunt n'est pas propre. Il commence par un pic de 200 mV suivi d'évidents parasites HF. Cette résonance est due à la variation rapide du courant qui engendre une tension dans la boucle formée par la résistance de 50 Ω et l'impédance caractéristique de 50 Ω du câble. Il nous faut donc réduire l'inductance du montage volant. Pour cela nous utilisons une plaque cuivrée pourvue de deux rainures, sur laquelle nous soudons les résistances (fig. 5 et 6). La mesure s'en trouve nettement améliorée (fig. 7). Reste à se débarrasser des parasites HF. Pour cela nous passons deux fois la ligne de 50 Ω dans une ferrite clipsable (fig. 8, à gauche). Les perturbations HF sont atténuées, et la courbe de tension est maintenant acceptable (fig. 9).

Rôle de la ferrite

Comprendre l'action de la ferrite permet de savoir identifier les situations dans lesquelles elle peut améliorer une mesure. Voyons ce qu'il se passe sans ferrite (fig. 10) : la source de tension produit une impulsion de 10 V avec un temps de montée court. Cette tension crée aux bornes de la résistance R1 de 10 Ω un courant (tracé rouge) qui vaut 1 A à l'état stationnaire. L'impulsion de tension est mesurée à l'oscilloscope à l'aide d'une sonde de 1 MΩ ; sa ligne blindée est représentée dans le bas de la figure.

Le shunt de mesure du courant est la résistance R2. La tension appliquée à ses bornes passe par un câble blindé de 50 Ω et par l'oscilloscope. Une « boucle de masse » (en vert) se forme entre les deux blindages. Problème, le circuit rouge et la boucle de masse verte partagent la même portion de fil conducteur (bleu). Si sa résistance ohmique ne joue aucun rôle, car elle est faible, il n'en va pas de même pour son inductance : celle d'un fil de seulement 1 cm peut être de l'ordre de 10 nH. Le temps de montée de l'impulsion de tension est de 5 ns. Théoriquement, le courant passe de 0 à 1 A lui aussi en 5 ns. Ce changement rapide induit une tension $U = L(\Delta I/\Delta T) = 2 \text{ V}$ dans la courte inductance de ligne. Cette tension induite crée alors dans la boucle verte un courant, qui à son tour produit dans les blindages des tensions qui viennent s'ajouter au signal d'origine. Elles peuvent être considérables lorsque les impulsions sont rapides, surtout comparées aux faibles tensions qui règnent aux bornes du shunt R2.

Voyons ce qui se passe avec la ferrite clipsable (**fig. 11**) : les deux conducteurs de la liaison blindée du signal de courant sont enroulés dans le même sens autour de la ferrite. Ils forment ainsi une petite bobine d'induction dans le blindage. Cette inductance présente une résistance considérable pour les hautes fréquences. La boucle de masse est ainsi quasiment rompue, et la tension induite dans le fil bleu chute aux extrémités de cette inductance. Comme l'âme du câble a été enroulée de la même façon que le blindage autour de la ferrite, la tension induite l'est dans les deux conducteurs, de sorte que la tension différentielle (de notre signal de courant) reste identique. La ferrite agit fondamentalement comme une self de mode commun.

Il paraît judicieux de recourir à une ferrite lorsqu'on effectue des mesures à l'oscilloscope, car on utilise souvent plusieurs sondes reliées à la masse. On peut alors obtenir des mesures précises lorsque des tensions de haute fréquence (rebonds de masse) sont présentes entre les (supposées) bornes de masse.

Résistance à faible inductance

Nous avons montré comment tester un shunt avec des impulsions de courant rectangulaires créées au moyen d'une source d'impulsions de tension (de 10 V). Ici aussi le diable se cache dans les détails. La **figure 12** montre les courbes de tension et de courant obtenues avec une résistance de puissance de 10 Ω et 50 W (**fig. 8**).

Ici le courant met 500 ns pour atteindre son intensité stabilisée de 1 A. C'est bien sûr trop lent pour caractériser une mesure. Pourquoi est-il lent ? Eh bien, la résistance est bobinée, et présente donc une inductance, ici de 2,5 μH . Cette inductance parasite est responsable de la lente montée du courant. Un temps de montée rapide ne peut être obtenu qu'avec une résistance de faible inductance (p. ex. *Caddock*).

Le montage doit lui aussi être à faible inductance, avec des liaisons aussi courtes que possible pour le courant. Avec le temps et beaucoup d'expérimentation, on finit par cerner d'instinct ce genre de problème. Ces exemples montrent comment utiliser le générateur de courant. Il vous aidera à tester et construire des shunts fiables pour vos mesures de courant à large bande passante. Ces shunts trouveront p. ex. leur utilité lors de l'étude d'une alimentation à découpage.

(130005 – version française : Hervé Moreau)

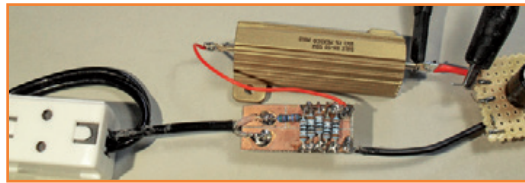


Figure 8.
Le câble de 50 Ω passé dans une ferrite clipsable.



Figure 9.
Le signal du montage avec ferrite.

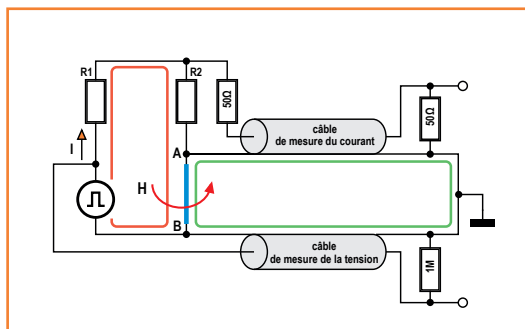


Figure 10.
Couplage inductif dans la boucle de masse.

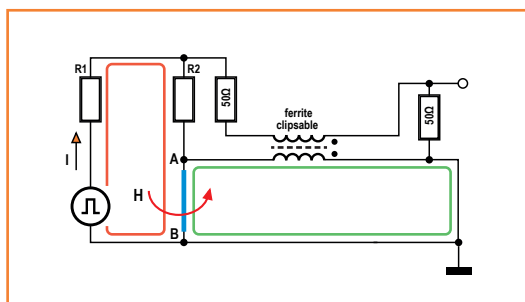


Figure 11.
Effet de la ferrite.

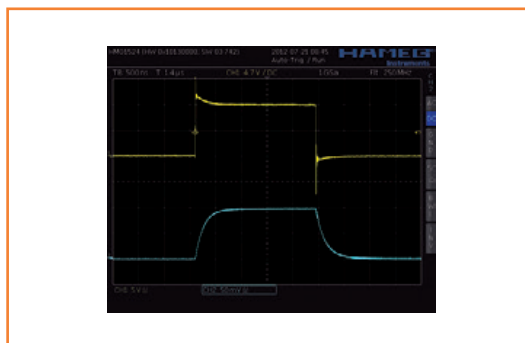
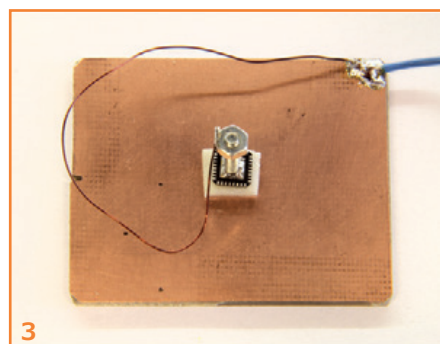
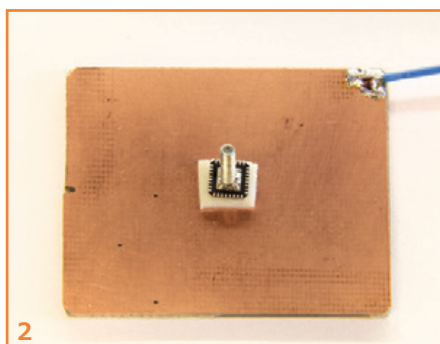
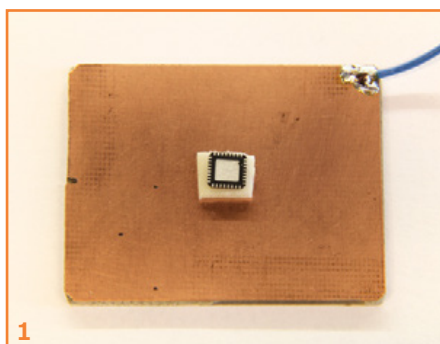


Figure 12.
Effet de l'inductance parasite sur le signal.



les puces LFCSP soudées à la main

W.T. Knoeff
PA3EHN (Pays-Bas)

Les puces LFCSP sont d'abord des CSP : *Chip Scale Package*, des circuits intégrés dont le boîtier n'est (presque) pas plus grand que la puce de silicium elle-même. Sur les puces *Lead Frame Chip Scale Package* les dimensions de la plaquette de silicium sont déterminées par le nombre de connexions nécessaires, souvent rien que quelques millimètres carrés de superficie. Pour les liaisons avec l'extérieur, il y a sous les quatre arêtes de petites languettes de $0,6 \times 0,25$ mm distantes entre elles de 0,4 mm. Au milieu se trouve un plan de masse. Un circuit intégré de ce genre est particulièrement difficile à souder à la main. En outre, avec cette variété de puces, il faut prendre des précautions particulières contre les décharges électrostatiques qui peuvent leur être fatales !

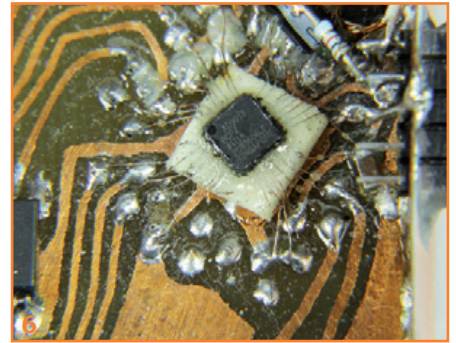
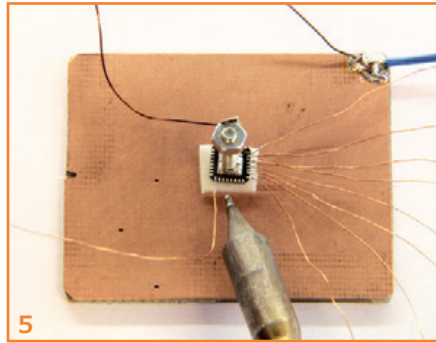
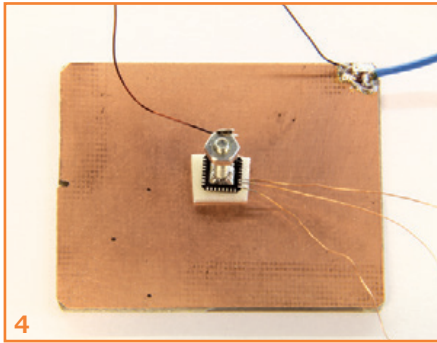
Il fallait donc trouver une méthode de soudage pratique et respectueuse de ces exigences. On commence par souder un à un de minuscules fils de cuivre à ces languettes qui servent de bornes de connexion avant de l'installer sur un circuit imprimé « normal ».

Comment cette idée m'est-elle venue ? Je voulais faire un oscillateur HF d'un DDS AD9913 d'*Analog Devices*, dont la description sera publiée dans le prochain numéro d'*Elektor*. Je ne disposais d'aucun matériel me permettant de souder valablement ce minuscule LFCSP sur un circuit imprimé. Imaginez 32 plots de connexion sur 5×5 mm autour d'un plan de masse. Empêcher les courts-circuits sous la puce et parvenir quand même à connecter cet inaccessible plan de masse...

Voilà pourquoi j'ai pensé à raccorder des fils volants aux languettes de la puce afin d'arriver à un câblage adapté au circuit imprimé. Avantage supplémentaire de cette méthode : la densité des pistes du circuit imprimé est moins forte, elles sont moins fines et donc moins vulnérables. Pour suivre cette procédure, il suffit de quelques accessoires simples : de l'adhésif à double face, un bout de coaxial TV avec blindage tressé, de la colle à prise instantanée, un boulon de 2 mm facile à souder, une loupe lumineuse stable et un fer à souder à panne très mince. Sans oublier une main sûre et la patience indispensable ! Pour éviter les décharges électrostatiques, il est indispensable d'utiliser un fer à souder dont la panne est *réellement* mise à la terre, éventuellement par un raccord à effectuer sur le métal à l'extérieur du fer. Vous-même et votre surface de travail devez être reliés à la terre.

On utilise comme surface de travail une plaque cuivrée vierge à raccorder aussi à la terre. On y colle un morceau d'adhésif à double face sur lequel on appuie le dos de la puce, donc les languettes vers le haut. L'adhésif a une force suffisante pour retenir la puce pendant les opérations de soudage, même si elle devient très chaude par moment. Une loupe lumineuse sur pied est d'un grand secours pour ce travail de précision (**photo 1**).

Commençons par étamer la pastille centrale. Un morceau de soudure dans une main, le fer dans l'autre, enduisons la pastille de soudure. Scions



la tête du boulon de 2 mm, étamons-en le bout restant pour le souder verticalement au milieu du plan de masse (**photo 2**) ; plus tard, il nous servira à visser solidement la puce sur le circuit imprimé.

En priorité, on met la puce à la terre en vissant sur la tige filetée l'écrou muni d'un fil relié à la surface de travail (**photo 3**), elle-même déjà au potentiel de terre. Il faut avoir soudé ce fil avant de visser l'écrou, sinon, on risque de dessouder la petite tige de la pastille.

L'étape suivante consiste à étamer toutes les languettes de connexion ; en faisant pivoter le circuit imprimé de base, le fer à souder aura aisément accès aux quatre faces.

Vient ensuite la partie la plus délicate, le soudage sur ces languettes des fils de liaison. Les fils sont prélevés sur la tresse de blindage en cuivre argenté d'un câble coaxial. Ces fils ont à peu près la même largeur que les languettes. Dénudez quelques morceaux de câbles différents pour trouver la dimension qu'il vous faut. Cela peut sembler un travail de haute précision, mais une fois la méthode acquise, on y arrive convenablement.

On commence par bien étamer le bout des fils à la pâte à souder. Le fer à souder d'une main et le fil étamé et enduit de pâte à souder, de l'autre, on les appuie ensemble sur la languette. On maintient le fer une demi-seconde en oblique autour de cette combinaison, juste le temps de faire fondre la soudure en même temps sur chacun des éléments. Après quoi, on tire un peu le fil pour vérifier que tout tient bien (**photo 4**).

Dès que les fils sont soudés sur l'un des côtés de la puce, vous pouvez les coller sur la plaque de base avec du ruban isolant. Vous faites pivoter la plaque d'un quart de tour et vous continuez à poser les fils (photo 5, ici, le ruban isolant n'est pas encore collé).

Lorsque les quatre côtés sont finis, vous pouvez enlever l'excédent de pâte à souder autour des languettes à l'aide d'une aiguille fine. Ensuite, avec précaution, décollez la puce avec ses fils de raccord de l'adhésif à double face.

On améliore la solidité de l'ensemble au moyen d'un morceau d'adhésif à double face, percé en son centre d'un trou de 2 mm, que l'on fait glisser vers la pastille centrale, pour la coller contre le fond de la puce avec ses nouveaux fils. Un peu de colle instantanée entre la puce et ce morceau d'adhésif rend le tout solidaire et élastique. Les fils risquent moins de se détacher lors du montage sur le circuit imprimé. Le morceau d'adhésif, par sa flexibilité, égalise les irrégularités sur la face inférieure dues aux soudures sur les languettes et autour de la tige filetée. L'autre face du morceau adhésif fera son œuvre lors de la fixation de la puce sur le circuit imprimé.

Toute cette besogne n'a pas été une mince affaire, mais elle en valait la peine !

Sur le nouveau circuit imprimé, tous les points de raccordement pour ces fils forment un carré autour de la puce et comme il y a de nombreux fils, les pastilles y sont en double ligne. Au centre, là où vient la puce, il y a un trou de 2,5 mm pour faire passer la tige filetée avec une bandelette de cuivre pour relier les plans de masse supérieur et inférieur, ainsi que de la pâte thermique. Finalement, vous posez la puce sur le circuit imprimé et vous la fixez en vissant modérément l'écrou. La puce est ainsi reliée par le boulon au plan de masse du circuit imprimé et refroidie suffisamment.

Il ne reste plus qu'à souder les fils de raccord aux pastilles du circuit imprimé (**photo 6**). Dans le prochain numéro, je vous présenterai le générateur DDS développé avec cette puce.

(120246 – version française : Robert Grignard)

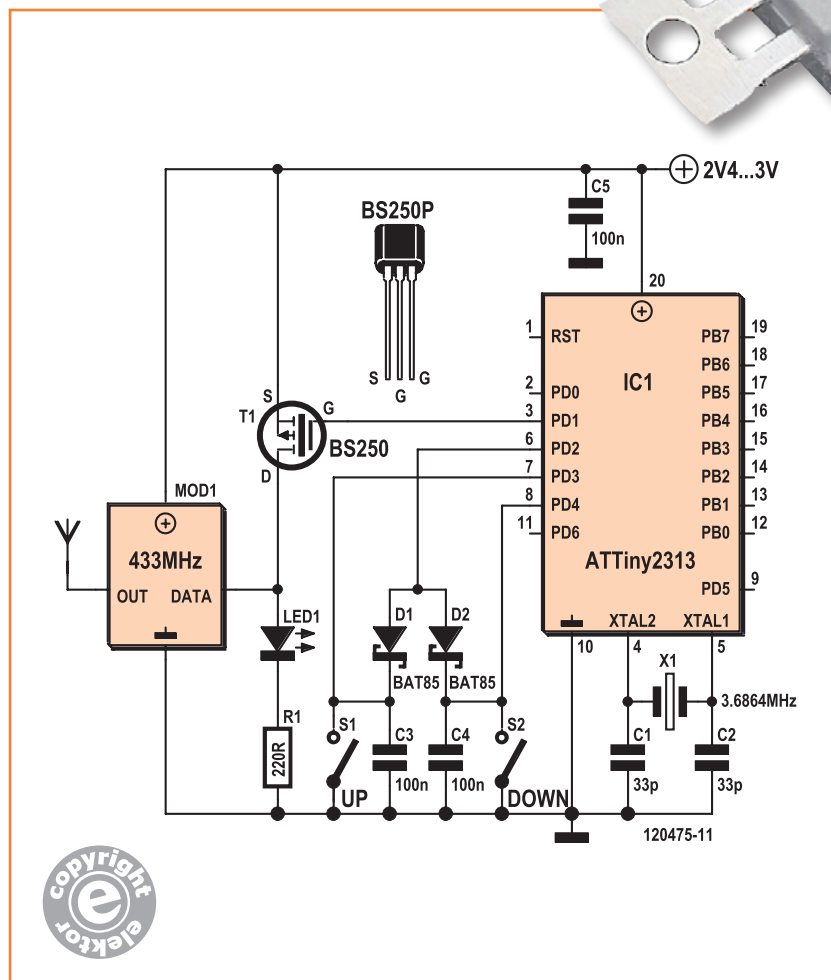
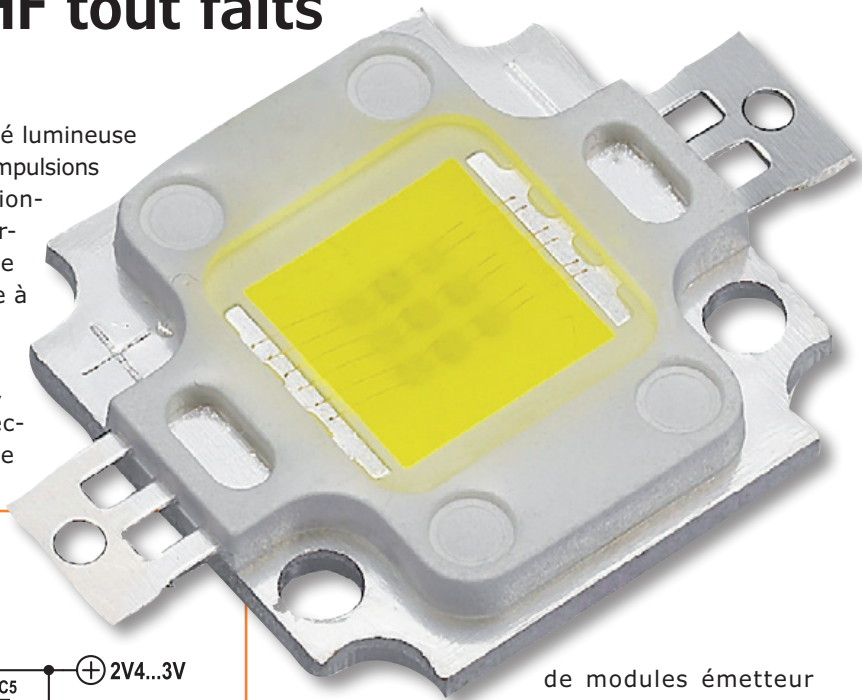
gradateur radiotélécommandé pour LED

modules HF tout faits

Jürgen Stannieder,
DG6JS (Allemagne)

La gradation de l'intensité lumineuse de LED par modulation d'impulsions PWM n'a rien de révolutionnaire. L'intérêt de notre circuit est sa télécommande radio, d'autant plus facile à mettre en œuvre qu'elle fait appel à un microcontrôleur évidemment, mais surtout, pour la section HF, à un ensemble

Figure 1.
Le circuit de l'émetteur, c'est surtout un module émetteur RF et un microcontrôleur.



de modules émetteur et récepteur prêts à l'emploi. Combien pensez-vous que coûte un tel kit émetteur-récepteur radio pour la transmission de données ? Moins de 20 euros. Le confort d'une télécommande par radio n'a plus rien d'un plaisir luxueux.

Émetteur

L'émetteur n'est rien de plus que le module d'émission radio associé à un μ C programmé et deux boutons. IC1 surveille S1 et S2. Quand on appuie sur l'un ou l'autre de ces deux boutons ou les deux à la fois, le μ C envoie à l'entrée de données du module d'émission les commandes correspondant aux fonctions assignées aux boutons. De là ces informations sont émises sous forme de signal radio. La LED témoin s'allume brièvement.

Le circuit est alimenté par deux piles AA ou AAA en série. Il ne circule de courant que pendant qu'un bouton est pressé : le microcontrôleur est réveillé par la fermeture du contact de l'un des poussoirs, puis il se rendort ; la consommation d'énergie est donc pratiquement négligeable, comme c'est le cas sur toutes les télécommandes.

Récepteur

Pour le récepteur, c'est à peine moins simple. Il y a le récepteur radio et l'inévitable microcontrôleur qui décodera les données reçues et délivrera le signal PWM à un étage de commande de puissance des LED. Cela fait forcément quelques composants de plus, surtout si l'on veut aussi une possibilité de commande locale pour allumer et éteindre la lampe à LED. Les signaux HF captés dans l'éther sont convertis par le module de réception en données sérielles qu'IC1 va décoder. Selon que l'on aura pressé un bouton ou l'autre de la télécommande, le microcontrôleur réduira ou augmentera l'intensité lumineuse. Si les deux boutons de la télécommande ont été pressés en même temps, il éteindra complètement la lumière. Le bouton poussoir sur le récepteur sert à allumer ou éteindre la lumière directement. Au moment de l'application de la tension d'alimentation, le gradateur n'est pas encore sous

tension parce que IC2 est bloqué par T2. Celui-ci devient conducteur après une courte pression sur le bouton. Par la suite, c'est le microcontrôleur qui, par l'intermédiaire de sa sortie PD5 et par T1, maintiendra T2 à l'état passant.

Pour modifier la luminosité, le μC augmente ou diminue le rapport cyclique des impulsions sur sa sortie PB4. Ce signal commande à son tour la source de courant formée par T3, T4 et R4. L'intensité maximale du courant est le quotient de la tension base-émetteur de T4 et de la résistance de R4. Avec la valeur spécifiée pour R4, il est d'environ 550 mA. Sous la tension d'alimentation indiquée, cette intensité conviendra pour trois LED de puissance de 3 W en série. Comme leur courant nominal maximal dépasse 700 mA, il restera même un peu de marge. Avec trois LED de 1 W, il conviendra de réduire le courant à 300 mA en adoptant pour R4 une valeur de 2,2 Ω .

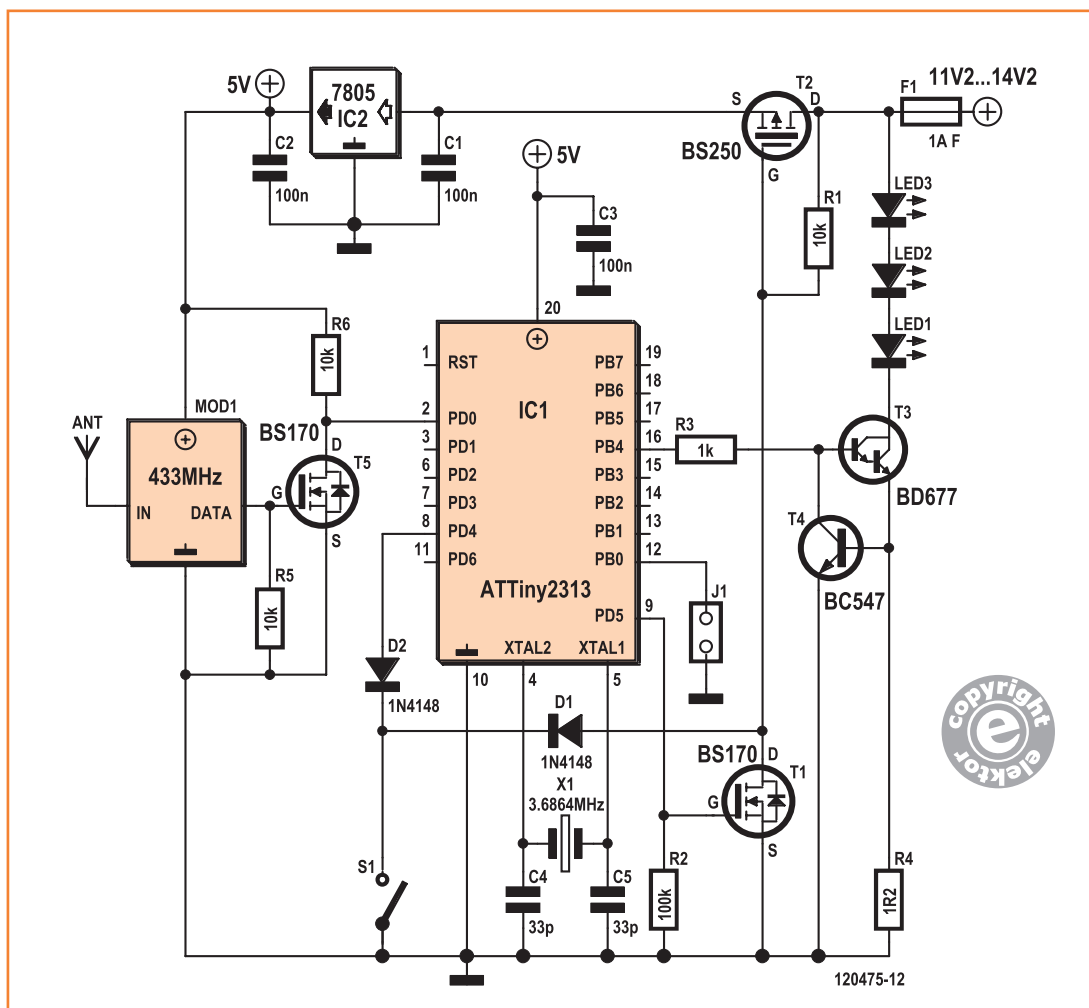


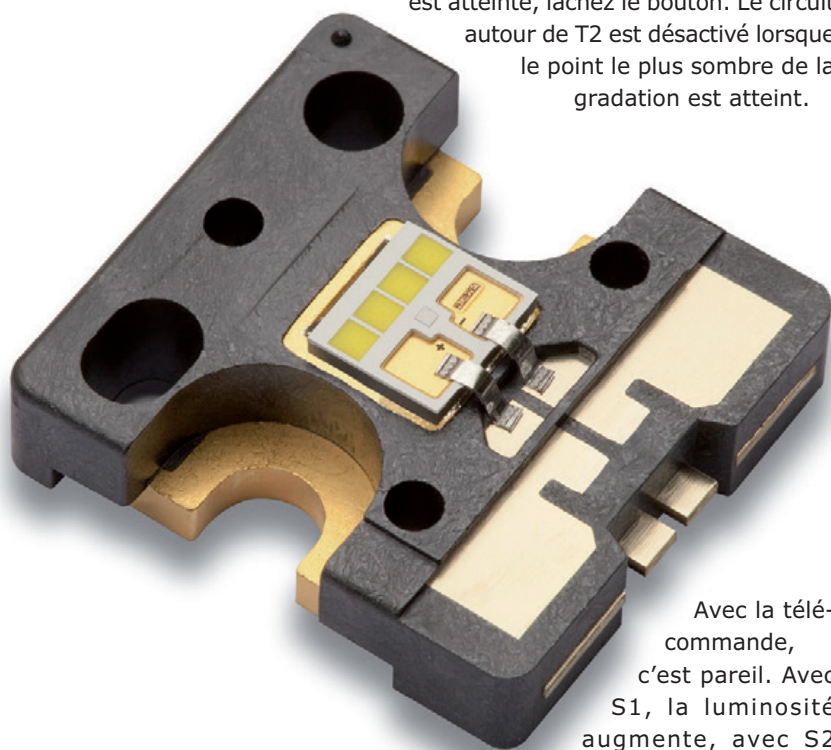
Figure 2.
Le circuit du variateur est à peine moins simple que celui l'émetteur : il y a le récepteur RF, le μC , l'alimentation et un amplificateur de puissance pour les LED.

Fonctionnement

Le variateur connaît deux modes opératoires, avec ou sans le cavalier J1.

Mode 1

Commençons sans J1. Le gradateur est bloqué par T2, aucun courant ne circule. Appuyons sur S1. T2 active le microcontrôleur par l'intermédiaire de son entrée PB4. La luminosité augmentera tant que vous laisserez votre doigt sur le bouton. Aussitôt que la valeur souhaitée est atteinte, lâchez le bouton. Le circuit autour de T2 est désactivé lorsque le point le plus sombre de la gradation est atteint.



Avec la télécommande, c'est pareil. Avec S1, la luminosité augmente, avec S2 elle diminue. Le gradateur s'éteint en fin de course si vous continuez d'appuyer sur S2. Vous pouvez éteindre le gradateur à distance en appuyant sur S1 de l'émetteur puis, sans le lâcher, sur S2. Pour pouvoir commander le gradateur avec la télécommande, il faut toujours commencer par l'activer à l'aide du bouton sur le récepteur.

Mode 2

Cette fois le cavalier J1 est en place. Là encore, le gradateur doit d'abord être activé par S1 – mais dans ce mode une fois suffit. La différence avec le mode 1, c'est que le microcontrôleur se maintient sous tension et le circuit du gradateur continuera de recevoir ses 12 V même quand la luminosité sera à son plus bas niveau. C'est plus pratique, mais cela implique qu'il circule toujours un cou-

rant de repos de quelques milliampères dans le gradateur. Pour en limiter l'intensité à 5 mA, on utilisera pour IC2 un régulateur de tension à faible tension de déchet (*low dropout*) et faible courant de repos (*quiescent current*) tel que le LP2950-5 (ou similaire). En outre, dans ce mode, une pression courte sur S2 réduit la luminosité au minimum. Le circuit restera alors sous tension jusqu'à ce qu'il soit complètement éteint (comme en mode 1) par une pression simultanée sur S1 et S2.

Remarques finales

Pour alimenter le gradateur, je recommande un petit bloc d'alimentation secteur d'une puissance suffisante sous 12 V. La chaleur dégagée par T3 et les trois LED de puissance impose de prévoir un refroidissement adéquat si l'on veut que ces composants durent. Même avec des LED de 1 W, il faut y penser.

Les circuits pourront être assemblés facilement sur des chutes de plaque à trous, y compris la section RF prête à l'emploi. Le logiciel (code source BASCOM et hex) pour les deux μC est comme toujours disponible gratuitement sur le site d'Elektor [1]. Vous n'êtes pas tenu d'utiliser le microcontrôleur spécifié. Vous pouvez adapter facilement le code source à d'autres μC , p.ex. un Tiny ou Mega d'Atmel. Pour que ça fonctionne sans problème et avec une bonne portée, l'utilisation d'un quartz s'impose pour verrouiller la fréquence d'horloge. Si vous les laissez osciller librement sur l'horloge interne, le débit de l'émetteur et celui du récepteur risquent de dériver de quelques pour cent l'un par rapport à l'autre.

À l'heure où je boucle cet article (déc. 2013) Conrad propose un jeu de modules émetteur et récepteur 433 MHz intéressant sous la référence 130428. Chacun est libre d'utiliser d'autres modules RF, par exemple ceux qui trafiquent sur la fréquence libre de 868 MHz. Les codes de commande, eux, restent les mêmes et le contrôle des μC , c'est le propre du logiciel.

(120475)

Lien

[1] www.elektor-magazine.fr/120475

Votre partenaire en ligne compétent pour

Eléments de construction
Alimentation électrique
Technique de mesure

Technique atelier & de brasage
Technique domotique & sécurité
Technique réseau

Technique PC
Technique Sat/TV
Communication

S'ABONNER MAINTENANT !

Newsletter en anglais

Recevez chaque semaine les
toutes dernières informations sur

- ✓ Nouveautés
- ✓ Les meilleures offres
- ✓ Réductions des prix



Technique de mesure – précise et pas chère !

Une qualité professionnelle à prix discount!

UNI-T

Oscilloscope à mémoire numérique

avec excellentes données
de puissance et interface USB !

- ✓ Ecran Full-Color ultra grand format
- ✓ Largeur de bande 25 MHz
- ✓ 2 canaux

- Taux d'échantillonnage : 250 MS/s
- Temps de montée : < 14 ns
- Profondeur mémoire : 25 kpts
- Interface USB pour l'exportation des résultats de mesure

249,00
UTD 2025 CL



NOTRE BESTSELLER

UNI-T

Multimètre numérique avec interface USB

- Ecran LC, fond éclairé, 6000 counts
- Précision de fond : 0,5 %
- Sécurité : CAT II 600 V, CAT III 300 V
- Mesure de la résistance, de la fréquence, de la capacité, de la température ainsi que du courant AC/DC et de la tension



UT 61C **49,95**

Thermomètre infrarouge

- Amplitude de mesure : de -18 °C à 380 °C
- Rapport point de mesure / d'éloignement : 10:1
- Emission valeur fixe : 0,95
- Résolution : 0,1 °C
- Précision de répétition : ± 0,5 °C ou ± 0,5 %
- Précision de mesure : ± 2 °C / ± 2 %



UT 300B **34,95**



Appareil de mesure numérique AC/DC à pinces

- Jusqu'à 400 A
- Pince : Ø 28 mm
- Ecran LC 3 1/2 chiffres, 3999 counts
- Sécurité : IEC 61010, CAT II 600 V, CAT III 300 V

UT 203 **39,95**

UNI-T

A main Oscilloscope à mémoire numérique

Associe la fonction d'un
oscilloscope avec celle d'un
multimètre numérique.

- DSO 1 canal avec largeur de bande analogique de 25 MHz
- Taux d'échantillonnage : 200 MS/s (temps réel)
- Ecran LC haute résolution, 8,89 cm / 3,5", 320 x 240 pixels
- Multimètre numérique : 4000 counts
- Interface USB, avec logiciel



UTD 1025 CL **295,95**

Multimètre numérique à valeur effective réelle

- Ecran LC à fond éclairé, 40.000 counts
- Précision de fond : 0,025 %
- Sécurité : CAT III 1000 V, CAT IV 600 V
- Interface USB, avec logiciel
- Fonction logger de données : 100 valeurs
- Mesure de la résistance, de la fréquence, de la capacité, de la température ainsi que du courant AC/DC et de la tension



UT 71C **135,00**

Multimètre de table numérique à valeur effective réelle

Appareil de mesure universel doté d'un excellent équipement
et d'un affichage multifonctions de 40.000 digits !

- Ecran Dual 4 1/2 chiffres, 40.000 counts
- Précision de fond : 0,025 %
- Mesure de la résistance, de la fréquence, de la capacité, de la température ainsi que du courant AC/DC et de la tension
- Vérification des diodes et du passage
- Mesure de la valeur relative
- Fonction logger de données
- Interface USB-RS232, avec logiciel
- Sécurité : CAT I 1000 V, CAT II 600 V

179,00
UT 804



Commander maintenant! www.reichelt.fr

Assistance téléphonique en anglais : +49 (0)4422 955-333

Prix du jour ! Prix à la date du : 12. 12. 2013

Modes de paiement internationaux:





7^e jour – on passe en 3D

Neil Gruending
(Canada)

Produisons une vue en trois dimensions de notre carte d'exemple avec DesignSpark PCB et apprenons à exporter un projet dans DesignSpark Mechanical. Les vues en 3D sont très utiles lors de la conception d'une carte.

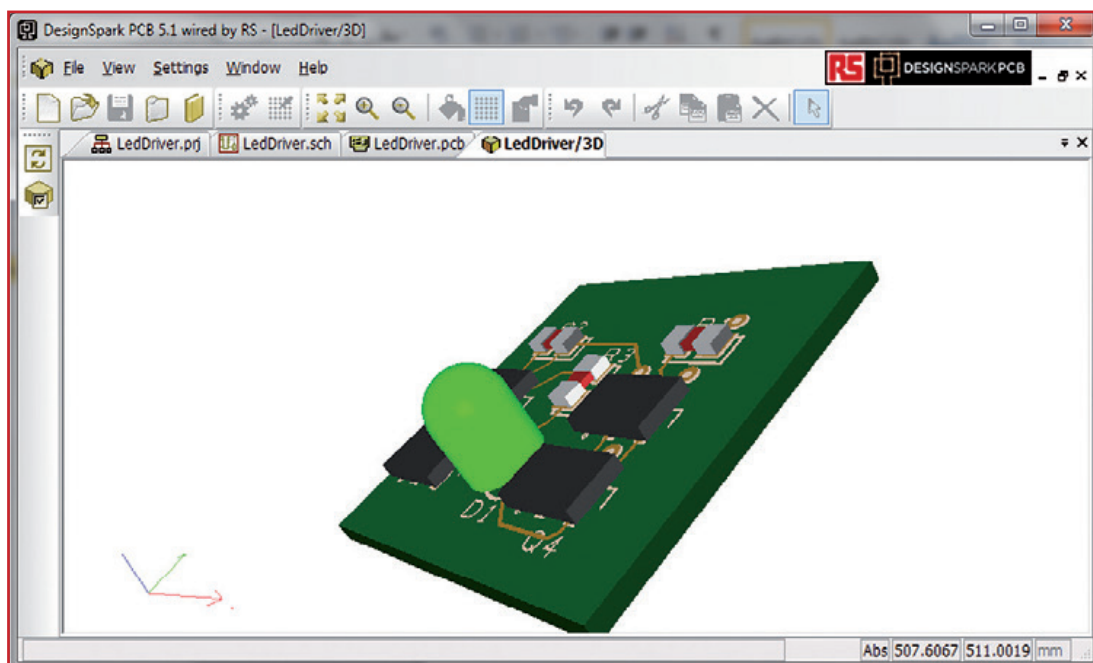


Figure 1. Vue en 3D, réalisée avec DesignSpark PCB, de notre carte d'exemple.

La bibliothèque DS 3D

Lorsque vous ouvrez un fichier PCB puis utilisez le menu **3D → 3D View**, DesignSpark produit une vue en 3D de votre carte (**fig. 1**).

DS possède des modèles par défaut associés aux noms des empreintes, c'est pour cela qu'il est capable de produire une vue en 3D même lorsque les bibliothèques, comme pour notre carte d'exemple, ne comportent aucun modèle 3D. À la différence d'autres logiciels de CAO dans lesquels les modèles 3D sont liés aux composants des bibliothèques, les bibliothèques de modèles 3D de DS en sont complètement indépendantes. Le lien entre modèle 3D et empreinte de composant se fait en définissant une règle de correspondance dans la bibliothèque 3D, un peu comme un mot-clé de recherche ou une expression rationnelle.

Vous ne pourrez pas utiliser de formes personnalisées (modèle STEP p.ex.), mais DS possède un outil de modélisation 3D intégré capable de produire la plupart des formes de composants. Cet outil est paramétrique, vous pourrez donc utiliser un même modèle 3D pour beaucoup de composants. Il est p.ex. possible d'utiliser un seul modèle pour des connecteurs mâles au pas de 2,54 mm possédant un nombre de pattes différent : le nombre de pattes attribuées au modèle pourra être changé dans le nom de l'empreinte.

Créer un modèle 3D de composant

Le modèle SOT23 par défaut que notre transistor utilise ne ressemble pas à la forme physique du composant, ce qui me fournit un excellent prétexte pour vous montrer comment créer un

modèle. Nous nous contenterons d'un modèle simple qui permettra d'exporter facilement les fichiers mécaniques dans d'autres programmes de CAO si DS PCB le prend en charge à l'avenir. Je vous recommande de faire de même pour vos autres modèles ; si vous ne suivez pas ce conseil, les fichiers peuvent devenir tellement gros qu'ils en deviennent difficiles à gérer pour les programmes de CAO.

Cliquez pour commencer sur le bouton *New Item* dans l'onglet *3D View* du *Library Manager*. Saisissez "SOT-23-L" dans le champ *PCB Symbol Name*. Il s'agit du symbole utilisé par nos transistors. Ce nom devra être aussi spécifique que possible si vous voulez être sûr que DS associe correctement symboles de circuit imprimé et modèles 3D. La **figure 2** est une capture de la fenêtre *Edit 3D Package* avec les changements nécessaires effectués.

Pour le *Package Style* j'ai choisi *Shape* afin que DS puisse déterminer la zone englobant le mieux la sérigraphie et les pastilles du composant et puisse étirer la forme selon l'axe Z jusqu'à atteindre la hauteur *Height* du composant. Ici la hauteur sera de 1,10 mm, la hauteur maximale du composant donnée par la feuille de caractéristiques. Le paramètre *Inside* vous permettra de réduire la taille de la *Shape*. J'ai choisi pour ce paramètre 0,80 mm afin de réduire la largeur de forme et d'exposer les pastilles du composant. Vous pouvez calculer ce nombre ou bien faire comme moi et l'estimer par comparaison avec la largeur de la sérigraphie. Pour faciliter l'estimation, je clique dans la fenêtre de prévisualisation et je fais tourner la vue jusqu'à voir en même temps la forme et les contours de la sérigraphie. J'ai aussi changé le style des pattes pour *Gullwing*.

Sauvegardons notre modèle 3D (**fig. 3**). Le résultat a déjà une meilleure tête que le modèle par défaut, mais les corps des transistors ne sont pas alignés avec le centre des composants. Rappelez-vous qu'une forme 3D essaye de s'adapter au mieux à la sérigraphie et aux pastilles. Ici le mauvais alignement est dû à la pastille de pointage qui se trouve assez loin à gauche du centre des composants et se retrouve prise en compte par l'objet de forme. La solution est simple : ouvrez le symbole PCB SOT-23-L depuis la bibliothèque, supprimez la pastille fautive et mettez à jour le composant dans le circuit imprimé. La nouvelle

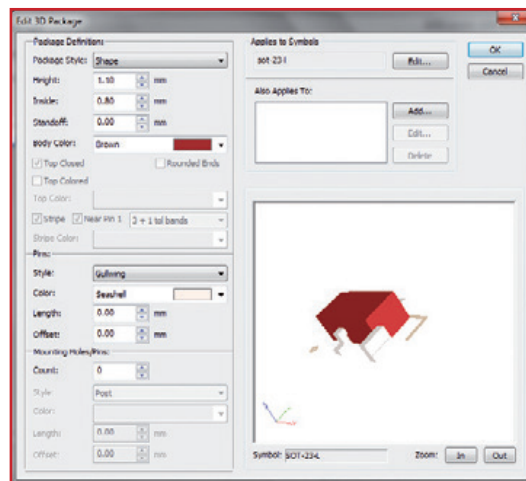


Figure 2.
Édition des paramètres de
notre boîtier SOT-23-L.

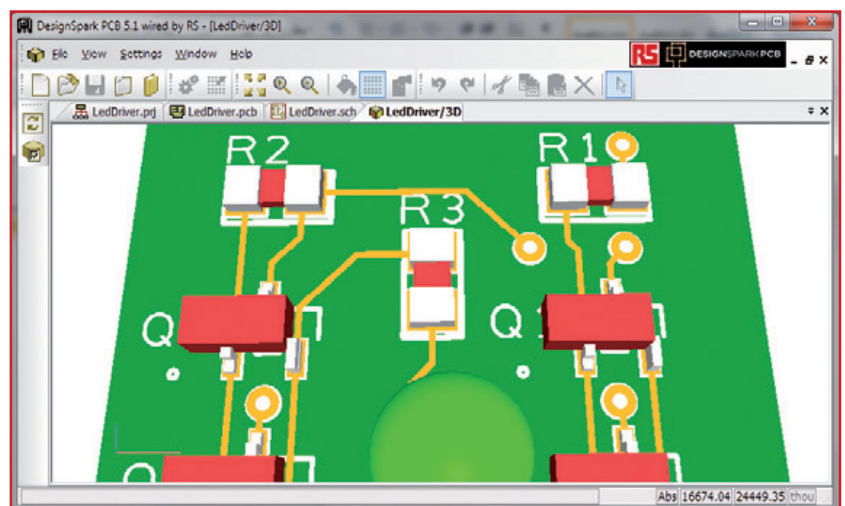


Figure 3. Le corps du transistor est beaucoup plus réaliste maintenant.

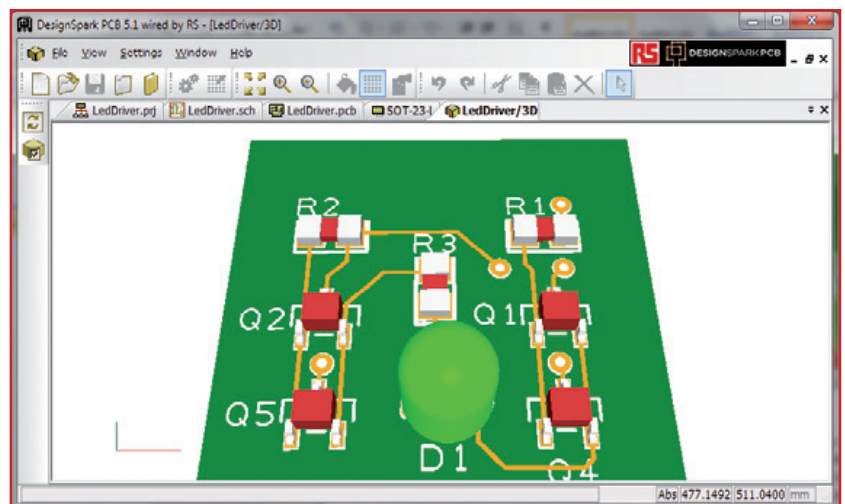


Figure 4. Les corps des transistors (Q1, Q2, Q4, Q5) sont dans les clous de la sérigraphie, mais ils ne sont malheureusement pas assez larges.

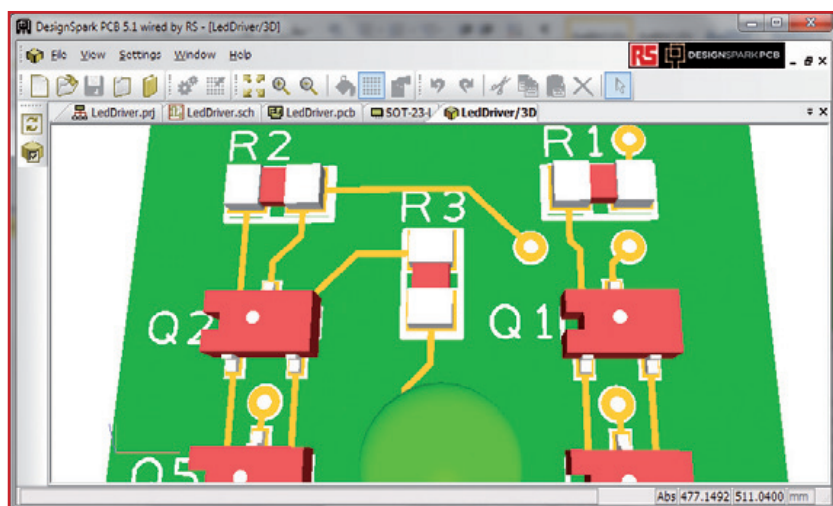


Figure 5. Probablement la meilleure approximation des transistors réels.

vue 3D devrait ressembler à la **figure 4**. Les corps des transistors sont maintenant centrés, mais ne sont pas tout à fait assez larges. Vous remarquerez également que toutes les pattes sont désormais rendues correctement alors que l'une d'entre elles avait précédemment l'aspect d'un gros parallélépipède. DS ne permet pas de régler indépendamment le paramètre *Inside* pour la longueur et la largeur de la forme produite et

il vous faudra être créatif pour outrepasser cette limitation. Vous pourriez p.ex. ajouter quelques points ou lignes à 0,8 mm à gauche et à droite de la sérigraphie des transistors pour duper l'algorithme de calcul de la forme 3D. Le rendu serait meilleur, mais la sérigraphie comporterait d'étranges marques qui pourraient créer la confusion sur la carte physique. Une autre solution serait d'utiliser un *Package Style* différent qui ferait la meilleure correspondance seulement avec la sérigraphie du composant comme DIL ou DILSwitch. Le style DIL ajouterait une marque sur la patte numéro 1 à la vue produite. En choisissant le style DIL puis en réglant le paramètre *Inside* à 0, vous obtiendrez une disposition similaire à la **figure 5**. Ce n'est pas parfait, mais c'est le mieux que l'on puisse faire tout en conservant une vue photo-réaliste.

Importation dans DesignSpark Mechanical

DS PCB n'est pas capable d'exporter directement une vue 3D vers un programme de CAO, il sait par contre produire un fichier IDF, un format d'échange standard importable dans beaucoup de programmes de CAO dont DS Mechanical. L'export en IDF se fait à partir du circuit imprimé en choisissant l'option *Output→IDF* du menu. Il vous faudra spécifier l'épaisseur de la carte (1,6 mm) et le calque à utiliser, souvent celui de la sérigraphie, pour les contours des composants. La **figure 6** vous donnera un aperçu de ce que cela donne dans DS Mechanical.

Tous les paramètres de base sont présents dont les hauteurs et positions des composants même si les informations sur le modèle 3D de notre composant seront absentes. Vous pourrez trouver plus d'information sur ce procédé dans les tutoriels [1] et [2].

(130303 – version française : Kévin PETIT)

Liens

- [1] www.designspark.com/eng/tutorial/exporting-designs-from-designspark-pcb-to-mechanical-cad
- [2] www.designspark.com/eng/tutorial/designspark-mechanical-importing-electronic-designs-pcbs

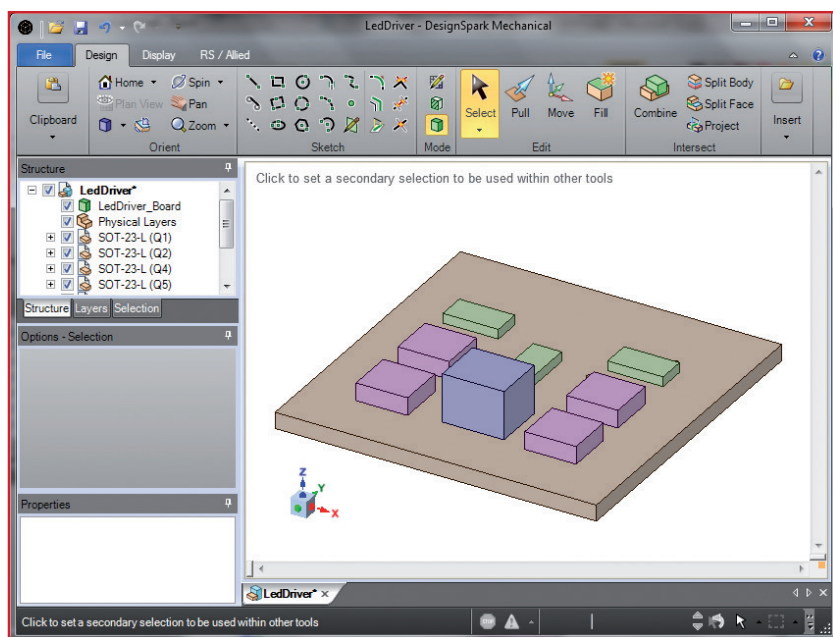


Figure 6. Résultat initial de l'importation du modèle en 3D de notre carte d'exemple dans DesignSpark Mechanical.

protection active anti décharges électrostatiques pour μC et autres



Quand on doit utiliser une puce mal protégée contre les décharges électrostatiques (DES), il faut l'associer à un circuit spécialisé qui fournit ce genre de service. Il n'en existe hélas aucun qui permette de fixer les limites de sur et sous-tension.

Peter Krüger
(Allemagne)

Les microcontrôleurs et autres circuits numériques que nous utilisons sont équipés normalement d'une protection contre les décharges électrostatiques (ESD en anglais). Nous manipulons avec précaution les puces particulièrement sensibles et veillons à ne pas être porteur de charges statiques. Sur le sol du laboratoire, il y a un revêtement antistatique, nous ne portons pas de nylon et nos chaussures ne sont pas isolantes. Sans oublier le bracelet antistatique que nous glissons au poignet quand nous sortons un composant critique de son emballage antistatique pour le poser sur la surface de l'établi elle-même reliée à la terre. Avec ça, tout est dit à propos des DES. Tout, vraiment tout ?

Le corps humain modélisé (HBM)

Le modèle connu le plus ancien, il remonte au XIX^e siècle, de décharge d'une tension pouvant atteindre 40 kV, c'est le *Human Body Model*. Il définit une capacité du corps humain de quelques centaines de picofarads et une résistance superficielle cutanée de 1,5 k Ω . La décharge d'une tension statique de 10 kV, que l'on peut facilement atteindre en marchant sur un tapis synthétique avec des chaussures isolantes, peut engendrer un courant de pointe jusqu'à 20 A au bout du doigt ! Tout se passe à la vitesse de l'éclair, la durée du flanc descendant se situe dans les nanosecondes. Le HBM a été repris par l'industrie de l'électronique dans les années 70, lors de l'introduction de composants sensibles comme le JFET dans la navigation spatiale. On testait alors ces composants au moyen d'un circuit RC simple (**fig. 1**). La grandeur du courant de décharge ne dépend que de la résistance, la forme adoucie de la courbe

est totalement dépourvue d'oscillations et parfaitement reproductible.

Il existe encore d'autres modèles pour traiter la décharge sur des composants sensibles, ils concernent p.ex. un appareil (*Machine Model*) ou une décharge statique à basse résistance du composant lui-même (*Charged Device Model*). Les brochures [1] et [2] proposent une bonne introduction dans ce domaine.

Les circuits limiteurs de DES

La **figure 2** présente un circuit typique de protection d'un port d'E/S de μC ATmega. C'est sensiblement la même chose sur d'autres types de contrôleurs ou de puces logiques. Deux diodes bipolaires de protection absorbent les sous- et surtensions

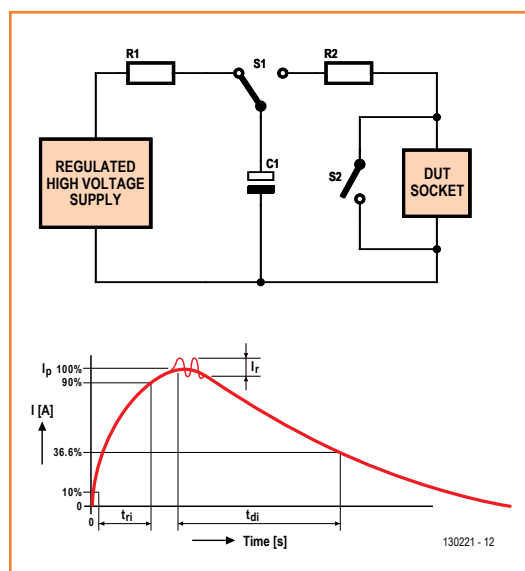


Figure 1.
Circuit de test normalisé et évolution du courant selon le modèle HBM.

des lignes d'alimentation, V_{CC} ou masse. Cependant, il leur faut environ 6 ns avant de se mettre convenablement en conduction. Or, les transitoires DES se trouvent dans les picosecondes et

Figure 2.
Protection typique contre les DES dans un contrôleur Atmel.

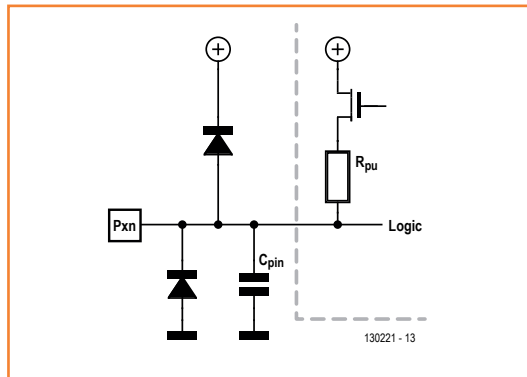
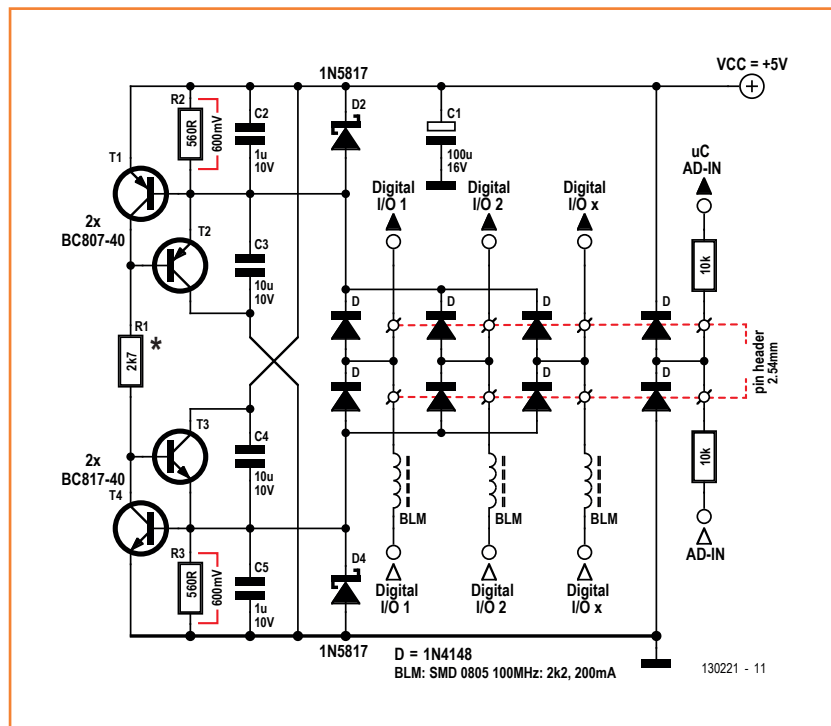
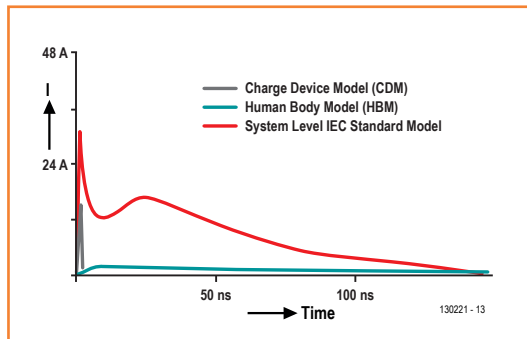


Figure 3.
Évolution du courant selon le System Level Model.



détruisent les structures CMOS bien avant que les diodes ne soient conductrices. La capacité de la broche avoisine 10 pF. Elle absorbe aussi très vite une quantité de l'énergie de l'impulsion DES. Mais elle ne peut pas y faire grand-chose, parce qu'on ne peut pas conférer à la broche une impédance d'entrée trop grande.

Ce genre de circuits de protection DES satisfait aux exigences édictées par l'Association ESD [3]. Pourtant, les modèles traditionnels ne semblent plus refléter l'opinion actuelle. Depuis peu, on cherche à développer un nouveau modèle systémique (*System Level Model*, SLM) qui formalise les différents aspects des anciens modèles. Dans ce modèle, on commencera par considérer deux accumulations de charge suivies de différentes décharges, certaines sous un fort courant à décroissance très rapide et d'autres à faible courant, mais à diminution lente. L'énergie échangée selon le SLM pourrait être beaucoup plus grande que dans les modèles traditionnels (**fig. 3**).

On se rend vite compte que, selon ce modèle, le brochage habituel des puces ne suffit pas à garantir une protection DES. Et pourtant, l'industrie poursuit sans relâche la recherche de structures plus petites et plus complexes, ce qui rend très difficile pour les ingénieurs de conception d'atteindre un niveau suffisant de protection. Quant à l'améliorer... En d'autres mots, la superficie de silicium nécessaire à la sécurité DES n'est pas disponible à l'intérieur de la puce !

Sachant cela, les circuits [4] externes de limitation des surtensions s'imposent. Si le composant ne dispose que d'une protection mauvaise, voire pas de protection du tout, les circuits de limitation peuvent protéger les zones vulnérables. La plupart de ces circuits utilisent des diodes anti-parasites, *Transil* ou *TransZorb*, qui comme les zener, conduisent à partir d'une certaine tension, mais beaucoup plus vite et sont aptes à supporter des impulsions de courant nettement plus fortes. Mais aussi variés que puissent être ces circuits, ils ne proposent que des solutions standard, ils n'offrent pas de limitation précise de sous- et surtension.

Le fin du fin en anti-DES

Si nous n'avons pas à nous soucier de quelques centimes de plus, ni du travail à fournir, pas plus

Figure 4. Ce circuit de limitation procure une protection définie contre les sous- et surtensions.

Guide de démarrage pour Eagle V6

NOUVEAU

qu'à trouver une solution microscopique, il existe des circuits actifs de limitation DES très performants (**fig. 4**).

Ce circuit à transistors montre un genre de diviseur de tension réglable. Le courant dans les deux résistances R2 et R3 est précisément ce qu'il faut pour que la tension à leurs bornes mette légèrement en conduction les transistors T1 et T4 et commence à bloquer T2 et T3. Si bien que s'établit sur les deux résistances une U_{BE} , le potentiel aux émetteurs de T2 et T3 vaut 600 mV sous V_{CC} pour T2, au-dessus de la masse pour T3. Le circuit des transistors est calculé pour $V_{CC} = 5$ V, pour des logiques sous d'autres tensions, 3,3 V ou 2,7 V, il suffirait d'adapter R1.

Ce système n'a qu'un seul but. Supposons que la ligne d'E/S soit haute, à +5 V, la diode de commutation 1N4148 est pleinement conductrice, puisque sa cathode est à 4,4 V. Si une surtension se produit, le système peut, sans aucun retard de commutation, la dévier à travers la 1N4148 vers la rapide diode Schottky D2, une 1N5817 caractérisée par une basse tension directe. Il en va exactement de même dans l'autre branche en cas de tension inférieure à la masse GND. Ainsi équipées, toutes les E/S numériques sont protégées contre les excès de tension sur les lignes d'alimentation V_{CC} et masse, dans un sens comme dans l'autre. En supplément, les pointes de tension sont limitées par des inductances antiparasites. Ces selfs BLM de Murata [5] passent à haute impédance en quelques picosecondes à 100 MHz et peuvent efficacement affaiblir aussi vite des impulsions d'entrée.

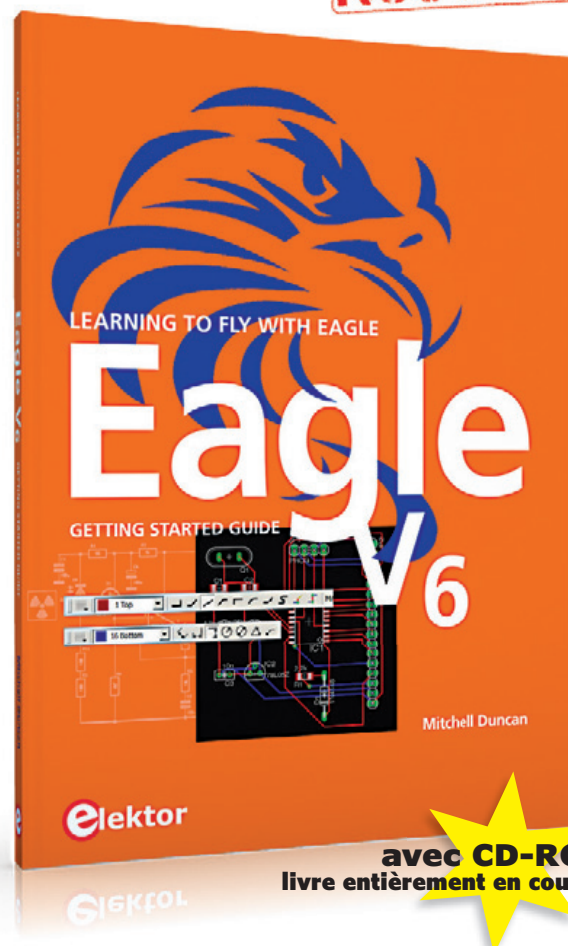
Ce procédé est applicable à tous les niveaux numériques, mais sur les signaux analogiques pour le convertisseur A/N d'un microcontrôleur, ce n'est pas possible. Pour eux, il faut recourir à une diode dans le sens bloquant sur les rails d'alimentation pour dévier les surtensions. Le courant de décharge est alors limité par une résistance de 10 k Ω .

La mise en série de C2 et C3 confère aux lignes V_{CC} et GND une basse impédance par rapport aux pointes de tension. Les tensions parasites sur les rails d'alimentation sont ainsi évacuées.

(130221 – version française : Robert Grignard)

Liens

- [1] www.teseq.fr/support/technical_information/handy_guides/Transient_immunity_testing_e.pdf
- [2] www.ti.com/lit/sg/sszb130b/sszb130b.pdf
- [3] www.esda.org
- [4] par exemple : www.semtech.com/circuit-protection/esd-protection/
- [5] www.murata.com/products/emc/basic/feature/bl_intro.html



LEARNING TO FLY WITH Eagle V6 GETTING STARTED GUIDE

Que vous soyez électronicien amateur ou professionnel, ce guide de prise en main vous initiera rapidement au logiciel de conception de circuits imprimés EAGLE de CadSoft.

Ce livre (en anglais) a été écrit pour tous ceux qui souhaitent découvrir les possibilités d'EAGLE. L'auteur s'adresse aussi bien au novice en conception de circuits imprimés qu'au professionnel déjà familier d'un autre logiciel de CAO, mais qui envisage de passer à EAGLE.

Ce livre est accompagné d'un CD-ROM gracieusement fourni par CadSoft Computer GmbH (www.cadsoft.de). Il contient une version d'Eagle pour Windows, Linux et Mac.

ISBN 978-1-907920-20-2
206 pages – 34,50 €

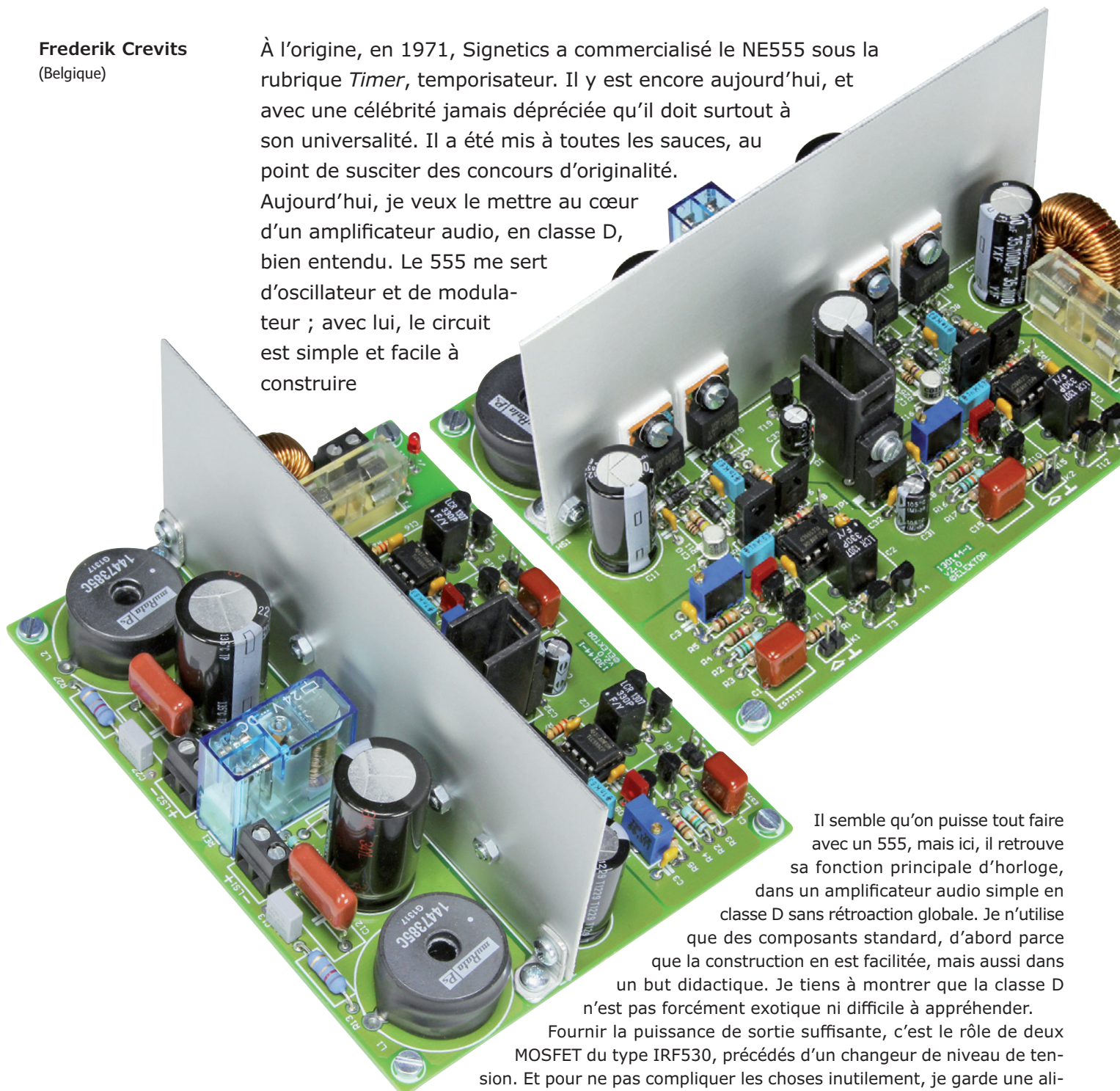
elektor www.elektor.fr/eagle

ampli audio à 555

la classe D à l'ancienne

Frederik Crevits
(Belgique)

À l'origine, en 1971, Signetics a commercialisé le NE555 sous la rubrique *Timer*, temporisateur. Il y est encore aujourd'hui, et avec une célébrité jamais dépréciée qu'il doit surtout à son universalité. Il a été mis à toutes les sauces, au point de susciter des concours d'originalité. Aujourd'hui, je veux le mettre au cœur d'un amplificateur audio, en classe D, bien entendu. Le 555 me sert d'oscillateur et de modulateur ; avec lui, le circuit est simple et facile à construire



Il semble qu'on puisse tout faire avec un 555, mais ici, il retrouve sa fonction principale d'horloge, dans un amplificateur audio simple en classe D sans rétroaction globale. Je n'utilise que des composants standard, d'abord parce que la construction en est facilitée, mais aussi dans un but didactique. Je tiens à montrer que la classe D n'est pas forcément exotique ni difficile à appréhender.

Fournir la puissance de sortie suffisante, c'est le rôle de deux MOSFET du type IRF530, précédés d'un changeur de niveau de tension. Et pour ne pas compliquer les choses inutilement, je garde une alimentation asymétrique. Là, j'épargne un condensateur, mais il en faudra un à la sortie pour bloquer la composante continue.

Le schéma

Ce que vous voyez à la **figure 1**, c'est l'amplificateur stéréophonique complet, mais vous l'aurez compris, il me suffira d'en décrire un seul canal, celui du haut.

Dans un amplificateur en classe D, le signal audio analogique est converti en un signal rectangulaire modulé en largeur d'impulsion (MLI) pour attaquer les transistors de puissance. C'est le 555 qui opère la transformation, il est configuré en multivibrateur astable. La charge et décharge du condensateur C2 y sont modulées par le signal audio analogique. Dans l'application standard du 555, le condensateur est normalement chargé par une tension. Mais les courbes de charge et décharge sont alors logarithmiques, ce qui occa-

Résultats de mesures

| | |
|----------------------------------|--|
| Sensibilité d'entrée : | 580 mV (DHT+b = 1 %) 830 mV (DHT+b = 10 %) |
| Impédance d'entrée : | 11 k Ω |
| Puissance de sortie permanente : | 6,3 W (DHT+b = 1%) 10,8 W (DHT+b = 10%) |
| Largeur de bande de puissance : | 11 Hz à 37,5 kHz (à -3 dB) 21,5 Hz à 31 kHz (à -1 dB) |
| Rapport signal/bruit : | 69 dB (1 W/8 Ω , B = 22 Hz à 22 kHz) |
| DHT+b : | 0,23 % (1 kHz, 1 W/8 Ω) |
| Séparation des canaux : | 42 dB (100 Hz, P _{max}) 54 dB (1 kHz, P _{max}) 60 dB (20 kHz, P _{max}) |
| Consommation : | 0,8 A à 2 x 6,3 W/8 Ω |

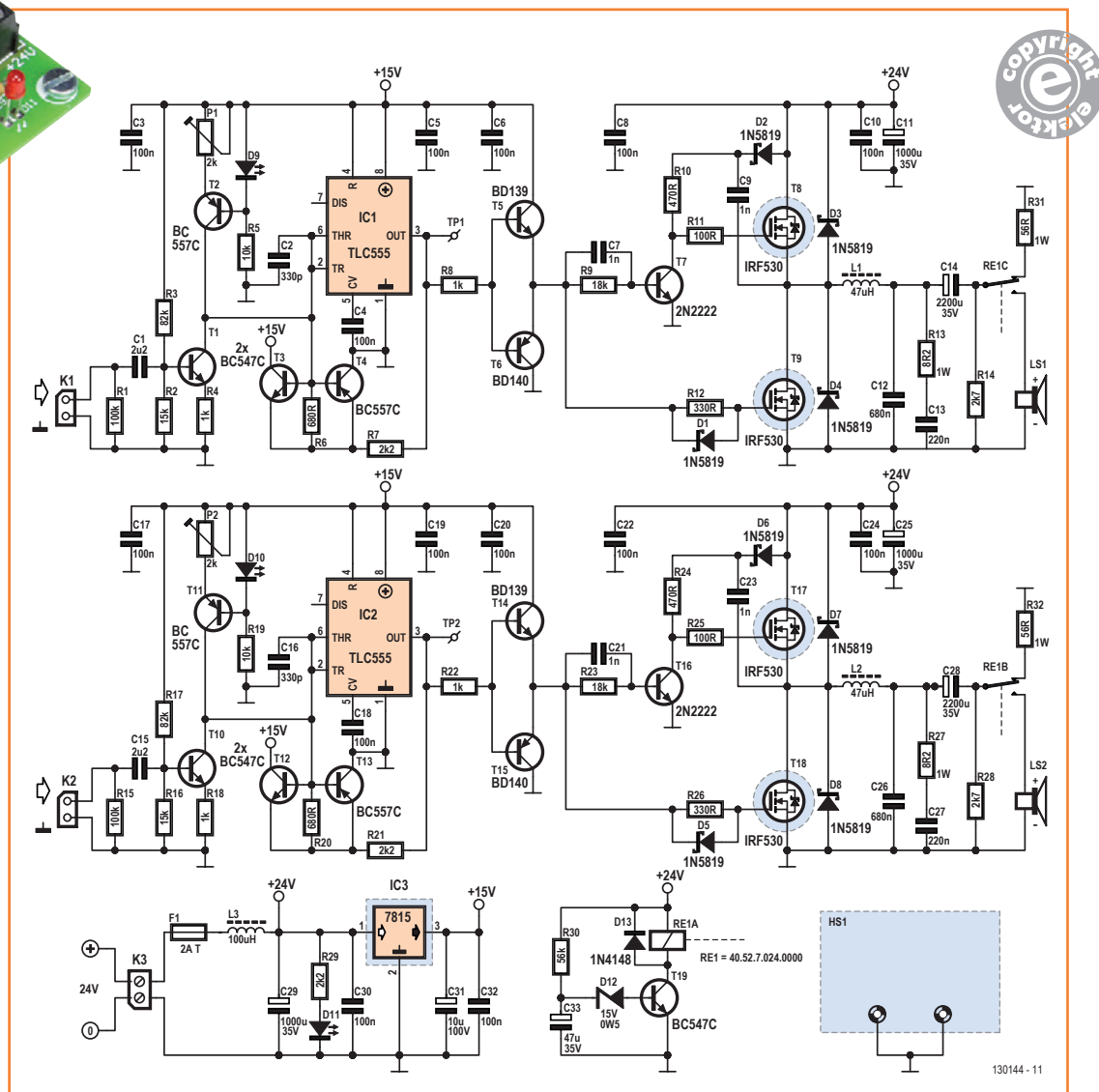


Figure 1.
La version stéréo complète de l'amplificateur en classe D avec, comme palpitant de l'instrument, le 555.

Un convertisseur tension/courant à peu près idéal

Même si le procédé mis en œuvre par T3 et T4 améliore très sensiblement la linéarité, il ne constitue pas une solution parfaite. Le courant du condensateur est la somme de celui déterminé par la tension base/émetteur sur R6 et du courant de base de T3 ou T4. Comme le courant de collecteur de T3/T4 varie avec le courant dans R7, la tension base/émetteur, ainsi que le courant de base, vont varier aussi. Cette relation n'est pas linéaire et les deux transistors ne sont pas non plus parfaitement complémentaires. En conséquence, les deux pentes du triangle seront légèrement différentes.

Liste des composants

Résistances :

R1, R15 = 100 kΩ
R2, R16 = 15 kΩ
R3, R17 = 82 kΩ
R4, R8, R18, R22 = 1 kΩ
R5, R19 = 10 kΩ
R6, R20 = 680 Ω
R7, R21, R29 = 2,2 kΩ
R9, R23 = 18 kΩ
R10, R24 = 470 Ω
R11, R25 = 100 Ω
R12, R26 = 330 Ω
R13, R27 = 8,2 Ω 1 W
R14, R28 = 2,7 kΩ
R30 = 56 kΩ
R31, R32 = 56 Ω 1 W
P1, P2 = 2 kΩ aj multitour
(Vishay Sfernice T93YB202KT20)

Condensateurs :

C1, C15 = 2,2 μF/50 V, au pas de 5/7,5 mm
(p.ex. Panasonic ECQV1H225JL)
C2, C16 = 330 pF 1%, polystyrène, au pas de 7,18 mm (p.ex. LCR Components EXFS/HR 330PF ±1 %)
C3 à C6, C8, C10, C17 à C20, C22, C24, C30, C32 = 100 nF X7R au pas de 5,08 mm
C7, C9, C21, C23 = 1 nF MKT, au pas de 5 mm
C11, C25, C29 = 1000 μF/35 V radial diam. 12,5 mm, au pas de 5 mm (p.ex. Rubycon 35VXF1000MEFC12.5X25)
C12, C26 = 680 nF PP, au pas de 15 mm (p.ex. Panasonic ECWF2684JAQ)
C13, C27 = 220 nF MKT, au pas de 5 mm
C14, C28 = 2200 μF/35 V radial diam. 18 mm, au pas de 5/7,5 mm (p.ex. Panasonic EEUTP1V222)
C31 = 10 μF/100 V radial diam. 6,3 mm, au pas de 2,5 mm
C33 = 47 μF/35 V radial diam. max. 8,5 mm, au pas de 2,5 mm

Inductances :

L1, L2 = 47 μH, 21 mΩ/8,5 A, pot à noyau type Murata Power Solutions 1447385C
L3 = 100 μH 35 mΩ/5 A pot à noyau type Würth Elektronik 7447070

Semi-conducteurs :

D1 à D8 = 1N5819
D9, D10 = LED rouge rectangulaire 2x5 mm
D11 = LED rouge 3 mm
D12 = diode zener 15 V/0,5 W

D13 = 1N4148
T1, T3, T10, T12, T19 = BC547C
T2, T4, T11, T13 = BC557C
T5, T14 = BD139
T6, T15 = BD140
T7, T16 = 2N2222
T8, T9, T17, T18 = IRF530
IC1, IC2 = TLC555CP
IC3 = 7815

Divers :

K1, K2 = embase à 2 picots au pas de 2,54 mm
K3, LS1, LS2 = domino à 2 vis au pas de 5,08 mm
RE1 = Relais 24 V/1,2 kΩ, 8 A, DPDT-CO (p.ex. Finder 40.52.7.024.0000)
F1 = fusible en verre 2 AT avec support encartable et couvercle
TP1, TP2 = embase à 1 picot

HS1 = radiateur pour MOSFET (plaque d'aluminium 130 x 50 mm, épaisseur de 1 à 2 mm)
4 x set d'isolation pour boîtier TO-220 (p.ex. Bergquist SIL-PAD K-10, TO-220, λ = 0,60 °C×in²/W)
4 x canon isolant 3 mm
radiateur pour IC3, 30 K/W (p.ex. Fischer Elektronik SK 12 SA 32)
alimentation à découpage, sec. 24 V et min. 2,5 A
circuit imprimé n° 130144-1 [1]

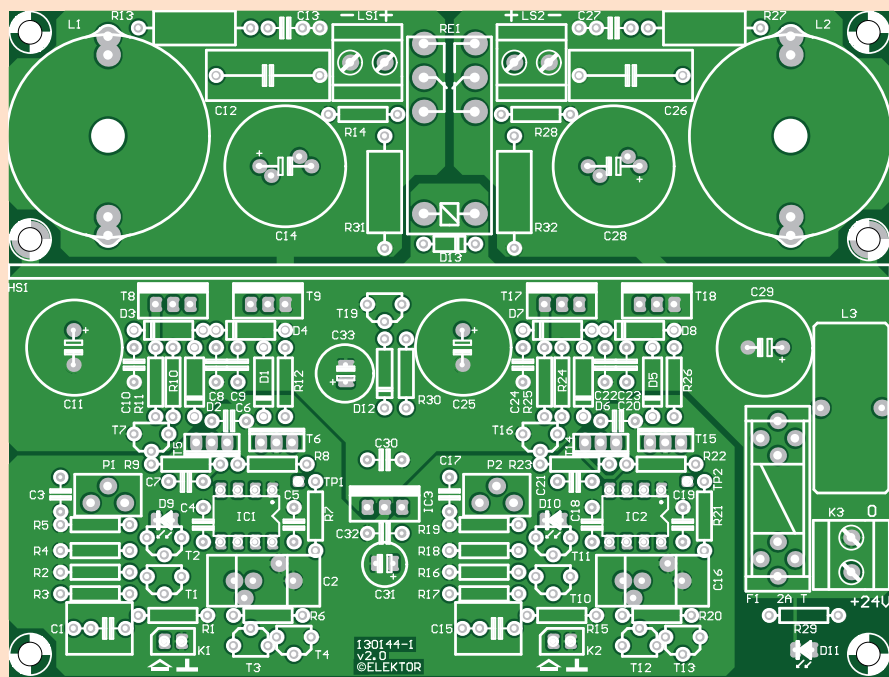


Figure 2. En classe D, le circuit imprimé peut s'étaler à l'aise, une simple plaque d'aluminium suffit à tenir les MOSFET au frais.



sionne une non linéarité incompatible avec le traitement d'un signal audio.

Si le condensateur est chargé en courant plutôt qu'en tension, cette distorsion disparaît. Comment s'y prendre ? Avec un convertisseur tension/courant constitué de T3 et T4 pour piloter la source de courant dont T2 est le composant actif. Il en résulte sur C3 un signal triangulaire à pente pratiquement rectiligne et le signal MLI de sortie du 555 suit presque linéairement le signal d'entrée. Le signal d'entrée sur K1, tamponné par T1, influence le temps de charge et décharge du condensateur et détermine ainsi la modulation. La fréquence de commutation avoisine les 250 kHz. Pour éviter que l'étage suivant puisse peser sur la sortie de IC1, j'ai intercalé l'étage tampon T5/T6, une paire BD139 et BD140.

Le signal MLI est alors prêt pour l'attaque de l'étage push-pull de puissance avec les deux MOSFET T8 et T9 qui fournissent un courant suffisant pour un haut-parleur de 4 à 8 Ω . Il est de la plus haute importance que T8 et T9 ne conduisent jamais au même instant, sous peine de court-circuiter l'alimentation ! D'un autre côté, le temps mort pendant lequel les deux transistors sont bloqués ne peut pas durer trop longtemps, question de limiter la distorsion.

Avec la tension d'alimentation de 15 V pour le 555, on ne pourra jamais produire beaucoup de puissance sur un haut-parleur de 4 Ω . Il faudra donc alimenter les MOSFET sous une tension plus élevée, disons 24 V.

Comme le MOSFET d'en haut, T8, subit continuellement la charge que lui impose T9, le MOSFET d'en bas, la tension de commande U_{GS} ne peut jamais monter suffisamment haut pour mettre T8 en conduction totale. Il en découle que la tension de sortie ne dépasse jamais 15 V et que toute la puissance correspondante est inutilement dissipée en chaleur par le transistor. Ce n'est pas le but recherché par la classe D !

La solution réside dans le circuit centré sur T7, un montage autoélevateur (*bootstrapping*) qui agit sur la grille de T8. Quand la sortie du tampon T5/T6 est haute, à 15 V, le transistor T7 entre en conduction, donc T8 bloque. À ce moment, T9 est conducteur, sa grille est en liaison directe avec l'étage tampon. Alors, le condensateur C9 se charge à travers D2 et T9 jusqu'à une tension d'environ 24 V. Quand la sortie du tampon T5/

T6 redevient basse, à 0 V, T7 et T9 bloquent. Du coup, la tension d'alimentation de 24 V se trouve en série avec la tension sur C9 et la somme donne environ 45 V par rapport à la masse ! Soumis à pareille tension, T8 travaille en conduction totale (saturation) et le circuit fonctionne comme on le veut. À la sortie, on dispose d'un signal MLI de 24 V d'amplitude alors que T8 et T9 ne deviennent même pas chauds !

C'est le petit réseau D1/R12 qui instaure le temps mort entre les alternances, de manière à ce que la mise en conduction et le blocage de T9 ne se produisent pas à la même vitesse : la charge de la capacité de grille a lieu à travers R11, tandis que la décharge passe beaucoup plus vite par D1. À la sortie, on trouve le filtre L1/C12 qui élimine du signal les ondes rectangulaires à 250 kHz. Il ne reste plus qu'un signal audio bien propre que l'on peut conduire par câble au haut-parleur. Les composants du filtre sont choisis de façon telle que le point à -3 dB se situe à 37 kHz. La cellule R13/C13 empêche les oscillations indésirables quand aucun haut-parleur n'est connecté.

L'alimentation est toute simple. Un 7815 donne une tension stable de 15 V pour la section 555. Dans notre environnement de simplicité, un circuit de protection n'est pas nécessaire, mais un retard à l'enclenchement centré sur T19 vous évitera les désagréments de parasites de commutation audibles.

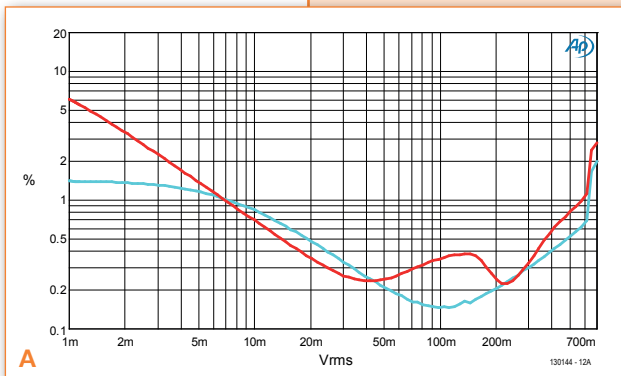
Pour l'alimentation de l'amplificateur, le mieux est d'opter pour un système à découpage peu onéreux qui fournit une tension stabilisée de 24 V. On en trouve à profusion chez les fournisseurs pour quelques dizaines d'euros. Pour éviter que des parasites se propagent dans la partie audio, j'ai prévu la bobine L3.

La construction

Le circuit imprimé pour l'amplificateur est représenté à la **figure 2**. On y voit les deux canaux stéréophoniques et la partie distribution de l'alimentation dont la source est un module extérieur unique.

Seuls des composants traversants sont utilisés, leur montage est donc très facile. Au milieu, une place est réservée pour une plaque d'aluminium comme radiateur pour les transistors de sortie. C'est plus par sécurité que nécessité, parce qu'ils deviennent à peine chauds.

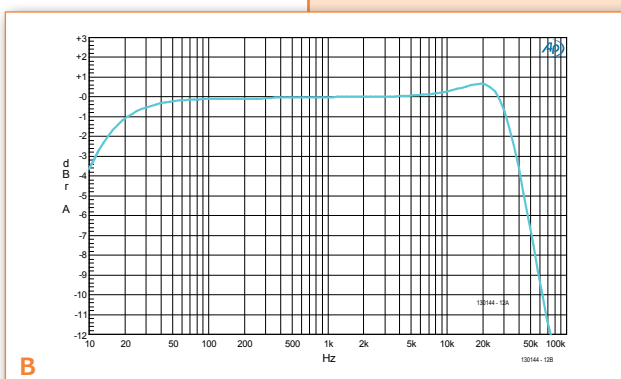
Quelques mesures



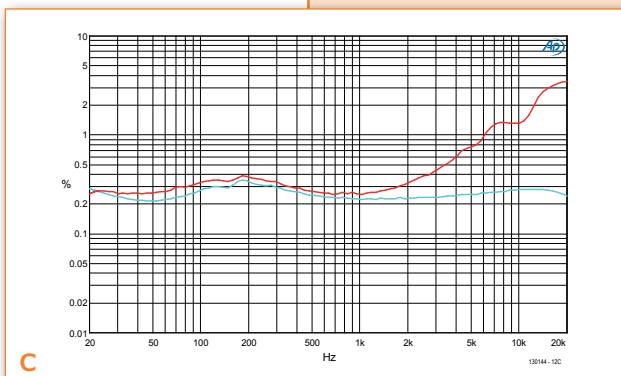
Le procédé même, ainsi que l'absence de rétroaction globale empêchent d'espérer de très faibles taux de distorsion, mais les résultats dans l'ensemble sont satisfaisants.

Il m'a paru intéressant de montrer, résultats de mesure à l'appui, que les incidences des différents étages sur la distorsion, en fonction du niveau d'attaque, pouvaient en partie s'annuler.

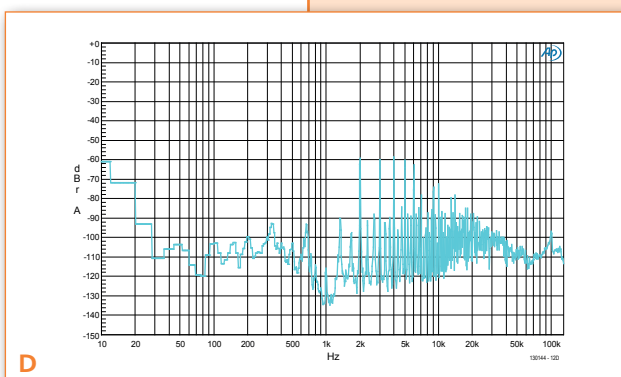
Le **graphe A** montre cet effet, on y voit la distorsion harmonique totale avec le bruit (DHT+b) en fonction du niveau d'entrée, à 1 kHz et dans une bande passante (B) de 22 kHz. La trace *bleue* montre la distorsion à la sortie 3 du 555, après filtrage de la fréquence d'oscillation. La trace *rouge* correspond au prélèvement à la sortie de l'amplificateur. Pour des niveaux d'entrée entre 7 et 40 mV, l'ampli génère moins de distorsion que la sortie du 555. L'effet peut provenir des temps morts de l'étage final, il est alors comparable à la distorsion due à un étage final en classe B, mais aussi du filtre passif de sortie.



Le **graphe B** montre la réponse en fréquence de l'amplificateur à 1 W sur 8 Ω . La fréquence de coupure inférieure se situe à 11 Hz, à l'autre bout, ce point à -3 dB est proche de 38 kHz, avec une petite bosse de 0,66 dB autour de 19 kHz. On peut atténuer cette légère ondulation en réduisant à 390 nF la valeur des condensateurs de filtrage C12 et C26, mais cela diminue aussi de 4 dB l'affaiblissement de la fréquence de modulation.



Le **graphe C** donne la distorsion harmonique totale plus le bruit en fonction de la fréquence pour une charge de 8 Ω . La trace rouge montre la distorsion avant le filtre de sortie de l'ampli, la trace bleue, à la sortie, après le filtre. On y voit que le filtre joue pleinement son rôle et qu'aux plus hautes fréquences, il réduit efficacement les produits d'intermodulation. Pour les deux mesures, j'ai utilisé le Filtre de mesure pour la classe D [3] paru en juillet 2011, en limitant la largeur de bande de l'analyseur à 80 kHz.



Le **graphe D** propose la transformée rapide de Fourier (FFT) d'un signal à 1 kHz pour 1 W sur 8 Ω . Les 5 harmoniques qui déterminent la distorsion (DHT+b = 0,23 %) se situent au niveau de -60 dB. On peut aussi distinguer, à des distances de 326 Hz, des produits d'intermodulation causés par la différence de fréquence d'horloge des deux modulateurs. En réalité, ces produits restent sous la barre des -85 dB. Éteignez un canal et ils disparaîtront. Pour éviter ces produits d'intermodulation, il faudrait que les fréquences d'horloge soient distantes d'au moins 40 kHz.

Quelques recommandations. Comme condensateurs C2 et C16, qui déterminent la fréquence, choisissez des modèles de qualité, polyester ou mica argenté. Pour limiter au maximum les dérives thermiques des sources de courant T2 et T11, il importe de juxtaposer aux transistors T2 et T11 les LED (rectangulaires) qui leur sont associées. Elles sont implantées à leur immédiate proximité sur le circuit imprimé. Pour les filtres de sortie L1/C12 et L2/C26, je recommande des pots à noyau de Murata et des condensateurs au polypropylène.

Sur le prototype, nous avons utilisé des plaques d'isolation céramiques pour le montage des MOSFET, mais vous pouvez utiliser d'autres matériaux, comme le mica ou le kapton, la dissipation est faible. Commencez par visser les MOSFET exactement à la bonne position sur la plaque d'aluminium pour qu'ils arrivent en face des trous prévus et pliez les pattes pour qu'elles ne fassent subir aucune contrainte latérale aux transistors. La plaque d'alu est fixée au circuit imprimé par deux équerres qui assurent aussi la liaison de la plaque à la masse du circuit. Ce n'est qu'après que vous pourrez souder les broches des MOSFET. Le régulateur de 15 V IC3 est doté d'un radiateur tel que le SK12 SA32 de Fischer (30 K/W), mais un morceau d'alu conviendra aussi. Veillez simplement à ce qu'il n'aille pas appuyer sur l'un des composants voisins.

Le réglage

Court-circuitez l'entrée à la masse et réglez le potentiomètre multitour P1, à la sortie de IC1, pour que le signal soit aussi symétrique que possible. À la sortie de l'amplificateur, derrière L1, la tension doit être exactement la moitié de celle d'alimentation.

C'est tout, l'amplificateur est bon pour le service ! Branchez une paire d'enceintes et une source de signal à la chaîne et profitez de sa sonorité agréable, elle ravive à maints égards la nostalgie des amplificateurs à tubes.

(130144 – version française : Robert Grignard)

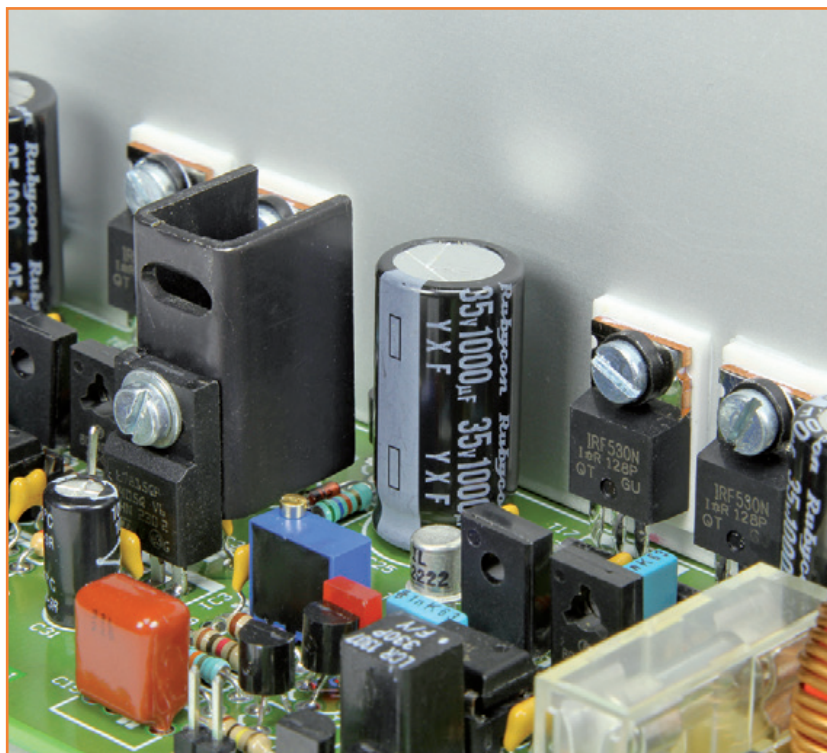
Liens

- [1] www.elektor.fr/130144
- [2] www.elektor-labs.com/130144
- [3] www.elektor.fr/100540



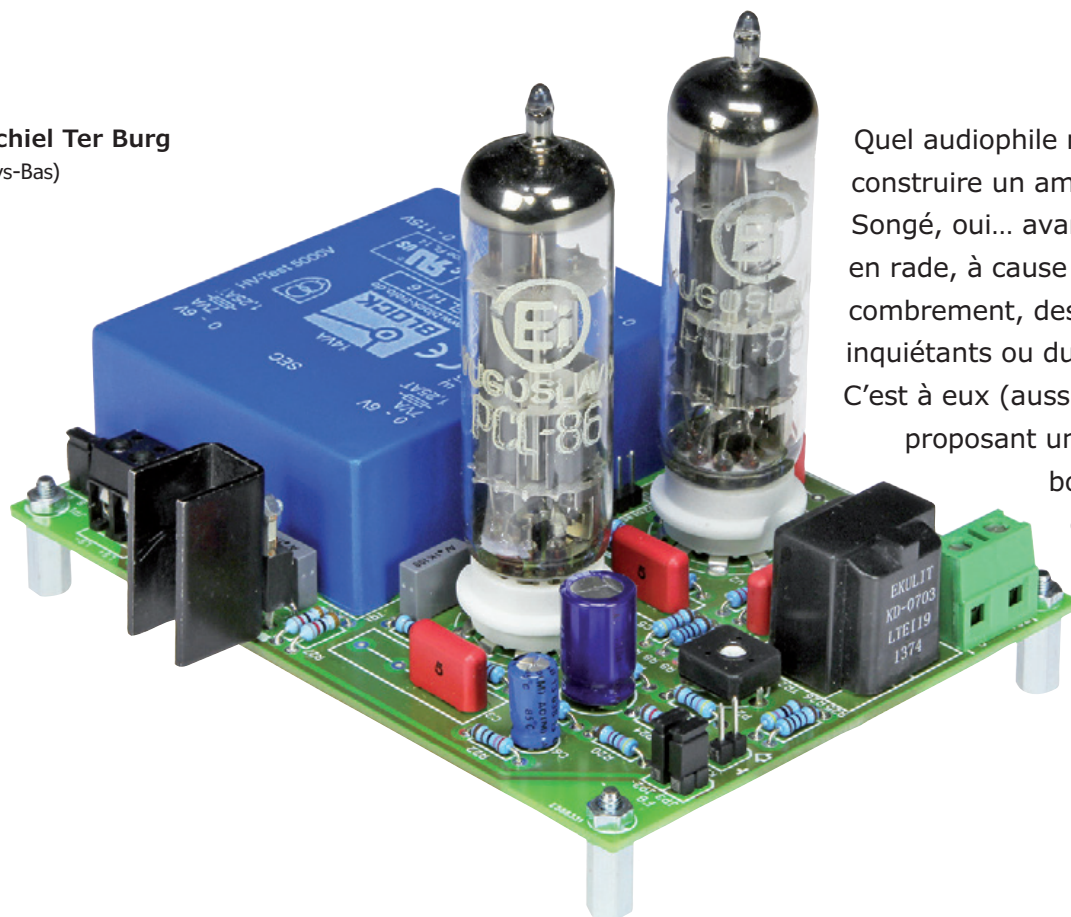
Figure 3. Vue de profil pour repérer le positionnement du radiateur.

Figure 4. Sur le prototype, les transistors de puissance sont vissés à la plaque d'aluminium à l'aide d'isolateurs plats en céramique et de petits canons en plastique.



ampli à tubes abordable et transfos courants

Michiel Ter Burg
(Pays-Bas)



Quel audiophile n'a pas songé à construire un amplificateur à tubes ? Songé, oui... avant que ce projet reste en rade, à cause du prix, de l'encombrement, des transformateurs inquiétants ou du câblage intriqué. C'est à eux (aussi) que je pense en proposant un appareil compact et bon marché, avec des composants faciles à trouver, pour enfin accueillir au foyer la riche sonorité des tubes.

En pratique, on n'a pas besoin d'une forte puissance pour attaquer avec un rendement acceptable une paire d'enceintes et atteindre un niveau sonore agréable dans son salon. En outre, la plupart des genres musicaux ne font pas appel aux spectres de l'ultra grave (en dessous de 50 Hz) ni du suraigu (au-delà de 10 kHz), il y a là de réelles économies à faire sans compromettre la musicalité. Ne nous leurrions pas, dans cette technologie rétro des « lampes », sortir beaucoup de watts sur une bande passante extra large de super hi-fi signifie l'emploi de gros transformateurs pour l'alimentation, mais surtout pour l'adaptation aux haut-parleurs.

Avec des exigences raisonnables dans ces domaines, on peut aisément construire un petit amplificateur à tubes capable de délivrer les quelques watts nécessaires par canal tout en

utilisant en sortie des transformateurs ordinaires pour circuit imprimé. Et tous les autres composants sont aussi disponibles à bon compte chez des distributeurs comme Conrad.

J'ai sélectionné comme tube un modèle audio relativement moderne, du type PCL86. Il ne date « que » de 1961, et il a fait les beaux jours de kyrielles de jeunes de ces années-là, enthousiasmés par « leur électrophone » pour jouer les récents vinyles (souvenirs, souvenirs) ou les amplis de guitare. PCL86 : préampli à triode de 0,5 W et pentode de sortie de 9 W. J'en ai mis deux dans ce projet, les triodes servent au déphasage pour commander les pentodes dans un classique étage final équilibré.

C'est l'auto-induction du primaire du transformateur qui restreint la bande passante vers le bas, tandis qu'en haut du spectre, la limite est

imposée par le facteur de couplage K du transformateur de sortie. K est faible sur ce genre de transfo parce que les enroulements primaires et secondaires sont bobinés dans des cases séparées pour résister à une tension d'épreuve de 5 kV. Le petit transformateur audio d'entrée, destiné normalement à un modulateur de lumière, présente une impédance relativement basse, de l'ordre de 1 k Ω , pour obtenir une largeur de bande en boucle ouverte convenable, mais cela ne devrait pas donner de souci avec un bon préamplificateur ou la sortie casque d'un lecteur mp3 ou d'un ordinateur.

Le schéma

La **figure 1** présente le schéma de l'amplificateur. Le signal audio passe par K1 pour atteindre le transfo d'entrée TR2. Son secondaire commande par R8 et R12 les deux triodes en opposition de phase. Les grilles de commande des pentodes reçoivent les signaux audio des anodes des triodes par C3/R3 et C5/R16. Les anodes des pentodes de V1 et V2 sont reliées aux enroulements primaires du transformateur secteur TR1, un transfo moulé, qui nous sert ici de transfo de sortie. Les bobinages secondaires de TR1 attaquent le haut-parleur. Les cavaliers sur JP1 permettent de choisir de les utiliser en série

ou en parallèle. La ligne de rétroaction de la sortie vers l'entrée passe par JP2 et R26. Libre à vous d'expérimenter sur la valeur de R26 et même de débrancher totalement la rétroaction en ôtant le cavalier JP2. Vous pouvez aussi relier la masse d'entrée à l'une des sorties pour haut-parleur, il suffit de mettre un cavalier sur JP3.

Le potentiomètre d'ajustage P2 règle la polarisation et donc le courant de repos des tubes. Les grilles des pentodes sont maintenues à une tension légèrement négative issue de V_{ff}, la tension de chauffage des filaments. Quant à P1, il sert à ajuster la symétrie entre les deux tubes. Le connecteur K3 permet de mesurer le courant de repos de chacun des tubes avec un voltmètre. Il faut compter 10 V/A, donc pour la valeur recommandée de 25 mA, on mesure 250 mV. Ne réglez ce courant de repos que quand les tubes ont atteint leur température de régime.

Tous les filaments sont branchés en série, le courant doit être de 300 mA. Un filament est une résistance à coefficient de température positif (PTC) : lors de la mise sous tension, il consomme beaucoup. Pour éviter un pic de courant trop élevé, il y a sur le circuit imprimé une source de courant simple constituée d'un LM337. Il suffit d'une source continue d'au moins -31 V pour

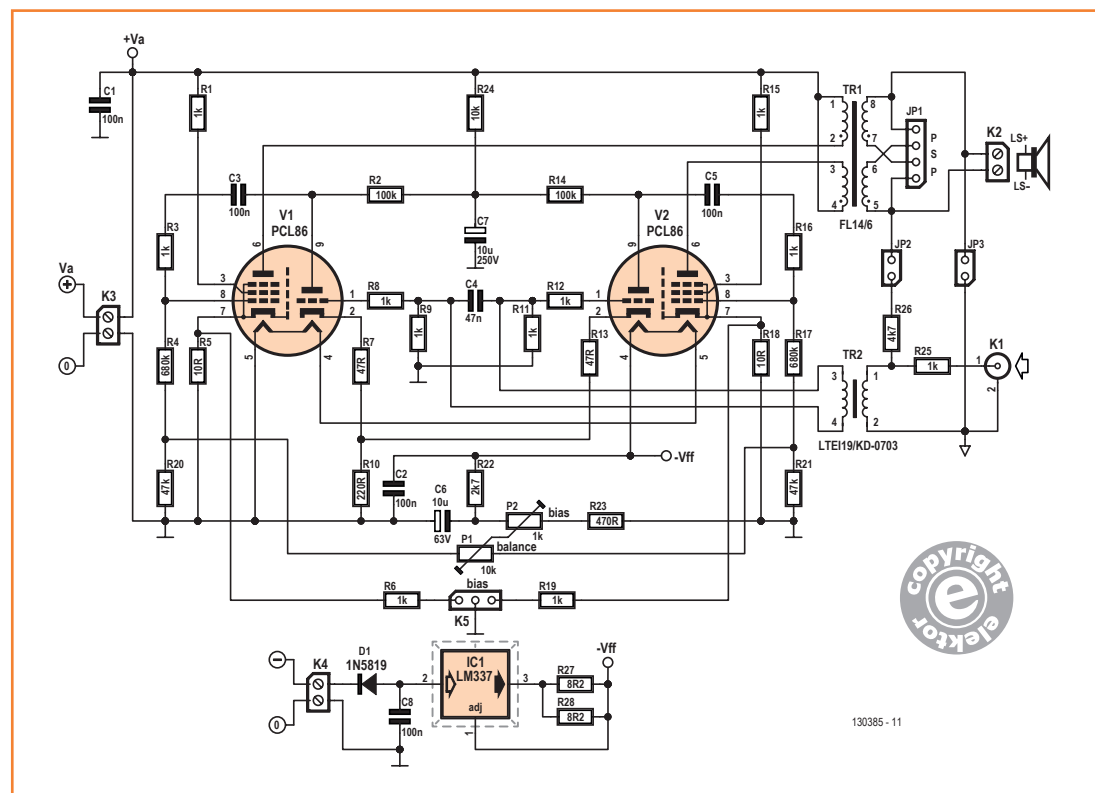


Figure 1.

Toute la vigueur de cet amplificateur simple réside dans deux tubes à double fonction PCL86.

chauffer les filaments.

La tension d'anode V_a peut aller de 160 à 200 V_{CC}. Nous aborderons plus loin l'alimentation de l'amplificateur.

La conception de la platine

Le laboratoire Elektor a développé pour cet amplificateur un circuit imprimé à double face dont

l'une forme un vaste plan de masse, avec de larges plages d'isolation en raison de la haute tension. Il protège les nombreux composants à haute impédance situés de l'autre côté. Le transformateur d'entrée se situe aussi loin que possible de celui de sortie pour atténuer au maximum le couplage magnétique entre eux.

Quelques pistes courent sous le transfo d'entrée

Liste des composants

Résistances (1 %, 0,6 /350 V) :

R1, R3, R6, R8, R9, R11, R12, R15, R16, R19, R25 = 1 kΩ
 R2, R14 = 100 kΩ
 R4, R17 = 680 kΩ
 R5, R18 = 10 Ω
 R7, R13 = 47 Ω
 R10 = 220 Ω
 R20, R21 = 47 kΩ
 R22 = 2,7 kΩ
 R23 = 470 Ω
 R24 = 10 kΩ
 R26 = 4,7 kΩ
 R27, R28 = 8,2 Ω
 P1 = 10 kΩ aj. hor. 0,15 W,
 P2 = 1 kΩ aj. hor. 0,15 W

Condensateurs :

C1, C3, C5 = 100 nF/250 V, 5 %, MKP, Π 5/7,5/10/15/22,5 mm
 C2, C8 = 100 nF/100 V 10 %, MKT, Π 5/7,5 mm
 C4 = 47 nF/250 V, 10 % MKP, Π 5/7,5/10 mm
 C6 = 10 μF/100 V radial Π 2,5 mm, ø 6,3 mm
 C7 = 10 μF/250 V radial Π 5 mm, ø 10 mm

Semi-conducteurs et tubes :

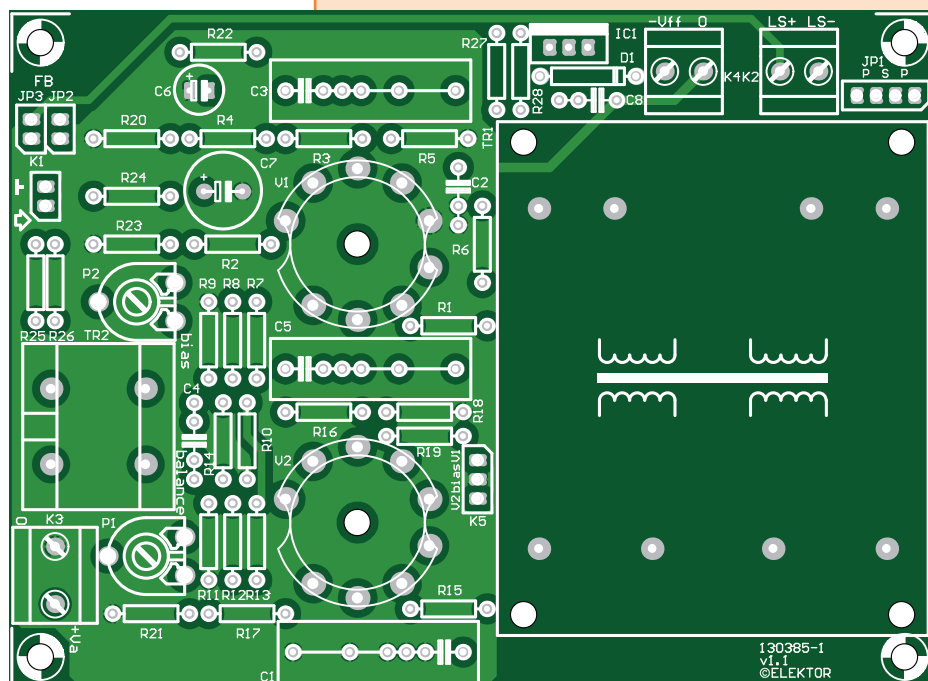
V1, V2 = PCL86 (Conrad 130632-89)
 D1 = 1N4007
 IC1 = LM337

Divers :

TR1 = transfo secteur Block FL 14/6 (prim. 2 x 115 V, sec. 2 x 6 V 14 VA)
 TR2 = transfo audio 1:5, LTEI19/KD-0703 (Conrad 515701-89)
 K1, K5, JP2, JP3 = barrette à 2 picots au pas de 2,54 mm
 K2, K4 = domino à 2 vis au pas de 5 mm
 K3 = domino à 2 vis au pas de 7,5 mm
 JP1 = barrette à 4 picots au pas de 2,54 mm 3 ou 4 cavaliers pour JP1 à JP3
 V1, V2 = support noval (pour 9 broches) céramique encartable (Conrad 120529)
 radiateur pour IC1, 30 K/W (p.ex. Fischer Elektronik SK 12 SA 32)
 circuit imprimé 130385-1, cf. [1]



Figure 2.
 Rien que deux tubes pour cet amplificateur, mais pour la stéréo, il faudra un second circuit imprimé comme celui-ci.



Alimentation

Résistances :

R1 = 270 kΩ, 0,5 W/350 V
 R2 = 10 kΩ, 0,25 W/250 V

Condensateurs :

C1 à C4 = 4,7 nF/400 V
 C2 à C8 = 47 nF/100 V cér.
 C9 = 100 μF/350 V
 C10, C11 = 1 000 μF/50 V

Semi-conducteurs :

D1...D4 = 1N4007
 D5...D8 = 1N5819
 D9, D10 = LED faible courant

Divers :

F1 = fusible 200 mA/T avec support (400 mA/T pour 115 VAC)
 F2 = fusible 750 mA/T avec support
 K1, K2 = domino à 2 vis au pas de 7,5 mm
 K3 = domino à 2 vis Π 5 mm
 TR1 = transfo secteur Block FL 30/12 (prim. 2 x 115 V, sec. 2 x 12 V, 30 VA)
 TR2 = transfo secteur Block FL 18/12 (prim. 2 x 115 V, sec. 2 x 12 V, 18 VA)

pour limiter l'étendue du circuit. Ce qui a pour conséquence qu'aucune tension pulsée, en provenance d'un redresseur, ne peut arriver directement à l'amplificateur.

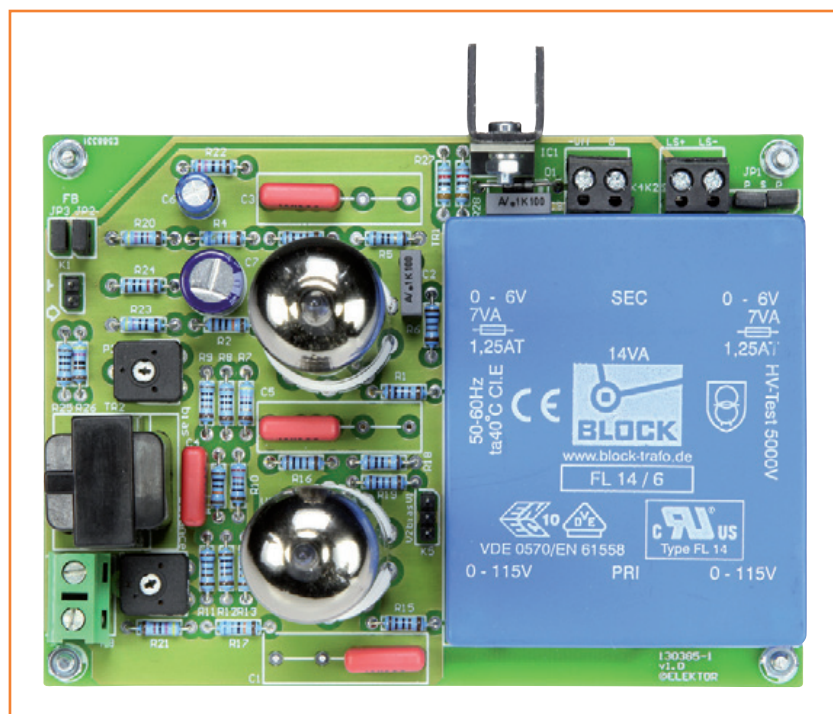
Les photos montrent clairement comment l'ensemble s'articule. Tous les composants sont traversants. Les connexions d'alimentation et de haut-parleur se font sur des dominos à vis et K3, qui porte la haute tension, est un modèle au pas de 7,5 mm. Le LM337 a besoin d'un radiateur dont la grandeur dépendra de la chute de tension. Il faudrait limiter l'élévation de température à une quarantaine de degrés.

Dès la fin de la construction du circuit imprimé, installez-y quelques cavaliers avant la mise sous tension. D'abord JP2 pour la rétroaction et JP3 pour ramener à la masse la sortie haut-parleur. La barrette JP1 permet l'alternative de mise en parallèle ou en série des deux secondaires du transformateur. Avec deux cavaliers, ils sont en parallèle, avec un seul au milieu de JP1, ils sont en série.

L'alimentation

Différentes possibilités existent pour la réalisation de l'alimentation pour l'amplificateur à tubes. J'ai choisi une alimentation à découpage à séparation galvanique du secteur par un transformateur d'isolement. Le laboratoire Elektor a préféré une solution simple à deux transformateurs standard en cascade, interconnectés par leurs secondaires. Il y a donc aussi séparation galvanique avec le secteur sans avoir à chercher un modèle de transformateur insolite. En outre, on dispose au secondaire du premier transfo de la tension V_{ff} nécessaire à l'alimentation des filaments. On y ajoute un pont redresseur D5 à D8, les condensateurs réservoirs C10 et C11 et les composants annexes. Pour tenir compte du surplus de consommation, il n'y avait qu'à prendre pour le premier transfo un modèle de 30 W et pour le second, 18 W suffisent. Reste à savoir à combien va se monter la haute tension continue obtenue après redressement à double alternance par D5 à D8 et intégration par C9. Tant que les tubes ne sont pas à température, la consommation est négligeable, on atteindrait donc la tension de pointe, dite à vide, de l'ordre de $230 \times \sqrt{2} \approx 325 \text{ V}$: gare à la tension de claquage du condensateur réservoir ! Surtout que le constructeur indique pour TR2 une surtension à vide de 122 % de la valeur nominale. Pas de souci avec TR1, puisque les filaments consomment en permanence.

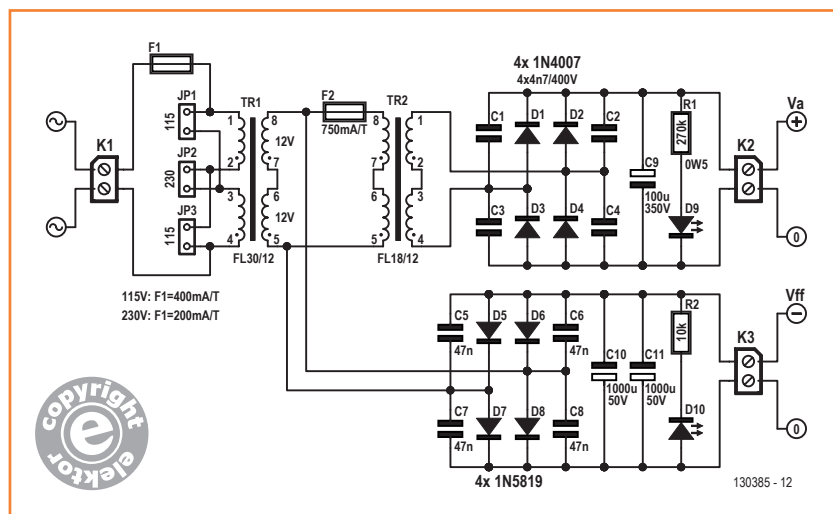
Les pertes successives occasionnées par les deux



transfos réduisent dans une certaine mesure la valeur théorique. Quand les tubes chauffent, la consommation s'établit, ce qui ramène la tension à la valeur *moyenne* pour un courant redressé à 2 alternances.

Dans notre configuration de mesure, sans signal d'entrée, la haute tension atteint un peu plus de 188 V_{CC} et à pleine puissance, elle baisse d'une dizaine de volts. Soyez attentif à la tension de service des différents condensateurs de l'amplificateur : pour la haute tension, il faut 350 V et 400 V. Il y a sur chacune des deux tensions d'alimenta-

Figure 3.
Une configuration d'alimentation adaptée à la haute tension pour l'amplificateur. Deux transformateurs couplés : un abaisseur de tension suivi d'un élévateur pour satisfaire à toutes les exigences.



Mesures en images

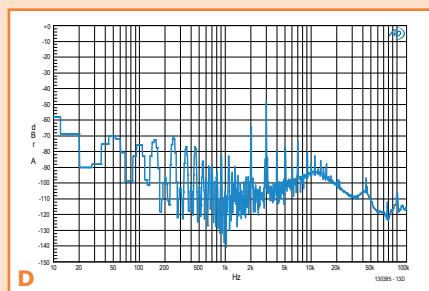
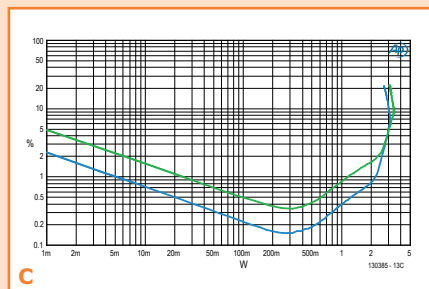
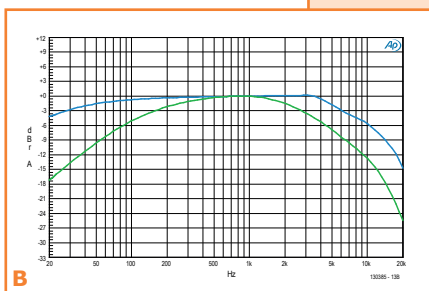
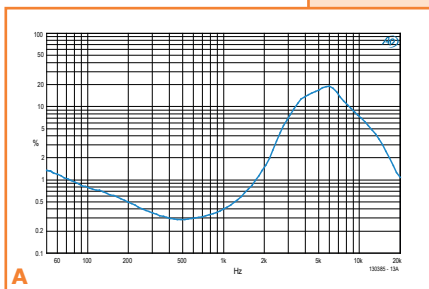
Le **graphe A** montre la distorsion harmonique et le bruit (DHT+b) en fonction de la fréquence pour une puissance de sortie de 1 W sur 8 Ω (à 1 kHz). Les secondaires sont en parallèle et les cavaliers de rétroaction JP2 et JP3 sont mis. On y voit l'influence défavorable d'un transformateur secteur par rapport à un *vrai* transfo de sortie.

Le **graphe B** analyse l'amplitude en fonction de la fréquence pour 1 W sur 8 Ω . Les deux secondaires sont en parallèle. La courbe en bleu montre une plus large bande passante avec la rétroaction, niveau d'entrée de 850 mV. La courbe en vert est relevée sans rétroaction pour un niveau d'entrée de 235 mV. Pour la clarté, elles sont ici normalisées à 1 kHz.

La courbe en vert est relevée sans rétroaction pour un niveau d'entrée de 235 mV. Pour la clarté, elles sont ici normalisées à 1 kHz.

Le **graphe C** donne à comparer la DHT+b en fonction de la puissance sur une charge de 8 Ω . Les deux secondaires sont en parallèle. En vert, sans rétroaction, en bleu avec.

Le **graphe D** fournit une analyse de Fourier (FFT) d'un signal à 1 kHz pour 1 W/8 Ω avec les secondaires en parallèle. La distorsion harmonique totale plus le bruit font 0,4 %. Deux points se distinguent, ce sont les premières harmoniques du signal à 1 kHz. On voit aussi plus bas un large spectre de parasites causés par l'ondulation de la tension d'alimentation.



Résultats de mesure

| | | |
|--|-------------------------------|-----------------------------------|
| Sensibilité d'entrée | (en // avec rétroaction) : | 1,7 V ($P_{\max} = 3,1$ W) |
| | (en série avec rétroaction) : | 1,3 V ($P_{\max} = 1,04$ W) |
| Impédance d'entrée à 1 kHz : | | 1,01 k Ω |
| Puissance de sortie permanente | (//) : | > 3 W |
| | (série) : | environ 1 W |
| Largeur de bande de puissance | (// avec rétroaction) : | 28 Hz à 6,2 kHz |
| | | à 0,1 W jusqu'à 12 kHz |
| | (série avec rétroaction) : | 46 Hz à 4,8 kHz |
| Rapport S/b à 1 W/8 Ω | (// avec rétroaction) : | > 64 dB (> 72 dBA) |
| DHT+b à 1 W/8 Ω | (// avec rétroaction) : | 0,4 % |
| | (série avec rétroaction) : | 5 % |
| Facteur d'amortissement à 1 W/8 Ω | (// avec rétroaction) : | 2,75 |
| | (série avec rétroaction) : | 1,25 |
| Consommation haute tension | (sortie en //) : | 52 mA (au repos, $V_a = 188$ V) |
| | | 59 mA ($P = 3$ W, $V_a = 181$ V) |

tion un témoin à LED. Celui de la haute tension forme une charge préalable qui l'empêche d'atteindre une valeur critique à l'enclenchement, pendant que les tubes ne consomment pas. Vous pouvez bien sûr mener vos expériences avec d'autres valeurs de tension et de réglage pour les tubes. Sur mon prototype, j'ai fait des essais pour atteindre une puissance de sortie de 10 W, avec 10 % de distorsion, en utilisant une tension d'anode de 200 V et une autre polarisation.

Et finalement

La construction de l'amplificateur et de son alimentation terminée, vous pouvez régler le courant de repos et la symétrie après une période de chauffage. Le courant de repos nominal est de 25 mA, ce qui correspond à 250 mV sur K5. Réglez ensuite la symétrie pour que le courant soit identique dans les deux tubes. Le moment d'écouter le résultat de vos efforts est arrivé. J'ai obtenu les meilleurs résultats en bran-

chant les deux secondaires de sortie en parallèle et avec une résistance de rétroaction de 4,7 kΩ comme indiqué dans le schéma.

La sonorité sur différentes enceintes (indépendamment de l'impédance) correspond à celle que vous pouvez attendre d'un ampli à lampes : détaillé à faible volume et arrondi sur les signaux les plus forts. Et même si la bande passante mesurée à pleine puissance peut sembler un peu décevante, vous remarquerez en pratique qu'à l'oreille, à puissance modérée, vous n'aurez aucun sentiment de privation, l'ampli ne manque pas de réserves dans l'aigu, y compris au-delà de 10 kHz.

(130385 – version française : Robert Grignard)

Liens

- [1] www.elektor.fr/130385
- [2] www.elektor-labs.nl/node/2999
- [3] www.elektor-labs.com/project/compact-tube-amplifier-130385-i.12999.html

Publicité

Nouvelle édition revue et augmentée par l'auteur



Ce livre est écrit par un spécialiste français de l'automatisation de l'éclairage de scène. Passionné à la fois de théâtre, de musique, de scène ET d'électronique, Benoît Bouchez consacre plus de la moitié de son ouvrage à la commande à distance, à l'automatisation, à l'utilisation des protocoles modernes tels DMX512 ou MIDI. Il en donne les éléments théoriques indispensables, puis les met aussitôt en pratique, à la portée de lecteurs désireux de comprendre et d'agir sur leurs installations.

Il présente également des protocoles encore plus récents comme RDM, ArtNet ou ACN. Conformément à la tradition des publications Elektor, les schémas des circuits électroniques sont dévoilés dans le livre, et dûment expliqués, les dessins des circuits imprimés peuvent être reproduits aisément. En outre le lecteur trouvera en téléchargement des programmes avec lesquels il pourra lui-même commander, tester, évaluer.

Le métier ne s'apprend qu'au contact de spécialistes, sur le terrain. L'expérience et le doigté ne se stockent pas dans des fichiers et ne s'impriment pas sur papier, mais ce livre contribuera à développer les talents d'éclairagiste de ceux qui le liront, amateurs ou professionnels. Il sera leur compagnon sur le chemin plein d'imprévus des innombrables possibilités offertes par les techniques numériques de commande de lumière.

ISBN 978-2-86661-189-7
format: 17 x 23,5 cm
240 pages

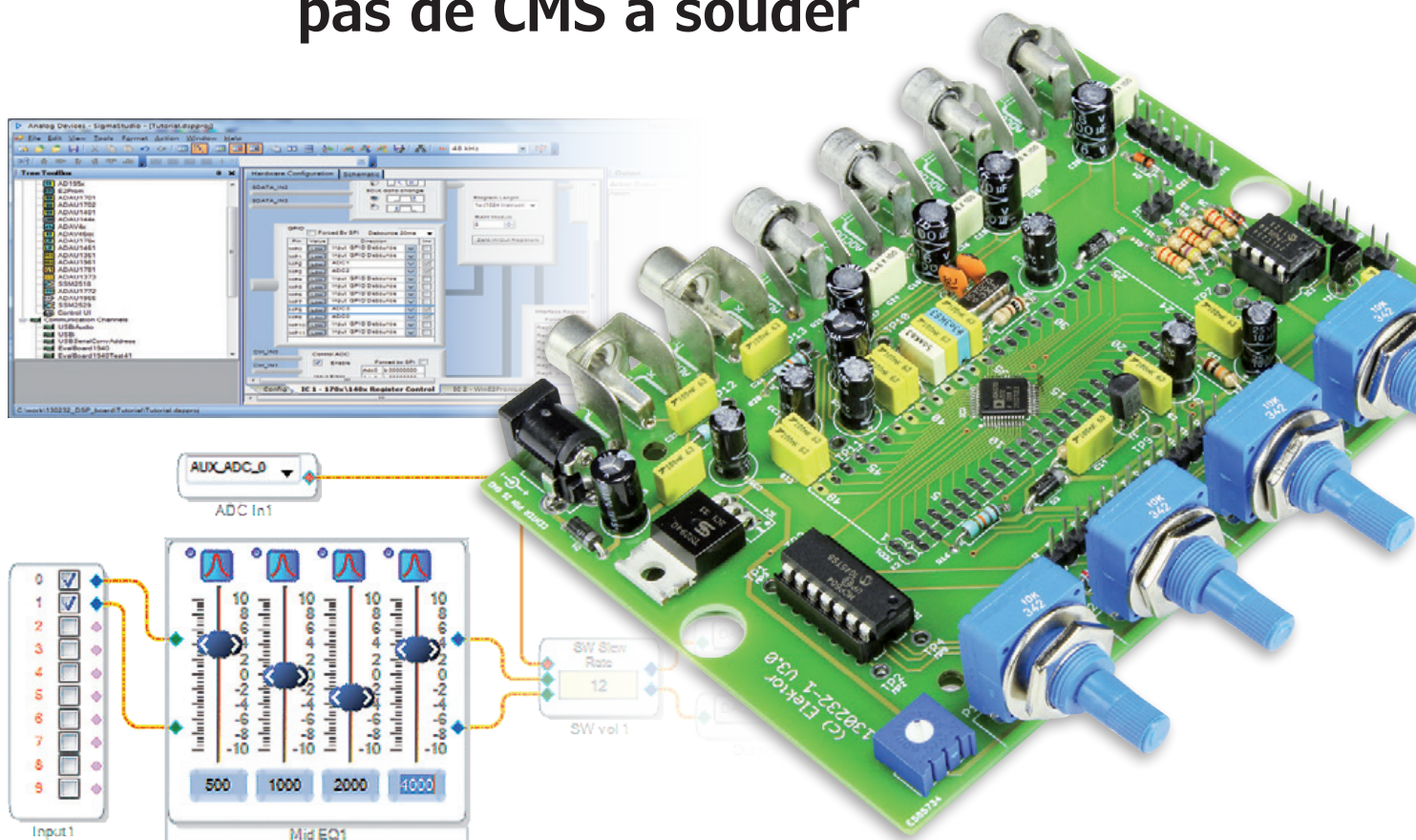
44,50€



Logiciel, matériel et informations complémentaires sur
www.elektor.fr/dmx

carte DSP audio universelle à ADAU1701

programmation graphique et pas de CMS à souder



Ramkumar Ramaswamy (Inde)

Pensez-vous que pour tremper ne serait-ce qu'un orteil dans l'océan des DSP, il faut être un cadreur des maths et de la soudure de CMS ? Si oui, c'est le signe que vous ne connaissez pas cette carte d'initiation DSP audio universelle. Basée sur le DSP ADAU1701 d'Analog Devices, elle n'utilise que des composants traversants, sauf pour la puce DSP qu'Elektor apprivoise pour vous. On plonge ?

Le processeur de signal (DSP) ADAU1701 d'Analog Devices est un excellent choix pour qui veut s'initier au traitement numérique du signal (DSP ou *digital signal processing*). Associée à l'envi-

ronnement de développement (gratuit !) *SigmaStudio*, cette puce séduira quiconque cherche une transition facile du traitement du signal audio tout analogique au numérique. *SigmaStudio* ne



www.elektor-magazine.fr | janvier/février 2014 | 67

Liste des composants

Résistances

(toutes sont des modèles 5%, ¼ W)

R1,R18 = 100 Ω
 R15 = 330 Ω
 R4,R10,R11,R12,R13 = 470 Ω
 R21,R22,R23,R24 = 560 Ω
 R2 = 1 k Ω
 R3,R5,R14 = 2,2 k Ω
 R25,R26 = 10 k Ω
 R16,R19,R20 = 18 k Ω
 R17 = 47 k Ω
 R6,R7,R8,R9 = 1 M Ω
 P1,P2,P3,P4 = 10 k Ω lin.
 P5 = 470 Ω aj.

Condensateurs

C1,C2 = 22 pF
 C4 = 3,3 nF
 C24,C26,C28,C30 = 5,6 nF
 C6 = 56 nF
 C3,C8,C9,C10,C11,C12,C14,C15,C21,C22,C32,C34
 ,C36 = 100 nF
 C5,C7,C13,C16,C33,C35 = 10 μ F 16 V radiaux,
 Π 2,5 mm
 C23,C31 = 47 μ F 25 V radiaux, Π 2,5 mm
 C17,C18,C19,C20 = 100 μ F 16 V, Π 2,5 mm

Semiconducteurs

D1,D2,D3 = 1N5817
 D4,D5,D6,D7 = zener 3,3 V BZX79-C3V3
 IC1 = 24LC256-I/P, boîtier DIL8
 IC2 = MCP6004, boîtier DIL14
 IC3 = ADAU1701JSTZ (boîtier LQFP48)
 IC4 = TS2940CZ-3.3
 T1 = BC327
 T2 = NE PAS MONTER

Divers

K3,K4,K5,K6,K7,K8 = embases RCA pour C.I.
 K1 = connecteur pour l'alimentation DC
 S1 = poussoir à retour tactile
 X1 = résonateur à quartz 12,288 MHz
 JP1 = barrette sécable, 2 voies, Π 2,54 mm
 K10 = barrette sécable, 4 voies, Π 2,54 mm
 K9 = barrette sécable, 5 voies, Π 2,54 mm
 K11 = barrette sécable, 14 voies, Π 2,54 mm
 K12 = barrette sécable, 7 voies, Π 2,54 mm
 cavalier
 circuit imprimé no. 130232-1,
 livré avec l'ADAU1701JSTZ soudé
 semi-kit no. 130232-71 comprenant le circuit imprimé
 130232-1 et tous les composants traversants

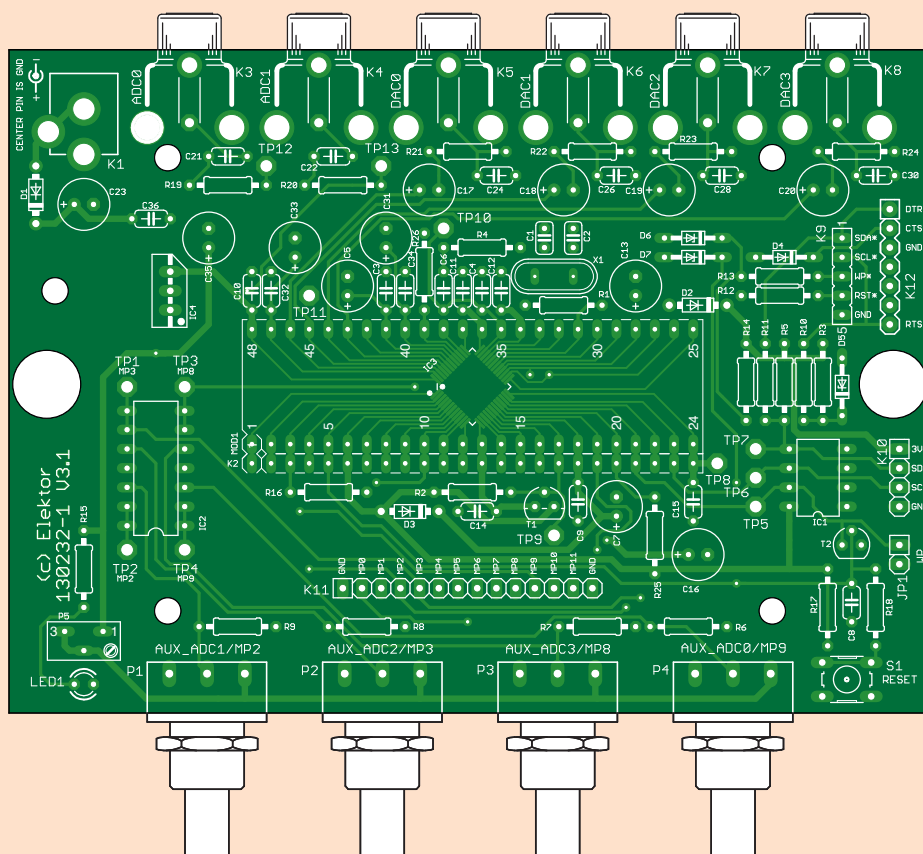


Figure 2.
 Circuit imprimé de la carte
 universelle à DSP. La carte
 sera livrée avec le DSP
 soudé. Ne montez pas T2.

ajouts. Tous les composants à part la puce DSP ADAU1701 (IC3) sont traversants. Petit tour d'horizon.

Une tension non régulée de 5 à 12 V entre via le connecteur K1. La diode Schottky D1 assure la protection contre les inversions accidentelles de polarité de la tension d'entrée. Tout le reste de la carte fonctionne sur le 3,3 V fourni par le régulateur IC4.

L'entrée analogique stéréo est appliquée aux entrées audio ADC0 et ADC1 du DSP via K3 et K4. Les signaux audio traités des sorties DAC0 à DAC3 sont disponibles sur les connecteurs RCA K5 à K8.

Les potentiomètres P1 à P4 sont des entrées analogiques pour le DSP. La tension issue de ces potentiomètres pourra varier entre 0 V et un niveau maximal défini par P5. La tension entre les curseurs des potentiomètres et la masse est tamponnée par les ampli-op rail-à-rail IC2.A à IC2.D. Le poussoir S1 sert à remettre à zéro le DSP sur sa broche RESET (5).

Le cavalier JP1 sur la broche CLATCH du DSP doit être positionné afin de pouvoir programmer l'EEPROM AT24CP (IC1) intégrée à la carte. Vous remarquerez que le DSP ne démarre pas avec JP1 positionné. Après la programmation, il faudra retirer JP1 puis manœuvrer S1 pour démarrer le DSP.

K10 sert à programmer l'EEPROM avec un programmeur dédié. K12 permet d'utiliser le module FTDI-USB d'Elektor (#110553) pour programmer l'EEPROM avec l'application *S.Studio to EEPROM Converter* d'Elektor même si ce n'est pas l'option la plus rapide.

K9 permet de programmer l'EEPROM avec le matériel de votre choix, une carte Arduino p.ex. Ses broches toléreront le 5 V grâce aux diodes zener 3,3 V D6 et D7.

Enfin, K11 donne accès aux GPIO du DSP. Quatre broches (2, 3, 8, 9) sont également utilisées par les potentiomètres P1 à P4. Vous remarquerez

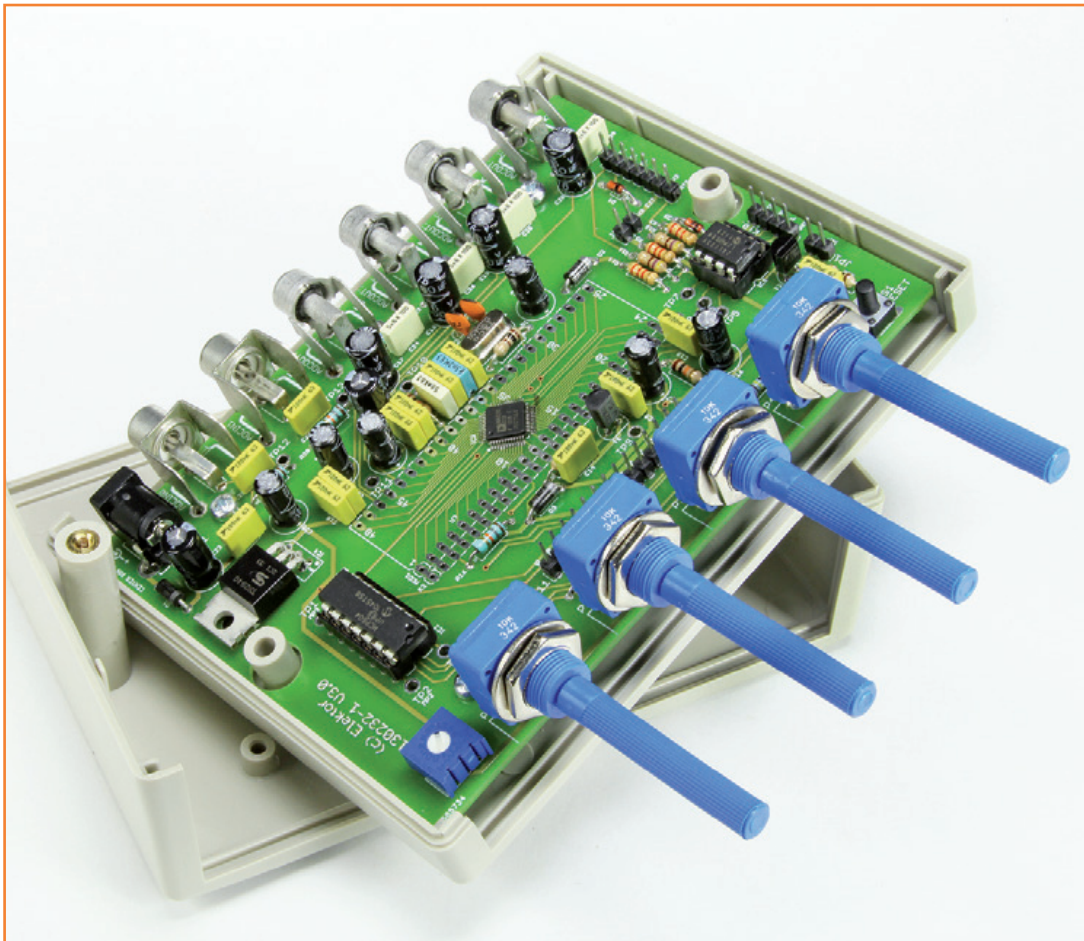
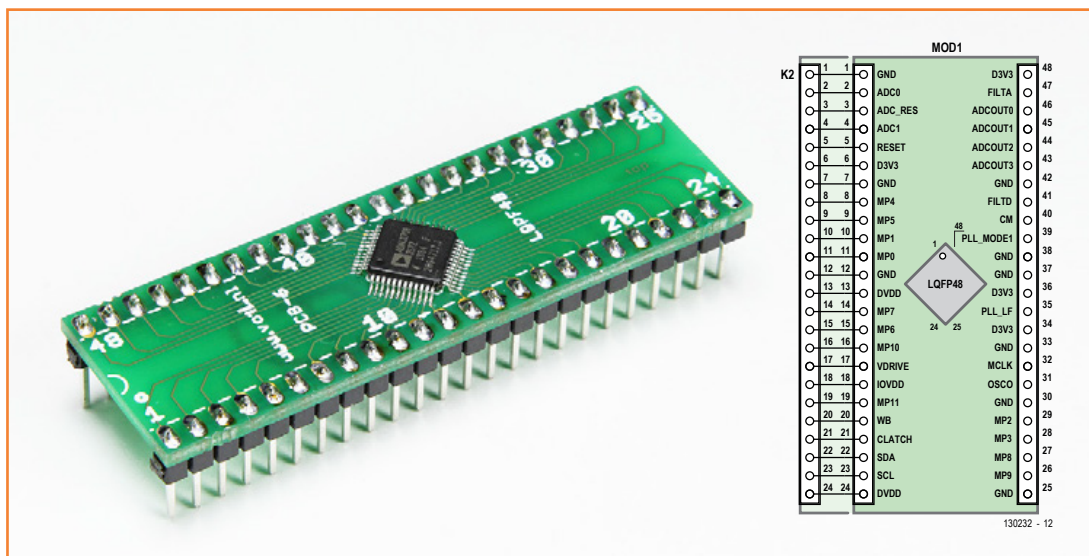


Figure 3.
La carte assemblée et la moitié inférieure de son boîtier.

Figure 4.
Un exemple de la puce CMS ADAU1701 montée sur une carte adaptatrice CMS vers DIP ; une Voti type PCB-06 (LQFP48) ici. Par souci de clarté, le brochage de la carte et de l'ADAU1701 sont rappelés.



que ces quatre broches ne peuvent être utilisées que pour accéder aux sorties de l'ampli-op IC2, et pas en entrée.

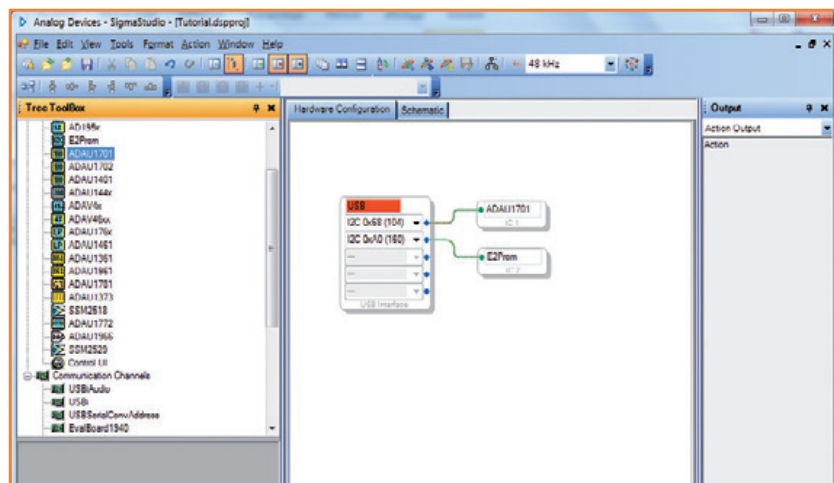
Assemblage

Le labo Elektor propose un circuit imprimé compact ; vous trouverez la disposition des composants en **figure 2**. La carte est livrée avec le DSP monté et le reste de l'assemblage devrait donc être facile. La photo d'introduction ainsi que celle de la **figure 3** montrent le prototype assemblé au labo. Vous remarquerez que le **transistor T2 ne doit pas être monté**. Il était nécessaire au début du projet mais empêcherait le fonctionnement du circuit final.

Ceux d'entre vous qui souhaiteraient n'avoir que la puce DSP ADAU1701 sur une carte séparée à

insérer dans votre projet (pédale d'effets, processeur audio, trancépteur radioamateur) seront ravis d'apprendre que l'on trouve facilement des cartes adaptatrices LQFP48 vers DIP chez des marchands comme *Voti* [1], *Dipmicro* [2], *Proto Advantage* [3], *Schmartboard* [4] et ... eBay ! *Schmartboard* a notre préférence : les cartes sont faciles à souder, le personnel très sympa et les connecteurs inclus. La **figure 4** montre la carte adaptatrice Voti assemblée au labo. Notre carte DSP accepte au choix des cartes adaptatrices 0,6 ou 0,7 pouces de largeur, qui se logeront indifféremment dans l'emplacement MOD1 du PCB pour peu que le DSP ne soit pas monté sur la carte principale. Cela facilitera la vie à ceux qui continuent d'insister pour réaliser leur circuits imprimés à partir des fichiers [5].

Figure 5.
Création d'un projet dans SigmaStudio.



Programmation graphique

Le traitement du signal reste malheureusement, et faussement, associé avec des mathématiques qui tendent à faire fuir. Par chance, l'environnement *SigmaStudio* d'Analog Devices permet une approche presque entièrement graphique de la configuration de cette puce DSP complexe. Avec *SigmaStudio* vous ferez plus de glisser/déposer que de maths. Voici un petit guide d'initiation. Les prérequis sont :

- Windows 7 x86/x64, Vista, XP version professionnelle ou familiale avec SP2
- au moins un port série ou un adaptateur USB/série
- les cadriciels .net 4 et 3.5

- SigmaStudio 3.9 (téléchargement gratuit sur [7] mais il faudra vous inscrire)
- l'utilitaire *SigmaStudio to EEPROM Converter* d'Elektor [5], un Arduino Uno ou Mega, ou un programmeur d'EEPROM I²C prenant en charge l'AT24CP.

Étape 1 : création d'un projet SigmaStudio

Lancez SigmaStudio. Choisissez *File* → *New Project* et attendez que le projet soit créé. Vous verrez des éléments dans la boîte à outils qui se trouve à gauche ; faites glisser les blocs *ADAU1701*, *USBi* et *E2Prom* vers la fenêtre principale intitulée *Hardware Configuration*. Reliez maintenant l'un des points bleus du bloc *USBi* au point vert de l'ADAU1701 puis l'autre point bleu du bloc *USBi* au point vert du bloc *E2Prom*. Le résultat devrait ressembler à la **figure 5**. Enregistrez le projet, p.ex sous le nom "Tutoriel" dans un dossier du même nom.

Cliquez maintenant sur l'onglet *Schematic*. Vous remarquerez que la boîte à outils à gauche change.

- Depuis *IO* → *Input*, faites glisser un élément *Input*.
- Depuis *IO* → *Output*, faites glisser deux éléments *Output*.
- Depuis *GPIO* → *Input*, faites glisser l'élément *Auxiliary ADC Input*.
- Depuis *Volume Controls* → *Adjustable Gain* → *Ext Control* → *Clickless SW Slew*, faites glisser *Single slew ext vol*.
- Cliquez avec le bouton droit sur le bloc *SW vol 1* puis choisissez *Grow Algorithm* → 1. *Ext vol (SW slew)* → 1. Le bloc *SW vol 1* devrait maintenant posséder trois entrées et deux sorties.
- Depuis *Filters* → *Second order* → *Single precision* → 2 *Ch*, faites glisser *Medium Size Eq*.
- Cliquez avec le bouton droit sur le bloc *Mid EQ 1*, puis choisissez *Grow Algorithm* → 1. 2 *Channel - Single Precision* → 3. Le bloc *Mid EQ 1* devrait maintenant avoir quatre potentiomètres à glissière.
- Reliez les blocs comme sur la **figure 6**.

Nous devons maintenant configurer GPIO9 en entrée auxiliaire du CAN.

- Retournez dans l'onglet *Hardware Configuration* puis cliquez sur l'onglet *IC1 -170x\140x Register Control* au bas de la fenêtre.

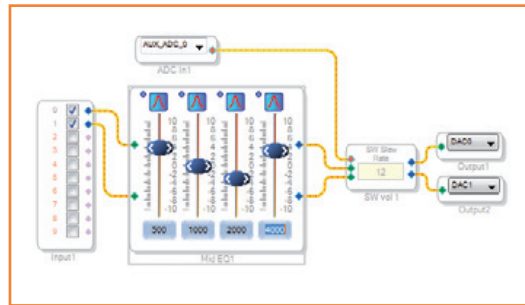


Figure 6.
Les quatre potentiomètres à glissière sont les équivalents virtuels des potentiomètre de la carte. Ici nous créons un égaliseur. Vous avez vu : pas de maths !

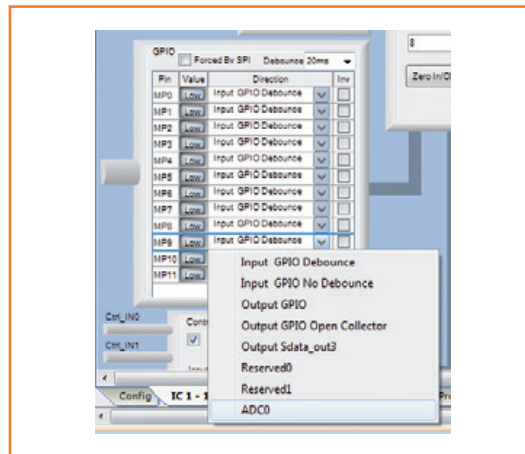
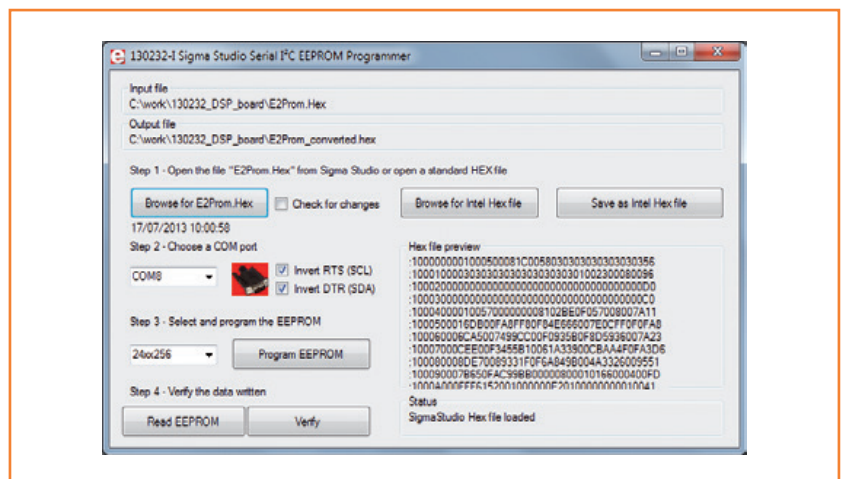


Figure 7.
Configuration des GPIO dans SigmaStudio.

- Sélectionnez MP9 dans le groupe GPIO puis changez *Input GPIO Debounce* en *ADC0*. Vous pourrez alors retourner sur l'onglet *Config* (**fig. 7**).

Revenez dans le *Schematic* et changez les fréquences des potentiomètres de l'égaliseur pour quelque chose à votre goût. Le projet est prêt, enregistrez-le.

Figure 8.
L'utilitaire *Sigma Studio Serial I²C EEPROM Programmer* d'Elektor en action.



Caractéristiques

- DSP ADAU1701 d'Analog Devices
- programmation graphique du DSP avec Sigma Studio 3.9 (gratuit)
- exemples fournis : chorus stéréo, retard court et filtre à variables d'état
- concevez vos propres effets sonores
- entrée audio stéréo
- 4 sorties CNA
- 4 potentiomètres reliés aux entrées des CAN
- 8 broches GPIO
- stockages des effets dans une EEPROM I²C
- puce DSP déjà montée sur le circuit imprimé
- optionnel : puce DSP seule montée sur une carte adaptatrice DIP à 48 broches (0,6 ou 0,7 pouce de largeur)
- semi-kit disponible chez Elektor (circuit imprimé avec les CMS montés et composants traversants)

Création d'un fichier EEPROM programmable

L'un des premiers écueils que vous rencontrerez sera sans doute la capture (mal documentée) du fichier texte pour EEPROM produit par SigmaStudio et sa conversion en un format accepté des programmeurs. J'ai rassemblé ici les informations que j'ai pu glaner sur les forums SigmaDSP.

Étape 1. Ouvrez le fichier projet (.dspproj) dans SigmaStudio et affichez le schéma.

Étape 2. Cliquez sur l'onglet *Hardware Configuration*. Appuyez sur F7 ou sélectionnez l'entrée *Action* → *Link Compile Download* du menu. (Si la carte d'évaluation d'Analog Devices n'est pas reliée, vous verrez le message « *Communication Failure* » que vous pourrez ignorer sans conséquences.)

Étape 3. Cliquez avec le bouton droit sur le bloc ADAU1701 et sélectionnez *Write latest compilation to E2PROM*. Vous trouverez dans le sous-dossier IC2 du dossier du projet (celui qui contient le fichier .dspproj) un fichier nommé E2Prom.hex.

Étape 4. Ouvrez-le dans un éditeur de texte. Utilisez la fonction rechercher/remplacer de votre éditeur pour supprimer toutes les virgules et les occurrences de la chaîne de caractère « 0x » puis enregistrez le fichier.

Étape 5. Lancez l'éditeur hexadécimal HxD. Cliquez sur *New*, copiez le contenu du fichier E2Prom.hex modifié puis collez-le dans HxD.

Étape 6. Utilisez *File-Export* afin d'exporter le tout dans un fichier au format Intel Hex ou Motorola S-Record. Programmez ce fichier dans l'EEPROM avec votre programmeur préféré.

Appuyez sur F7 ou sélectionnez l'entrée *Action* → *Link Compile Download* du menu. Lors de la création du schéma vous verrez un message faisant état de problèmes USB. Vous pouvez l'ignorer l'esprit tranquille.

Revenez dans l'onglet *Hardware Configuration*, cliquez avec le bouton droit sur IC1 et sélectionnez *Write Latest Compilation to E2PROM*. Cela créera un fichier exécutable que nous pourrions programmer dans l'EEPROM.

Étape 2: programmation de l'EEPROM

Je vais vous présenter les trois possibilités.

a) Programmation par le port série avec l'utilitaire Sigma Studio Serial I²C EEPROM Programmer d'Elektor (plutôt lent), **fig. 8**.

- Reliez une source audio stéréo à ADC0 et ADC1 ainsi que des écouteurs ou un amplificateur sur DAC0 et DAC1.
- Reliez les lignes DTR, RTS et GND du port série à K12 ; vous pourrez utiliser un vrai port série ou un convertisseur USB/série comme le BOB d'Elektor. Vous remarquerez que suivant le type de port que vous utiliserez il vous faudra peut-être inverser les signaux RTS et DTR. Des cases à cocher sont prévues à cet effet (le réglage par défaut correspond au BOB d'Elektor).
- Placez un cavalier sur JP1.
- Alimentez la carte DSP.
- Lancez l'utilitaire et ouvrez le fichier E2Prom.Hex que vous avez créé avec *SigmaStudio*. Un aperçu au format Intel Hex sera affiché. Il est également possible de charger un fichier au format Intel Hex si besoin est.
- Choisissez le port série dans l'utilitaire.
- Sélectionnez la taille d'EEPROM adéquate et cliquez sur le bouton *Program EEPROM*. La programmation démarrera et pourra prendre plusieurs minutes selon la taille du fichier. La lenteur est à imputer au pilote de port série.
- Pour vérifier si tout s'est bien déroulé cliquez sur *Read EEPROM* (là encore il y en aura pour un moment), puis sur *Verify*.
- Si tout s'est bien passé, retirez le cavalier JP1 et appuyez sur le poussoir *Reset* de la carte DSP. Vérifiez que vous pouvez ajuster le volume de sortie en tournant P4.

Remarque 1 : Cet outil permet de convertir un fichier E2Prom.Hex au format propriétaire d'Ana-

log Devices en un fichier Intel Hex standard que vous pourrez utiliser avec n'importe quel programmeur d'EEPROM. Pour ce faire, il faut utiliser le bouton *Save as Intel Hex File*.

Remarque 2 : Cet outil permet également de lire une EEPROM et d'en sauvegarder le contenu dans un fichier au format Intel Hex. Pour ce faire, démarrez l'outil sans charger de fichier Hex. Cliquez ensuite sur *Read EEPROM* (patiencez) puis sur le bouton *Save as Intel Hex File*. Petite info supplémentaire : la taille maximale d'un programme pour l'ADAU1701 est de 9.200 octets et l'outil ne lira jamais plus de 10.000 octets.

b) Utilisez une carte Arduino comme programmeur (recommandé). Pour accélérer un peu la programmation, nous avons écrit un sketch Arduino qui accepte un fichier au format E2Prom et le programmera dans l'EEPROM. Pour couronner le tout, nous avons ajouté une commande automatique du cavalier JP1 et du poussoir de remise à zéro. Le connecteur K9 vous permettra de relier la carte Arduino. Le brochage par défaut est :

| signal | broche Arduino |
|--------|----------------|
| SDA | 10 |
| SCL | 11 |
| WP | 12 |
| Reset | 13 |
| GND | GND |

Le sketch est bien entendu téléchargeable sur [5] (Dead Parrot n'est pas inclus).

Utilisez un émulateur de terminal pour envoyer le fichier E2Prom.Hex à la carte Arduino (*Send file* dans Tera Term). La vitesse devra être réglée sur 19.200 baud. Les vitesses plus grandes ne fonctionnent pas bien.

c) Utilisez un programmeur d'EEPROM dédié. Référez-vous au manuel de votre programmeur. Vous pourrez utiliser l'utilitaire Elektor mentionné dans le a) pour créer des fichiers utilisables. Le connecteur K10 vous donnera accès aux signaux I²C de l'EEPROM.

Étape 3 : essai des exemples

L'archive logicielle gratuite [5] contient quelques exemples comme un *chorus* stéréo, un retard court ou encore un filtre à variables d'état avec trois sorties.

Et voilà pour la programmation. La programmation de l'EEPROM peut se faire avec la carte DSP alimentée.

K12 est utilisé avec l'adaptateur USB/série BOB d'Elektor. Ce connecteur à sept broches utilisera les sept signaux de la face avant du BOB sur laquelle un connecteur à 5 broches est monté. Les signaux RTS et DTS nécessaires sont disponibles dans la continuité du connecteur à 5 voies ce qui permet de monter facilement un connecteur à sept voies.

Forum SigmaDSP

L'art de l'écriture de manuels exhaustifs et autres fichiers d'aide s'est détérioré avec la démocratisation de l'internet : un produit est aujourd'hui mis en vente bien avant que sa documentation ne soit complète. SigmaStudio ne fait pas exception et beaucoup d'informations essentielles à la programmation ne sont malheureusement pas documentées dans les fichiers d'aide. Pour utiliser pleinement la plateforme, vous aurez sans doute besoin d'aller faire un tour sur le forum SigmaDSP dans l'EngineerZone du site d'Analog Devices [7] et jeter un coup d'œil aux diverses contributions des autres utilisateurs. Nul besoin de dire qu'il est très probable que vous finissiez par y créer un compte et poster des questions (et des réponses). Pour tous les problèmes liés spécifiquement à cette carte, vous êtes plus que bienvenus sur le forum d'Elektor.

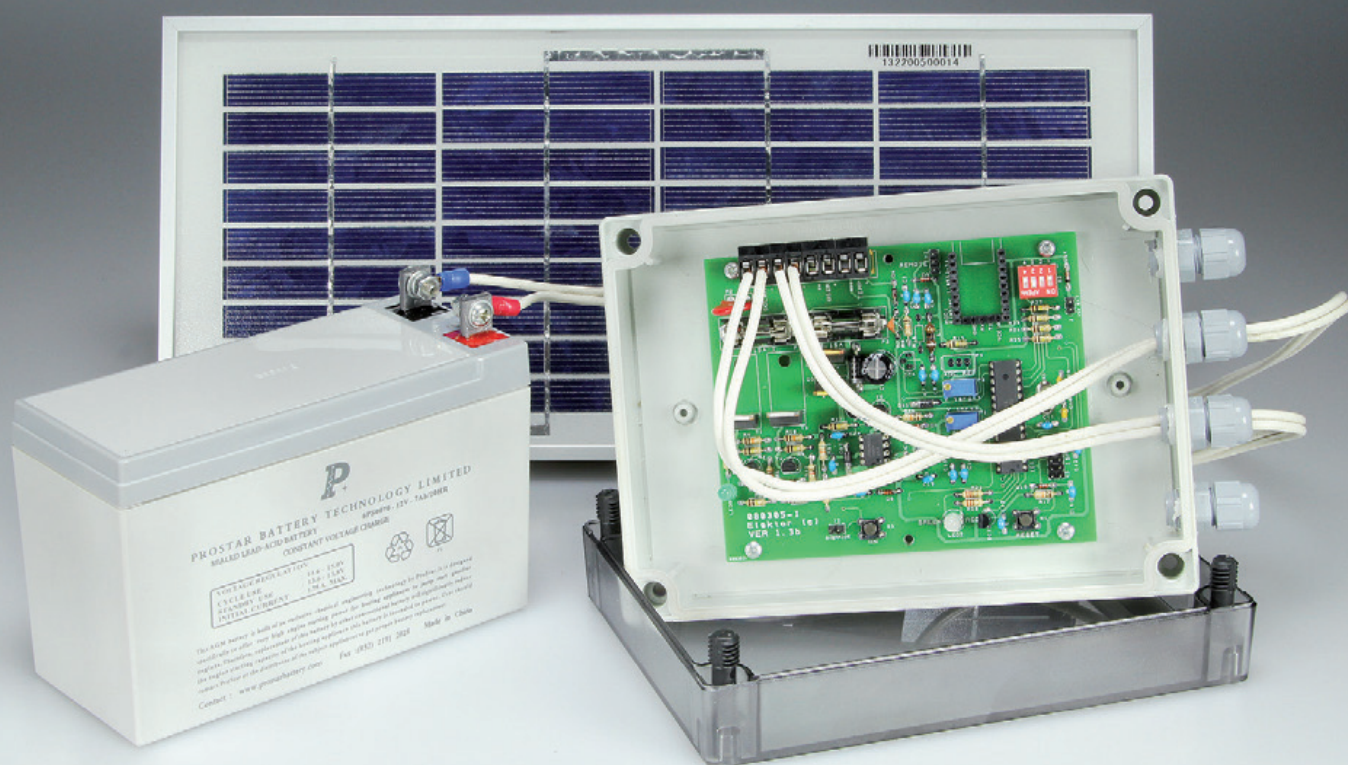
(130232 – version française : Kévin PETIT)

Liens

- [1] carte adaptatrice pour LQFP à 48 broches de Voti : www.voti.nl/winkel/catalog.html
- [2] celle de Dipmicro : www.dipmicro.com/store/PCB-LQFP48-DIP48B
- [3] chez Proto Advantage : www.proto-advantage.com/store/product_info.php?products_id=2200109
- [4] et chez Schmartboard : schmartboard.com/index.asp?page=products_smttdip&id=451
- [5] www.elektor-magazine.fr/130232
- [6] Sigma Studio : www.analog.com/en/dsp-software/ss_sigst_02/sw.html
- [7] Forum SigmaDSP : ez.analog.com/community/dsp/sigmadsp

régulateur photovoltaïque 50 W

pour batteries au plomb de 12 V et panneau solaire de 15 V



Pascal Rondane,
Tours
pascal.rondane@gmail.com

Prévu à l'origine pour alimenter une petite station météo, ce module de régulation de puissance pour panneau solaire convient parfaitement à toute autre application à basse consommation. Il a été utilisé aussi par l'auteur pour commander un éclairage extérieur à LED piloté par une horloge.

Le synoptique de la **figure 1** donne en un coup d'œil une idée claire du principe de ce régulateur qui vient s'intercaler entre un panneau solaire et la batterie dont il doit entretenir la charge. Une interface série/USB permet de connecter un terminal pour vérifier le fonctionnement du logiciel. Par *charge utile* (ou *charge utilisateur*), on désigne ici le circuit qui consomme le courant photovoltaïque fourni par le panneau et son régulateur, p. ex. une station météo.

On retrouve aisément les blocs fonctionnels sur le schéma électrique détaillé (**fig. 2**). Le régulateur photovoltaïque est prévu pour un panneau solaire de 12 V et une puissance de 10 à 50 W. Il peut être adapté facilement pour une puissance supérieure.

Alimentation et seuils

Une alimentation à découpage a été utilisée pour réduire la puissance dissipée et améliorer le ren-

Le circuit en 8 phrases

- Le régulateur photovoltaïque à microcontrôleur est prévu pour un panneau solaire de 12 V et une puissance de 10 à 50 W.
- La mise en œuvre d'un régulateur abaisseur à découpage réduit la puissance dissipée et améliore le rendement.
- Le microcontrôleur ATmega8 coupe l'électronique en cas de décharge profonde de la batterie ; il la réenclenche automatiquement dès que la tension à ses bornes repasse au-dessus d'un certain seuil.
- Un réglage manuel des seuils haut et bas est possible.
- Le régulateur tient aussi du type de batterie (plomb ou gel) et du nombre de cycles de charge et de décharge pour éviter l'effet de mémoire.
- Une liaison série avec un PC est possible par le truchement d'une interface standard USB Elektor BOB-FT232R.
- Une entrée de commande à distance permet d'interrompre la mise en circuit de la charge utile, par exemple au moyen d'une horloge.
- Le logiciel en Bascom-AVR [1] pourra être modifié pour répondre à des besoins spécifiques

dement ; cela permettra l'utilisation du montage sous 24 V sans problème de dissipation. Ce montage permet de réduire la consommation de manière significative par rapport à un régulateur linéaire. La conversion de tension est réalisée un régulateur abaisseur (Step-Down) LM2674 de TI. La tension de la batterie arrive du connecteur K1.B à travers le fusible F1 qui forme avec la diode D5 une protection contre une inversion de polarité sur l'entrée Vin du régulateur à découpage IC1. Celui-ci est commandé par sa broche 5 (ON/OFF) à travers T5 et T6 (MOS).

À la mise sous tension du montage (batterie chargée), le potentiel étant supérieur au seuil de la zener D1 (11 V), le transistor T5 conduit et force au 0 V la grille de T6, ce qui permet de débloquent l'alimentation 5 V. La diode D11 empêche l'application de la tension d'alimentation de la batterie sur le microcontrôleur. Ceci est utile si on souhaite démarrer manuellement le montage avec S3 : dans ce cas, on ne câble pas D1.

Dans ce mode de fonctionnement, lorsque l'on appuie sur S3 (START), on alimente le montage ; ensuite, dès que le μC a démarré, celui-ci envoie par sa broche 16 un niveau haut sur D11, ce qui a pour effet de maintenir le convertisseur sous tension à travers T5 et T6. En cas de tension basse, en dessous de 10,8 V, (mesurée par le convertisseur analogique/numérique ADC du μC) et afin de protéger la batterie, le μC coupe l'alimentation du montage en mettant à l'état bas sa sortie PB2 (broche 16). Dans ce cas de figure, le redémarrage ne peut se faire que manuellement (S3).

Si la tension descend en dessous de 10,8 V alors que D1 est câblée, le montage passe en veille et ne consomme plus que 800 μA .

Dès que la tension de la batterie repasse au-dessus de 12,6 V environ, la zener D1, dont le seuil est de 11 V, conduit de nouveau et commute à l'état haut le convertisseur à travers l'ensemble T5/T. Dès lors le régulateur à découpage réallimente automatiquement le montage.

Quand il est implanté, le cavalier J2 (OVERRIDE) maintient le montage sous tension, par exemple pour nous permettre de programmer le μC lors de la première mise en service ou pendant la mise au point du logiciel.

La zener D13 limite à 5 V la tension de commande sur la grille de T6.

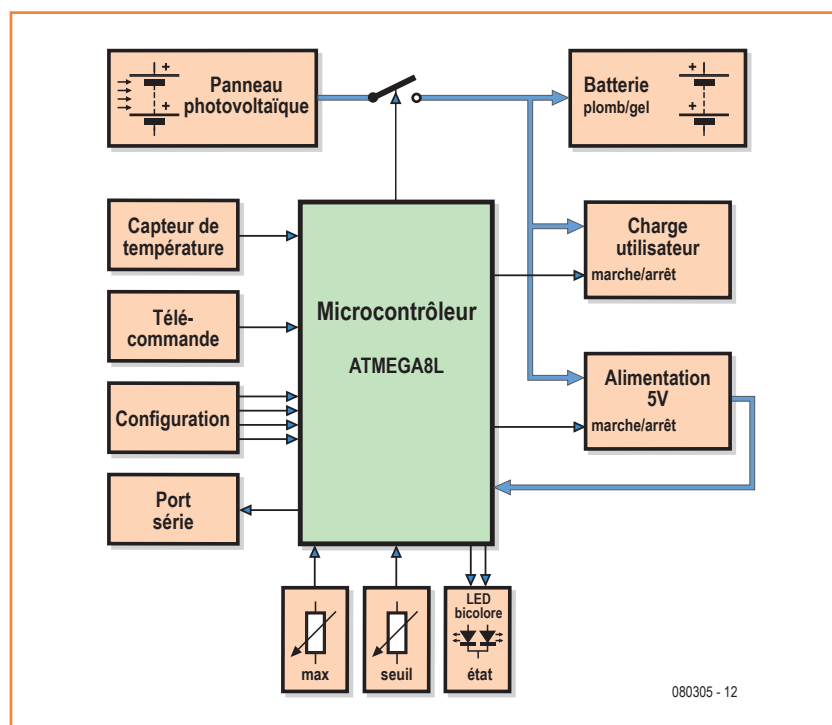
Matériel

Le circuit est construit autour d'un ATmega8 cadencé par un quartz à 4 MHz. La tension de

l'accumulateur (K1.B) est mesurée à l'aide du convertisseur A/N ADC0 à travers un diviseur de tension et un léger filtrage (R13/14/C4). Les deux autres convertisseurs A/N, ADC1 et ADC2, servent au réglage manuel des tensions de seuil haut et bas de la batterie à l'aide de P1et P2.

Une liaison série avec un PC sous *HyperTerminal* est possible par le truchement d'une interface standard USB Elektor BOB-FT232R (MOD1, en vert, à droite sur le schéma). Cette option sera utile pour faire des tests et pour mettre au point le logiciel si on souhaite le modifier. En

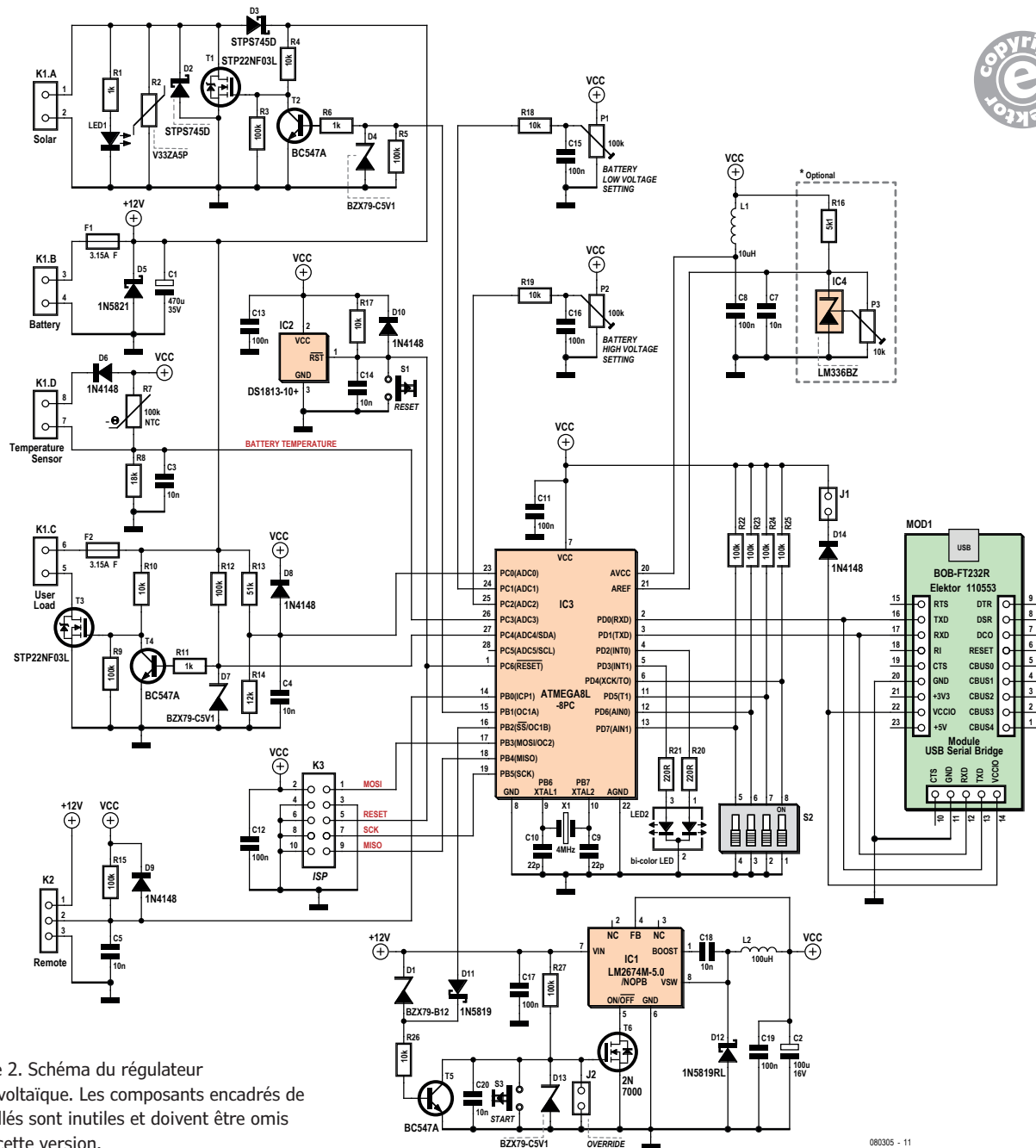
Figure 1.
Synoptique du régulateur.



fonctionnement normal, les informations émises sur cette liaison donnent la version du logiciel suivie des tensions mesurées puis du nombre de cycles de recharge de la batterie. Le cavalier J1 ne sera utilisé que si l'on souhaite alimenter le régulateur à travers le port USB (p. ex. lors des tests d'une éventuelle modification du logiciel). La diode D14 protège le module MOD1 lorsque

J1 est implanté alors que le régulateur est alimenté par la batterie.

Attention ! L'alimentation de l'électronique via l'interface MOD1 ne permet pas de faire tous les tests fonctionnels, notamment la mesure de la tension de batterie. Cette configuration, sans alimentation sur batterie ni panneau solaire, ne convient donc que pour la mise au point.



080305 - 11

| S2 | off | on |
|------|--|--|
| S2-1 | seuils codés par le logiciel | seuils réglés à la main avec P1 et P2 |
| S2-2 | commutation de la charge utile par le régulateur | commande extérieure de la charge utile |
| S2-3 | type de batterie : gel | type de batterie : plomb |
| S2-4 | comptage des cycles | pas de comptage & r.-à-z. du comptage |

L'état du circuit est indiqué par la LED bicolore LED2. Pour réduire la consommation, la commande de cette LED est hachée par le logiciel : des éclairs très brefs (T_{on}) alternent avec des pauses assez longues (T_{off}).

Le quadruple interrupteur DIP S2 permet d'effectuer les choix résumés dans le tableau ci-contre.

La charge utile (K1.C), protégée par le fusible F2 en cas de court-circuit ou de surcharge, est commandée par T3 (MOS). Celui-ci coupe la sortie et découple la charge utile si la tension aux bornes de la batterie passe en-dessous de 11,3 V afin de la protéger d'une décharge profonde.

La charge utile est reconnectée à partir de 12,6 V afin d'éviter, par exemple avec une batterie qui se charge mal, de gênants effets de pompage ; on appelle pompage l'alternance rapide de déconnexions et connexions en cas d'instabilité d'un circuit autour d'un seuil de commutation unique. Dans le mode *REMOTE*, le transistor T3 permet de couper la charge via un contact sec ou une horloge. Le connecteur K2 (*Remote*) permet de piloter la sortie vers la charge utile (K1.C) par un contact sec (broches 2&3 de K2) ou encore par une horloge programmable (12 V) qui, dans ce cas, pourrait même être alimentée par la tension de la batterie (broches 1&3 de K2).

Le connecteur K1.A (*Solar*) permet de raccorder le panneau solaire au régulateur. La LED1, à haute

luminosité et faible consommation, indique le bon fonctionnement du panneau solaire.

La diode Schottky D3 empêche la batterie de se décharger dans le panneau solaire.

Le transistor MOS T1, commandé à travers T2 par le μC , est la cheville ouvrière de la régulation : solaire lorsque la batterie est chargée, c'est lui qui court-circuite (*shunt*) le panneau.

La diode D2 protège ce transistor d'une malencontreuse inversion de polarité du panneau solaire. Lorsque le régulateur à découpage est coupé, la résistance de polarisation R3 maintient la grille de T1 à 0 V en cas de décharge profonde de la batterie.

Dans ce cas, le panneau solaire peut continuer à recharger la batterie ; lorsque le niveau de la charge dépasse de nouveau 12,6 V, l'électronique est réalimentée et la gestion de la charge de la batterie est de nouveau assurée par le μC . Dans ce cas, la résistance de polarisation R9 sur la grille de T3 permet de maintenir la coupure de la charge utile.

Logiciel

Le programme en Bascom-AVR [1] est facile à modifier, mais avec la version complète du compilateur, car le code dépasse la limite des 4 Ko acceptés par la version gratuite. Une astuce pour s'affranchir de cette contrainte consiste à mettre en commentaire toutes les commandes *print* de

| LED2 | | | | |
|--|---------------------------------|-----------------|-----------------------|-----------------|
| couleur | clignotement (rapport cyclique) | panneau solaire | charge utile (S2=off) | batterie |
| orange | lent (33%) | déconnecté | connectée | chargé |
| vert | lent (2%) | connecté | connectée | charge en cours |
| orange | rapide (10%) | connecté | connectée | faible |
| rouge | lent (2%) | connecté | déconnectée | déchargée |
| éteinte | - | connecté | déconnectée | trop faible |
| Au démarrage, avant qu'apparaisse l'indication conforme à ce tableau, il y a deux brèves séquences rouge-orange-vert-off suivies de 2 sec. de vert. Cette LED s'éteint quand le niveau de la batterie est trop faible (10,8 V) ; l'alimentation 5 V est alors mise hors service et le μC s'arrête de fonctionner. | | | | |

lecture des tensions et des interrupteurs DIP. Le logiciel initialise les variables au démarrage, puis valide le convertisseur à découpage via le port PB2. Ensuite il lit la position des interrupteurs de configuration et active la charge utile (*User Load*) et le panneau solaire (*Solar Cell*). Puis commence le programme principal. Il lit plusieurs fois la valeur de tension convertie par l'ADC pour n'en garder que la moyenne pour gommer l'effet des variations de tension sur le panneau solaire, la batterie et sur la charge. Selon la valeur résultante, il coupe la charge utile si la tension trop basse et la rétablit dès que la batterie est rechargée. De la même manière, il coupe le panneau solaire en fonction de la ten-

sion aux bornes de la batterie. Différents seuils sont programmés pour les niveaux de batterie, le tout est documenté dans le logiciel. Pour éviter l'effet mémoire, le logiciel compte les cycles de charge et de décharge de la batterie : après vingt cycles entre 11,3 V et 14,4 V, il procède à une charge complète jusqu'à 14,7 V. Cette fonction est mise en mémoire dans l'EEPROM du microcontrôleur ; après un remplacement de la batterie, sa remise à zéro doit être effectuée en ouvrant DIP4 (S2). Il faut refermer cet interrupteur si l'on souhaite que le comptage des cycles reprenne. En tâche de fond, le temporisateur (*Timer*) émet une interruption périodique pour le clignote-



Figure 3.
Tracé du circuit imprimé
double-face disponible
auprès d'elektorPCBservice.

Liste des composants

Résistances :

1/4 W 5% sauf mention contraire
R1,R6,R11 = 1 k Ω
R4,R10,R17,R18,R19,R26 = 10 k Ω
R3,R5,R9,R12,R15,R22-R25,R27 = 100 k Ω
R20,R21 = 220 Ω
R13 = 51 k Ω , 1 %
R14 = 12 k Ω , 1 %
R8 = 18 k Ω , 1 %
R2 = varistor V33ZA5P
R7 = NTC 100 k Ω
P1,P2 = aj. 100 k Ω

Inductances :

L1 = 10 μ H
L2 = 100 μ H

Condensateurs :

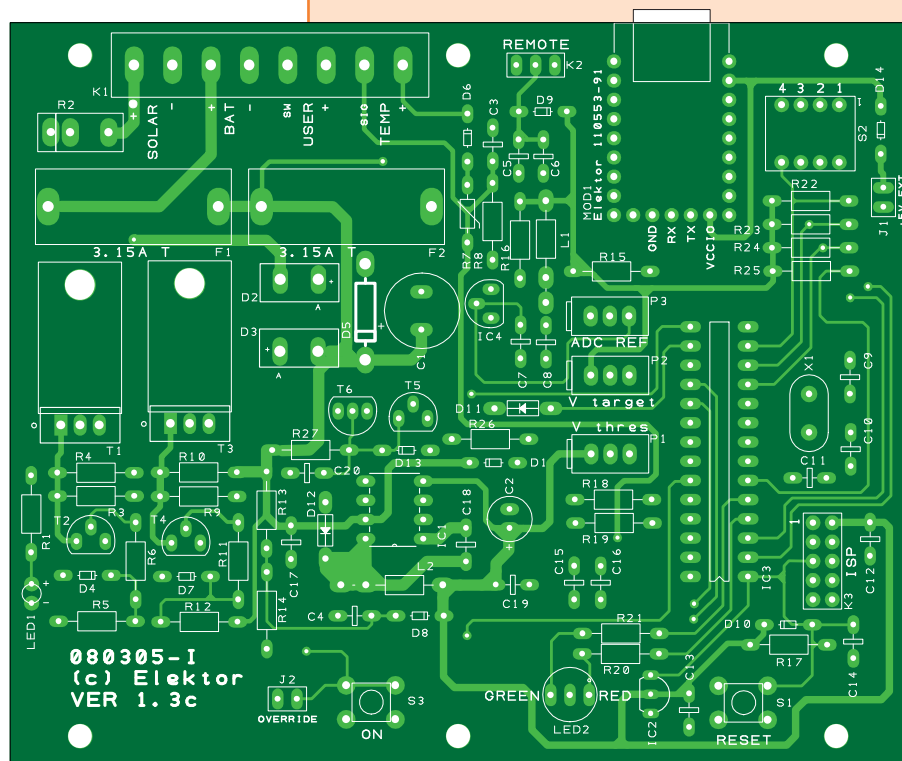
C1 = 470 μ F/35 V
C2 = 100 μ F/16 V
C3-C5, C7, C14, C18, C20 = 10 nF/50 V
C8, C11-C13, C15-C17, C19 = 100 nF/50 V
C9, C10 = 22 pF

Semi-conducteurs :

D1 = zener 11 V
D2,D3 = STPS745D
D4,D7,D13 = zener 5V1
D5 = 1N5821
D6,D8-D10,D14 = 1N4148
D11,D12 = 1N5819
LED1 = LED verte, 5 mm
LED2 = LED bicolore 5 mm, HI-RED/GRN
T1,T3 = STP22NF03L
T2,T4,T5 = BC547A
T6 = 2N7000
IC1 = LM2674N-5.0/NOPB (DIP)
IC2 = DS1813-10
IC3 = ATMEGA8-16PU ou ATMEGA8L-8PC

Divers :

X1 = quartz 4 MHz
S2 = quadruple interrupteur DIP
S1,S3 = poussoir
F1,F2 = fusible 3,15AT
K1 = embase 1x8 picots, Π 5,08 mm
K2 = embase 1x3 picots, Π 2,54 mm
K3 = embase 2x5 picots, Π 2,54 mm
J1,J2 = embase 1x2 picots avec cavalier
2x porte-fusible 5x20 mm, avec capot
2x radiateur TO220
boîtier 180x130x50 mm
p.ex. Fibox PC 150/50 LT
2x presse-étoupe droite PG9
2x écrou nylon
MOD1 = BOB-FT232R Elektor (option)



ment de la LED de signalisation ainsi que pour la période d'acquisition de l'ADC.

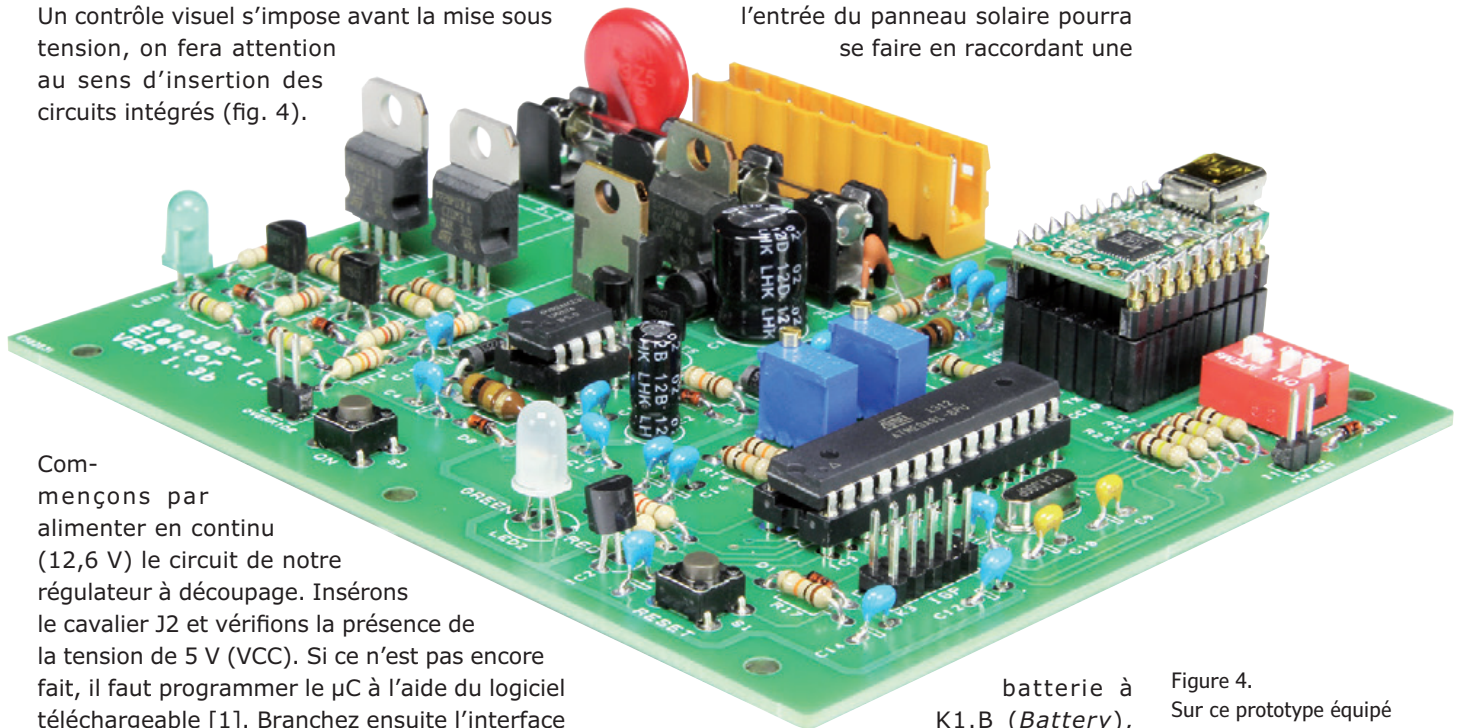
Réalisation et mise en service

Le circuit imprimé double-face (fig. 3) peut-être commandé auprès de notre **elektorPCBservice**. Le câblage de la platine ne présente pas de difficulté particulière, à condition de procéder dans l'ordre : résistances, condensateurs, puis composants actifs.

Un contrôle visuel s'impose avant la mise sous tension, on fera attention au sens d'insertion des circuits intégrés (fig. 4).

Fermons l'interrupteur DIP2 (S2) : la charge doit maintenant être coupée. Court-circuitons les broches 2 et 3 de K2 : la charge doit maintenant être alimentée. La tension de 12 V qui règne sur la broche 1 de K2 permet éventuellement d'alimenter une horloge.

Une alimentation de labo (à tension variable) nous sera bien utile pour tester les seuils de tension haut et bas de la batterie. Le test de l'entrée du panneau solaire pourra se faire en raccordant une



Commençons par alimenter en continu (12,6 V) le circuit de notre régulateur à découpage. Insérons le cavalier J2 et vérifions la présence de la tension de 5 V (VCC). Si ce n'est pas encore fait, il faut programmer le μC à l'aide du logiciel téléchargeable [1]. Branchez ensuite l'interface MOD1 et contrôlez sur le terminal (9600/8/1/N) que les indications sont conformes à vos réglages et à la configuration des interrupteurs S2 (tous sur OFF par défaut). Une charge raccordée au connecteur *User Load* devrait être maintenant allumée (sous tension).

batterie à K1.B (*Battery*), et à K1.A une alimentation variable, limitée en courant, afin de ne pas dépasser l'intensité supportée par le transistor MOS. Commençons le test à 12,6 V puis augmentons progressivement la tension : on doit pouvoir observer le courant de charge de la batterie ; et,

Figure 4. Sur ce prototype équipé de son module de communication série, T1 et T3 ne sont pas (encore) munis de radiateurs. Selon l'intensité des courants, il faudra cependant prévoir un refroidissement adéquat.

| connecteur | fonction | |
|------------|---|---|
| K1 | embase 1x 1x8 picots ou 2x 1x4 picots ou 4x 1x2 picots Π 5,08 mm | \emptyset 1,2 : panneau solaire ($\emptyset 1 = +$) \emptyset 3,4 : batterie ($\emptyset 3 = +$) \emptyset 5,6 : charge utile ($\emptyset 6 = +$) \emptyset 7,8 : thermistance optionnelle (NTC) |
| K2 | 1x3 picots, Π 2,54 mm | commande à distance de la charge (S2=on) |
| K3 | 2x5 picots, Π 2,54 mm | connecteur ISP AVR |

| cavalier | fonction |
|----------|---|
| J1 | le régulateur est alimenté par le port série (usage limité) |
| J2 | le régulateur est maintenu sous tension |

dès que la tension sur la batterie dépasse 13,8 V, l'arrêt de sa charge par la mise en court-circuit du panneau solaire.

De même, en abaissant la tension, on testera les états de la LED2 ainsi que la coupure de la charge et ensuite de l'alimentation.

Le reste des options pourra être vérifié en se référant au **tableau des fonctions de S2**.

Le circuit encadré de pointillés (R16/C7/IC4/P3) est une référence de tension externe devenue inutile et qui doit être supprimée. Ces composants ne figurent donc pas dans la liste.

Un circuit de mesure de température de la batterie à l'aide de la thermistance CTN R7 formant diviseur de tension avec R8, permet d'ajuster automatiquement la tension de charge en fonc-

tion de la température. Si l'on connecte une autre thermistance à K1.D, il faut supprimer R7.

Les dimensions du montage (sans la batterie) correspondent à celles d'un coffret *Fibox* étanche. La sortie des câbles se fait via des presses étoupe (PG9). Deux trous de 2 mm doivent être percés dans le bas du coffret afin d'évacuer l'eau de condensation.

Le montage fonctionne chez l'auteur depuis quatre ans et sert à allumer deux spots à LED durant deux heures par jour.

Merci à Ludovic et Vincent.

(080305)

Liens

[1] www.elektor.fr/080305

Les informations recueillies par le PC sur l'interface série :

```
test080305 HyperTerminal
File Edit View Send Transfer Help
[Icons]

Photovoltaic regulator Ver 2.5
Mode Protect
Number of cycle completed 0
Total charge 0
Lead-acid Battery
Voltage = 12.53 V
charge 1
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.52 V
Voltage = 12.53 V
```

Mode batterie au plomb-acide

```
test080305 HyperTerminal
File Edit View Send Transfer Help
[Icons]

Photovoltaic regulator Ver 2.5
Mode Protect
Number of cycle completed 0
Total charge 0
Gel Battery
Voltage = 12.52 V
charge 1
Voltage = 12.54 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
Voltage = 12.53 V
```

En mode batterie au plomb-gel-acide

```
test080305 HyperTerminal
File Edit View Send Transfer Help
[Icons]

Low Battery voltage alert = 11.30 V
Low Battery voltage threshold = 10.80 V
Voltage = 12.51 V
Desired battery voltage = 14.71 V
Low Battery voltage alert = 11.30 V
Low Battery voltage threshold = 10.80 V
Voltage = 12.51 V
Desired battery voltage = 14.71 V
Low Battery voltage alert = 11.32 V
Low Battery voltage threshold = 10.82 V
Voltage = 12.51 V
Desired battery voltage = 14.69 V
Low Battery voltage alert = 11.34 V
Low Battery voltage threshold = 10.84 V
```

Commande manuelle

```
test080305 HyperTerminal
File Edit View Send Transfer Help
[Icons]

Low Battery voltage threshold = 10.84 V
Voltage = 12.53 V
Warning High Temperature
Desired battery voltage = 14.67 V
Low Battery voltage alert = 11.34 V
Low Battery voltage threshold = 10.84 V
Voltage = 12.50 V
Warning High Temperature
Desired battery voltage = 14.71 V
Low Battery voltage alert = 11.34 V
Low Battery voltage threshold = 10.84 V
Voltage = 12.52 V
Warning High Temperature
Desired battery voltage = 14.69 V
```

Attention, ça chauffe

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

calcul et principes de mise en œuvre de panneaux photovoltaïques

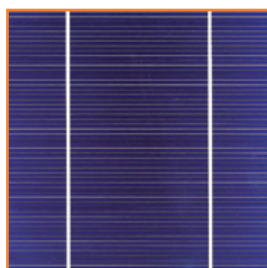
Je propose ici un rappel des bases de l'énergie photovoltaïque et des techniques les plus courantes, complété par le calcul simplifié d'une petite installation et les principes de mise en œuvre. Je n'approfondirai aucun point, mais vous trouverez en fin d'article de nombreuses références d'ouvrages et des liens utiles.

Pascal Rondane

(Tours)
pascal.rondane@gmail.com

Beaucoup de techniques restent au stade du laboratoire de recherche. D'autres, comme celles à l'arséniure de gallium (GaAs) qui offrent actuellement les plus forts rendements (20 à 25 %) sont utilisées pour l'alimentation de satellites. Leur coût les met hors de portée des particuliers. Voici les techniques les plus courantes.

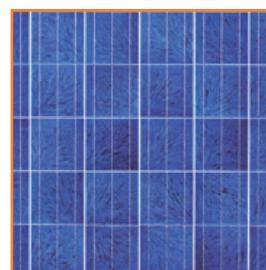
Silicium monocristallin



Les cellules au silicium monocristallin, très répandues, offrent un bon rendement : 15 % (en conditions de test standard). Cette cellule de couleur bleutée est composée d'un seul cristal, son aspect est uniforme.

Le procédé de fabrication consiste à faire fondre des lingots de silicium puis de les refroidir lentement pour conserver un cristal homogène

Silicium polycristallin



Comme leur nom l'indique, les cellules en silicium polycristallin sont composées de cristaux multiples dont l'aspect rappelle celle d'une mosaïque ; leur rendement est inférieur de 12 à 14 % à celui des cellules

monocristallines ; elles sont aussi moins chères.

Silicium amorphe

Les cellules au silicium amorphe n'offrent qu'un rendement faible (5 à 7 %) mais elles fonctionnent aussi bien à l'intérieur qu'à l'extérieur, ce qui les destine surtout aux applications grand public (montre, calculette etc.).

Cellules CIS

Les cellules CIS (cuivre-indium-sélénium) repré-

sentent la nouvelle génération de cellules solaires sous forme de films minces. Les matériaux utilisés lors de leur fabrication ne posent aucun problème de toxicité et sont beaucoup plus faciles à approvisionner. Les cellules de ce type peuvent être construites sur des modules flexibles, mais leur processus de fabrication est assez complexe. Elles offrent un bon rendement (10 à 14 % voire plus) et commencent à être produites, notamment par St-Gobain, pour des installations industrielles.

Définition de l'énergie solaire

Il importe que préciser que le propre des panneaux solaires photovoltaïques est de convertir en courant électrique le *rayonnement lumineux* ; si leur fonctionnement était lié au rayonnement soleil direct, le moindre nuage compromettrait la fiabilité de leur utilisation.

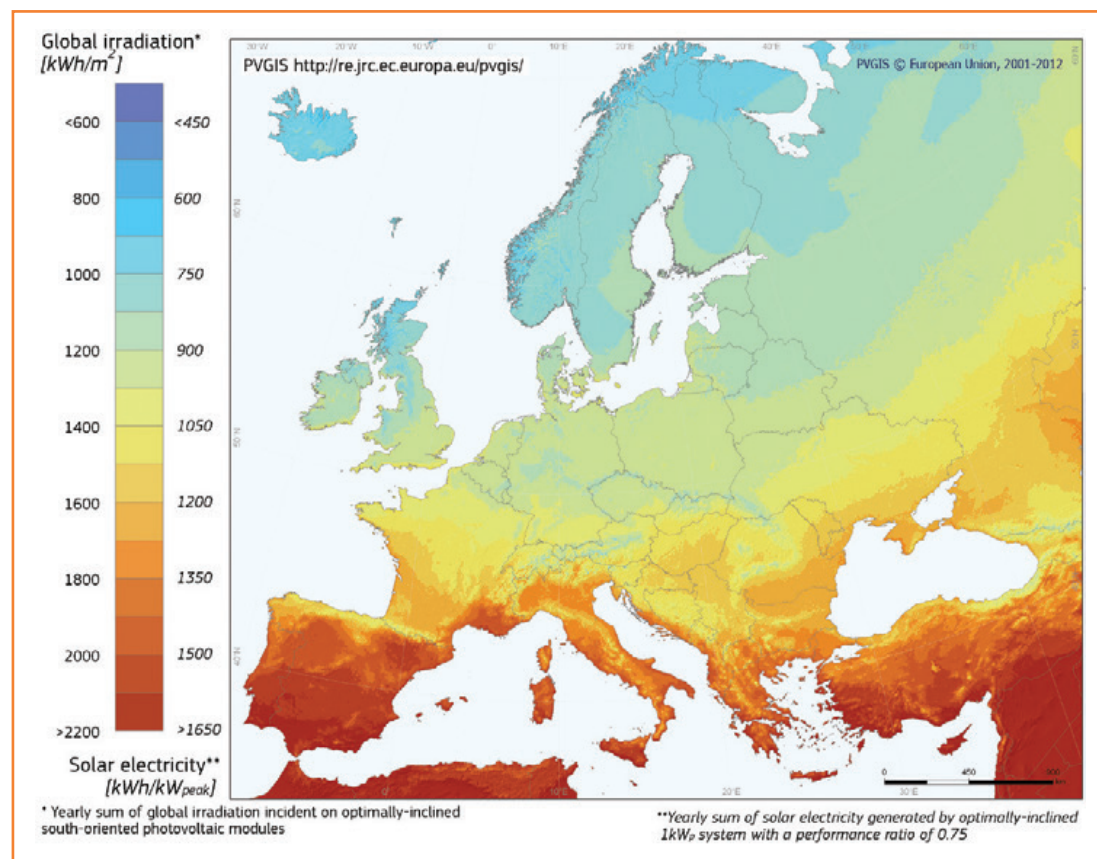
Le rendement du panneau photovoltaïque dépend d'abord de l'*exposition lumineuse* : par un ciel sans nuages et sous un beau soleil, on atteint 1000 W/m². Par temps nuageux, ce sont encore environ 500 W/m² et par temps pluvieux et couvert, il reste au mieux entre 100 et 50 W/m² !

Quand on ne tombe pas à 0 W/m²...

Le watt par mètre carré est l'unité utilisée pour quantifier le rayonnement solaire. Les panneaux solaires sont caractérisés par la puissance électrique qu'ils restituent sous un rayonnement solaire de 1000 W/m² à une température de 25 °C.

Concrètement, un panneau solaire dit de 20 W restitue ces 20 W sous un rayonnement lumineux de 1000 W/m² (ciel sans nuages et beau soleil) ; par temps couvert, il ne restera que la moitié de cette puissance, environ... Sans perdre de vue la température de jonction des cellules photovoltaïques qui influe aussi sur le rendement du panneau : les modules perdent 0,4 % par degré. La température de fonctionnement des panneaux solaires dépend de l'irradiation incidente, la température ambiante, la couleur des matériaux et aussi de la vitesse du vent (5 % à 14 %).

Le deuxième critère déterminant est la durée d'ensoleillement, car même par une belle journée d'été, l'éclairement varie durant la journée de façon non négligeable. La fenêtre temporelle





dans laquelle le panneau solaire reçoit son maximum d'énergie n'est que de quelques heures. En hiver le rayonnement lumineux s'amoindrit jusqu'à disparaître plusieurs jours en cas de neige ou de brouillard.

Calculs et mise en œuvre

Pour dimensionner puis mettre en œuvre un système photovoltaïque, on procède par étapes.

Évaluation des besoins

Avant de nous mettre à calculer, rappelons la différence entre énergie et puissance.

- La puissance est une donnée instantanée (débit). Exemple : une lampe consomme 20 W, un panneau solaire produit 40 W à l'instant t .
- L'énergie est une donnée intégrée sur une période de temps.
- La puissance électrique est mesurée en watts (W), kilowatts (kW) ou mégawatts (MW), La puissance est le transfert d'énergie par unité de temps.
- énergie = puissance * temps
L'énergie s'exprime en W.h. La tension de batterie étant connue, il est d'usage d'utiliser dans les calculs de consommation l'A.h comme unité.

Évaluation de la consommation

Les panneaux photovoltaïques ne fournissent d'énergie que le jour, mais on prend comme unité de temps la période entière de 24 h, ce qui nous fera travailler en Ah par jour.

Dimensionner la batterie

Comme le panneau photovoltaïque ne délivre de l'énergie que lorsqu'il reçoit un rayonnement lumineux, il faut une batterie pour stocker l'énergie. L'autonomie est la durée pendant laquelle la batterie assure le fonctionnement de la charge sans être rechargée par le panneau photovoltaïque. On compte en général 5 jours d'autonomie, en prévision de conditions climatiques hivernales sévères avec un rayonnement lumineux extrêmement faible.

Pour calculer la capacité de l'accumulateur, on multiplie la consommation électrique (Ah) par la durée de l'autonomie souhaitée et l'on applique un coefficient de sécurité (0,7) qui correspond à la perte de charge de la batterie par la température de fonctionnement la plus basse considérée et aux pertes additionnelles (rendement de charge de la batterie, rendement de conversion du régulateur, décharge naturelle de la batterie). Le calcul indique la capacité réellement disponible à tout moment. Dans l'exemple ci-dessous, elle est égale à 70 % de la capacité nominale.

capacité utile =

capacité nominale * pourcentage utile

$$C(Ah) = \frac{\text{cons. du sys. sur 24h} \cdot \text{autonomie en jours}}{0,7}$$

$$C(Ah) = \frac{2,736 Ah / j \cdot 3 j}{0,7} = 12 Ah$$

La capacité de la batterie a été arrondie.

On choisira de préférence une batterie au plomb gélifié sans entretien (p. ex. Yuasa 12 V 15 Ah)

Tableau 1

| appareil (s) | nombre d'appareils | courant consommé (A) | durée d'utilisation sur 24 h | énergie = courant · durée |
|-------------------------------------|--------------------|----------------------|------------------------------|---------------------------|
| régulateur photovoltaïque | 1 | 0,020 | 24 h | 0,020 x 24 = 480 mAh |
| lampes à LED | 3 | 0,150 | 4 h | 0,150 x 3 x 24 = 1,8 Ah |
| énergie totale consommée sur 24 h : | | | 2,28 Ah | |
| puissance consommée par jour : | | | 2,28 x 12 V = 27,36 Wh/jour | |

plutôt qu'un modèle *batterie de moto* dont il faudra surveiller périodiquement le niveau de l'électrolyte liquide.

Calcul de l'énergie solaire récupérable

Le rayonnement solaire (en W/m²) dont bénéficie le panneau photovoltaïque varie en cours de journée selon les heures et les conditions météorologiques. Différents sites donnent le rayonnement solaire en Wh/m² selon les heures du jour et la position géographique. Les valeurs moyennes s'étalent sur une année. Pour dimensionner l'installation, on prendra la valeur la plus défavorable (décembre).

Quelques valeurs moyennes de rayonnement solaire :

Île de France : 1,12 kWh/m²/j

Sud de la France : 3 kWh/m²/j

Afrique du nord : 5 kWh/m²/j

puissance du panneau =

$$\frac{\text{consommation du système sur 24h (Wh / j)}}{\text{irradiation journ. (kWh / m}^2 \text{ / j)} \times \text{coef. de pertes}}$$

$$= \frac{32,8 \text{ Wh / j}}{1,120 \times 0,7} = 41 \text{ W}$$

Le calcul a été arrondi.

Ce qui donne un panneau solaire d'une puissance de 50 W.

Remarque : Se contenter d'un panneau de 20 W pour alimenter une charge de la même puissance est une erreur (fréquente) à ne pas commettre !

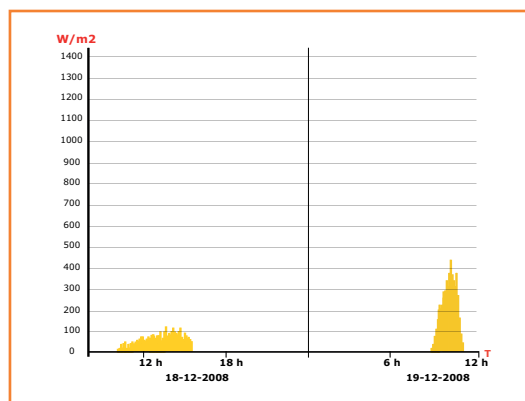
Exemple de mesure d'ensoleillement

On constate sur ce relevé effectué en décembre que le niveau d'ensoleillement a été faible (50 W/m² le 18/12 et 200 W/m² le 19/12) à Tours. La mesure a été effectuée avec un solarimètre qui donne la mesure instantanée du rayonnement solaire en W/m².

Mise en œuvre des panneaux photovoltaïques

La position et l'orientation des panneaux photovoltaïques sont déterminantes pour le rendement de l'installation.

Orientation : le point cardinal est dans l'hémisphère nord orienté vers le point le plus haut du soleil, le sud de ce côté-ci de l'Équateur... et



au nord si vous êtes par exemple à la Réunion.

Inclinaison : pour la France et pour une utilisation tout au long de l'année, l'inclinaison optimale est de 60 ° par rapport à l'horizontale (pour la France métropolitaine) ; pour les autres lieux, on prendra comme règle : latitude du lieu +15 ° L'inclinaison de 60 ° optimise la production d'énergie dans les mois les plus défavorables (hiver), dans le cas d'une utilisation uniquement en été l'angle optimal serait de l'ordre 30 °. On peut se référer au site [2] qui fournit l'inclinaison optimale pour chaque mois de l'année (**tableau 2**).

On pourra trouver des exemples de mise en œuvre d'une petite installation solaire dans l'excellent livre de Gérard Guihéneuf **PHOTOVOLTAÏQUE : Alimentation électrique autonome de sites isolés** publié par Elektor-Publitrone.

Les ombres portées sur le ou les panneaux photovoltaïques en affectent le rendement. Elles sont causées essentiellement par les cheminées, les arbres ou les bâtiments proches.

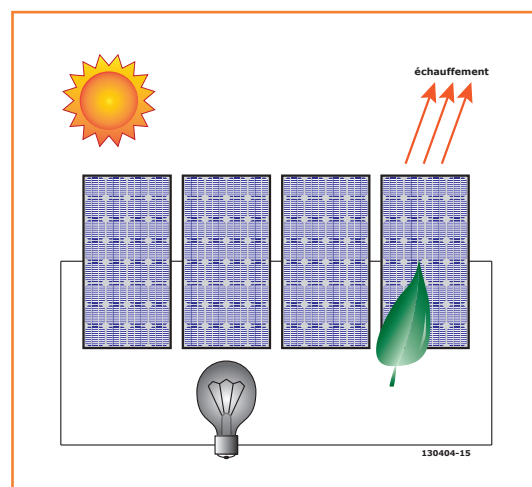
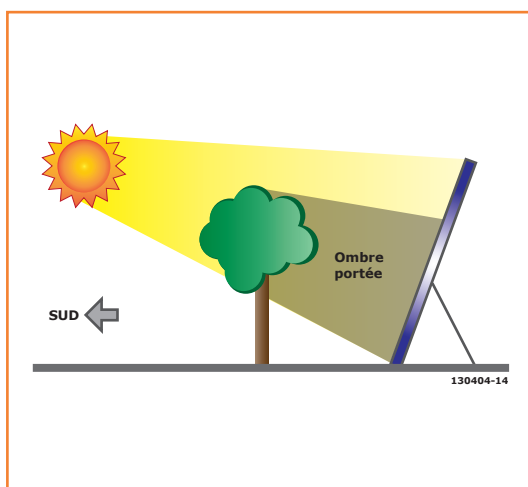
Ou par des feuilles mortes ou tout autre objet susceptible de couvrir une partie du panneau. Attention ! Ce n'est pas anodin. On veillera à éliminer tout obstacle de ce genre, car les cellules du panneau qui ne sont plus éclairées deviennent consommatrices de courant et se mettent à chauffer. On parle parfois d'effet *hot spot* et ça finit assez mal.

L'entretien

Avec 60 ° d'inclinaison, la pluie nettoie bien les panneaux photovoltaïques.

On contrôlera périodiquement le bon état des connections (serrage, oxydation).





Principe de fonctionnement d'un régulateur de charge

Le régulateur de charge [1] contrôle et protège la batterie de toute surcharge ainsi que d'une décharge profonde qui l'endommagerait de façon irréversible. Une installation photovoltaïque se compose comme suit.

Diode anti-retour

Généralement insérée dans le circuit au niveau du boîtier de raccordement du panneau solaire, elle évite que la batterie se décharge dans le panneau solaire pendant la nuit ou, quand la batterie est complètement chargée et que sa tension dépasse celle du panneau faiblement illuminé.

Les diodes Schottky sont appréciées pour leur faible tension de seuil (0,4 à 0,6 V). Sur des panneaux de bas de gamme on trouve des diodes classiques qui imposent 0,8 V de chute de tension. Ce seuil élevé n'est pas négligeable pour les calculs puisqu'il induit une perte de 7 % sur un panneau solaire de 12 V.

Le régulateur de charge

Sa fonction est surtout de préserver la longévité de la batterie. Quand la tension de la batterie atteint 14,4 V (seuil nominal) le régulateur interrompt la charge de la batterie pour la rétablir quand la tension repasse sous 12,6 V.

La plupart des chargeurs modernes utilisent un algorithme de calcul de charge /décharge de la batterie afin d'en tirer le meilleur parti possible.

Le limiteur de décharge

Il s'agit de protéger la batterie contre une décharge profonde.

Tableau pour un site au centre de la France

établi par le PVGIS (Photovoltaic Geographical Information System) [2]

Monthly Solar Irradiation | PVGIS Estimates of long-term monthly averages

Location: 47°13'10» North, 2°11'50» East, Elevation: 113 m a.s.l.,

Solar radiation database used: PVGIS-CMSAF

Optimal inclination angle is: 36 degrees

Annual irradiation deficit due to shadowing (horizontal): 0.0 %

| Month | H _h | H _{opt} | H(36) | I _{opt} | T _{24h} | N _{DD} |
|-------|----------------|------------------|-------|------------------|------------------|-----------------|
| Jan | 1070 | 1710 | 1710 | 63 | 4.5 | 400 |
| Feb | 1780 | 2580 | 2580 | 57 | 5.4 | 341 |
| Mar | 3160 | 4120 | 4120 | 47 | 8.2 | 273 |
| Apr | 4590 | 5180 | 5180 | 33 | 10.4 | 173 |
| May | 5370 | 5390 | 5390 | 19 | 14.6 | 65 |
| Jun | 6050 | 5820 | 5820 | 13 | 18.3 | 16 |
| Jul | 5860 | 5780 | 5780 | 17 | 20.1 | 2 |
| Aug | 4960 | 5360 | 5360 | 28 | 20.2 | 15 |
| Sep | 3920 | 4920 | 4920 | 43 | 16.4 | 97 |
| Oct | 2290 | 3250 | 3250 | 54 | 13.3 | 214 |
| Nov | 1220 | 1910 | 1910 | 62 | 7.4 | 368 |
| Dec | 971 | 1530 | 1530 | 63 | 4.7 | 414 |
| Year | 3440 | 3970 | 3970 | 36 | 11.9 | 2378 |

H_h: Irradiation on horizontal plane (Wh/m2/day)

H_{opt}: Irradiation on optimally inclined plane (Wh/m2/day)

H(36): Irradiation on plane at angle: 36deg. (Wh/m2/day)

I_{opt}: Optimal inclination (deg.)

T_{24h}: 24 hour average of temperature (°C)

N_{DD}: Number of heating degree-days (-)

PVGIS © European Communities, 2001-2012

Quand la tension sur la batterie descend en dessous de 11,6 V, le limiteur déconnecte la charge alimentée par l'installation photovoltaïque pour soulager la batterie ; la charge est remise en circuit quand la tension de batterie atteint 12,6 V. Il existe des batteries qui supportent des décharges profondes mais elles sont nettement plus chères qu'une batterie standard. Une courbe donnée par le fabricant de la batterie permet d'en calculer la durée de vie en fonction du niveau de décharge accepté.

Plus les décharges seront fortes et fréquentes plus la durée de vie de la batterie diminuera...

Modes

Dans le mode normal (ci-contre en bas), le panneau solaire charge la batterie, qui alimente le récepteur (appelé ici charge). En haut, l'installation est dans le mode de régulation de surcharge, et au milieu en mode de limitation de décharge. Pour compléter toutes ces notions et les mettre en pratique dans les meilleures conditions, je vous propose en conclusion une feuille de calcul de l'autonomie de votre installation photovoltaïque. Téléchargez-la depuis la page de cet article sur notre site [3] ; elle vous permettra de dimensionner de façon optimale vos panneaux, votre régulateur et la batterie.

(130404)

Liens

- [1] www.elektor.fr/080305
- [2] <http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/apps4/pvest.php#>
- [3] www.elektor.fr/130404

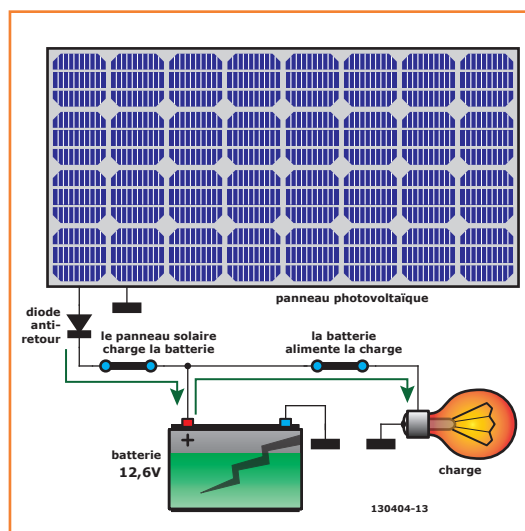
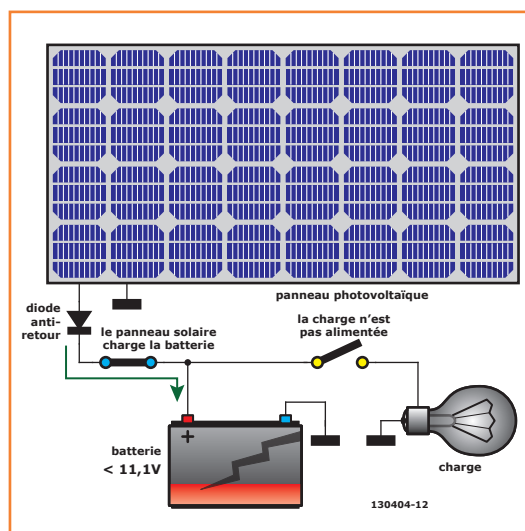
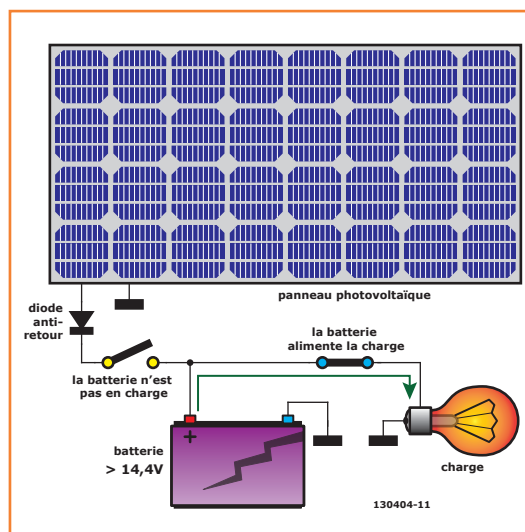
Sources

http://fr.wikipedia.org/wiki/Module_solaire_photovolt%C3%AFque

PHOTOVOLTAÏQUE : alimentation électrique autonome de sites isolés
Gérard Guihéneuf, Elektor-Publitrone
www.elektor.fr/photovoltaïque

Énergie solaire photovoltaïque,
Le manuel du professionnel
A. Labouret, M.P. Viloz, éditions Dunod

Cellules solaires -
les bases de l'énergie photovoltaïque
A. Labouret, P. Cumunel, J-P. Braun, B. Faraggi, éditions ETSF



clic clock

Cadran Lumineux Interactif Circulaire

2^e partie : construction

David Ardouin, Nantes
ardouin.david.projects@gmail.com

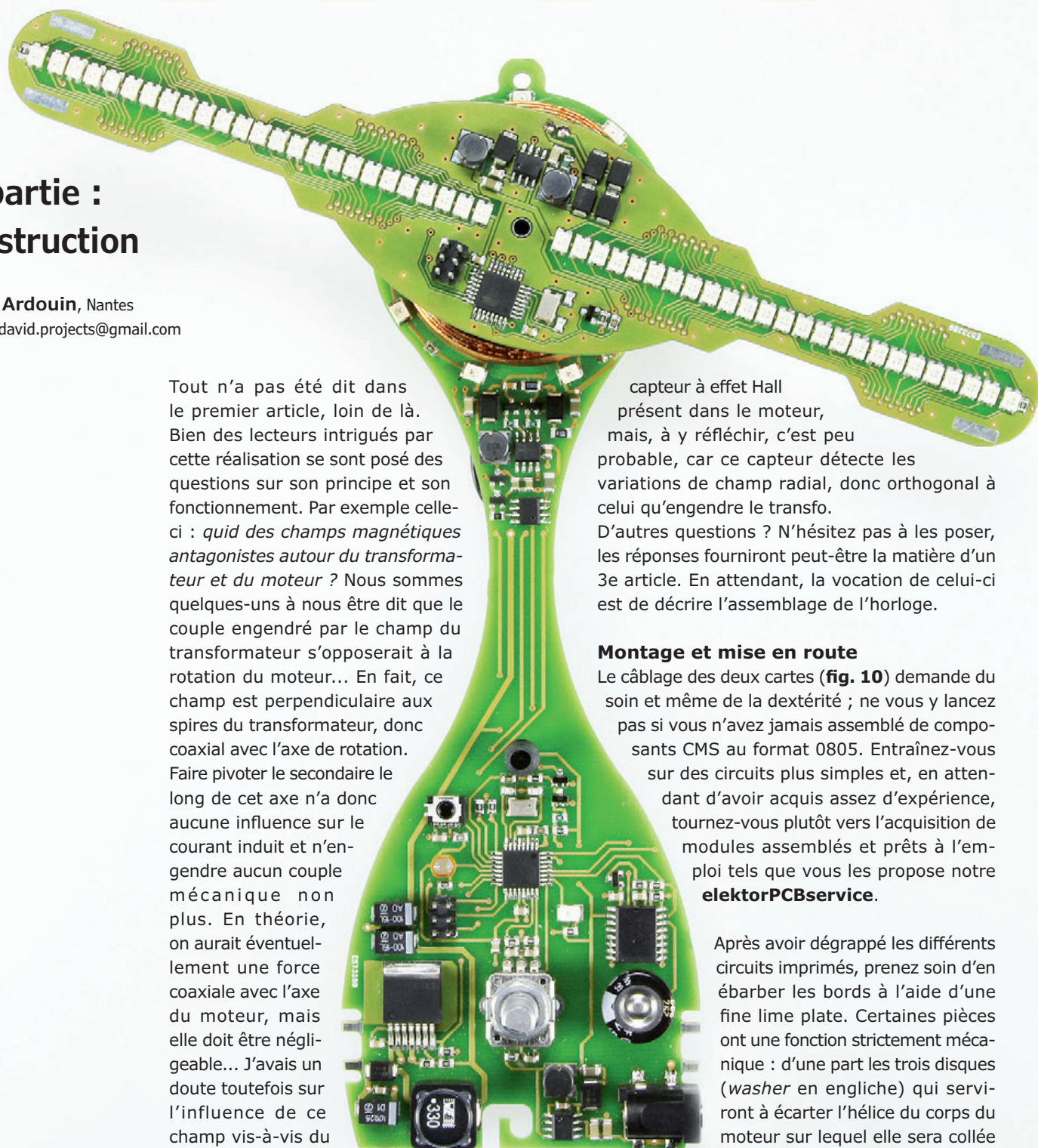
Tout n'a pas été dit dans le premier article, loin de là. Bien des lecteurs intrigués par cette réalisation se sont posé des questions sur son principe et son fonctionnement. Par exemple celle-ci : *quid des champs magnétiques antagonistes autour du transformateur et du moteur ?* Nous sommes quelques-uns à nous être dit que le couple engendré par le champ du transformateur s'opposerait à la rotation du moteur... En fait, ce champ est perpendiculaire aux spires du transformateur, donc coaxial avec l'axe de rotation. Faire pivoter le secondaire le long de cet axe n'a donc aucune influence sur le courant induit et n'engendre aucun couple mécanique non plus. En théorie, on aurait éventuellement une force coaxiale avec l'axe du moteur, mais elle doit être négligeable... J'avais un doute toutefois sur l'influence de ce champ vis-à-vis du

capteur à effet Hall présent dans le moteur, mais, à y réfléchir, c'est peu probable, car ce capteur détecte les variations de champ radial, donc orthogonal à celui qu'engendre le transfo. D'autres questions ? N'hésitez pas à les poser, les réponses fourniront peut-être la matière d'un 3^e article. En attendant, la vocation de celui-ci est de décrire l'assemblage de l'horloge.

Montage et mise en route

Le câblage des deux cartes (**fig. 10**) demande du soin et même de la dextérité ; ne vous y lancez pas si vous n'avez jamais assemblé de composants CMS au format 0805. Entraînez-vous sur des circuits plus simples et, en attendant d'avoir acquis assez d'expérience, tournez-vous plutôt vers l'acquisition de modules assemblés et prêts à l'emploi tels que vous les propose notre **elektorPCBservice**.

Après avoir dégrappé les différents circuits imprimés, prenez soin d'en ébarber les bords à l'aide d'une fine lime plate. Certaines pièces ont une fonction strictement mécanique : d'une part les trois disques (*washer* en anglais) qui serviront à écarter l'hélice du corps du moteur sur lequel elle sera collée



Note : la numérotation des illustrations prolonge celle du premier article

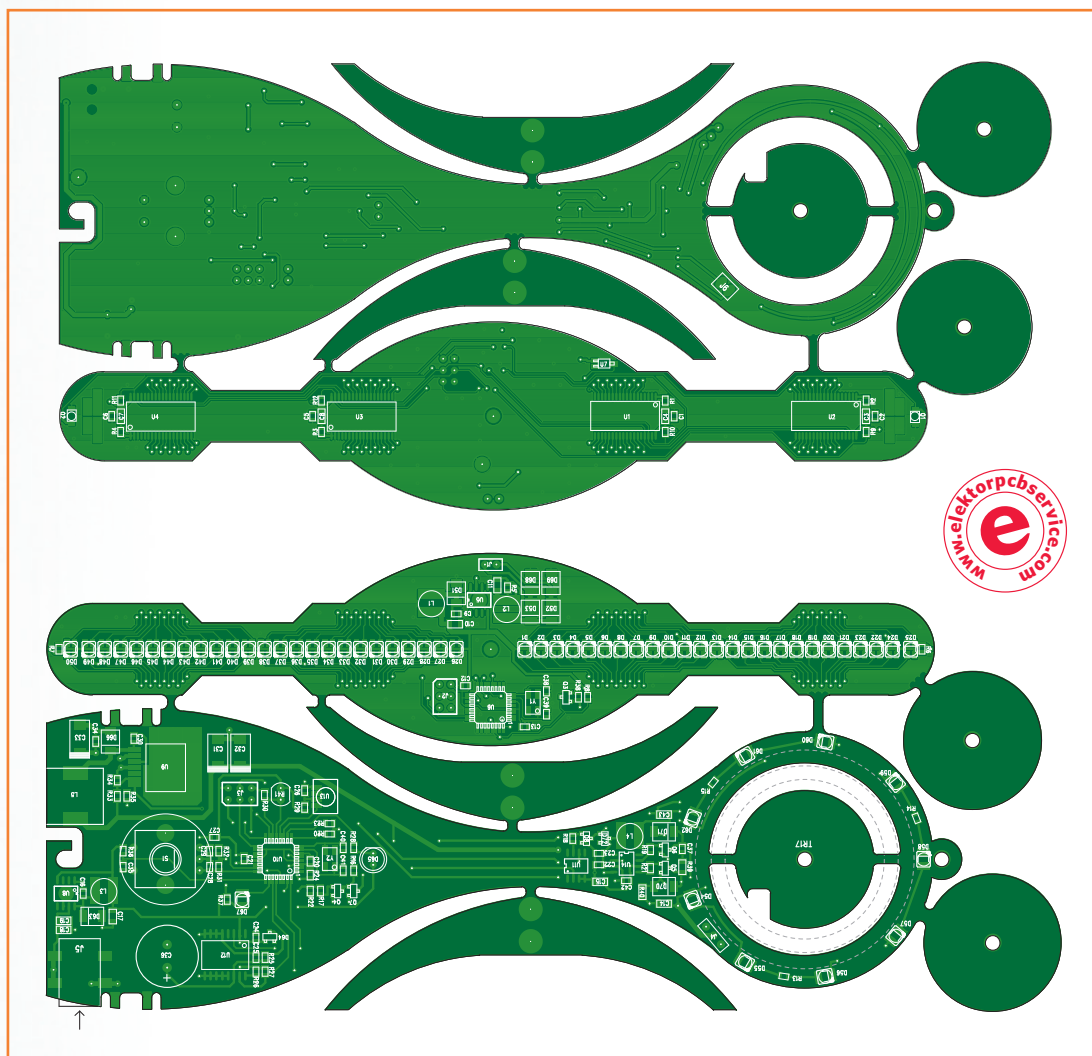


Figure 10a.
Circuit imprimé de l'horloge. En principe, ce n'est pas nécessaire, mais les plages rectangulaires aux extrémités de l'hélice pourront être chargées en soudure, afin de corriger d'éventuels défauts d'équilibrage.

et d'autre part les deux pieds en demi-lune. Pour souder les circuits intégrés au pas fin, je dépose un joint de soudure *en court-circuit* sur toutes les broches à l'aide d'une panne de gros diamètre. Puis, à l'aide de tresse à dessouder, j'enlève l'excédent de soudure pour supprimer tous les ponts entre les broches et ne laisser que

le strict nécessaire pour établir le contact entre les broches et le cuivre. Les circuits intégrés U5 et U8 ont une plage à souder sur leur face inférieure. Soudez leurs huit broches de façon classique, puis soudez la pastille inférieure par le dessous grâce au perçage ménagé dans le circuit imprimé. Si vous êtes attentif, vous observerez

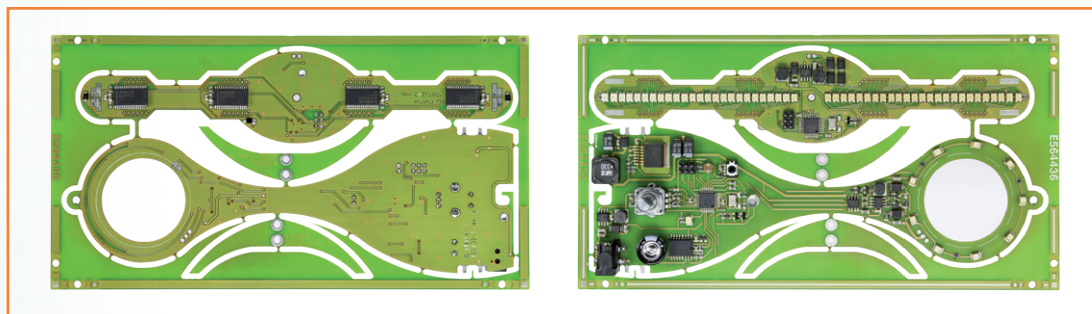


Figure 10b.
Cette version de la carte ne comportait pas encore les 3 disques espaceurs (cf fig. 10a et 13c).

Figure 11a.
Réglage des fusibles pour
l'ATmega328 de la base

| | | | |
|----------|----------|------|--|
| Fusibles | Extended | 0xFC | Brown-Out activé à 4,3 V |
| | High | 0xD9 | oscillateur externe à 20 MHz, temps de démarrage maximal |
| | Low | 0xFF | |

Figure 11b.
Réglage des fusibles pour
l'ATmega328 de l'hélice

| | | | |
|----------|----------|------|--|
| Fusibles | Extended | 0xFD | Brown-Out activé à 2,7 V |
| | High | 0xD9 | oscillateur externe à 20 MHz, temps de démarrage maximal |
| | Low | 0xFF | |

que sur le PDF du circuit imprimé, ce perçage ne fait apparemment que 0,5 mm. Rassurez-vous, sur le circuit gravé par elektorPCBservice, son diamètre est bien les 3 mm, ce qui permet de souder le composant par en-dessous. N'hésitez pas à remplir le trou de soudure pour améliorer le transfert thermique. Sur l'hélice, l'alignement des cinquante diodes et la symétrie des deux pales doivent être parfaits. En rotation, le plus petit défaut sera visible dans l'image produite. Si vous avez bien lu le premier article, vous comprendrez aussi l'importance d'une parfaite symétrie entre les rangées de LED sur les deux moitiés de l'hélice.

Vous remarquerez sur les photos du prototype que la diode D65 a été munie d'un manchon de gaine thermorétractile noire, afin d'obtenir un faisceau lumineux le plus étroit possible garant d'un signal net lors du passage de l'hélice.

Les microcontrôleurs se programment par liaison ISP avec les logiciels fournis [2]. Prenez garde aux réglages des fusibles (**fig. 11a & b**), différents entre les deux composants : la détection de sous-alimentation (*brown out*) est configurée à 2,7 V sur l'hélice pour la prémunir contre les baisses de tension lors de forts appels de courant, inévitables avec le mode d'alimentation de cette partie.

Autodiagnostic

Avant (!) de procéder à l'assemblage mécanique et avant même de bobiner le transformateur, vous pouvez vérifier sur votre établi le bon fonctionnement des deux cartes, d'abord indépendamment l'une de l'autre, puis en les faisant communiquer (sans même que l'hélice tourne). Sur la base d'abord, maintenez S1 pressé lors de la mise sous tension. La diode de test D67 clignote

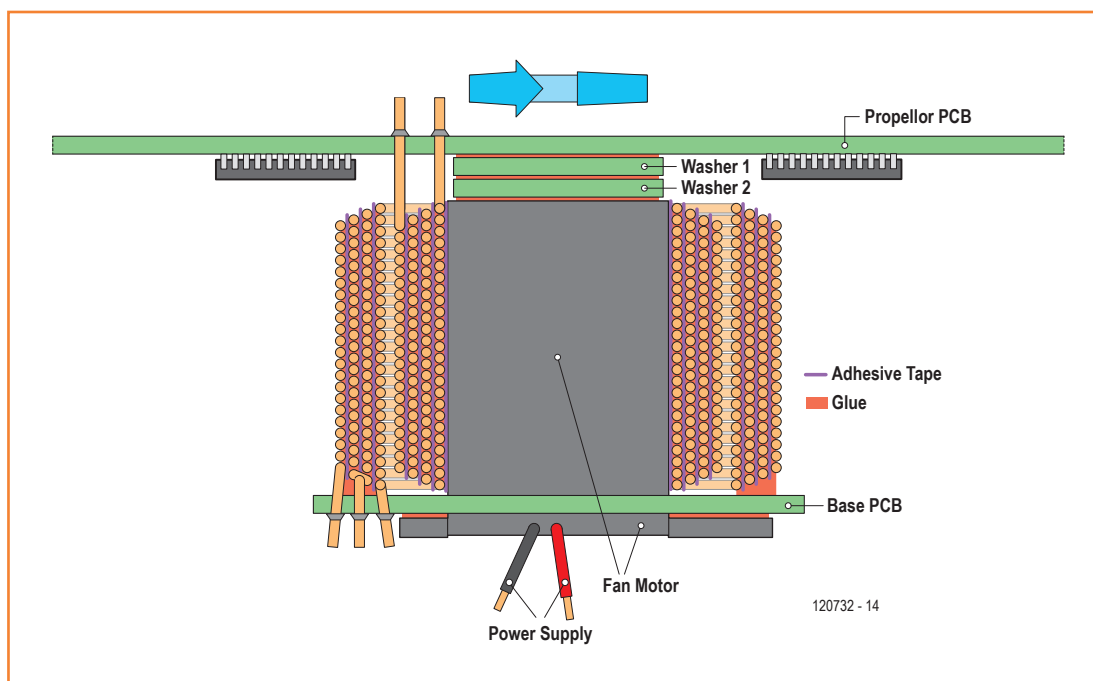


Figure 12.
Vue en coupe de
l'assemblage

alors à un rythme de 2 Hz, ce qui indique l'émission de trames de test sur la liaison de données infrarouge : regardez bien, et vous verrez une lueur rougeâtre dans D65. Pendant ce temps, le moteur (que vous aurez connecté provisoirement) est activé et devrait tourner à plein régime ; la tension pour le transformateur est également présente. Avec un oscilloscope et des résistances de tirage provisoires de 1 à 10 k Ω connectées entre les broches 1-2 et 2-3 de J4 qui vous permettront d'observer le signal de pilotage carré à 50 kHz et d'amplitude 9 V.

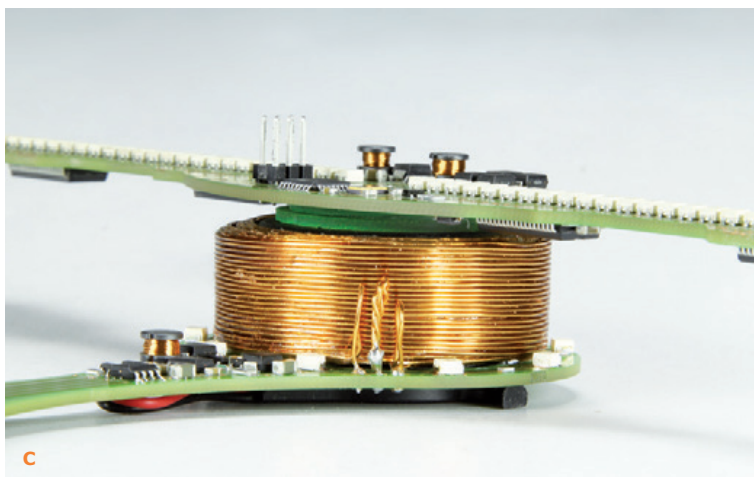
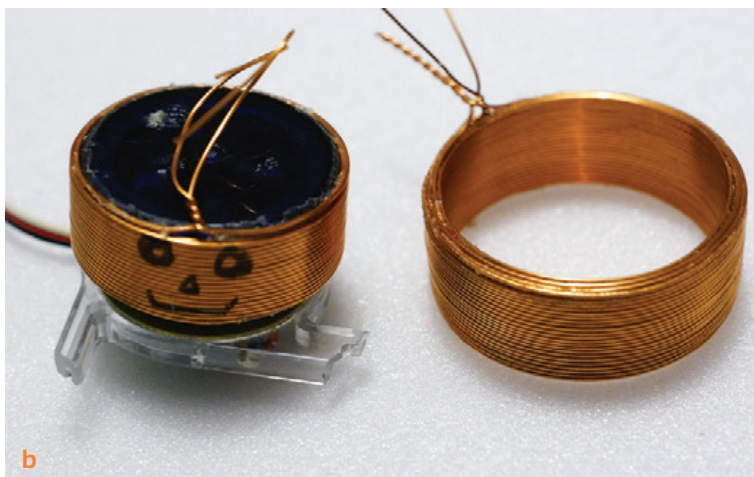
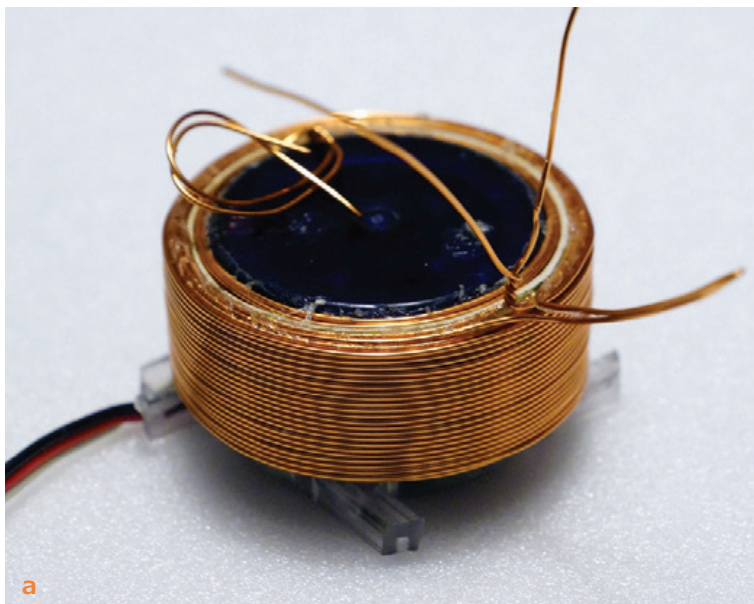
Testons à présent l'hélice indépendamment de sa base. Alimentez-la par une pile 9 V sur J1 (la polarité n'a pas d'importance). Les deux LED les plus proches du centre doivent aussitôt s'allumer. Si vous passez alors Q1 ou Q2 devant la diode infrarouge D65 de la base, une troisième LED s'active indiquant la bonne réception du signal de positionnement. Si vous obtenez ce résultat, votre hélice est bonne pour le service. Approchez la partie centrale de l'hélice de la base, en dirigeant U7 vers l'anneau formé par D54 à D62. Le circuit de l'hélice confirme la réception des trames de données en allumant séquentiellement les cinquante diodes des deux pales. Vous ne trouvez pas U7 ? Regardez sous l'hélice... Ces quelques tests sont satisfaisants ? Alors, passons à l'assemblage !

Mécanique

La plus grosse étape de réalisation mécanique consiste à modifier un ventilateur de 80 mm, courant en informatique, pour n'en garder que le moteur et y bobiner le transformateur. Pour ne pas avoir à entrer ici dans les détails de cette opération, j'ai préparé un document [1] que je vous invite à consulter : tout y est expliqué en détail et en images, étape par étape. Suivez-en les instructions à la lettre, et vous obtiendrez sans peine (mais avec de la patience) l'indispensable transformateur. La vue en coupe de dessus (**fig. 12**) et la photo (**fig. 13**) donnent une idée de l'assemblage de cet équipement rotatif. Le primaire du transformateur, bobiné à l'extérieur,

Figure 13.

Gros-plans du transfo après bobinage (a), puis séparé (b) et enfin assemblé (c). On distingue sur (a) la bande de carton qui, lors du bobinage, a servi à ménager un espace entre les enroulements primaire et secondaire, ainsi que sur (c) les deux disques verts intercalaires qui éloignent l'hélice du moteur sur lequel elle est collée.



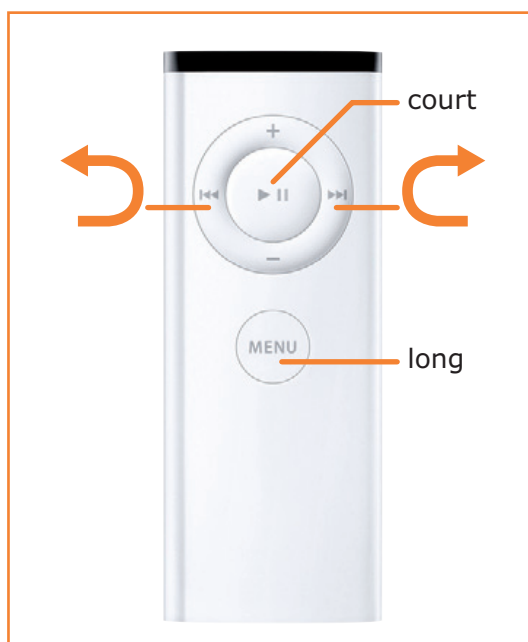


Figure 14.
Utilisation de la
télécommande Apple.

est solidaire de la base et donc fixe. Le stator du moteur est également collé sur la base.

Le secondaire du transformateur, d'un diamètre légèrement inférieur, est placé au centre du primaire, et collé autour du moteur du ventilateur. Il tourne donc avec l'hélice qui est elle-même collée sur le moyeu du moteur. Pour maintenir en place les spires lors du bobinage du transformateur, il faut intercaler entre les couches de fil de cuivre un bon (!) adhésif, fin et à double-face, puis rajouter au fur et à mesure de la colle instantanée pour immobiliser définitivement les spires.

Les deux pièces en forme de croissant sont des

pièces à assembler par soudage. Montés perpendiculairement au circuit imprimé de la base, ils maintiendront votre pendule si elle est posée sur un plan fixe. Ne les soudez que quand tout sera fini.

Si vous préférez, l'orifice placé en haut de la base permet d'y glisser une petite pointe pour accrocher l'horloge au mur ou sur tout autre support approprié. Vous pouvez passer le câble d'alimentation dans l'encoche en forme de crochet ménagée à cet effet au pied de la base. Il ne faudrait pas que ce fil et l'hélice s'entortillent ! Nous attirons aussi votre attention sur la fragilité mécanique de certains composants, notamment en bout d'aile (Q1 et Q2) ; quand l'hélice tournera à pleine vitesse, il faudra éviter que ces composants heurtent un obstacle.

L'horloge pas lente

Y a d'la ventilation dans l'air ! Si vous avez vérifié le fonctionnement de vos deux cartes, vous allez dans quelques secondes et dans un délicat courant d'air (*zeugme*) découvrir la magie de votre *CLIC clock*. Il ne manque plus qu'une alimentation comprise entre 10 et 14 V continus, capable de fournir 250 mA au moins en régime de croisière. À la mise sous tension, les variables et périphériques sont initialisés puis le moteur et le transformateur démarrent. Du côté de l'hélice, D1 et D26 s'illuminent de façon fixe pour confirmer la présence de l'alimentation. Quelques instants plus tard, la LED D65 est alimentée à son tour pour donner vie à l'affichage. L'heure est alors indiquée sur la partie haute et un message de bienvenue défile.

Liste des composants

Résistances (CMS0805 5%) :

R1 à R5, R17, R30 = 47 k Ω
R6, R7, R16, R20, R22 à R24, R26, R27, R31,
R32, R36, R37 = 4,7 k Ω
R8 à R12 = 22 k Ω
R13 à R15, R18, R19, R21, R29 = 100 Ω
R25, R34 = 1,5 k Ω
R28 = 330 Ω
R33, R35 = 10 k Ω
R38 = 1 M Ω

Résistances (CMS1206 5%) :

R39 = 10 Ω
R40 = 0,1 Ω

Condensateurs céramique (CMS0805 20%) :

C1, C2, C5, C6, C12, C13, C20, C21 à C25,

C27, C34, C42 = 100 nF 50 V
C9, C16, C30 = 10 nF 50 V
C26, C28, C29, C35 = 1 μ F 10 V
C37 = 1 nF 50 V
C38 à C41 = 33 pF 10 V

Condensateurs céramique (CMS1206 20%) :

C3, C4, C7, C8, C10, C17 = 22 μ F 10 V
C11, C18, C19, C43 = 1 μ F 50 V
C14, C15 = 10 μ F 16 V

Condensateurs divers :

C31, C32 = 100 μ F 16 V, Vishay - 593D
C33 = 47 μ F 25 V, Vishay - 593D
C36 = 0,1 F 5,5 V, Panasonic - EECF5R5U104 (9692703)

Inductances :

L1, L3 = 68 μ H 0,84 A, Bourns - SDR0604-680KL (1828011)
L2 = 220 μ H 0,38 A, Bourns - SDR0604-221KL (1828016)
L4 = 1 mH 0,12 A, Bourns - SDR0604-102KL (1828020)
L5 = 33 μ H 3 A, Würth 744771133 (2082608)

Diodes :

D1 à D50 = LED bicolore PLCC4, couleur au choix, p. ex. Vishay VLMKE3400-GS08 (1328370)
D51 à D53, D63, D66, D68, D69 = ON - MBRS140T3G (9557237)
D54 à D62 = LED infrarouge Osram - SFH421-Z (1226346)

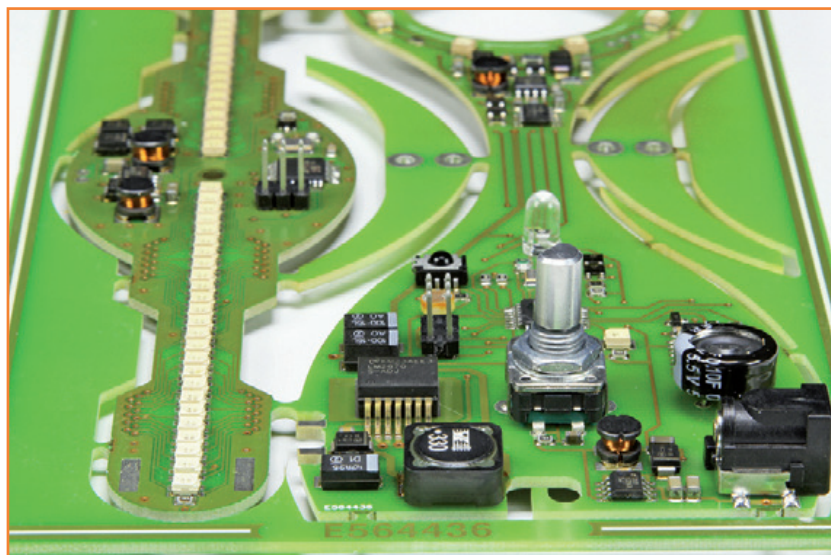
Une fois lancée, l'horloge peut être pilotée indifféremment au moyen de la télécommande (fig. 14) [3] ou du codeur rotatif. Appuyez sur ce bouton pour mettre le système en veille, ou pour le réveiller. Tournez-le vers la droite ou la gauche pour parcourir à votre guise plusieurs dizaines de modes d'affichage, avec diverses combinaisons de couleurs et de représentations du cadran et des aiguilles, avec ou sans affichage des secondes, mais aussi la date, la température ambiante et le choix entre un affichage analogique ou numérique. Une fois votre choix fait, ne touchez à rien pendant dix secondes et ce mode sera sauvegardé en mémoire non volatile pour pouvoir être restitué lors d'une prochaine mise sous tension. Appuyez sur le codeur pendant plus de deux secondes pour entrer dans le menu de configuration et régler l'heure, la date, le choix de la langue, la vitesse de rotation en mode jour et en mode nuit, l'intensité lumineuse... On peut naviguer dans ce menu par pressions courtes pour sélectionner le paramètre désiré et par rotations pour ajuster la valeur. Le choix d'une vitesse nulle en mode nuit permet la mise en veille et le réveil automatiques selon l'ambiance lumineuse de la pièce, idéal si le montage est placé dans une chambre. Cette option est pratique mais elle pourrait vous piéger. Si d'aventure votre horloge refuse de (re)démarrer, c'est peut-être parce qu'il ne fait pas assez clair et qu'elle croit que vous dormez. Assurez-vous donc que l'environnement est suffisamment lumineux avant de chercher une quelconque panne. Lors du prochain réglage des paramètres, pensez à relever un peu le seuil de mise en veille.

Ici s'achève notre aventure d'horlogerie électronique. À vous de mettre la main à la pâte [2]. J'espère que cette réalisation vous procurera autant de plaisir que j'ai eu à la mettre au point, et que vous serez nombreux à venir partager votre expérience et votre enthousiasme sur le forum d'Elektor.

(130389)

Liens

- [1] 120732 - CLIC clock - Montage.pdf
- [2] Logiciel téléchargeable, code source inclus, vidéo de l'assemblage du transformateur www.elektor.fr/120732
- [3] Télécommande pour Apple Universal Dock : <http://store.apple.com/fr/product/MC746ZA/A/apple-universal-dock>



D64, D72 = BAT54
D65 = VSLY5850 LED infrarouge Vishay (1870807)
D67 = PLCC2 LED orange
D70, D71 = SMBJ48A diode transil (1899472)

Semi-conducteurs :

Q1, Q2 = TEMT1020 phototransistor Vishay (1470165)
Q3, Q4, Q7 = BC847A
Q5, Q6, Q8 = IRLML0060 transistor IR (1783927)
U1 à U4 = MAX6957AAX Maxim [Digikey : MAX6957AAX+T-ND]
U5, U8 = LM22674MR-5.0 (1679666)
U6, U10 = Atmega328P-AU (1715486)
U7 = SFH2400FA-Z photodiode Osram (1226452)

U9 = LM2670S-ADJ (1286849)
U12 = DS3231S Maxim (1593292)
U13 = TSOP6238 capteur infrarouge 38kHz Vishay (4913220)
U11, U14 = TC4427ACOA Microchip (1467705)

Divers :

Y1, Y2 = quartz 20 MHz TXC - 7B-20.000MAAJ-T (1841988)
S1 = PEC11-4215F-S0024 codeur incrémental Bourns (1653380)
R41 = VT935G photorésistance Excelias Tech. (1652638)
J2, J3 = barrette 2x3 contacts, Π 2,54mm
J4 = barrette, 3 contacts, Π 2,54mm
J5 = embase mini-jack 2,1 mm Cliff - DC10AS (1889309)

J6 = ventilateur pour l'informatique 80 mm 2.000 à 3.000 t/min
TR1 = transformateur à deux enroulements concentriques [1]
fil de cuivre émaillé 0,56 mm, environ 25 m colle instantanée et adhésif double face fin (voir instructions de montage [1])
circuits imprimés 120732-1 à 7

Erreurs dans le schéma (elektor n° 426 p.44) :

- R15 (fig 3a) est en fait R12
- J1 (fig 3b) n'est pas un connecteur, mais le point de raccordement de TR1 (fig. 2)
- Pour les autres divergences minimales entre schémas et liste des composants, c'est cette dernière qui fait foi.

(entre parenthèses, références Farnell, sauf mention contraire)

professionnel & passionné

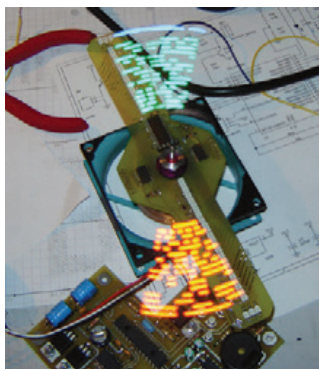
David Ardouin (Nantes) & Denis Meyer (elektor)

Que se passe-t-il dans la tête de celui qui a conçu l'horloge **CLIC clock** présentée dans ce numéro et le précédent ? Comment en est-il arrivé à ce projet ? En a-t-il d'autres ?

DM : L'électronique, c'est votre passion. Elektor a publié deux de vos créations exemplaires : l'horloge à persistance rétinienne [1] et la serrure codée à effleurement [2]. Des projets sur lesquels vous avez beaucoup travaillé. Dites-nous ce qui n'a pas été raconté dans les articles...

DA : La serrure codée est ludique et didactique, pour inciter nos lecteurs à intégrer la détection capacitive dans leurs propres projets. L'idée initiale était un clavier de piano sous forme d'une glissière capacitive. La serrure m'a paru plus au goût du jour. Ce projet relativement simple m'a également permis de découvrir et d'apprécier la collaboration avec l'équipe d'Elektor et ses méthodes de travail.

La pendule, c'est une histoire d'amour de longue date. Je l'avais en tête en entrant en classe préparatoire alors que j'ignorais encore ce qu'était un microcontrôleur. Il m'a fallu 3 ans pour l'apprendre et réaliser le premier prototype, en 2005. En Lego ! Alimentation par pile, affichage cylindrique et message fixe, mais déjà bicolore.



La deuxième version est née entre 2006 et 2008, le soir, dans mon studio d'étudiant, en tâtant de la transmission d'énergie par transformateur sans vraiment comprendre le phénomène. Les bases de l'horloge publiée maintenant étaient déjà là (transformateur, infrarouge, moteur de ventilateur), mais les erreurs de transmission de données, les vibrations et le bruit aussi.

DM : Vous êtes aussi un professionnel de l'électronique.

Peut-on en savoir plus sans être indiscret ? Comment se combinent ces deux approches ?

DA : Je travaille en tant qu'ingénieur en développement *hardware*



au bureau d'études d'une PME de fabrication de cartes électroniques. La sous-traitance offre l'avantage d'une grande diversité des techniques de l'électronique, avec des cycles de développement plutôt rapides, mais cela ne suffit pas à calmer ma créativité, au contraire. À la maison, j'en profite pour creuser les sujets qui me plaisent le plus, sans comptes à rendre, sans budget à tenir, sans hiérarchie à satisfaire... Le bonheur !

DM : Et comment ce bonheur-là se décline-t-il en famille ? Vous avez deux filles, je crois...

DA : Deux filles de 4 et 3 ans et... leur maman. Je jongle : pas d'électronique la journée ni en fin de semaine, je me consacre à elles. Le soir, quand d'autres se détendent devant la TV, je profite de MON moment pour avancer mes projets. Ma femme préfère que je sois avec elle plutôt qu'au fond du garage, j'installe mon matériel sur la table du salon, ça permet de papoter.

DM : Leur parlez-vous d'électronique ?

DA : Les filles sont curieuses et aiment m'assister avec les outils ; la grande est la plus minutieuse, j' imagine pouvoir l'initier dans quelques années avec des kits pour débutants... Elles vivent avec mes projets ; en ce moment, elles vont à l'école dans une poussette à 4 places à

voir son montage à la une d'Elektor dans les rayons du libraire du coin est une expérience que je souhaite à tous les concepteurs

laquelle j'ai ajouté une assistance électrique et pour Noël elles m'ont demandé d'améliorer leur voiturette électrique pour « aller plus vite que celle du petit voisin ».

DM : Pourquoi cette discipline semble-t-elle toujours réservée aux garçons ?

DA : C'est bien vrai que les colonnes d'Elektor sont très masculines, à l'image du bureau d'études où j'exerce. Par contre, nos lignes de production sont presque exclusivement composées d'opératrices aux doigts de fées. Difficile à expliquer, question de centres d'intérêt je suppose. Ne perdons pas l'espoir de lire prochainement un article d'une lectrice !



DM : Vous ne croyez pas si bien dire : dans ce numéro même, Elektor publie un article signé par une auteure, française de surcroît. Les temps changent. Pourriez-vous nous parler de votre formation et de vos spécialités ?

DA : Ça a commencé tôt, dès la classe de 6e. En cours de technologie on manipulait encore les fers à souder et l'insolense. Avec mon meilleur ami, pendant la pause de midi, on essayait de reproduire des montages de revues. Tout nous paraissait encore bien obscur. J'ai poursuivi assez classiquement, pour intégrer l'ESEO et ses classes préparatoires. Bien que qualifiée aujourd'hui d'école d'ingénieurs « généralistes », un très fort accent y était mis sur les cours techniques et particulièrement l'électronique. Ce choix me convenait parfaitement. Mon bagage technique est étendu, orienté vers l'informatique embarquée et la conception matérielle. Je pratique aussi la logique programmable (VHDL) à petite dose, mais j'ai un faible pour ce mélange d'électronique et de physique que la CLIC Clock illustre bien.

DM : Que pensez-vous de la formation des électroniciens en France ? Si vous étiez ministre de l'Éducation, que feriez-vous ?

DA : Nos professeurs nous prédisaient que la réalisation étant déjà délocalisée dans les pays à bas salaires, il nous resterait la conception pour quelques années, avant qu'elle subisse le même sort. Ensuite nous n'aurions plus que les spécifications, et le devoir d'être surtout polyvalents, avant d'être techniques. J'espère que l'avenir leur donnera tort. À mon avis, nous devons garder une expertise technique européenne et continuer de former des spécialistes dans des domaines tels que la puissance. Dans mon métier, nous recrutons bien plus d'ingénieurs en électronique ou en logiciel embarqué que d'ingénieurs systèmes.

DM : Je sens que vous ne voulez pas être ministre. De quoi rêvez-vous pour votre développement personnel et professionnel dans les années à venir ?

DA : C'est toujours la technique qui m'inspire. Je pars au boulot en sifflant, pas question de changer d'orientation. Je m'oriente vers l'électronique de puissance, celle qui chauffe et part en fumée à la moindre contrariété, tout en développant des projets plus fun à la maison.

DM : L'électronique est pour beaucoup une activité solitaire. Que représente pour vous le fait de publier dans Elektor et de partager votre expérience ?

DA : Il y a encore quelques années, je passais pas mal de temps sur des forums consacrés au modélisme et au karting. Pour moi, ces pages étaient de formidables espaces libres d'échange sur les bidouilles électroniques inspirées par ces activités. Je n'y ai malheureusement pas rencontré l'écho escompté. Notre domaine reste obscur pour les non-initiés. C'est un modéliste, Michel Kueneman, qui m'a fait découvrir ses propres publications [3] dans vos colonnes et ouvert la voie de l'échange entre passionnés.

Pour le grand bavard que je suis, c'est une expérience formidable. Voir ses propres montages, photos et textes dans les rayons du libraire du coin est une expérience valorisante que je souhaite à tous les concepteurs. Une fois qu'on sait qu'un projet peut être publié, on sent un formidable élan de motivation. Sans cela, certains des miens auraient pu, dès les premières difficultés, finir dans un tiroir.

DM : Vous soignez en effet vos créations : étude parfaitement au point, conçue pour une reproduction par de nombreux lecteurs, mécanique comprise, bien documentée, bien illustrée, mais vous avez aussi le goût de l'écriture. Vos articles sont charpentés, clairs et complets, sans que vous vous perdiez dans les détails. Est-ce lié à votre formation professionnelle ou à une disposition personnelle ?

DA : Cette rigueur est indispensable dans mon travail. Chaque composant que nous implantons doit être justifié, ses tolérances calculées. Nous relisons entre nous tous nos schémas, nomenclatures, documents de conception, afin d'éliminer toute imprécision, faute de frappe ou irrégularité. Je redoutais les dissertations de philosophie scolaire comme tout le monde, mais parler d'un sujet qui vous tient à cœur donne des ailes. Tout devient fluide.

DM : La pratique de l'électronique a beaucoup évolué, notamment avec les microcontrôleurs qui ont effrayé les uns et donné des ailes aux autres. Et vous ?

DA : Le paysage des revues a considérablement évolué entre les montages que je faisais à douze ans et ceux d'aujourd'hui. Les réalisations d'antan se faisaient souvent en simple face, c'est beaucoup plus compliqué maintenant. J'ai eu la chance de tomber au bon moment et de recevoir une formation solide sur tous ces composants programmables. Je navigue sans trop de problèmes dans ce domaine, qui n'est pourtant



pas celui que j'affectionne le plus. Toutes ces cartes de développement ne me passionnent pas ; je pré-



fère me concentrer sur des projets orientés vers le matériel. Mais je sais vivre avec mon temps : j'intègre aussi des composants programmables, mais au-delà du VHDL ou de 20 ou 30 Ko de logiciel C, ce n'est plus pour moi.

DM : Avez-vous une idée de ce que l'électronique pourrait devenir dans 10 ans ? À quoi ressemblera alors Elektor ? Si c'est vous qui aviez à décider de l'orientation du magazine, qu'en feriez-vous ?

DA : Le logiciel est bien plus accessible qu'avant tandis que la mise en œuvre du matériel se complique. La miniaturisation est incompatible avec le travail à la main et à l'œil nu. J'ai peur que le tout-programmable se généralise. Le rapport performance/coût tellement élevé des processeurs nous pousse à intégrer un noyau linux/android dans nos montages pour un simple chenillard ! J'espère que notre revue favorite ne s'orientera pas vers l'informatique embarquée sur carte de démonstration. Il faut qu'elle continue de nous proposer des réalisations originales et intéressantes, proches du matériel. C'est ma passion et je vais m'employer à proposer des projets en ce sens.

DM : Avez-vous d'autres passions ? Si vous deviez arrêter de faire de l'électronique, à quoi vous consacriez-vous ?

DA : Je suis assez curieux, surtout dans les loisirs techniques. Fervent pratiquant d'aéromodélisme il y a une dizaine d'années, j'aimais construire plus que piloter. J'ai également pratiqué le karting, mais ce qui m'intéressait le plus, c'était l'électronique que je pouvais y associer. Je fais un peu de cerf-volant freestyle et je m'adonne parfois à la photographie, plus technique qu'artistique. Je ne sais pas m'ennuyer. Je cogite sans cesse ; dès qu'un projet approche de sa fin, un autre naît. Pour le moment, je n' imagine même pas comment ne pas penser à l'électronique.

DM : Et sur quoi travaillez-vous ?

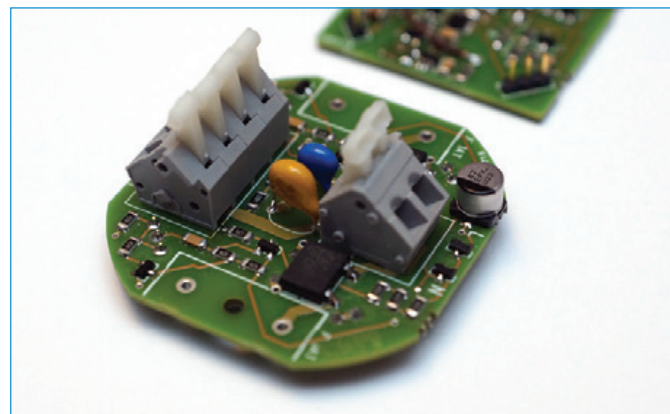
DA : L'un de mes derniers projets a été la conception d'un chronomètre embarqué pour kart, affichant le régime et la température du moteur. J'ai beaucoup travaillé la commercialisation en petite série, mais l'étude de coût a montré qu'il aurait été difficile de concurrencer les ténors du marché. Je me suis rabattu sur



la réalisation d'interfaces de lecture de données optique/USB pour des chronomètres de ce genre, que j'ai vendues à plusieurs dizaines d'unités. Je me suis aussi dessiné un amplificateur à tube pour casque audio afin d'en découvrir la sonorité si particulière.

DM : Tiens, même les tubes vous intéressent... mais pas de nouveau projet avec Elektor ?

DA : Si, bien sûr ! La coopération avec l'équipe d'Elektor est un plaisir. L'intensité de ma motivation a redoublé. Merci ! J'ai donc proposé un interrupteur mural tactile [4] qui pourrait remplacer tous les ancêtres mécaniques sans faire de gros frais dans la maison. Sa publication interviendra dans l'un des prochains numéros.



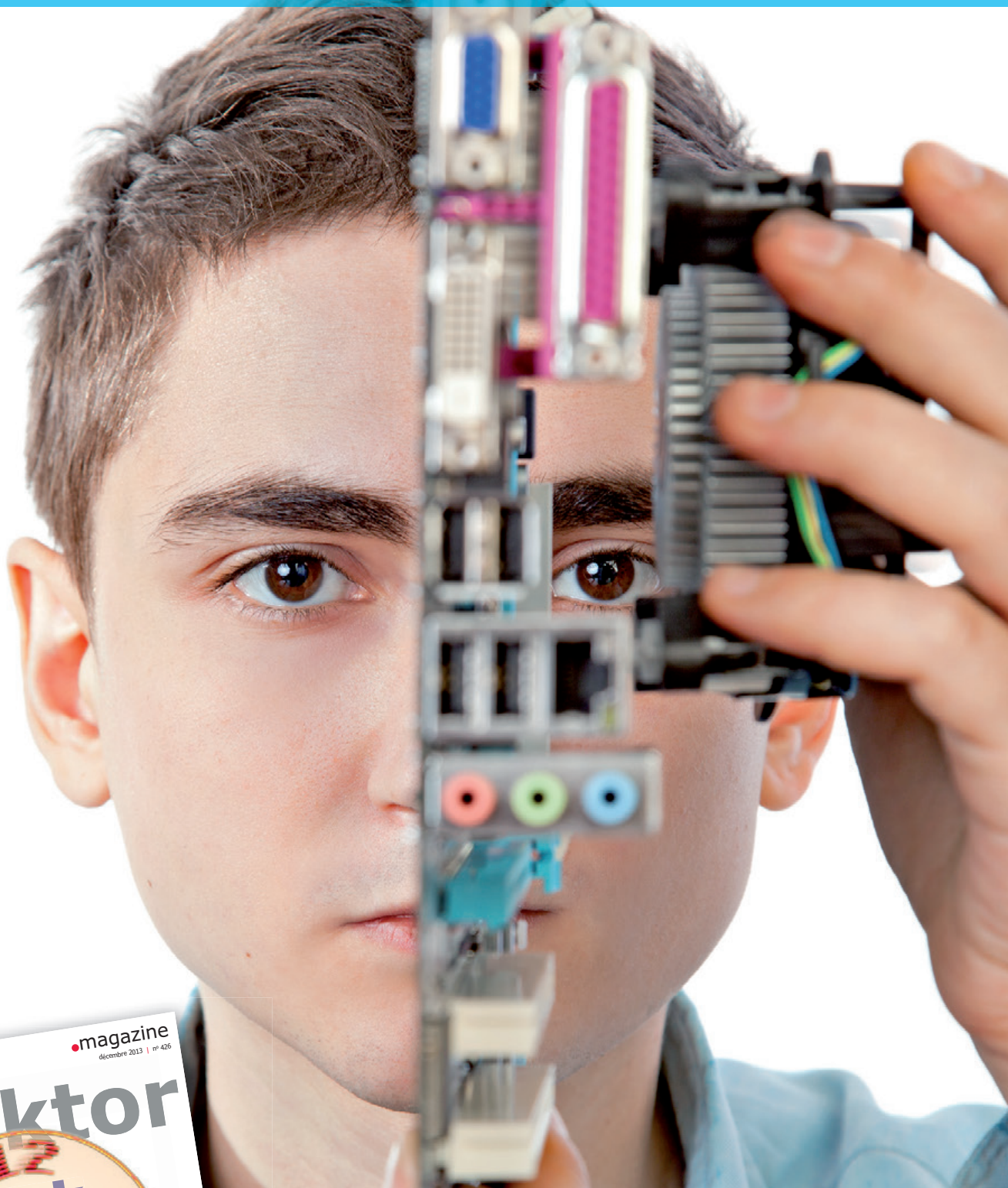
DM : Je serais surpris qu'on en reste là. Qui vivra verra.

(130415)

Liens

- [1] www.elektor.fr/120579
- [2] www.elektor.fr/120739 et www.elektor.fr/130389
- [3] articles de Michel Kueneman
 - [banc de rodage automatique pour moteurs thermiques de modélisme \(3 parties\)](#)
www.elektor.fr/080253
www.elektor.fr/081187
www.elektor.fr/090250
 - [compteur de longueurs de natation](#)
www.elektor.fr/110760
 - [télémessure de batteries LiPo par ZigBee](#)
www.elektor.fr/110759
 - [double alimentation linéaire pour modèle volant](#)
www.elektor.fr/081064
 - [émetteur/récepteur 2,4 GHz pour modèles réduits](#)
www.elektor.fr/110109
 - [PICo PROto : outil de prototypage pour PIC16 ou 18](#)
www.elektor.fr/120137
- [4] l'interrupteur tactile sur elektor.LABS
www.elektor-labs.com/node/2856

le XXI^e siècle vient seulement de commencer



explorez l'électronique,
lisez **elektor**

www.elektor.fr/abo

extension pour la carte FPGA (2) programmation en VHDL

Andreas Mokroß
Dominik Riepl
Christian Winkler
Thomas Fuhrmann
(Allemagne)

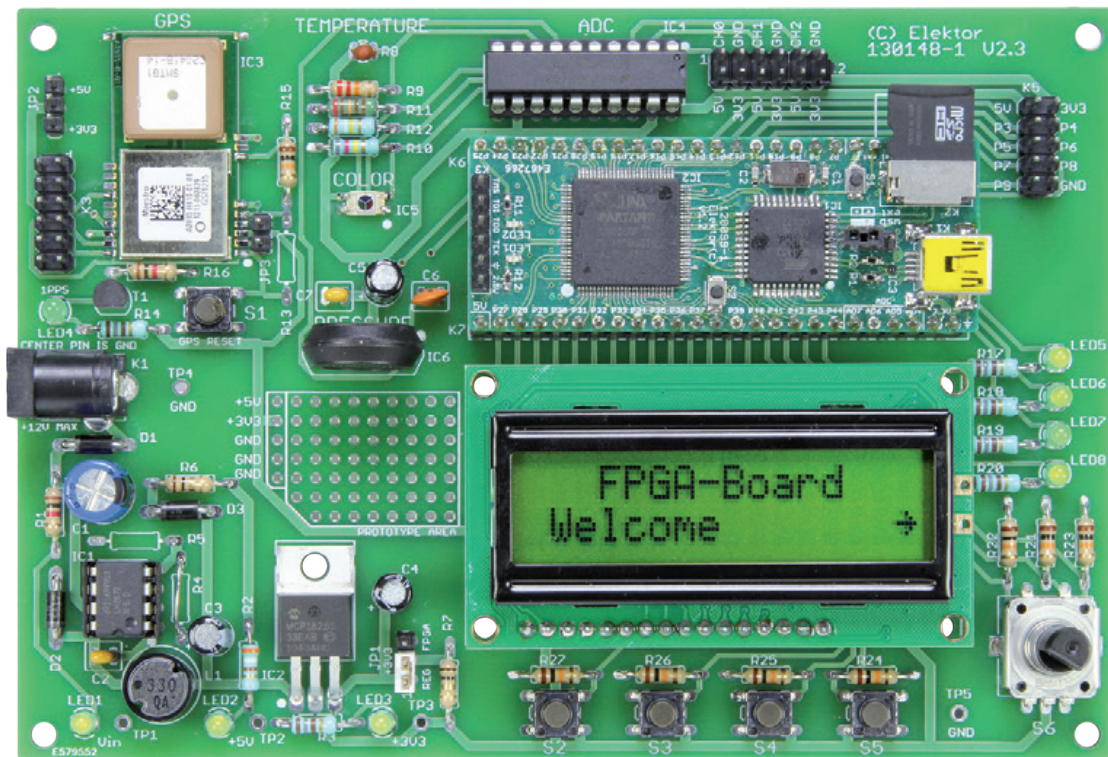


Figure 1.
La carte avec l'écran de
démarrage.

Dans le numéro de décembre 2013, nous avons publié une carte d'extension pour la carte FPGA d'Elektor. Elle permet de tester très simplement les possibilités folles de ces puces logiques programmables. La carte d'extension offre de nombreux périphériques, mais il faut aussi savoir comment les programmer. C'est l'objet de ce qui suit.

La carte FPGA d'Elektor, présentée en décembre 2012, est disponible dans l'e-choppe sous la référence 120099-91. Cette carte ne comporte aucun périphérique. C'est pourquoi, dans le cadre d'un projet d'enseignement à l'École Technique Supérieure de Bavière orientale à Regensburg, une carte d'extension a été construite. Elle comporte une sélection abondante de composants périphériques qui peuvent être pilotés relativement facilement grâce au FPGA et au VHDL, ce qui permet de nombreuses applications. La carte terminée est

représentée sur la **figure 1**. Après la description du matériel [1], nous passons au pilotage des composants périphériques en VHDL, qui servira de base aux projets personnels. Le projet entier a été développé avec l'environnement (*Design Suite*) XILINX ISE 14.5, disponible gratuitement sur l'internet [2].

Développement hiérarchique

Pour réaliser en VHDL les projets les plus volumineux, il est logique de fractionner l'ensemble, comme dans les langages de

programmation usuels, en tâches plus petites. Il ne s'agit ici ni de fonctions ni de classes, mais de descriptions de matériel, dites modules. Chaque module est décrit dans un fichier propre et comporte des interfaces définies avec l'extérieur. Si un module fonctionne de façon autonome et a été soumis à un banc de test, il peut être considéré comme une boîte noire fonctionnelle qui sera intégrée dans le projet d'ensemble. Cette « modularisation » réduit énormément le travail de recherche des défauts.

Le projet VHDL a été divisé en unités capteurs, affichage et actionneurs, avec leurs pilotes, dans les domaines suivants (figure 2) :

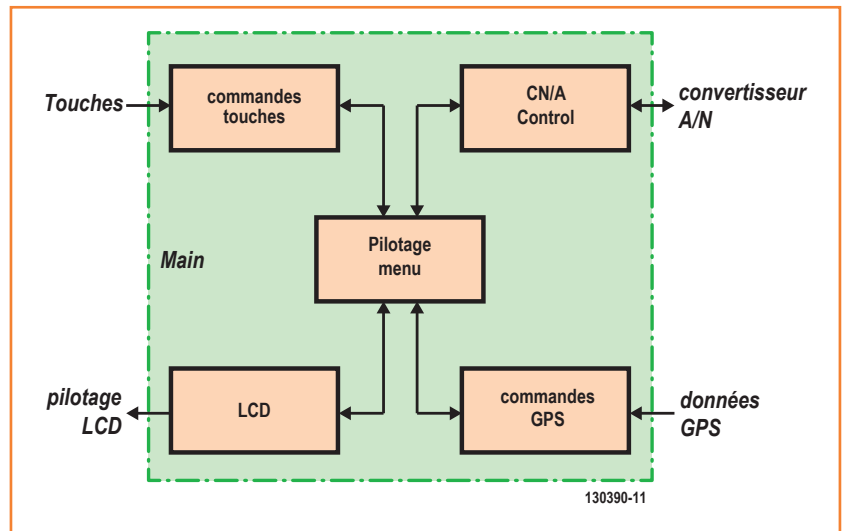
- `menu_control` : module central par où circule l'ensemble des données et qui prend en charge le pilotage par menu ;
- `taster` : interface des touches avec anti-rebonds ;
- `lcd` : pilote l'afficheur et représente les données ;
- `gps_control` : pilote le module GPS et délivre les signaux de position et l'heure ;
- `ADC_control` : pilote le convertisseur A/N.

Le niveau supérieur relie les modules mais ne définit aucun process logique. La liaison se fait dans le module `top_level` par la déclaration des modules unitaires avec le mot-clé `component`. C'est par là que le compilateur sait quels composants sont disponibles et quelles E/S ils comportent. La connexion des modules s'effectue par le mot-clé `port map`, qui affecte les entrées et sorties d'un module unitaire aux signaux définis dans le `top_level`.

Comme VHDL est un langage de description de matériel qui se traduit directement en portes, et qu'en plus les modules fonctionnent en parallèle, il est inutile de se soucier de l'ordre des modules. Tous les modules sont munis d'une entrée pour l'oscillateur d'horloge à 8 MHz, afin que tous les process se déroulent en synchronisme. De plus, toutes les sorties de données des modules reçoivent un signal *enable*. Ce signal passe au niveau 1 logique pendant une impulsion d'horloge dès que le traitement dans le module est fini. C'est ce qui signale que les données présentes sur les sorties sont valides et peuvent être utilisées.

Paquetage : `self_defined_types`

Ce paquetage contient les définitions globales de l'ensemble du projet, de façon à représenter plus clairement les types de données et conversions utilisés fréquemment.



Les types suivants sont définis :

- `BYTE` : un tableau (array) de 8 bits de type `std_logic` ;
- `BYTE ARRAY` : tableau de longueur arbitraire de données de type `BYTE`.

En outre est définie une fonction `HEXtoASCII` qui convertit la valeur hexadécimale d'un `std_logic_vector` de 4 bits en un caractère ASCII affichable. L'inclusion de ce paquetage s'effectue comme celle des autres bibliothèques par les instructions suivantes :

```
library work;
use work.self_defined_types.all;
```

Module ADC

Le premier module décrit ici sert au pilotage du convertisseur A/N et à la lecture de ses données. Le module possède un vecteur d'entrée à trois bits `in_channel` pour le choix du canal et le vecteur de sortie à 8 bits `out_adval` pour la lecture des données. Les autres entrées-sorties sont nécessaires pour la communication avec les circuits intégrés (`in_sar`, `in_do`, `out_clk`, `out_di`, `out_not_cs`, `out_not_se`).

Process horloge

Selon la feuille de caractéristiques, le convertisseur A/N [3] doit être cadencé par une horloge de fréquence comprise entre 10 et 400 kHz. Nous travaillons à 100 kHz. Cette horloge est produite par un process séparé (listing 1).

Dans ce process, le compteur `cnt_clock` est incrémenté à chaque front montant de l'entrée d'horloge à 8 MHz `in_clk` et l'horloge interne `acd_clk` inverse (`const_divider-1`)/2 et (`const_`

Figure 2.
Schéma synoptique de l'ensemble du projet.

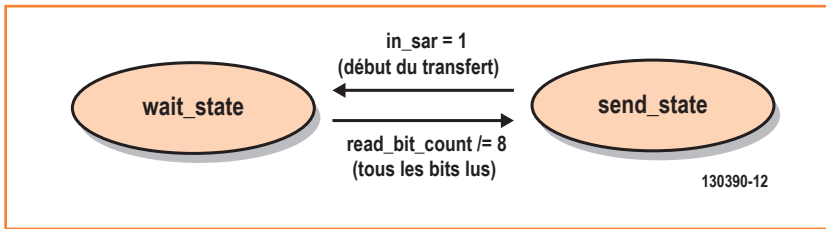


Figure 3.
Diagramme sagittal du
process de lecture du CN/A.

divider-1), si bien que le temps qui s'écoule entre le départ et le retour à zéro du compteur correspond exactement à la période d'horloge à produire. La constante `const_divider` se calcule, en fonction de la fréquence de l'oscillateur externe et de la fréquence de convertisseur à obtenir, suivant la formule :

$$\text{const_divider} = \frac{\text{fréquence de l'oscillateur}}{\text{fréquence du convertisseur}}$$

D'autre part sont produits les signaux de validation `rising_clk` et `falling_clk` pour la communication de l'automate fini avec le convertisseur.

Listing 1

```

constant const_divider: integer := 80;
signal cnt_clock: integer range 0 to const_divider - 1 := 0;
signal rising_clk: std_logic;
signal falling_clk: std_logic;
signal adc_clk: std_logic := '0';

process(in_clk)
begin
  if rising_edge(in_clk) then
    if cnt_clock = const_divider - 1 then
      adc_clk <= '1';
      rising_clk <= '1';
      cnt_clock <= 0;
    elsif cnt_clock = (const_divider - 1)/2 then
      adc_clk <= '0';
      falling_clk <= '1';
      cnt_clock <= cnt_clock + 1;
    else
      rising_clk <= '0';
      falling_clk <= '0';
      cnt_clock <= cnt_clock + 1;
    end if;
  end if;
end process;
  
```

Process lecture – construction d'un automate fini

Le pilotage des fonctions du FPGA a été réalisé, aux fins de lisibilité, par des automates finis dans les modules. La suite présente une mise en œuvre à l'aide du convertisseur A/N. Le diagramme des états de l'automate est celui de la **figure 3**. Chaque état de ce graphique est représenté par un cercle et chaque transition par une flèche à laquelle est attachée la condition de la transition. Deux états sont nécessaires pour lire les données du convertisseur : l'automate attend pendant l'état `wait_state` jusqu'à ce que les données du convertisseur soient disponibles et que sa ligne `SARS-STATUS` passe au niveau 1 logique. Ensuite l'automate passe à l'état `send_state` et lit les 8 bits du convertisseur.

Pour décrire en VHDL l'automate fini de la figure 3, on définit d'abord un type de données spécifique, `state_type_read` avec tous les états possibles, et ensuite un signal de ce type. Le compilateur traduit cette construction comme un compteur. Pour le programmeur, la forme utilisée ici est plus facile à comprendre. Un process est écrit, avec une instruction `case` dans laquelle sont décrits tous les états possibles de l'automate (**listing 2**).

Les deux états de l'automate peuvent maintenant être décrits séparément :

- `wait_state` : le CN/A commence l'émission de la valeur, met la broche `SAR-Status` à 1. Ensuite l'état de l'automate passe à `read_state`.
- `read_state` : la sortie du CN/A est lue bit à bit, MSB (bit de poids fort) en tête, dans un registre à décalage. Une fois les huit bits lus, le bit `int_val_en` passe à 1 et l'automate repasse à `wait_state`. Après ce changement, le bit `int_val_en` repasse au 0 logique.

Le convertisseur met à jour son signal à chaque front descendant de l'horloge à 100 kHz. Ainsi les valeurs sont lues à chaque front descendant du signal `enable` du process horloge.

Comme ce principe est appliqué de la même façon dans tous les autres automates finis, seuls seront expliqués les états et transitions et non le principe lui-même.

Process émission

La conversion doit être lancée par un message au CN/A. Un process spécial est disponible pour cela.

Selon le diagramme temporel (voir la feuille de caractéristiques ou la figure 20), le convertisseur lit les bits de commande du FPGA sur le front montant de l'horloge. Le convertisseur délivre un bit à chaque front montant de l'horloge. Pour garantir des données stables, l'automate lit les valeurs converties sur le front descendant de l'horloge.

La **figure 4** représente le diagramme sagittal du process d'émission. Le process est réalisé par un automate fini à trois états :

- **wait_state** : attend le signal `channel_enable` pour lancer la conversion. Si ce signal est un 1 logique, le signal `chip-select` est mis à 0 et le premier bit du message est envoyé. L'automate passe à l'état `send_state` et décode les autres bits du message.
- **send_state** : dans cet état, les bits sont écrits l'un après l'autre sur la ligne de données du CN/A. En même temps, les bits déjà émis sont comptés. Une fois tous les bits envoyés, on passe à l'état `wait_for_rec_ready`.
- **wait_for_rec_ready** : dans cet état, on attend la fin de la conversion de tension. Cela se passe avec le signal `int_val_en`. La lecture terminée, la communication cesse par le passage du signal `chip-select` au 1 logique. L'automate retourne à l'état de sortie `wait_state` et la prochaine requête pourra être traitée.

Module touches

Le process de réaction aux actions sur les touches se trouve dans un module VHDL séparé. Sa fonction principale est l'anti-rebonds (voir l'article sur le matériel de la carte [4]).

Pour cela un compteur est démarré dès la détection d'un changement d'état des touches. Le signal n'est jugé valide qu'après écoulement de la temporisation définie. Pour éviter que des signaux valides successifs soient envoyés si la pression sur la touche se prolonge, on vérifie à chaque front montant de l'horloge si la touche actionnée actuellement l'était déjà avant : pour cela on compare le signal d'entrée actuel à celui qui a été mémorisé lors du dernier cycle du compteur. S'ils correspondent, le compteur est remis à zéro. Sinon le compteur est incrémenté jusqu'à atteindre le temps de retard prévu. Après écoulement de ce délai, les rebonds sont éliminés à coup sûr. Le signal est écrit dans une mémoire temporaire et une impulsion brève est émise.

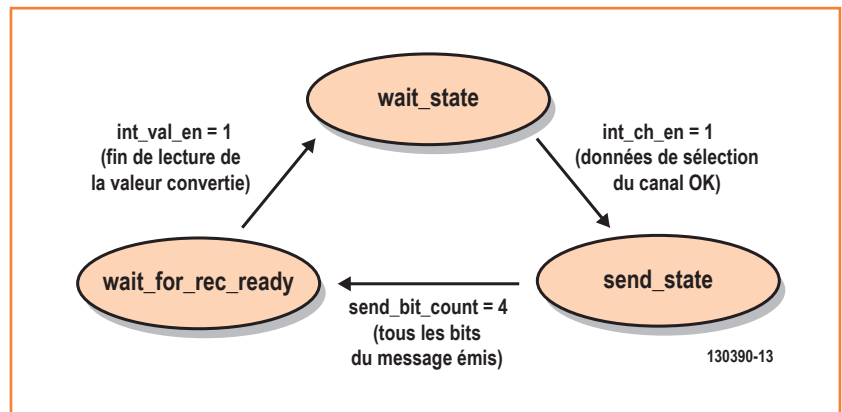


Figure 4.
Diagramme sagittal du process d'émission du CN/A.

Listing 2

```

type state_type_read is (wait_state, read_state);

signal read_state_machine : state_type_read := wait_state;

process(in_clk) begin
  if rising_edge(in_clk) then
    if rising_clk = '1' then
      case read_state_machine is
        when wait_state =>
          read_bit_count <= 0;
          int_val_en      <= '0';

          if in_sar = '1' then
            read_state_machine <= read_state;
          end if;

        when read_state =>
          if read_bit_count /= 8 then
            int_adval (7 downto 1) <= int_adval (6 downto 0);
            int_adval (0) <= in_do;
            read_bit_count <= read_bit_count + 1;
          else
            read_state_machine <= wait_state;
            int_val_en <= '1';
          end if;
        end case;
      end if;
    end if;
  end process;

```

Module LCD

L'afficheur à cristaux liquides est attaqué par le transfert en parallèle des mots de commande et de données. Chaque mot doit être suivi d'un délai pour l'exécution. Ces délais sont définis avec l'instruction `generic` qui fixe les constantes valides dans le module, dans la déclaration `entity` : **listing 3**.

Les temps d'attente sont définis par des entiers qui fixent le taquet d'un compteur cadencé par l'horloge à 8 MHz.

Automate fini LCD

Le pilotage de l'écran LCD passe par un automate fini à six états. Le diagramme sagittal simplifié est celui de la **figure 5**. L'automate commence

par `start_up`. Il attend 40 ms le démarrage de l'écran LCD. Après ce temps, il passe à l'état `init`, qui initialise l'écran.

Après l'initialisation, l'automate passe à l'état `wait_for_data`. L'attente dure jusqu'à ce que `in_data_en` (l'entrée de l'extérieur) passe à 1 logique. C'est le signal de la présence de données qui doivent être écrites.

L'état suivant est `write_data`, qui écrit la totalité de l'affichage. Pour chaque processus d'écriture d'un caractère, l'afficheur a besoin d'un signal 1 de 450 ns au minimum sur la ligne E (`enable`). C'est le rôle du saut à l'état `send_data` après l'émission de chaque caractère. Cet état comporte la mise à 1 de `out_enable` et une attente de 450 ns.

L'afficheur a besoin de 38 µs pour traiter chaque caractère envoyé. Cette durée s'écoule dans l'état `wait_state`, avant l'émission du caractère suivant. Après le temps d'attente, on saute à l'état `write_data`, jusqu'à ce que tous les caractères soient émis. La section des états `send_data` et `wait_state` se trouve dans le **listing 4**.

GPS

La description VHDL du module GPS est constituée de quatre modules distincts. Le module principal du pilotage du GPS s'appelle `gps_control` et contient les trois sous-modules `gps_serial_parallel`, `gps_checksum` et `gps_parser`.

Pilotage du GPS (`gps_control`)

Le module principal `gps_control` contient les modules décrits ci-dessus, inclus comme component et connectés aux différents ports. On y trouve le process marche-arrêt du module GPS. Vient ensuite un process plus court qui fait clignoter une LED chaque fois qu'une trame GGA correcte est reçue.

Process de conversion (`gps_serial_parallel`)

Le module `gps_serial_parallel` convertit les données reçues par le protocole sériel UART en signaux parallèles au format d'un octet. La division par une constante permet au process de s'adapter au débit du module GPS (ici 4800 bit/s). Un point important est la synchronisation du moment de scrutation des données GPS. On détecte pour cela le front descendant du bit de départ au début de chaque octet en lisant le signal d'entrée des données du GPS, `gps_data`, à la cadence de l'horloge à 8 MHz, en décalant les données dans le vecteur `data_shift` et en recherchant la séquence de bits 1110.

Listing 3

```
generic (WAIT_40MS: integer := 320100;
        WAIT_4_1MS: integer := 32900;
        WAIT_1_52MS: integer := 12200;
        WAIT_100US: integer := 900;
        WAIT_38US: integer := 400;
        WAIT_450NS: integer := 10);
```

Listing 4

```
when send_data =>
    out_enable <= '1';
    if wait_counter = WAIT_450NS - 1 then
        state <= wait_state;
        wait_counter <= 0;
    else
        wait_counter <= wait_counter + 1;
    end if;

when wait_state =>
    out_enable <= '0';
    if wait_counter = wait_time - 1 then
        if prev_state = '0' then
            state <= init;
        else
            state <= write_data;
        end if;
        wait_counter <= 0;
    else
        wait_counter <= wait_counter + 1;
    end if;
```

Si le front descendant est détecté, on attend le temps d'un demi-bit de façon à scruter le signal du GPS au milieu des bits suivants pour les copier dans le registre à décalage, jusqu'à la réception d'un octet.

Les données parallèles valides sont émises par l'écriture de `int_data` sur la sortie `out_data` et la mise à 1 du signal `enable`.

Calcul de la somme de contrôle

(`gps_checksum`)

Le module `gps_checksum` calcule la somme de contrôle des bits de données reçus et compare le résultat à la somme transmise par le module GPS. C'est ce qui garantit que seules sont transmises des données correctes. Les données erronées sont supprimées.

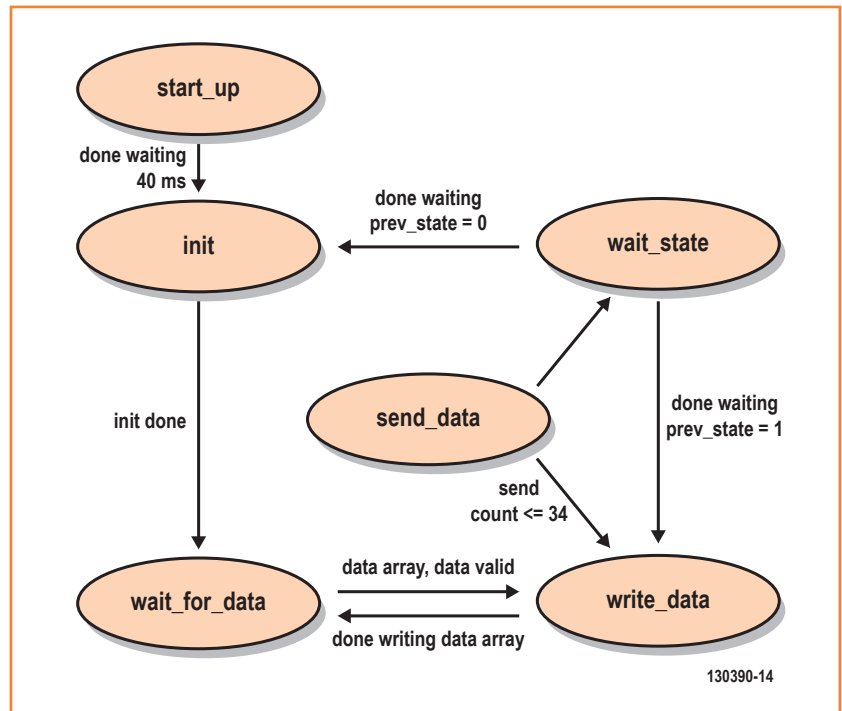
La réception, le calcul et l'évaluation de la somme de contrôle sont effectués par un automate fini à cinq états :

- `reset` : mise à zéro de tous les signaux nécessaires au calcul. Quand la conversion série-parallèle délivre des données valides (`out_data_enable = 1`), on passe à l'état `zeichen_in` dès qu'un caractère \$ (0x24) est détecté dans les données. Ce caractère marque le début d'une trame du GPS.
- `zeichen_in` : recherche dans les données de la position de la somme de contrôle reçue et saut à l'état `checksum_in_1`. Une instruction *if* vérifie si la fin de la trame est atteinte. C'est le cas quand un astérisque apparaît dans les données : les deux caractères qui suivent sont les deux octets de la somme de contrôle.
- `checksum_in_2` : lecture des deux octets de la somme de contrôle. Pour le reste, cet état est identique à `checksum_in_1`.
- `output` : si la somme de contrôle est correcte, le signal `int_checksum_ok` est mis à 1, sinon à 0.

Traitement des données GPS (`gps_parser`)

Le module `gps_parser` filtre les données pertinentes du flux de données du module GPS et les prépare pour la suite du traitement. Le module GPS lui envoie l'une après l'autre toutes les trames connues du protocole NMEA (*National Marine Electronics Association*). Il faut donc extraire du flux de données les trames de données pertinentes (ici la trame GGA).

Le caractère \$ marque le début d'une nouvelle trame. Un automate fini attend son arrivée. Si



le \$ est suivi de « GPGGGA », c'est le début de la réception des données GPS. Pour chaque jeu de données souhaité, il y a un état qui lit les données. Comme les jeux de données sont séparés par des virgules, la virgule est la condition des transitions de l'automate. Ainsi toutes les données sont reçues puis transmises aux sorties correspondantes.

Figure 5.
Diagramme sagittal de
l'affichage LCD.

Commande par menu en VHDL

Pour piloter la carte d'évaluation, un menu a été mis en œuvre sur l'afficheur. Il permet le dialogue avec le module GPS et le convertisseur A/N. Les touches sous l'écran permettent une navigation intuitive dans le menu. La **figure 6** montre la séquence du menu. Après l'écran de départ, la ligne supérieure donne le choix entre les sous-menus « GPS » et « ADC ». Le sous-menu « GPS » permet de mettre en marche ou d'arrêter le module GPS. Les pages suivantes affichent des données comme par exemple latitude et longitude. La commande « up » remonte d'une page dans le sous-menu.

Dans le sous-menu « ADC », on choisit les différents canaux de conversion dont la valeur s'affiche d'un côté du sous-menu. La commande « ref » (*Refresh*) déclenche une nouvelle conversion du canal sélectionné. L'affichage est mis à jour après la conversion.

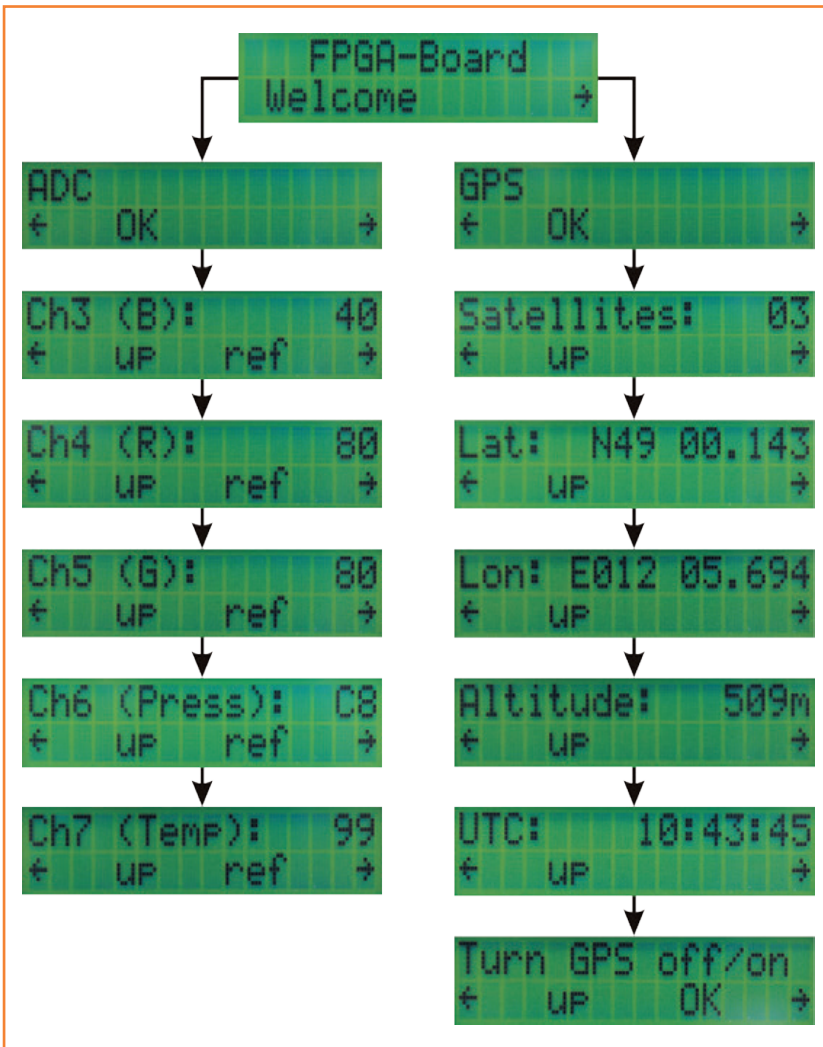


Figure 6.
Commande par menus.

Commande par menu du GPS

La commande par menu est également réalisée par un automate fini, ce qui permet à tout moment de modifier la structure (par d'autres conditions de transition) ou de l'étendre (par de nouveaux états). La construction des menus et de l'automate correspondant est expliquée avec le menu du GPS comme exemple.

Il existe pour chaque page du menu un état correspondant de l'automate. L'état instantané est mémorisé dans le signal `state`. L'automate démarre dans l'état `state_init`, pour commuter aussitôt dans l'état `state_welcome`.

Maintenant, l'écran de départ est affiché. La touche droite appelle l'état `state_gps`. Cet état est le niveau supérieur du menu GPS. On voit de petites flèches à chaque bout de la ligne inférieure. Les

touches sous les flèches font passer à `state_adc` et on peut voir le menu du CN/A.

Si on reste dans le menu GPS, une pression sur « OK » appelle le premier sous-menu GPS, pour la mise en marche ou l'arrêt du module GPS (`state_gps_toggle`). L'arrêt correct du module GPS avant la coupure de l'alimentation est important, si on veut éviter d'endommager la mémoire interne du module. Sur une ligne avec l'écran marche-arrêt se trouvent les différentes possibilités d'affichage comme latitude et longitude, commandées également par les flèches gauche et droite. L'exemple de la longitude montre comment on peut disposer les données à l'écran. Dans l'état `state_longitude`, les données à afficher sont affectées – automatiquement après réception de données valides – au vecteur de `out_lcd_line`. Dans la description VHDL, par exemple l'élément de données `in_lon_pre` est affecté à l'élément vecteur `out_lcd_line1(5)`. À la cinquième position de la première ligne de l'écran sera affichée la valeur de `in_lon_pre` – dans notre cas E ou W, à l'est ou à l'ouest du méridien 0. Selon le même principe, à chaque position de l'écran sera affecté le signal de la valeur à afficher. Ensuite l'affichage entier est mis à jour par `refresh_lcd`. Dans les autres pages du menu, les transitions et l'affichage des données fonctionnent suivant le même principe que ci-dessus.

Résumé

Comme exemple de projet, on a expliqué le pilotage par menus de la carte d'extension. Tous les modules contiennent des automates finis pour une mise en œuvre systématique. Ce projet occupe environ 40 % des portes et tableaux de valeurs du FPGA. Il y a donc suffisamment de réserves. On pourrait facilement ajouter une fonction de conversion en température ou en tension de la valeur du CN/A.

(130390 -- version française : Jean-Paul Brodier)

Liens

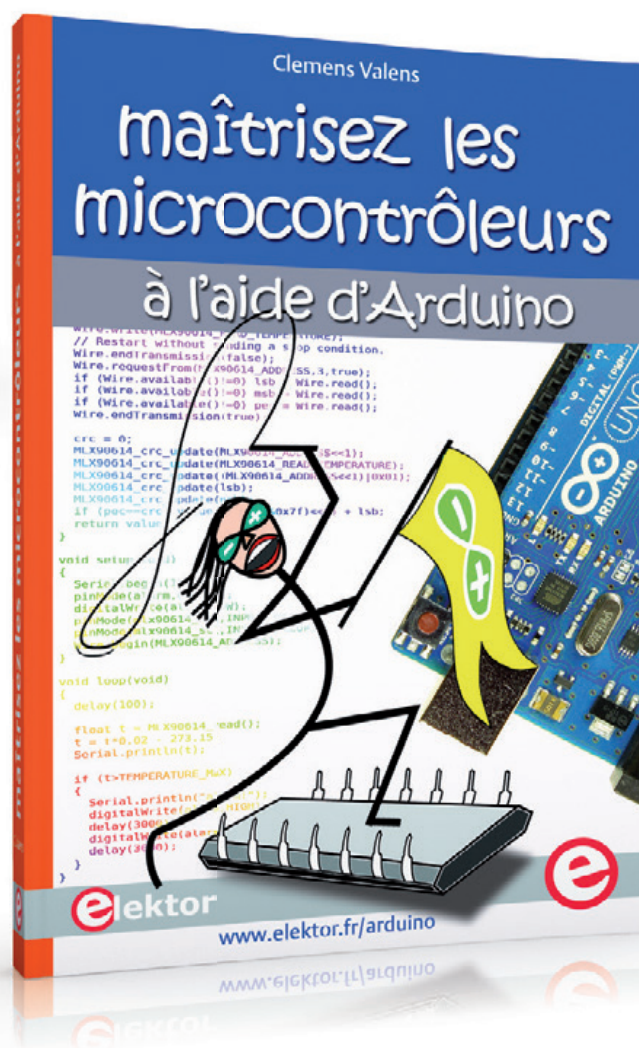
- [1] Partie 1 : www.elektor.fr/130148
- [2] Xilinx ISE : www.xilinx.com/support/download/index.html/content/xilinx/en/download-nav/design-tools/v2012_4---14_5.html
- [3] Feuille de caractéristiques CN/A : www.ti.com/lit/ds/snas531b/snas531b.pdf
- [4] www.elektor.fr/130390

Changez de loisirs, devenez dresseur de puces !



Ce livre vous emmène à pas guidés vers la maîtrise des techniques essentielles d'Arduino. La route a été soigneusement tracée : projets regroupés par thème, bases théoriques mais approche toujours concrète.

Des montages Arduino étudiés spécialement pour se débarrasser de ses amis et de sa famille et pour se retrouver enfin seul et libre de passer tout son temps à apprendre la programmation des microcontrôleurs !



combiner électronique et mécanique avec

FLOWCODE 6

Electronic system design software

l'exposé du développeur



Paul Newill

(ingénieur d'application,
Matrix Multimedia,
Royaume-Uni)

Flowcode 6 est la dernière version du logiciel de programmation graphique édité par la société Matrix. Nouveautés et améliorations sont nombreuses, nous vous proposons ici un tour d'horizon de deux d'entre elles : la modélisation 3D et la simulation des systèmes électromécaniques.

Programmation par glisser-déposer

Flowcode est un langage de programmation graphique : le code n'est pas écrit mais construit à l'aide d'ordinogrammes. Évidente parade contre les erreurs de syntaxe, Flowcode permet également d'élaborer la structure d'un programme par simple glisser-déposer d'icônes. Les paramètres des fonctions associées à un ordinogramme se règlent dans un éditeur de propriétés. Prenons l'exemple d'une boucle. L'utilisateur peut définir dans l'éditeur les conditions d'exécution de la boucle, c'est-à-dire spécifier le nombre d'itérations ou définir la condition de sortie (une variable atteint une certaine valeur p. ex.) La bibliothèque des composants standards de Flowcode a été enrichie dans la version 6. LED, interrupteurs, afficheurs LCD et autres modules de communications s'utilisent avec des macros (ou routines). Ces macros simplifient grandement la programmation des

systèmes complexes. Là où il aurait fallu de nombreuses lignes de code en C ou en assembleur pour initialiser un LCD, il suffit de glisser-déposer l'icône associée dans un ordinogramme.

Exemple : le moteur pas-à-pas

La version 6 fournit un composant « moteur pas-à-pas » (*stepper motor*). Les moteurs pas-à-pas peuvent positionner des pièces de façon très précise. On les trouve par exemple dans les dispositifs de positionnement des imprimantes 3D ou des tables traçantes. Leur angle de pas minimum est généralement compris entre 1,3 et 10 degrés. Les exemples qui suivent seront de plus en plus complexes, mais leur dénominateur commun ne devrait pas vous échapper : tous sont simples à mettre en œuvre. Illustrons cette simplicité avec l'ajout d'un moteur pas-à-pas dans une conception. Flowcode comprend un panneau *Tableau*

de bord (*Dashboard panel*) et un panneau *System* (*System panel*). Le *Dashboard* est une vue 2D dans laquelle peuvent être placés des objets comme des LED, des interrupteurs ou encore des blocs de touches. Le panneau *System* et sa vue 3D conviennent mieux aux objets comme les moteurs, les servos ou encore les électrovannes. Après avoir placé le moteur pas-à-pas dans le panneau *System*, j'ai ajouté une primitive géométrique qui m'a servi à créer une longue barre que j'ai ensuite positionnée sur l'arbre du moteur.

La **figure 1** montre l'ordinogramme qui commande la rotation de la barre. Quatre fonctions ont suffi. La première routine (*Component Macro*) active le moteur pas-à-pas. La commande suivante est une boucle paramétrée pour être exécutée 50 fois. Tel que configuré, le moteur fait 100 pas par tour et aura donc effectué une demi-rotation après 50 itérations. Les deux dernières commandes sont placées à l'intérieur de la boucle. La première incrémente le pas du moteur, la seconde introduit un léger retard. Le but de cette temporisation est de ralentir la simulation et de rendre visible l'animation. Si le programme était téléchargé dans une puce, la présence de ce retard serait essentielle pour éviter que le moteur ne cale ou ne vibre lorsqu'il tente de tourner trop vite.

La **figure 2a** montre le modèle 3D du moteur pas-à-pas, les **figures 2b à 2d** le mouvement de la barre au début de la simulation, au milieu et à la fin. Aucun doute, le moteur a bien tourné de 180°.

Mouvements linéaires

Dans ce deuxième exemple, nous allons convertir le mouvement de rotation du moteur pas-à-pas en mouvement linéaire. Cette transformation est par exemple utilisée dans les imprimantes 3D pour déplacer la tête d'impression selon les trois axes X, Y et Z. On peut obtenir ce mouvement en fixant une tige filetée à l'arbre du moteur et un écrou fileté à l'axe. Lorsque la tige filetée

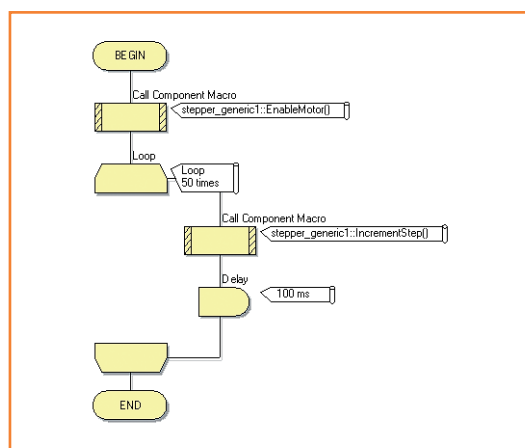


Figure 1.
Exemple 1 : l'ordinogramme de la simulation du moteur pas-à-pas.

tourne, le chariot se déplace en conséquence sur l'axe d'entraînement. Dans notre exemple, les propriétés du composant « *stepper motor* » ont été ajustées pour que chaque appel de la macro *IncrementStep* effectue la simulation d'un mouvement linéaire. Ce mouvement a ensuite été affecté au descripteur unique (au *handle*) d'un objet géométrique dans l'environnement de conception 3D.

Le programme est trop long pour être reproduit ici, vous trouverez son ordinogramme dans les fichiers d'exemples de Flowcode. La **figure 3** montre le modèle 3D que nous avons créé pour illustrer le mouvement linéaire le long de deux axes. Les objets dorés se déplacent le long des rails lorsque le moteur pas-à-pas tourne. La direction du mouvement est définie par un drapeau (*flag*). Le moteur tourne et entraîne l'arbre dans le sens antihoraire si le drapeau vaut 0, dans le sens horaire s'il est à 1. La difficulté de ce programme a été de déterminer à quel moment l'objet en déplacement atteint l'extrémité des axes, car c'est à cet instant que la simulation doit inverser le sens de déplacement de l'objet. Nos exemples ont été uniquement conçus pour une simulation et utilisent donc des commandes dites *SIM*. Ces macros particulières ne sont exécutées

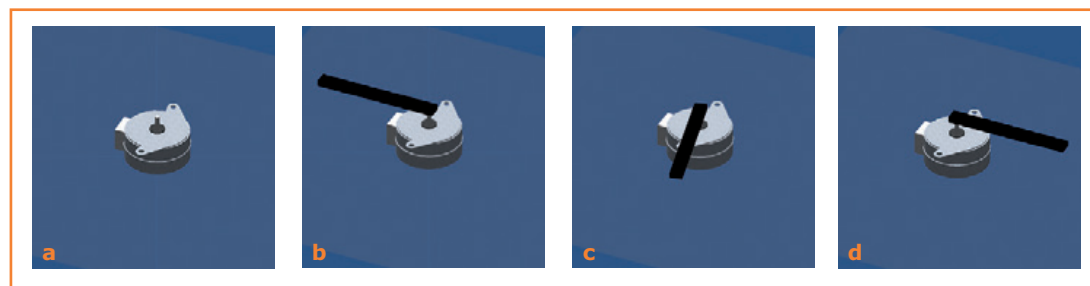


Figure 2.
Exemple 1 : le modèle 3D du moteur et sa simulation.

Figure 3.
Exemple 2 : simulation d'un mouvement linéaire avec des composants « stepper motor ».

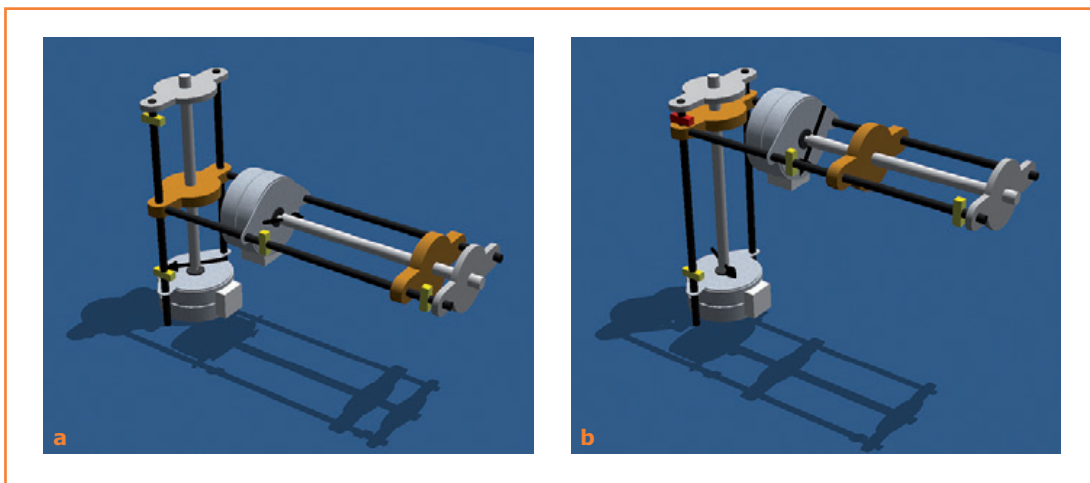
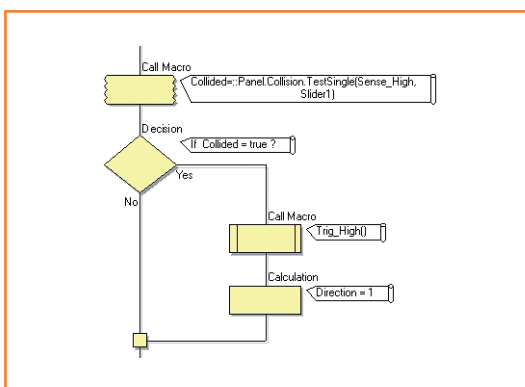


Figure 4.
Exemple 2 : macro de la détection de collision.



que sous Flowcode : elles sont ignorées lorsqu'un programme qui en contient est compilé pour un microcontrôleur. Dans cet exemple, nous aurions pu obtenir le même résultat avec un interrupteur normalement ouvert, mais nous voulions avant tout montrer la simplicité et la flexibilité de ces nombreuses commandes *SIM*. Dans certaines situations vous n'aurez par ailleurs besoin que de macros *SIM*.

Vous remarquerez sur la **figure 3b** que le marqueur jaune du guide vertical est devenu rouge. Ce changement de couleur indique que Flowcode a détecté une collision entre deux objets. Le code qui gère cet évènement est reproduit sur la **figure 4**. Lorsqu'une collision est détectée, les instructions de la branche conditionnelle *Yes* sont exécutées. La macro appelée *Trig_High* contient l'ordinogramme qui change temporairement la couleur du marqueur pour avertir l'utilisateur qu'une collision s'est produite. La seconde commande de la branche met le drapeau *Direc-*

tion à 1 pour inverser le sens du déplacement.

Modèles 3D

Preuve supplémentaire que Flowcode v6 permet de créer des systèmes complexes, la table traçante qui illustre ce dernier exemple a été modélisée puis construite à partir de composants réels. Le modèle 3D a été réalisé avec le logiciel SolidWorks (**fig. 5**), puis divisé en cinq parties qui ont chacune été exportées au format STL. Ces cinq fichiers ont ensuite été importés dans Flowcode par glisser-déposer dans le panneau *System*, puis chaque modèle 3D associé à été configuré selon les besoins de la conception.

Le cahier des charges de notre table traçante établit que le programme doit lire des coordonnées X, Y et Z stockées dans un tableau, puis tracer la forme définie par ces points. Comme les valeurs du tableau sont exprimées en millimètres, pour atteindre un point de coordonnées donné il faut calculer la distance entre le point actuel et les nouvelles coordonnées. La valeur trouvée est ensuite mise à l'échelle en fonction du pas de la tige filetée et de la résolution du moteur. La résolution des moteurs pas-à-pas de notre traceur est de 200 pas par tour, et le pas de filetage de la tige vaut 1,25 mm. Un déplacement linéaire de 1 mm est donc obtenu après rotation de 160 pas du moteur. Une fonction a également été créée pour les mouvements en diagonale afin que les deux moteurs puissent passer rapidement d'un mouvement à l'autre. La pente de la diagonale dépend d'un facteur d'échelle dont la valeur est calculée par l'algorithme de tracé de segment de Bresenham.

Le traceur dessine sur un plan, mais le programme doit également gérer l'axe Z pour abaisser et lever le stylo aux moments opportuns. Nous avons utilisé un drapeau. Le stylo est abaissé et peut tracer un segment lorsque ce drapeau est à 1, levé lorsque la valeur de la coordonnée vaut 0. Les mouvements du stylo sont contrôlés par une électrovanne.

Utiliser *GetCoords* dans le monde réel

Pour les besoins de la simulation, certaines parties du modèle 3D du traceur ont dû être combinées dans Flowcode. Affecter certaines « pièces » d'un modèle à un groupe est utile lorsque ces pièces doivent bouger séparément tout en restant liées à d'autres. Le stylo et le porte-stylo doivent p. ex. se déplacer de concert lorsque l'axe X bouge, mais chacun doit pouvoir se déplacer individuellement pour que l'électrovanne puisse soulever et abaisser le stylo. Les commandes *SIM* utilisées jusqu'ici permettent de modéliser, et donc de refléter, le mouvement du stylo dans la zone de dessin du traceur. Pour le déplacement des axes, nous avons lié les objets 3D à chaque moteur à l'intérieur du panneau Système, et configuré à dessein les propriétés de ces moteurs. Nous ne pouvons toutefois pas dessiner une forme à l'intérieur de la simulation qui refléterait ce que le matériel trace. Pour ça nous devons implanter d'autres commandes *SIM*. Ici la commande *GetCoords* vérifie périodiquement la position XYZ

de l'objet 3D qui représente le stylo. Une deuxième commande *SIM* utilise cette position pour dessiner un point à l'emplacement XY. Répétée à chaque incrément du moteur, cette commande construit une pseudo-ligne à partir d'une suite de points. La complexité du système est gérée par plus de 20 ordinogrammes. Le programme utilise également des interruptions matérielles et logicielles, ainsi que de nombreuses commandes de simulation qui permettent d'utiliser les mêmes ordinogrammes à la fois pour la simulation et la programmation du microcontrôleur.

Du logiciel au matériel

Le matériel du traceur est commandé par une carte à microcontrôleur, ici un ECIO40 relié à une carte EB061 qui fournit les ports séparés A à E. Le PORTA est relié à la carte pour moteurs pas-à-pas qui commande les mouvements de l'axe X. La deuxième carte pour moteurs pas-à-pas qui traite l'axe Y est connectée au PORTD. Le PORTB est relié à un pavé numérique qui sert d'interface utilisateur. Si nécessaire, les mouvements des axes X et Y peuvent être contrôlés manuellement via ce pavé. Le PORTC est relié à une carte E-block qui raccorde les contacts de fin de course des axes. Ces contacts sont reliés au microcontrôleur en tant qu'interruptions matérielles et déclenchent l'arrêt immédiat du traceur lorsqu'ils sont activés. Cette protection évite les dommages matériels que pourrait entraîner l'en-

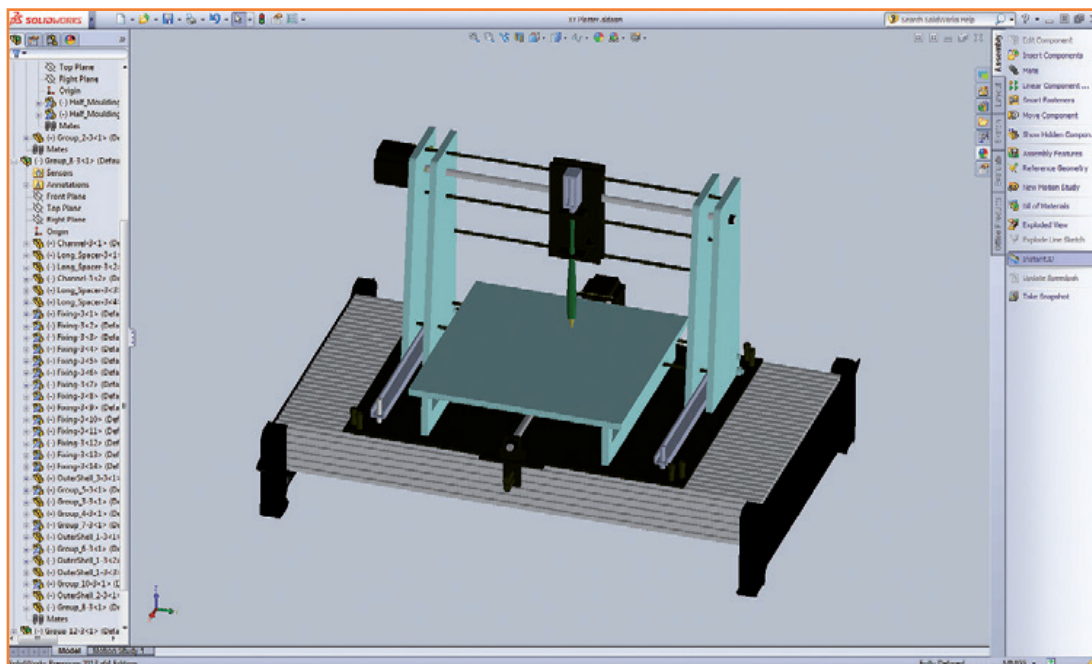
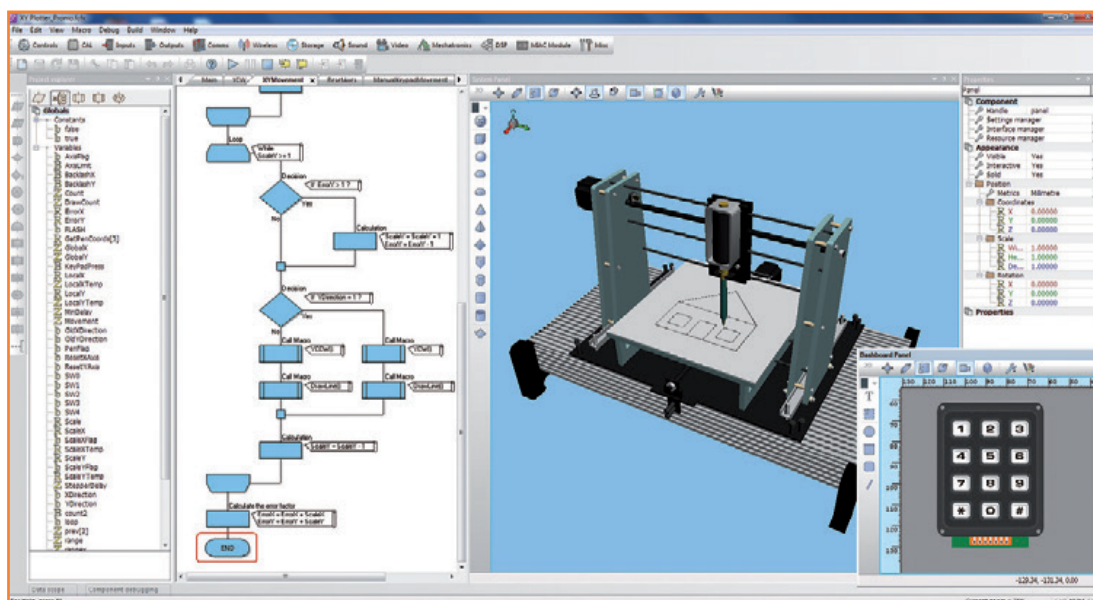


Figure 5.
Exemple 3 : le traceur sous SolidWorks.

Figure 6.
Exemple 3 : le modèle 3D du
traceur dans Flowcode v6.



trée de coordonnées situées au-delà de la zone de tracé. Le dernier E-block alimente en 7,5 V l'électrovanne utilisée pour lever et abaisser le stylo.

Pour conclure en images

Les figures suivantes montrent la simulation du traceur sous Flowcode ainsi que le modèle construit. On voit sur la **figure 6** que la simulation du traceur peut dessiner une forme à partir des seules coordonnées X et Y. La **figure 7** laisse entrevoir les entrailles électromécaniques du traceur.

(130391 – version française : Hervé Moreau)

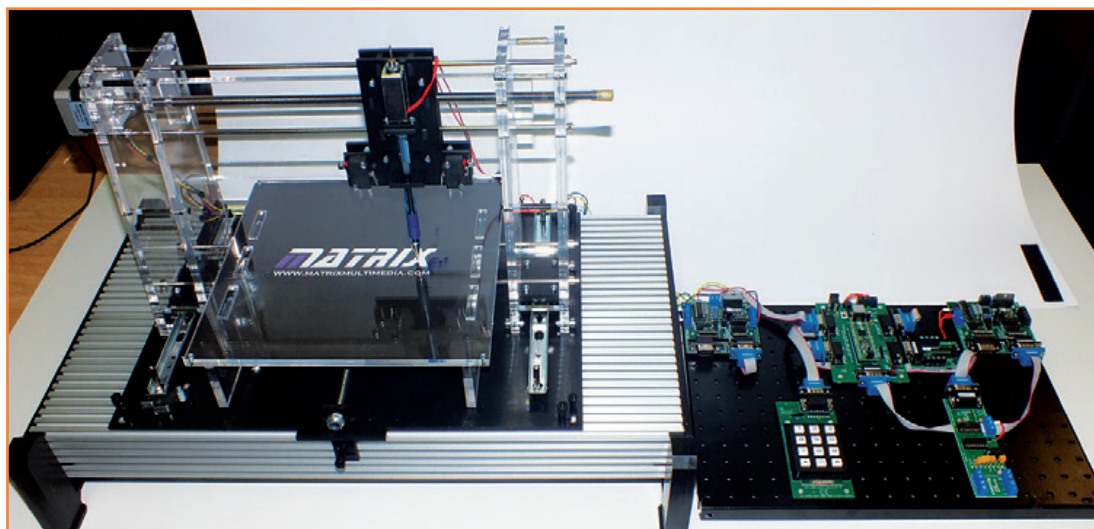
Informations supplémentaires

Elektor International Media est le distributeur officiel de Flowcode 6 et des E-blocks. Prix et conditions de vente sont sur : www.elektor.fr/flowcode

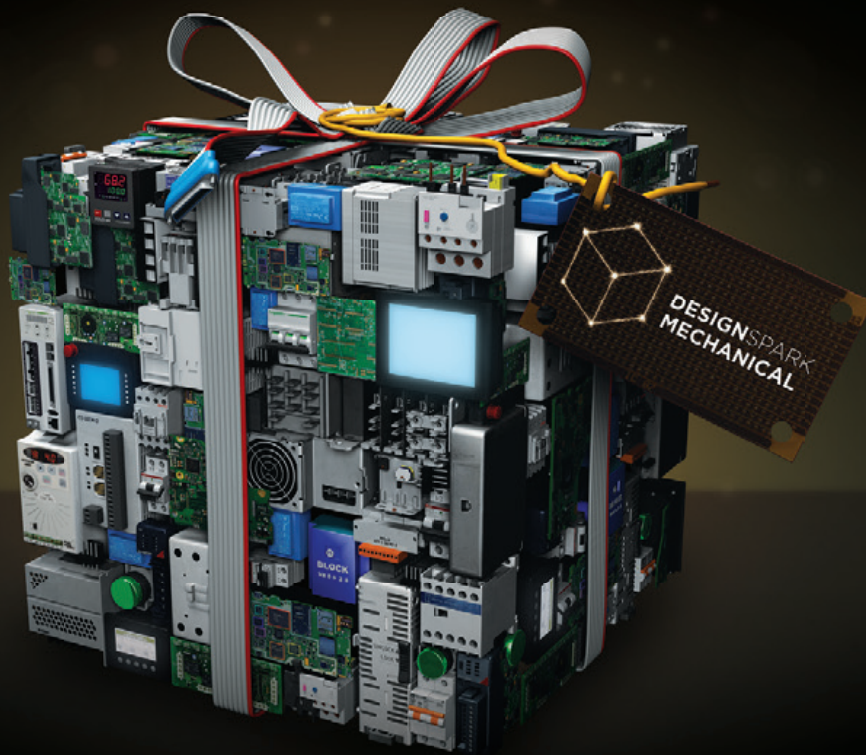
Pour suivre Matrix sur Twitter : @MatrixFlowcode

Le blog de Matrix : www.matrixltd.com/blog

Figure 7.
Exemple 3 : réalisation du
traceur.



MODÉLISEZ FACILEMENT ET RAPIDEMENT



DESIGNSPARK MECHANICAL, C'EST CADEAU !

Chez RS, nous souhaitons aider tous les ingénieurs à créer le monde de demain en facilitant l'innovation.

C'est pourquoi nous mettons à disposition de chacun des outils de conception performants et gratuits.

DesignSpark Mechanical est un logiciel de modélisation 3D directe, puissant et intuitif, pour concevoir plus rapidement que jamais.

TELECHARGEZ DESIGNSPARK MECHANICAL GRATUITEMENT

Découvrez-le sur
www.designspark.com/mechanical



DESIGNSPARK
MECHANICAL

OFFERT PAR



les normes de codage

votre circuit mérite un meilleur logiciel

Clemens Valens
(Elektor)

On investit souvent beaucoup de temps et d'énergie à concevoir un circuit élégant, bien pensé et robuste. Mais aujourd'hui beaucoup de ces circuits sont commandés par un microcontrôleur et donc du logiciel. Est-il déraisonnable de s'attendre à ce qu'un logiciel bien conçu et bien écrit soit aux commandes de notre beau circuit ? Malheureusement oui et certains auraient dû lire cet article plus tôt.

C'est bien connu : les bogues, même logiciels, tuent. Chaque année, des gens meurent à cause d'un logiciel défaillant. Certaines collisions fatales d'avions, hélicoptères ou voitures peuvent être attribuées à des problèmes logiciels ; des micrologiciels défaillants dans les équipements médicaux font régulièrement des victimes ; des bâtiments partent en fumée à cause de bogues et certains n'oublieront sans doute jamais que les bogues, ça pique. Un mauvais logiciel peut même couler des bateaux. Croyez-moi, je l'ai vu de mes yeux.

Il n'existe pas de logiciel sans bogue. D'après Wikipédia, le centre d'assurance de la qualité logicielle de la NASA a réussi à produire des logiciels qui comportent moins de 0,1 bogue pour 1000 lignes de code, ce qui est considéré comme extrêmement bon. Les entreprises n'ont ni le temps ni l'argent pour atteindre un tel niveau de qualité. Ainsi Microsoft se contenterait de rester à 0,5 bogue pour 1000 lignes de code à la sortie d'un nouveau produit ; quand on sait que Windows XP est compilé à partir de 45 millions de lignes de code, le calcul est vite fait : il contenait plus de 22 500 bogues à sa sortie. On estime que les programmes écrits dans l'industrie pour une utilisation en interne comportent de 5 à 50 bogues pour 1000 lignes de code.

Les causes des défauts logiciels — un terme plus officiel que bogue — sont variées et vont du problème complexe mal compris au travail bâclé. Contrairement aux idées reçues, il n'est pas facile du tout de produire un bon logiciel : cela demande beaucoup de précision et de soin. Chaque ligne de code écrite doit répondre à trois exigences :

1. une bonne compréhension du problème

et de la solution que la ligne est supposée mettre en œuvre

2. la capacité d'exprimer cette solution correctement dans le langage de programmation disponible
3. absence totale de la moindre faute de frappe

Le premier point est souvent le plus difficile, surtout pour les gros projets. C'est pour cela que les architectes système talentueux et les bonnes spécifications sont indispensables au succès d'un projet. Le deuxième point est aussi difficile, sans doute parce qu'il implique le choix d'un langage de programmation — tous ne conviennent pas à toutes les situations — ainsi que l'expression d'un raisonnement logique dans un langage artificiel sans commettre d'erreurs.

Le troisième point est aussi difficile qu'il peut vous paraître futile. Il est si facile d'oublier une parenthèse ou un crochet, de confondre deux symboles ou de taper un mauvais caractère. Ce n'est qu'à partir de ce point que les outils de programmation peuvent (commencer à) aider le développeur, et seulement en signalant des erreurs de syntaxe et peut-être des problèmes de compatibilité et autres conflits entre objets de données.

Afin de réduire le risque de créer de futurs défauts dus à notre ligne de code, il est bon de :

4. s'assurer que le code est clair et compréhensible
5. ajouter des commentaires (et de les maintenir à jour) pour expliquer le raisonnement sous-jacent
6. suivre une norme de codage

Windows XP a été compilé à partir de 45 millions de lignes de code ; à sa sortie, il contenait plus de 22.500 bogues

Le quatrième point impose l'utilisation de noms explicites pour les fonctions et les variables. Cela fait plus de touches à taper, mais la variable nommée p.ex. *acceleration* sera bien plus explicite que *acc* ou juste *a*.

Le cinquième point est négligé par beaucoup de programmeurs, pas par ignorance, mais par flemme.

Le dernier point est très important. Beaucoup de programmeurs amateurs sont loin d'imaginer qu'il existe des normes de codage, tandis que certains professionnels le savent, mais s'en fichent.

Une norme de codage ?

La plupart des entreprises productrices de logiciel appliquent des règles ou des conventions maison qui dictent la manière dont leurs développeurs doivent écrire le code. Vous trouverez sur l'internet les normes de codage de beaucoup de projets à sources ouvertes tels que GNU [1] ou Linux. Ces règles se limitent cependant le plus souvent au formatage du code source ; leur but est l'uniformisation du code et la facilité de maintenance. Comme la plupart de ces règles ne s'appliquent qu'à l'apparence du code, mieux vaut parler de style de la programmation ou du codage.

Une vraie norme de codage n'est pas un ensemble de règles esthétiques ; elle vise à réduire les erreurs de programmation. Elle permet également d'obtenir la conformité avec une éventuelle réglementation. Si la plupart des normes de codage s'appliquent à C/C++, c'est sans doute parce que ces langages sont aujourd'hui prévalents. L'avantage de la conformité à une norme de codage réside dans les outils d'analyse statique capables de dénicher des problèmes liés à la sémantique de votre code, là où un compilateur se contentera d'en vérifier la syntaxe.

Voici quelques exemples de règles dictées par une norme de codage :

Interdiction des fonctions sibyllines du langage

En C et C++, l'utilisation de l'opérateur d'affectation '=' dans les expressions booléennes est autorisée. Par exemple, on peut écrire :

```
if (sample=get_sample()) sample += 2;
```

Cette ligne ajoutera 2 à *sample* si *sample* n'est pas égal à 0. Pourquoi ? Et bien, pour commencer la fonction *get_sample()* est appelée et la valeur retournée est affectée à la variable *sample*. Puis le mot clé *if* entraînera l'évaluation booléenne (vrai/faux) de l'expression entre parenthèses. En C/C++, zéro équivaut à faux et vrai peut être représenté par toute valeur différente de zéro. Par conséquent, si *sample* est différent de zéro, la condition sera évaluée vraie et l'addition exécutée.

La fuameux bogue de l'an 2000 (1999)

À cause de l'habitude des programmeurs d'abréger les dates sur deux chiffres, beaucoup de programmes risquaient de se tromper après 1999. De gros moyens ont été déployés pour empêcher le bogue de frapper. Le coût mondial de cette gigantesque opération de prévention est estimé à 425 milliards de dollars, et rien ne s'est passé. Un problème similaire pourrait se produire le 19 janvier 2038 lorsque le compteur de secondes UNIX débordera.



Mais le programmeur voulait peut-être écrire ceci :

```
if (sample==get_sample()) sample += 2;
```

La différence introduite par le 2^e opérateur '=' est subtile. En C/C++, la séquence "==" signifie "est égal à ?". Cette fois-ci le 2 ne sera ajouté à *sample* que si la valeur de *sample* est égale à la valeur renvoyée par la fonction *get_sample()*. Ce n'est clairement pas le même comportement que dans l'exemple précédent.

Erreur ou intention ? Impossible à dire. Certains compilateurs signalent ce genre de problèmes, mais seulement si la fonction d'avertissement est activée. La plupart des normes interdisent ce genre de codage sibyllin parce qu'il est susceptible de cacher des erreurs.



Premier vol d'Ariane 5 (1996)

Le lanceur de satellite s'est désintégré 30 s après le décollage à cause d'une perte totale des informations d'altitude et de guidage due à des erreurs de spécification et de conception dans le logiciel du système de référence inertielle. Une valeur codée sur 64 bits en virgule flottante qui, ne tenant pas dans un entier signé codé sur 16 bits, a engendré un débordement... et le crash de la fusée ! La valeur inattendue avait été calculée par un algorithme conçu pour Ariane 4. Les pertes financières ont été estimées à environ 400 millions de dollars.

\$400.000.000

Interdiction de pointeurs non initialisés

C'est un piège classique et la cause d'innombrables bogues. Lorsqu'un pointeur vers un objet n'est pas initialisé (*pointeur fou*), il peut pointer sur tout et n'importe quoi et provoquer un comportement indéterminé du programme. Certains compilateurs le signaleront, à condition que la fonction d'avertissement soit activée. Interdire l'utilisation de pointeurs non initialisés est la seule solution. Les pointeurs sont dangereux, c'est pourquoi d'autres langages restreignent leur utilisation.



La division à virgule flottante du Pentium d'Intel (1993)

Une erreur de conception dans le tout nouveau microprocesseur Pentium d'Intel entraîne de petites erreurs lors de la division de nombres à virgule flottante dans un certain intervalle. Le bogue n'a affecté que peu d'utilisateurs, mais il est vite devenu un cauchemar médiatique qui a fini par coûter pas loin de 650 millions de dollars à Intel.

\$650.000.000

Les pointeurs ne sont pas étrangers aux débordements de tampons, lesquels figuraient en 2011 en 3^e position sur la liste des erreurs logicielles les plus dangereuses du CWE/SANS (qui traite principalement des problèmes de sécurité de code).^[2]

```
int* p_un_pointeur;
p_un_pointeur = adresse_d_une_donnee;
p_un_pointeur [34] = 3;
```

Bien que le pointeur utilisé dans le fragment de code ci-dessus soit initialisé avant utilisation, une question reste en suspens : l'index 34 est-il valide ? S'il ne l'est pas, il faut craindre l'erreur de dépassement de tampon.

Typage fort des données

En C/C++, une variable d'un type peut être affectée à une variable d'un autre type tant que la variable de destination possède une précision identique ou supérieure à celle de la variable source. Par exemple, affecter une variable entière à une variable à virgule flottante ne déclenchera pas d'avertissement. Dans l'autre sens, il y en aura peut-être un. Cela veut dire qu'il est possible d'ajouter un caractère représenté sur 8 bits à une valeur à virgule flottante codée sur 32 bits ; le compilateur se chargera de la conversion. Afin de s'assurer qu'on ne mélange pas choux et carottes, les normes de codage interdisent souvent de mélanger les types de données à moins qu'une conversion explicite soit utilisée, par exemple :

```
float a = 3.14;
int b = (int)a;
```

Éliminer le code inutilisé ou inatteignable Normalement, toutes les lignes de code d'un programme ont une fonction. Il arrive cependant que, à cause d'une erreur de programmation, une ou plusieurs partie(s) d'un programme devienne(nt) inaccessible(s), souvent parce que le chemin d'exécution qui y menait a été coupé. Prenez ce sketch Arduino :

```
void setup(void)
{
    int a = -1;
    unsigned int b = 1;
    if (a < b) a += 2;
    Serial.begin(115 200);
    Serial.println(a);
}
```

```
void loop(void)
{
}
```

Quelle valeur affichera le moniteur série pour la variable `a` ? -1 ! Pourquoi ? En C/C++, lorsque l'on compare une valeur non signée à une valeur signée, la valeur signée sera silencieusement « promue » valeur non signée avant la comparaison. Mais un entier 16 bits – comme avec Arduino – contenant la valeur -1 (c.-à-d. 0xffff représentée en complément à deux, la manière dont la plupart des processeurs représentent les valeurs négatives) est identique bit à bit à un entier non signé contenant 65 535 (0xffff). Comme 65535 est plus grand que 1, la condition sera toujours évaluée comme fausse, et l'addition ne sera jamais exécutée : elle est inatteignable. Obliger le programmeur à retirer le code inatteignable, ou code mort le forcera à repenser l'algorithme ou à simplifier le programme. Rappelez-vous : moins de code, c'est moins de bogues.

Cet exemple peut être mis en conformité avec la plupart des normes de codage soit en enlevant le `if` et l'expression associée, soit en convertissant `b` en un entier signé pour la comparaison :

```
if (a<(int)b) a += 2;
```

Limiter la complexité

Les fonctions longues ont tendance à être complexes, ce qui les rend difficiles à comprendre et à tester. Pour cette raison une norme de codage peut interdire à toute fonction ou méthode de contenir plus de, disons, 200 lignes de code.

Les outils de vérification de conformité avec une norme de codage peuvent utiliser d'autres métriques pour mesurer la complexité. Un bon exemple est la complexité cyclomatique ou conditionnelle qui mesure le nombre de chemins d'exécutions indépendants à travers une fonction. Plus il y en a, plus la fonction est complexe, et d'une complexité difficile à estimer pour un humain : laissez un outil le faire pour vous.

Style

Si le but essentiel d'une norme de codage n'est pas l'esthétique du code, elle pourra cependant comporter des règles portant sur le style, qui augmenteront sa lisibilité. On trouve plus facilement les problèmes dans un code facile à lire. Quelques exemples de règles de style :

- chaque ligne devra compter moins de 120 caractères
- chaque instruction devra figurer sur une ligne à part
- éviter les tabulations
- chaque indentation devra comporter au moins deux espaces et être cohérente avec les autres indentations de ce fichier source
- les instructions formant le corps de blocs `if`, `else if`, `else`, `while`, `do-while` ou `for` devront être entourées d'accolades, même si le bloc est vide
- les accolades (`{}`) qui entourent un bloc

Normes de codage répandues

Si l'on ne tient pas compte des normes de codage internes, les plus utilisées aujourd'hui sont (par ordre de popularité) :

MISRA C (et C++) : créée par la *Motor Industry Software Reliability Association* pour aider l'industrie automobile à créer des logiciels embarqués sûrs et fiables. Il faut payer (un peu) pour obtenir cette norme.
<http://www.misra.org.uk/>

CERT C++ (et C) : cette initiative du *Software Engineering Institute* de l'université de Carnegie Mellon vise l'élimination des mauvaises pratiques de codage qui peuvent entraîner des vulnérabilités exploitables par des tiers malveillants.
<https://www.cert.org/> (Vous remarquerez l'utilisation de la version sécurisée du protocole https, CERT est sécurisé de bout en bout.)

HICPP — *High Integrity C++* : distribuée gratuitement par PRQA, c'est un ensemble de principes généraux pour améliorer la maintenance, la portabilité, la lisibilité et la sécurité en limitant les fonctions du langage ISO C++ autorisées afin de restreindre sa flexibilité.
<http://www.codingstandard.com>

JSF AV++ : la norme *Joint Strike Fighter Air Vehicle C++* de Lockheed Martin, disponible gratuitement, est destinée à aider les programmeurs à développer du code qui ne contienne pas de défauts pouvant entraîner des pannes catastrophiques qui à leur tour causeraient des dommages humains ou matériels significatifs. (À ne pas confondre avec les dommages matériels et humains significatifs entraînés par les équipements militaires en parfait état de marche.)
http://www.jsf.mil/downloads/documents/JSF_AV_C++_Coding_Standards_Rev_C.doc

Vous trouverez une longue liste d'outils d'analyse statique pour de nombreux langages sur :
http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_tools_for_static_code_analysis



Bogue des missiles Patriot (1991)

Pendant la première guerre du Golfe, un missile Patriot américain a manqué l'interception d'un missile SCUD irakien. À cause d'une bête erreur d'arrondi dans un calcul de temps, certaines cibles étaient ignorées. Bilan : 28 morts et environ 100 blessés.

**28 morts,
100 blessés**

seront placées sur la même colonne, mais sur des lignes séparées, directement avant et après le bloc

les bogues logiciels tuent

Beaucoup de programmeurs transgressent ces règles, certains éditeurs de texte aussi, qui insèrent automatiquement des tabulations. Or celles-ci perturbent le formatage du code quand



Rayons de la mort (1985-1987, 2000)

À cause d'un logiciel défectueux, l'appareil de radiothérapie Therac-25 pouvait se tromper dans la dose de radiations à administrer. Certains patients ont reçu jusqu'à 100 fois la dose prescrite, ce qui a tué au

**au moins 8
morts, beaucoup
de blessés**

moins trois d'entre eux. Un problème similaire a été déploré à Panama City en 2000 lorsqu'un logiciel de planification de thérapie délivrait des doses différentes en fonction de l'ordre dans lequel les données étaient saisies. Ce bogue a tué au moins cinq patients.

plusieurs personnes utilisent des taquets de tabulation différents.

Habitudes

Les compilateurs C/C++ sont souvent accompagnés d'une copieuse collection de bibliothèques dites *standard*. Beaucoup de programmeurs s'appuient sur la disponibilité de ces bibliothèques et les utilisent par habitude. Malheureusement, plusieurs des fonctions incluses peuvent présenter des comportements dépendants de la plateforme, non spécifiés, indéfinis, dépendants de la mise en œuvre ou tout simplement mal définis. Voici quelques règles interdisant l'utilisation de certaines fonctions et bibliothèques populaires. N'utilisez pas :

- l'indicateur d'erreur `errno`
- la bibliothèque `<locale.h>` et la fonction `setlocale`
- la gestion des signaux de `<signal.h>`
- la bibliothèque d'entrée/sortie `<stdio.h>`
- les fonctions `atof`, `atoi` et `atol` de la bibliothèque `<stdlib.h>`
- les fonctions `abort`, `exit`, `getenv` et `system` de la bibliothèque `<stdlib.h>`
- les fonctions de gestion du temps de la bibliothèque `<time.h>`

Vous remarquerez l'interdiction de la bibliothèque d'entrée/sortie `<stdio.h>`. Oui, vous êtes censé écrire votre propre fonction `printf`.

À vous de juger

Les exemples de règles citées proviennent toutes de normes existantes et peuvent sembler sévères, mais elles ne sont pas gravées dans le marbre. Les normes de codage autorisent des exceptions à beaucoup de règles. D'autres règles sont discutables et c'est à vous de décider si vous souhaitez les respecter ou non. Vous trouverez sur l'internet de grandes discussions quasi philosophiques à propos de certaines règles qui montrent que leur interprétation reste ouverte. Même les normes de codage sont sujettes aux bogues.

(130271-I - version française : Kévin PETIT)

Liens

- [1] La norme de codage GNU : <http://www.gnu.org/prep/standards/standards.html>
- [2] Top 25 des erreurs logicielles les plus dangereuses : <http://cwe.mitre.org/top25/>

nouvelle édition revue et augmentée du livre l'électronique pour les débutants

deux kits d'initiation disponibles

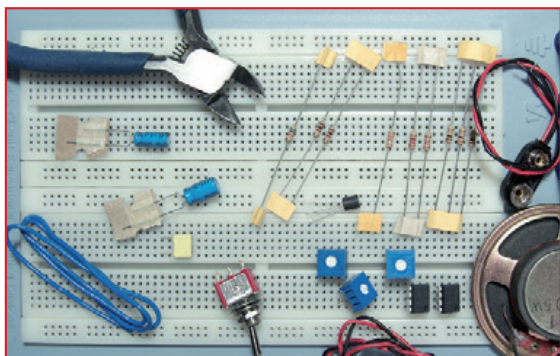
Le cadeau idéal pour partager votre passion de l'électronique avec vos enfants, petits-enfants, neveux... et autres *geeks*.

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.

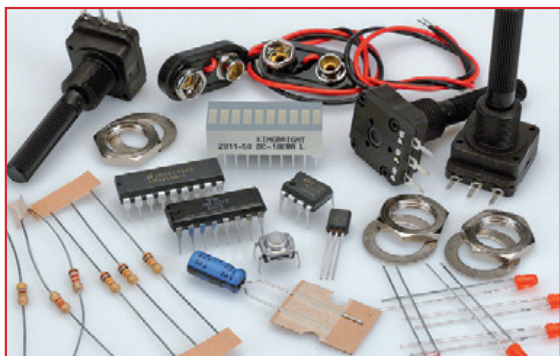
L'auteur démystifie l'électronique en n'utilisant que ce qu'il vous faut de théorie pour aborder la pratique : identifier les composants et leur rôle, les récupérer, les tester et les ranger ; lire un schéma ; choisir ses outils ; mettre en boîte ses montages...

Les deux kits disponibles séparément permettent de réaliser, sur une plaque d'expérimentation sans soudeuse, quelques-uns des montages simples et ludiques présentés dans le livre.

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



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



offre spéciale :

livre + deux kits = 81,50 €
au lieu de 91,50 €



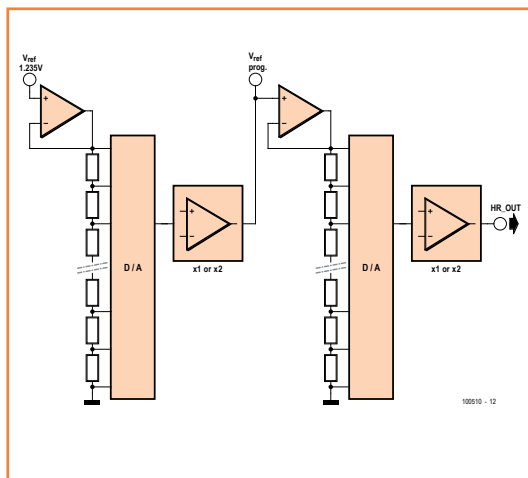
ISBN 978-2-86661-186-6
édition revue et augmentée
352 pages - **42,50 €**

astuce de conversion N/A à résolution augmentée pour affiner la conversion à 8 bits

Olivier Schrevens
(Braine-le-Comte)

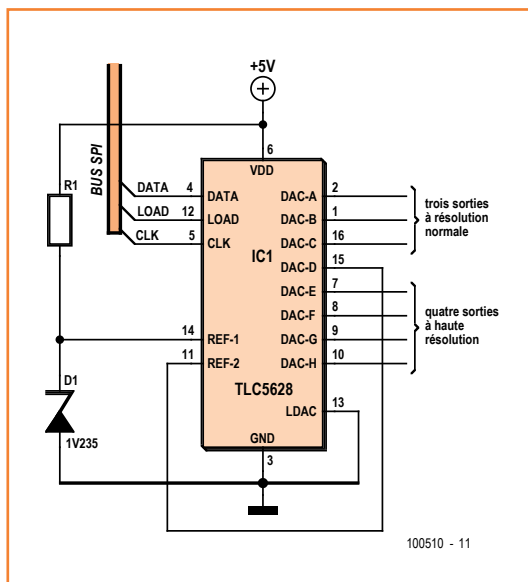
Quand la résolution requise est supérieure à 8 bits, le coût des composants mixtes analogique-numérique augmente fortement. Je voudrais montrer comment, sans coût supplémentaire, j'ai amélioré la résolution de convertisseurs numérique/analogique courants et bon marché, en utilisant la sortie de l'un comme référence de tension programmable pour les autres.

Figure 1.
Le principe de la cascade de convertisseurs N/A : la sortie d'un premier convertisseur sert de référence de tension au second convertisseur.



L'idée de ce montage est née du besoin de commander, à l'aide d'un microcontrôleur, différents types de galvanomètres à bobine mobile, au travers de convertisseurs numérique/analogique avec une résistance série à chaque sortie. Connecté à un ATmega8, mon circuit initial fonctionnait mais avec les galvanomètres les plus sensibles, le nombre de bits utiles ne suffisait pas pour obtenir une déviation complète de l'aiguille. Plutôt que d'adopter en sortie une résistance propre à chaque galvanomètre, j'ai mis en œuvre le circuit décrit ici pour augmenter la résolution obtenue avec des convertisseurs à 8 bits. Plutôt que de recourir à une amplification de tension, l'astuce consiste à obtenir d'autres plages de tension de sortie du convertisseur N/A en changeant sa tension de référence.

Figure 2.
Ainsi configuré, le TLC5628 permet de couvrir en même temps, avec 256 pas de conversion, trois plages de tension, de 0 à 1,235 V, de 0 à 2,47 V et enfin de 0 à 4,94 V.



Mon critère de sélection principal pour le convertisseur A/N concerne le courant de 1,5 mA minimum par sortie, pour éviter l'usage d'amplificateurs opérationnels externes ; accessoirement je considérais qu'un boîtier DIL unique faciliterait la réalisation. Mon choix s'est porté sur un TLC5628 de l'écure Texas Instruments, octuple convertisseur à 8 bits en boîtier DIP16, capable de fournir un courant de sortie de 2 mA par canal. Chaque canal du convertisseur contient un diviseur de tension à 256 pas. Le TLC5628 offre une option, cruciale ici, de doublement du gain par amplification de la tension de sortie du convertisseur (fig. 1).

Ce composant est contrôlé au moyen d'un bus de programmation sérielle à trois fils (SPI), aisément compatible avec les microcontrôleurs courants.

Le format des commandes consiste en huit bits de donnée, trois bits de sélection de chacun des huit convertisseurs intégrés et enfin un bit de sélection du gain de la tension de sortie (unitaire ou double). Avant d'être validées toutes en même temps au moyen du signal LDAC, les commandes SPI reçues successivement pour tous les convertisseurs peuvent être enregistrées d'abord dans un verrou (*latch*). Cette option n'est pas utilisée ici. On trouvera davantage de détails dans la feuille de caractéristiques du composant.

Comme le montre le schéma, le TLC5628 dispose de deux entrées de référence de tension distinctes (broches 11 et 14), une par groupe de quatre convertisseurs.

La référence de tension externe, commune aux quatre premiers convertisseurs, ici 1,235 V, délivrée par D1, un LM385, est raccordée à une extrémité des diviseurs dont l'autre est à la masse. Chacune des positions du diviseur fournit donc une tension directement liée à la tension de référence.

C'est évidemment cette particularité-là que nous allons mettre à profit en utilisant l'un des convertisseurs N/A pour programmer la tension de référence de l'autre groupe de convertisseurs, et augmenter ainsi la résolution.

Les trois autres sorties du premier groupe restent utilisables avec leur résolution normale de 8 bits. En combinaison avec l'option de doublement du gain de sortie de chacun des convertisseurs du TLC5628, la résolution de 8 bits couvre finalement trois gammes de tensions à partir d'une référence initiale de 1,235 V. En effet, en combinant le bit RNG (*range*) du convertisseur fournissant la tension de référence et celui du canal utilisé, nous obtenons les trois gammes suivantes : 0 à 1,235 V, 0 à 2,47 V et 0 à 4,94 V

Cela équivaut bien à une augmentation de la résolution. Nous disposons maintenant en tout de sept sorties analogiques : quatre sorties à «haute résolution» et trois sorties normales à 8 bits.

S'ils disposent de caractéristiques similaires, d'autres types de convertisseurs peuvent bien sûr parfaitement convenir pour ce circuit : par exemple les TLV5628, TLC5620, TLV5620, MAX528, MAX529, MAX520, MAX521, DAC088S085...

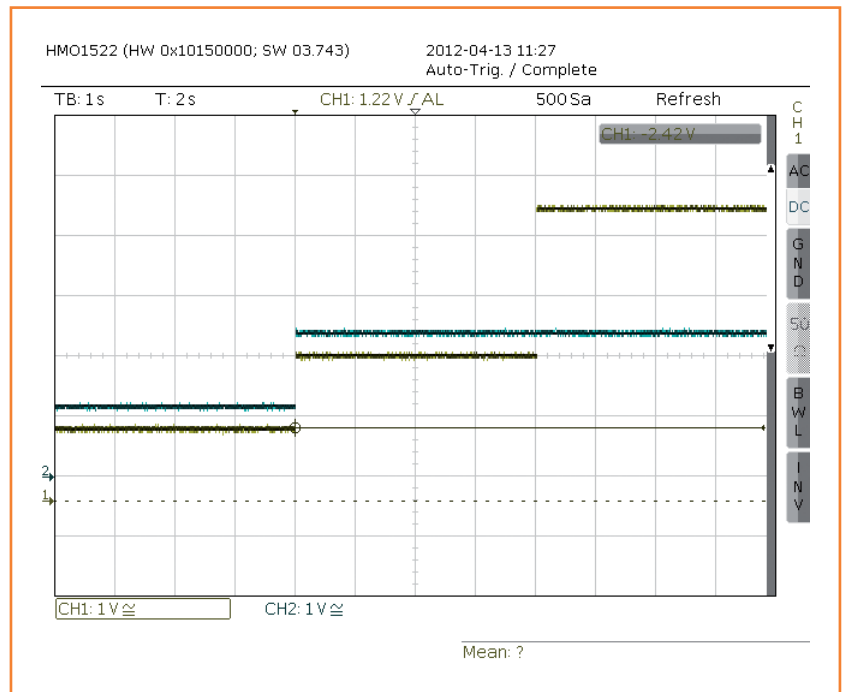


Figure 3. Résultat du programme de test, V_{ref2} et V_{out} sont visualisés.

À gauche $V_{out} = 1,235\text{ V}$ et $V_{ref2} = 1,235\text{ V}$, Gain = 1

Au centre $V_{out} = 2,47\text{ V}$ et $V_{ref2} = 2,47\text{ V}$, Gain = 1

À droite $V_{out} = 4,94\text{ V}$ et $V_{ref2} = 2,47\text{ V}$, Gain = 2

On notera toutefois que le fait de mettre en cascade deux convertisseurs présente l'inconvénient du cumul éventuel de leurs défauts de précision respectifs.

De par son architecture, ce convertisseur numérique/analogique apparaît d'ailleurs plus proche d'un potentiomètre programmable que d'un CNA classique basé sur un réseau R2R.

Comme cette astuce fonctionne fort bien sans l'adjonction d'aucun composant supplémentaire, j'ai souhaité la partager avec les lecteurs d'Elektor. Le programme de test [1] fournit en boucle, pendant quatre secondes, chacune des trois tensions de sortie maximum sur la sortie E (broche 7). L'horloge SPI est de 11,0592 MHz/4. Le bus SPI est en mode 3. Une indication du déroulement du programme est fournie via le port série (38400 bauds, 8N1).

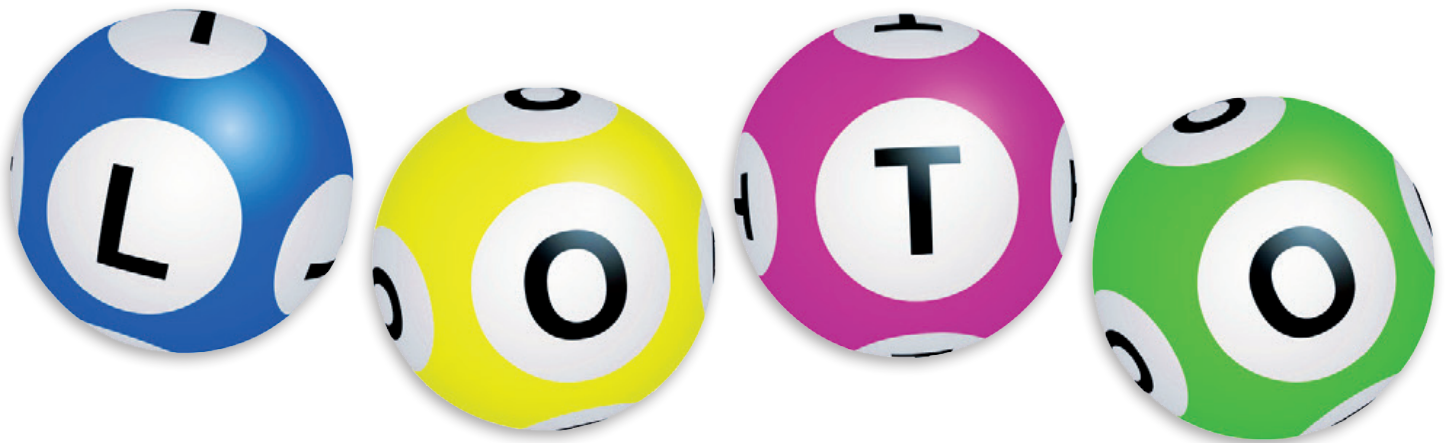
(100510)

Liens

[1] www.elektor.fr/100510

loto gagnant

la malchance n'appartient à personne !



Rémy Mallard, France

Pour bien finir l'année et entamer 2014 sous de bons auspices, voici un circuit qui soit conduit à la richesse, à la gloire et à la beauté (tant intérieure qu'extérieure, une caractéristique unique), soit apporte malheur, tristesse et pauvreté (mais qu'est-ce qu'on aura bien rigolé !).

Conforme aux normes de jeux les plus populaires, il laisse plus de chances de devenir pauvre et malheureux. Sa réalisation est à la portée de tous (sauf celle du cochon), et tous ceux qui le réaliseront passeront du temps dessus, ne serait-ce que pour le faire.

Au vu de sa simplicité, la complexité du circuit n'enlève rien à sa difficulté.

Principe général de dysfonctionnement

Il consiste à poser l'index des deux mains sur les pièces métalliques J1 et J2, puis à composer le bon code sur le bon clavier (pour savoir quel doigt est l'index, voir **fig. 1**). Vos deux mains étant occupées, une assistante peut composer le code pour vous. Dans ce cas, choisissez-la bien (surtout si la tante assise est un assistant), car tout dérapage volontaire pourrait entraîner un réajustement de la redevance TV.

Pourquoi plusieurs claviers ?

Pourquoi pas ? Nos dix doigts limitent le code à dix chiffres, mais comme on n'a que deux index, le code ne peut dépasser deux chiffres (00 à 99). Le circuit doit gérer 300 codes, il faut donc trois claviers. Tout modèle matricé convient à condi-

tion que colonnes et rangées se croisent (si vous utilisez celui d'un téléphone portable, enlevez la batterie). Le clavier sur lequel composer le code importe peu, mais vos chances sont décuplées si vous choisissez le bon. Comme le PIC est cadencé à une fréquence d'horloge supersticieusement basse (13 Hz pour réduire la consommation et augmenter les chances), vous devez appuyer au moins 5 s sur chaque touche.

Analyse du code saisi

Le code est validé lors de la deuxième pression, ce qui permet d'hésiter entre deux chiffres. Si le nombre saisi est incorrect, la ligne RC6 (configurée en sortie) passe à l'état bas et la ligne RC3 (configurée en entrée) passe à l'état haut. Le relais RL1 colle et ses contacts Commun-Travail se rejoignent. Comme vos doigts sont posés sur J1 et J2, voici ce qui se passe :

- vous devenez pauvre (objectif du jeu) ;
- vous êtes frappé par une tristesse absolue (symptôme normal chez le perdant) ;
- vous êtes (plus ou moins temporairement) défiguré par la grimace provoquée par l'impulsion de haute tension qui tétanise votre corps.

Si le code saisi est correct, le relais RL1 est alimenté en inverse et s'autodétruit. Une sous-routine compose alors le numéro du Père-Noël (seule personne habilitée à distribuer richesse, gloire et beauté) avec un cryptage DTMF, procédé actuellement considéré comme le meilleur puisqu'inviolable. Le téléphone qui assure l'interface entre PIC et ligne téléphonique sera impérativement un modèle antérieur au S63 pour garantir la présence d'une prise d'entrée DTMF à 6 points (dont seul le fil central doit être raccordé).

Lecteur attentif, tu dois te demander maintenant : « Comment obtenir un signal DTMF situé dans la bande audio 300-3000 Hz, avec un PIC cadencé à 13 Hz ? »

C'est l'une des astuces de ce montage. Le PIC possède un module PLL qui multiplie la fréquence du quartz par une valeur 100% compatible (tolérance 1 %) avec les fréquences DTMF cryptées. La PLL n'entre en fonction que si le code est correct.

Avis aux pirates adeptes des *sniffers* : le logiciel mesure en permanence l'impédance de la liaison entre PIC et téléphone, et refuse de délivrer le signal d'appel si la valeur mesurée ne correspond pas exactement à celle du téléphone seul.

Le procédé est si fiable qu'il peut détecter un *sniffer* à très haute impédance d'entrée (entrée directe sur la grille d'un tube thermoïonique).

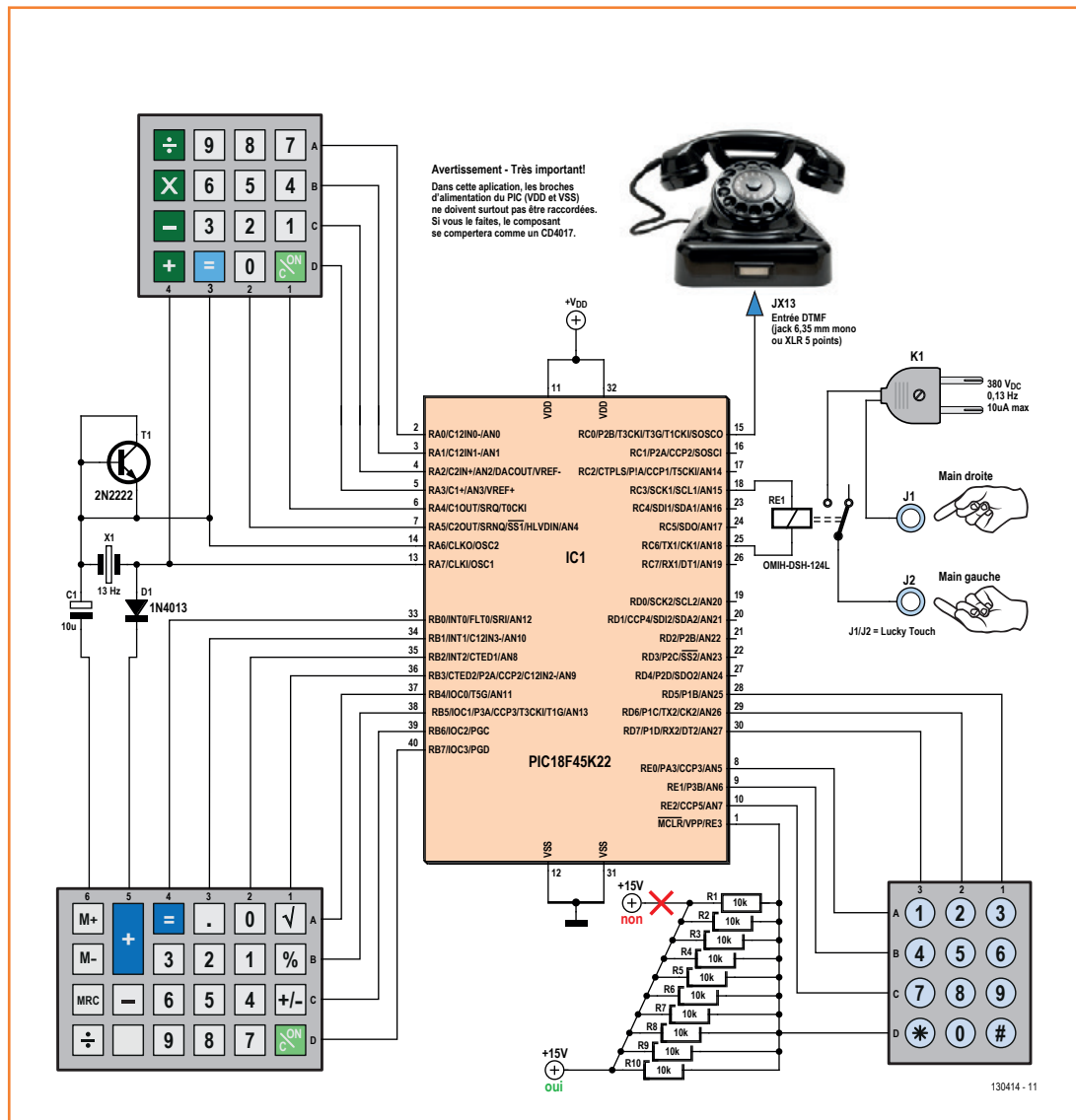


Figure 1.
Désormais, quand vous ne gagnerez pas, vous ne sombrerez plus dans la déprime, mais repenserez avec gratitude aux éclats de rire provoqués par ce schéma. Revenez-y de temps en temps, vous n'avez peut-être pas vu toutes les astuces dès la première fois.

Choix des composants

Privilégions les composants de récupération.

- Le 2N2222 est déterminant pour le cadencement du logiciel. Son câblage est surprenant mais correct. N'intervertissez surtout pas émetteur et collecteur. Un 2N3904 en boîtier métal convient aussi. Une triode (moitié de ECC82 ou 12AU7) peut faire l'affaire si on relie ensemble les deux grilles du tube (broches 2 et 7) avec le point central du chauffage filament (broche 9). Un câblage incorrect conduirait le flux ionique dans la mauvaise direction et protégerait le relais RL1 qui ne pourrait plus s'autodétruire.
- La 1N4013 ne peut en aucun cas être remplacée par un duo 1N2007 + 1N2006. Elle joue ici le rôle de bascule multiplicatrice (raccord sur la colonne de la touche X). Cette diode est rare, méfiez-vous des contrefaçons, décelables à la largeur de l'anneau de cathode qui déborde sur les deux broches.
- C1 est facultatif et ne fait qu'accélérer l'entrée en oscillation du quartz. Sans lui, le montage démarre une heure après la mise sous tension.
- R1 à R10 sont câblées en marches d'escalier pour une montée en tension progressive (encore une astuce à réutiliser dans vos montages). Notez que pour qu'elles fassent

office d'antennes, les broches d'alimentation du PIC (V_{SS} et V_{DD}) de doivent pas être raccordées.

Respectez ces règles simples et le montage fonctionnera sûrement au bout d'un certain nombre d'essais.

Réalisation pratique

Un montage sur feuille cartonnée est préconisé. Ne pas trop serrer les composants sous peine de densité trop élevée. Si à la mise sous tension une étincelle jaillit entre la broche V_{SS} du PIC et l'une des broches du port B, cela signifie que la diode 1N4013 est une contrefaçon.

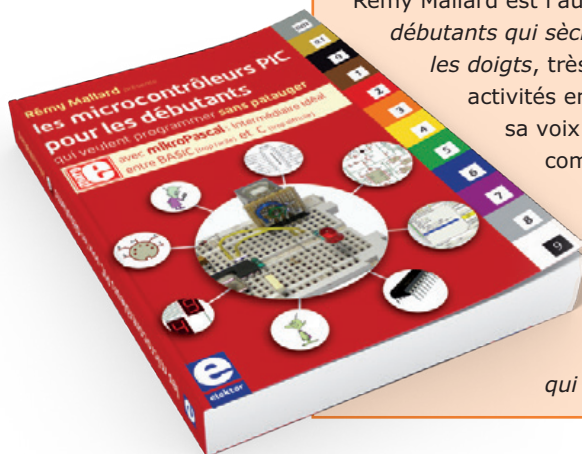
N'inversez surtout pas les colonnes et les rangées des claviers au risque d'un décalage avec le schéma. La fiche PL1 est un modèle sans fil de terre pour limiter l'amplitude des accrochages acoustiques. L'alimentation de 15 V sera impérativement stabilisée, car le montage ne peut fonctionner en dessous de 3 V (à moins de désactiver la fonction *Burn-Out Detect* du PIC, ce qui est déconseillé).

Les piles boutons au sel de 1,3 V sont recommandées pour la haute tension, car leur courant de court-circuit est inférieur à celui des piles alcalines de 48 V (meilleur impact sur les zones synaptiques).

(130414)

L'auteur

Rémy Mallard est l'auteur du livre *L'électronique pour les débutants qui sèchent les cours mais soudent sans se brûler les doigts*, très bien accueilli par les lecteurs. Outre ses activités en électronique et informatique, il prête sa voix pour des documentaires et livres audio, compose de la musique, pratique la vidéo et écrit des nouvelles dont plusieurs ont été publiées. Il s'est intéressé à son premier schéma de circuit électronique à l'âge de dix ans. Il vient de publier un second ouvrage d'initiation *les microcontrôleurs PIC pour les débutants qui veulent programmer sans patauger*





la résistance de 0 Ω

drôle de composant n° 2



J'asticote volontiers mes collègues du labo avec des sujets qui ne les préoccupent guère, eux, tant ils leur paraissent évidents.

La résistance de 0 Ω p. ex., dont la seule existence me plonge, moi, dans des abîmes de réflexion métaphysique. Pourquoi existe-t-elle et pourquoi, si sa valeur est nulle, l'appeler *résistance* ? Autant parler de *conducteur* et mettre un cavalier, non ? Quid de sa tolérance ? Si elle existe, celle-ci, indiquée habituellement avec le signe \pm , impliquerait (théoriquement du moins) que sa résistance réelle pourrait être d'une valeur *inférieure* à 0 Ω !

La résistance de 0 Ω est visiblement un de ces composants électroniques qui, déjà par leur seule apparence, nous entraînent aux frontières de la philosophie. Une zone où aucun de mes collègues ne me suit : ils quittent rapidement mon salon philosophique improvisé à la machine à café et retournent à leur travail, l'index sur la tempe.

Alors je prends ma revanche ici.

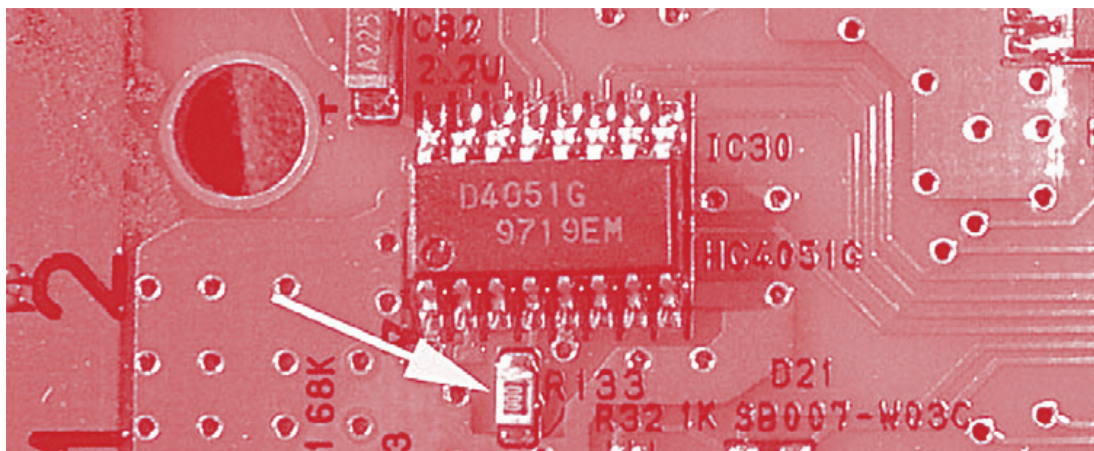
J'ai bien compris, chers collègues, qu'en pratique la résistance de 0 Ω est un composant utile, « manipulable » par les robots d'implantation beaucoup plus facilement que ne le serait un cavalier fait d'un morceau de fil de cuivre. Je n'ignore pas que si elle existe, c'est pour des raisons parfaitement prosaïques de rationalisation. Mais je vous soupçonne aussi d'utiliser ce pseudo-composant pour masquer votre humiliation de n'avoir pas trouvé sur vos circuits imprimés un tracé de pistes qui ne se croisent pas. C'est quand même plus chic d'implanter quelque chose qui ressemble à une résistance plutôt qu'un vulgaire *strap* ! Je vous ai démasqués !

La prochaine fois que je vous coincerai à la machine à café, je vous interrogerai sur certains condensateurs, notamment cette variété si particulière d'une capacité infinie !

(130396)

Wisse Hettinga
(elektor.labs)

pas si nulle que ça



microréseaux

Tout le quartier est au courant

Tessel Renzenbrink
(Elektor TTF)

Dans les îles Féroé, les habitants ont construit leur propre microréseau de distribution électrique et d'utilisateurs. Certains microréseaux fonctionnent en autarcie totale, d'autres se raccordent au réseau électrique conventionnel. Dans ce deuxième cas, le système agit à la fois comme producteur et comme consommateur. Du point de vue du réseau électrique, un microréseau se comporte comme une seule entité, quelle que soit sa composition physique. Enfin, cette production décentralisée vient s'ajouter au cocktail de solutions durables d'approvisionnement en électricité.

Lors du forum *Microgrid* qui s'est tenu du 18 au 19 septembre à Amsterdam, Bjarti Thomsen, ingénieur, instigateur et directeur du projet énergétique des Féroé, a expliqué les raisons qui l'ont poussé à choisir le *microgrid*.



L'archipel des Féroé se trouve dans l'océan Atlantique Nord, plus ou moins entre la Norvège et l'Islande. Ces îles forment une province autonome, au sein du royaume du Danemark. Leur position isolée justifie qu'elles n'aient jamais été raccordées au réseau électrique du continent. Le pétrole constitue leur principale source d'énergie. S'y

chauffer en hiver coûte donc une petite fortune. À titre indicatif, une famille moyenne consomme 3 000 l de fioul par an, soit 24 000 couronnes danoises (3 200 €).

Les quelque 50 000 habitants de l'archipel ont décidé de remplacer les combustibles fossiles par des énergies renouvelables. Pourquoi ? Tout d'abord parce que le prix du pétrole devient insoutenable, également pour rompre leur dépendance vis-à-vis des producteurs de pétrole et puis pour limiter le rejet de CO₂.

Le climat et la situation des îles Féroé offrent de bonnes conditions pour exploiter les énergies renouvelables. Sur l'océan, rien n'arrête le vent, qui redouble de force justement en hiver, saison où les besoins énergétiques culminent.

Pour incorporer l'énergie éolienne au système global, ils ont installé un microréseau à Nólsoy, l'une des 18 îles Féroé.

Intégrer l'énergie renouvelable

Le réseau électrique des Féroé n'est pas équipé pour intégrer des sources d'énergie intermittentes, comme la plupart des réseaux nationaux. Il s'agit plutôt d'un réseau centralisé, organisé autour d'un nombre constant de génératrices électriques. Il ne fonctionne également que dans un seul sens : de la centrale vers le consommateur. Le gestionnaire de réseau peut contrôler l'offre mais pas la demande. Si on ajoute un trop grand nombre de sources aléatoires à ce réseau conventionnel, sa tension se met à fluctuer.

Un microréseau peut absorber ces fluctuations de production grâce à la gestion intelligente et dynamique des transferts d'énergie via des systèmes TIC. L'offre et la demande sont ajustées en permanence, de manière à limiter la production en flux tendu. Selon un schéma de priorité, l'alimentation de certains appareils peut être interrompue, p. ex. s'ils disposent d'une batterie autonome comme une voiture électrique ou un portable.

Le stockage de l'énergie est un autre élément capital des microréseaux. On l'utilise pour réguler les sur- et les sous-productions. Lorsque la tension de réseau dépasse un certain seuil, on peut p. ex. recharger une batterie que l'on déchargera lorsque la tension du réseau sera trop basse. Cette gestion dynamique autorise l'ajout d'un grand nombre de sources décentralisées, telles que des éoliennes ou des panneaux solaires. Le

premier objectif est de fournir de l'électricité aux utilisateurs du réseau interne. En cas de surplus, le microréseau va l'envoyer dans le réseau global, en se comportant comme une centrale unique. Il agit donc bien comme interface entre les sources individuelles mutualisées et le macroréseau.

Obstacles

Les microréseaux exigent de lourds investissements. Actuellement, le kWh coûte toujours plus cher à produire qu'avec les réseaux conventionnels. Leur usage est donc plutôt réservé aux endroits isolés comme les îles, les zones minières et les communautés rurales éloignées. Le forum d'Amsterdam intéressait surtout les parties prenantes : les investisseurs, les entreprises, les ingénieurs et les représentants des régions où les microréseaux offrent une solution. On y a donc accordé beaucoup d'attention aux obstacles qui empêchent sa rentabilisation économique.

Les microréseaux sont également compliqués à installer à grande échelle. Chaque installation présente des caractéristiques fort différentes. Dans les Féroé, la priorité est d'assurer le chauffage avec le vent comme source principale, tandis qu'une installation minière dans l'Outback australien doit alimenter du matériel lourd avec des groupes électrogènes au gazole, des éoliennes et des panneaux photovoltaïques. Concevoir un microréseau générique, que l'on pourrait déployer dans n'importe quel environnement sans rien ajuster, relève donc de l'utopie.

D'autre part, il n'existe aucun standard. Les microréseaux s'appuient sur une collaboration complexe entre génératrices, unités de stockage, et régulateurs de tension et de fréquence, au sein d'une infrastructure TIC. D'après les témoignages recueillis lors du forum, il reste encore beaucoup de solutions à trouver du côté de l'interopérabilité des systèmes. À l'unanimité, les participants du forum ont souligné la nécessité d'améliorer la qualité des échanges technologiques entre les différents acteurs de microréseaux.

En outre, il est clairement apparu que le stockage de l'énergie reste un goulot d'étranglement pour l'introduction à grande échelle des sources d'énergie intermittentes. Le rendement et la qualité des batteries ont largement profité des investissements réalisés par les constructeurs automobiles depuis qu'ils s'y sont intéressés. Mais le prix au kWh pour une installation qui combine une source d'énergie renouvelable et des batteries demeure nettement plus élevé que pour une



source conventionnelle. Dans le cas des îles Féroé qui n'ont accès à aucun réseau câblé, le système est financièrement acceptable. Sinon, le prix des batteries de stockage interdit encore toute rentabilité dans des situations plus classiques.

À propos du stockage de l'énergie, un participant a demandé pourquoi on misait exclusivement sur les batteries au lieu d'étudier d'autres approches comme l'hydrogène ou le volant d'inertie. Sa question est restée sans réponse.

Pourtant, il existe bel et bien un avenir pour les microréseaux. Les énergies durables accroissent leurs parts de marché, non seulement parce que le pétrole n'est pas éternel et que son prix augmente régulièrement, mais aussi parce qu'elles permettent de réduire les émissions de CO₂. On observe également un engouement du grand public pour les énergies de recharge par le biais des productions individuelles qui se multiplient. Cet engouement est visible sur le toit des maisons équipées de panneaux solaires, mais aussi par la création de parcs éoliens communautaires à plus grande échelle.

Pour intégrer des sources d'énergie intermittentes aux réseaux nationaux, ceux-ci devront évoluer vers des systèmes intelligents et dynamiques, plus en rapport avec notre époque. Les microréseaux apportent une réponse à la nécessité d'une transition harmonieuse.

(130250 – version française : Robert Grignard)

Lien

[1] www.microgridforum.com/

La prochaine édition du Forum Microréseaux[1] se tiendra à Singapour entre le 11 et le 13 novembre.

alimentation alternative (1984)

Rescapée de la décharge @ e-labs



Jan Buiting (Elektor)

Après avoir décrit des appareils à classer dans les catégories bizarre, rare ou cher, retour à un besoin primordial de nombreux projets maison qui fonctionnent sous une basse tension (disons de 3 à 20 V) : la tension alternative au secondaire du transformateur.

Reniflez les problèmes

Il n'est ni faux ni aventureux de dire que (a) l'électronique ne fonctionne que rarement sans une tension d'alimentation adéquate et (b) que l'alimentation est la source de défaillance la plus commune des matériels anciens en panne.

Alors que les problèmes d'aujourd'hui sont résolus de façon « non-invasive » par des mises à jour du micrologiciel qui arrivent par le ouëbe du service en ligne situé au Pakistan, les problèmes de l'ancien temps – il y a environ vingt-cinq ans – vous amenaient à retirer les fusibles, déconnecter le câblage d'entrée du redresseur et passer à une inspection visuelle et olfactive de la section alimentation. Si rien n'est suspect jusque-là, vous réinstallez les fusibles pour effectuer quelques mesures de tension en alternatif sur les points du transformateur où vous vous attendez à trouver une tension secondaire. Une main dans la poche, le cas échéant.

Les tensions sont correctes maintenant. D'une façon ou d'une autre, l'alimentation continue surcharge le transformateur, ou le circuit continu brut

est en court-circuit ou ouvert quelque part. Où ? Le pont redresseur et/ou le condensateur-réservoir électrochimique (les gros tubes) sont les suspects ordinaires et un bon moyen de les démasquer est d'appliquer une source alternative extérieure à l'entrée du redresseur, puis de monter la tension graduellement jusqu'à sa valeur nominale. Les professionnels et les pinailleurs pourraient objecter qu'un transformateur variable avec double isolement est le meilleur moyen d'aborder ces cas, sans se rendre compte qu'un tel bestiau était rare dans les labos d'amateurs du début des années 80, et plus encore sous les tables de cuisine. L'essentiel est que vous devez élever prudemment la tension à l'entrée du redresseur, c'est-à-dire à ses bornes alternatif. Avec des mesures judicieuses sur la partie basse tension de l'alimentation, cette méthode lente et prudente révélera tous les défauts sans les risques de fumée, d'explosion de condensateur chimique ni de destruction de fusibles. La confiance peut maintenant revenir. C'est le moment de l'entrée en scène de l'alimentation alternative variable décrite dans Elektor d'avril 1984.

Toujours @ Labs

Il ne peut y avoir que trois explications à la présence, presque trente ans plus tard, de cet appareil aux dehors défraîchis : 1. il est sans danger et facile à utiliser ; 2. il est utile ; 3. il ne contient pas de microcontrôleur.

J'ai trouvé le petit coffret en deux tons, imitation de *Tektronix*, sur une pailasse à l'écart du labo Elektor, entre des restes de pizza recouverts de trois mois de cultures bio.

Il est apparu que l'appareil que j'avais sauvé de la e-poubelle était un prototype qui avait survécu à d'innombrables déménagements et réformes de matériel, pour devenir finalement un résident permanent du labo.

Il y a trente ans

Avec l'aide de Harry Baggen, rédacteur en chef de l'édition néerlandaise d'Elektor, une encyclopédie ambulante, j'ai pu remonter à la publication d'une « AC-POWER SUPPLY » (*sic*) dans le numéro d'avril 1984. Je suis arrivé à Elektor en octobre 1985. Avec juste trois pages, cet article est vraiment insignifiant, comparé à quelques-uns des articles vedettes que nous avons vus dans Rétronique au cours des ans, et Harry pourrait en avoir tout oublié si l'appareil lui-même n'avait pas refait surface dans notre labo.

Avec l'article original sur mon bureau, j'ai été frappé par la photo (**fig. 1**), qui n'était pas une image exacte de l'appareil que j'avais sous les yeux (photo d'introduction). La disposition des commandes et étiquettes est différente, l'objet réel a une face avant noire avec le fameux k en forme de diode dans le nom Elektor. Le coffret avec sa béquille bien pratique semble être le même. La différence la plus frappante est l'utilisation sur l'appareil réel de six douilles bananes pour les sorties 3-6-9-12-15-18 V CA, au lieu d'une sortie unique avec un commutateur rotatif à six positions comme le décrit l'article.

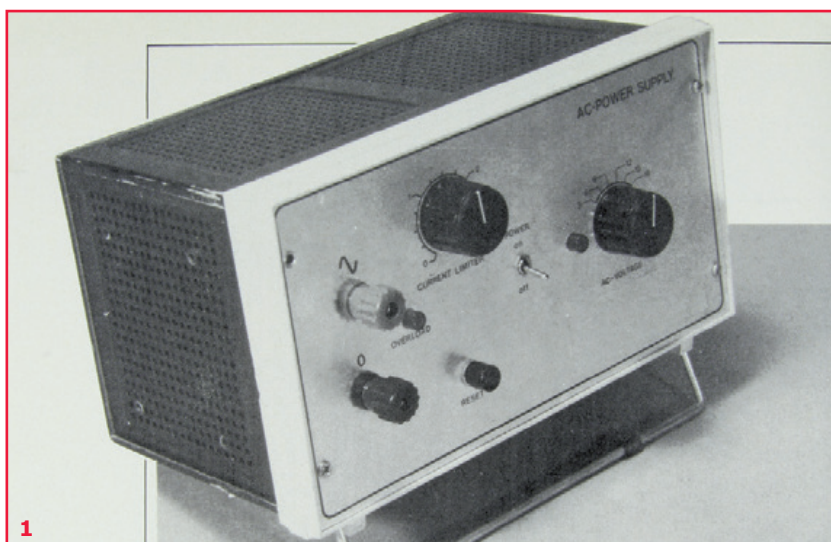
Quand j'ai ouvert le coffret en dévissant les panneaux avant et arrière (**fig. 2**), j'ai découvert que le circuit était construit sur une platine perforée de 110x80 mm, alors que l'article de 1984 montrait un circuit imprimé bien dessiné de 110x45 mm. Je n'ai pas dépoussiéré l'intérieur. Reste la question de savoir pourquoi l'appareil possède une face avant noire artistico-techno dont le dessin n'a jamais été publié. Personne ici ne le sait. Le style est très proche de celui de l'*elektroscope* de 1977.

Je n'ai pas comparé le montage de la platine

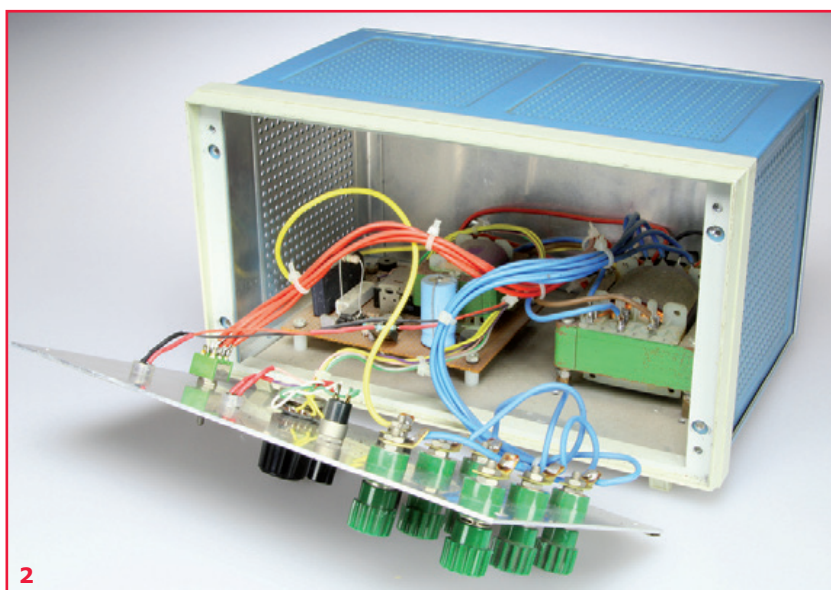
EST^D 2004

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

perforée au schéma publié dans le magazine en 1984, mais ils semblent identiques en termes de fonctionnement et de liste des composants. Remarquez la résistance de 1 M Ω soudée directement entre les broches 3 et 6 du CA3140.



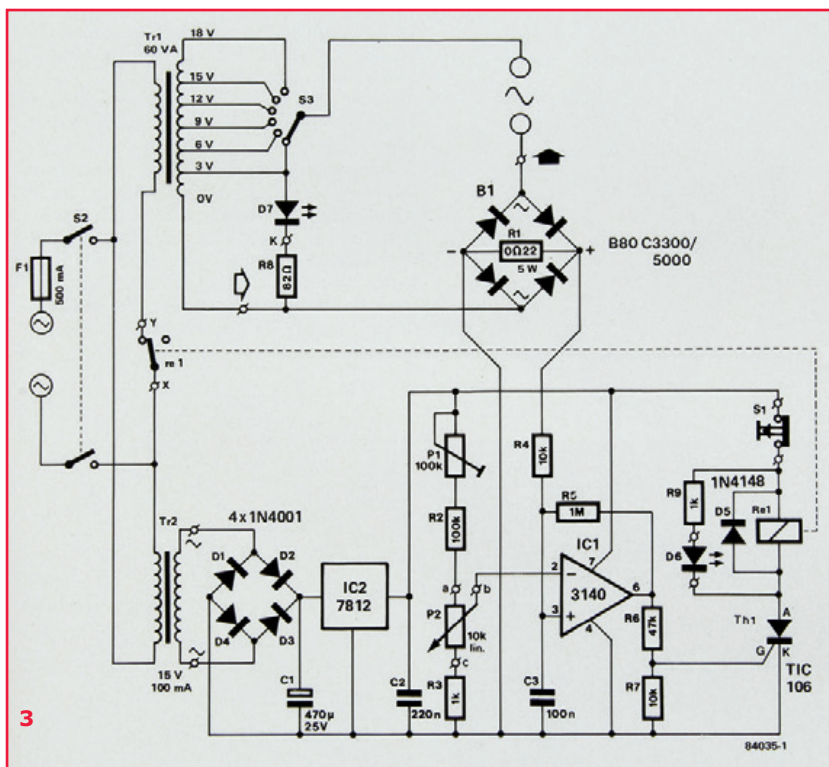
1



2

Comment cela fonctionnait – et fonctionne encore

Comparées aux alimentations de labo continues réglables, les variantes en alternatif sont rares, probablement parce que nous supposons que le transformateur de puissance est un composant fiable et que, même coûteux, il est facile à remplacer. Pourtant il y a de nombreuses situations dans lesquelles il vous faut une maîtrise précise de la tension alternative appliquée à l'entrée d'une alimentation, comme quand le PDG ou le chef du labo exige de la précision sur les limites mini et maxi de la tension d'entrée d'un régulateur continu.



J'espérais *in petto* que le circuit délivre une tension de sortie réglable et stabilisée, mais au lieu de cela il a six échelons de 3 V, de 3 à 18 V, sélectionnés directement sur le secondaire du transformateur. Toutefois, la limitation d'intensité incorporée est réglable par un bouton en face avant, si bien que mes fusibles sont restés dans leurs boîtes. L'appareil représenté ici (fig. 3) peut être réglé à peu près de 0 à 1,5 A.

Le courant tiré de Tr1 est mesuré par R1, la tension continue pulsée qui en résulte attaque

le circuit limiteur d'intensité organisé autour d'IC1. Remarquez que ce circuit est alimenté séparément par Tr2, D1 à D4 et IC2. Le comparateur IC1 compare la tension fixe (*hum*) de sa broche 2 à celle que délivre R1. La tension de référence est réglable par l'ajustable P1 pour la valeur maximale et le potentiomètre P2 pour le réglage continu entre 0,2 A et le maximum. Le courant maximal dépend évidemment du transformateur utilisé pour Tr1 – l'article de 1984 suggère un modèle de 60 VA à prises multiples. Dès que le courant tiré sur la sortie dépasse le niveau fixé par P2, la sortie du comparateur IC1 bascule et amorce le thyristor Th1 par R6-R7. Conséquemment, le relais Re1 est excité et le courant primaire est coupé par le contact X-Y. La LED D6 s'allume pour signaler une surcharge et la nécessité d'un diagnostic et de réparations ! Le thyristor restera conducteur même après la disparition de l'impulsion de gâchette ; cela signifie que la seule façon de réarmer le circuit et de rétablir la tension de sortie est d'ouvrir S1 – après avoir éliminé la cause (désastreuse) de la disjonction, naturellement !

Bien que le commutateur rotatif S3 soit spécifié pour 5 A dans la liste des composants, je préfère de loin les six douilles bananes séparées de l'appareil tel qu'il est.

Un bon petit appareil

Je recommanderais de remplacer systématiquement les sous-ensembles électroniques défectueux, suspects, impénétrables ou introuvables – même sur e-bay – par de bons vieux presse-papiers éprouvés en fer et cuivre. Ce procédé est très instructif et bien moins coûteux que de remplacer perpétuellement des composants neufs morts parce que quelqu'autre composant est mort pour des raisons qui vous dépassent.

L'**AC POWER SUPPLY** d'Elektor 1984 est maintenant à l'abri du danger et a sa place de KGB (*Know Good BoatAnchor*) sur ma paillasse Rétro-nique. Pour célébrer son arrivée, l'article original de 1984(!) est disponible en pdf pour tous les fans de l'alternatif [1].

◀ (130367 – version française : Jean-Paul Brodier)

Lien

[1] a.c. Power supply, Elektor April 1984, www.elektor-magazine.com/130367

hexadoku casse-tête pour elektorniciens

Alors, ça va ? Pas trop mal aux cheveux après les excès de fin d'année... ? Un peu de gymnastique*, peut-être ?
 « Idées écartées | frissons légèrement en dehors | la vie derrière les idées | Élever les angoisses tendues | au-dessus de la tête | Marquer un léger temps d'arrêt | et ramener la vie à son point de départ | Ne pas baisser les frissons | et conserver le vide très en arrière. » Remplissez la grille selon les règles, envoyez-nous votre solution, et vous gagnerez peut-être. Vous serez en tout cas d'aplomb pour reprendre ensuite vos cogitations.

* extrait de Quart d'heure de culture métaphysique, Ghérasim Luca, Le chant de la carpe, Librairie José Corti

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 ran-

gée, 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 envoyer la série de chiffres sur fond grisé.

Participez et gagnez !

Nous tirons au sort l'une des réponses internationales correctes reçues dans les délais ; son auteur recevra un chèque-cadeau d'une valeur de **100 €** à valoir sur des circuits imprimés **elektorPCBservice (Eurocircuits)**.

Nous offrons en outre 3 chèques-cadeaux à valoir sur des **livres d'Elektor** d'une valeur de **50 €** chacun.

Où envoyer ?

Envoyez votre réponse (les chiffres sur fond grisé) avec vos coordonnées par courriel, télécopie ou courrier avant le **1^{er} mars 2014** :

Elektor c/o Regus Roissy CDG – Le Dôme – 1, rue de La Haye
 BP 12910 – 95731 Roissy CDG
 Courriel : **hexadoku@elektor.fr**

Les gagnants

La solution de la grille du numéro de novembre (424) est : **E75F4**

Le gagnant des **100 €** à valoir sur des circuits imprimés **Eurocircuits** est **Christian Basler** (Allemagne)

Les 3 chèques-cadeaux Elektor d'une valeur de **50 €** chacun vont à : **Wojtek Stoduly** (Pologne), **Håkan Jönsson** (Suède), **Ciril Zalokar** (Slovénie)

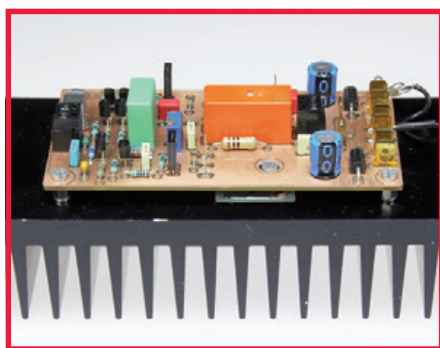
Bravo à tous et félicitations aux gagnants !

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | B | | | | | C | | | | | | |
| F | | B | | | | | | 8 | 3 | 0 | 9 | 2 | 7 | | A |
| | 2 | | | | | | 9 | 1 | | | F | | | | B |
| | 4 | C | 8 | 0 | 2 | 5 | 7 | E | 6 | A | | | 9 | | |
| 5 | 7 | | | | | 2 | B | 9 | | | C | | | | |
| | | | 9 | | 3 | | A | 0 | 1 | | | | | 5 | 7 |
| | | | E | | | 9 | | 5 | A | | 6 | | | 3 | 0 |
| D | | | 2 | C | 5 | 8 | | | | | | | | A | B |
| | 9 | 8 | | | | | | | F | 5 | A | 6 | | | C |
| | 3 | D | | | 2 | | A | E | | 8 | | | 7 | | |
| 7 | A | | | | | 3 | 8 | B | | E | | 4 | | | |
| | | | | 9 | | | D | 2 | C | | | | | A | 8 |
| | | 3 | | | 1 | E | 5 | C | 0 | F | 8 | B | 4 | 9 | |
| 8 | | | | 7 | | | C | 6 | | | | | | 3 | |
| B | | 9 | 1 | A | 8 | F | 3 | | | | | | 5 | | 6 |
| | | | | | D | | | | | 7 | | | | | |

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 5 | 1 | B | 2 | 8 | E | 0 | D | 6 | 9 | C | 4 | 7 | A | 3 | F |
| 3 | 4 | 9 | A | 6 | F | 7 | 1 | D | B | E | 0 | 8 | 5 | C | 2 |
| 8 | C | E | 7 | A | 4 | B | 5 | F | 1 | 2 | 3 | D | 0 | 6 | 9 |
| 0 | F | D | 6 | 2 | 9 | C | 3 | 5 | 8 | 7 | A | 4 | B | 1 | E |
| 4 | D | 7 | 1 | B | A | 8 | 2 | E | C | 9 | 6 | 5 | F | 0 | 3 |
| 9 | 3 | F | E | C | 7 | 1 | 0 | 4 | 5 | B | 8 | A | 2 | D | 6 |
| 2 | 5 | 0 | B | 9 | 6 | E | F | 7 | A | 3 | D | 1 | 8 | 4 | C |
| 6 | 8 | A | C | 3 | 5 | D | 4 | 0 | F | 1 | 2 | E | 7 | 9 | B |
| 7 | E | C | 8 | D | 0 | 4 | 9 | 2 | 6 | F | 1 | B | 3 | 5 | A |
| F | 0 | 6 | 3 | 7 | 1 | A | 8 | B | E | 4 | 5 | C | 9 | 2 | D |
| D | 9 | 1 | 5 | E | 2 | 3 | B | C | 0 | A | 7 | 6 | 4 | F | 8 |
| A | B | 2 | 4 | F | C | 5 | 6 | 3 | D | 8 | 9 | 0 | 1 | E | 7 |
| B | 2 | 4 | 9 | 0 | D | 6 | 7 | A | 3 | 5 | E | F | C | 8 | 1 |
| C | A | 3 | D | 1 | B | 2 | E | 8 | 4 | 0 | F | 9 | 6 | 7 | 5 |
| E | 7 | 5 | F | 4 | 8 | 9 | C | 1 | 2 | 6 | B | 3 | D | A | 0 |
| 1 | 6 | 8 | 0 | 5 | 3 | F | A | 9 | 7 | D | C | 2 | E | B | 4 |

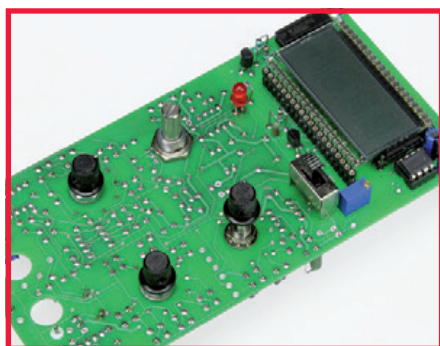
Tout recours est exclu de même que le sont, de ce jeu, les personnels d'Elektor International Media et leur famille. Un seul gagnant par foyer.

•bientôt dans Elektor



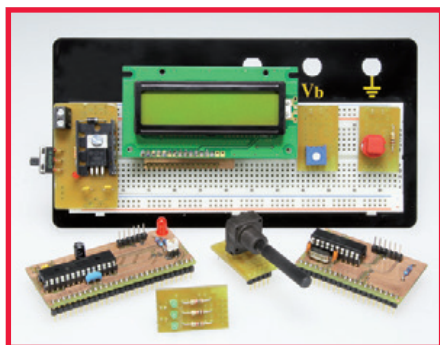
petit étage de puissance audio

On a toujours l'usage d'un étage audio de puissance sans reproche quant à la qualité du signal. Idéal pour équiper p.ex. une enceinte active, où l'ampli sera incorporé avec son alimentation. Ce module compact reprend des méthodes connues et largement éprouvées mais laisse néanmoins de la place à d'éventuelles extensions.



source de courant continu réglable avec afficheur

Vous pourrez tester et mesurer rapidement toutes les diodes, diodes zener, LED, etc. dans leurs conditions d'utilisation, c.-à-d. avec un courant d'intensité **connue**, réglable sur 20 calibres de 10 nA à 20 mA et sur une amplitude de tension suffisante (ce que ne permet pas la fonction habituelle «test de diodes» des multimètres).



mini-modules pour plaque d'essai

Les plaques d'expérimentation sans soudure sont pratiques, sauf quand il faut assembler pour la *nième* fois la même partie de circuit, comme l'alimentation à 5 V ou le microcontrôleur. Voici donc une série de modules aux fonctions standard, enfichables directement sur la plaque. Quel gain de temps !

Informations préliminaires sous réserves
Le numéro de mars paraîtra le 25 février

Publicité



La seule **place de marché** mettant en relation des **prestataires** et **donneurs d'ordres** spécialisée dans les **projets électroniques** et logiciels embarqués

Comment ça marche ?

> Je suis prestataire

- 1 Je trouve un projet en phase avec mes compétences et mes disponibilités
- 2 Je peux me faire recommander par le donneur d'ordre
- 3 Je peux être labellisé sous réserve des conditions de SILICONPLACE

> Je suis donneur d'ordre

- 1 Je soumetts mon projet avec les compétences recherchées, le budget et le planning
- 2 Je choisis mon prestataire parmi les offres reçues et réalise mon projet
- 3 Je peux demander à SILICONPLACE de me conseiller des prestataires

INSCRIVEZ-VOUS

1 ESSAI GRATUIT !

WWW.SILICONPLACE.COM



ECD7

NOUVELLE EDITION

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 entiers ; 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.

ISBN 978-90-5381-298-3 • 29,50 €



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



POURQUOI FAIRE UN COMPROMIS

PRÉCISION ou VITESSE

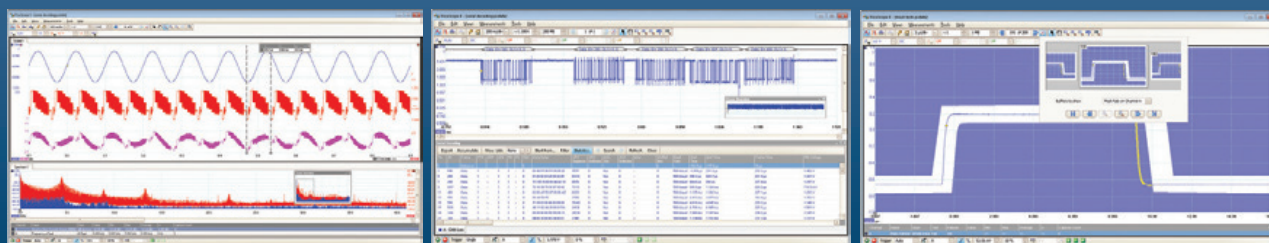
QUAND VOUS POUVEZ TOUT AVOIR ?



| PicoScope | PicoScope 5442A | PicoScope 5442B | PicoScope 5443A | PicoScope 5443B | PicoScope 5444A | PicoScope 5444B |
|--------------------------|--|-----------------|--|-----------------|--|-----------------|
| Canaux | 4 | | | | | |
| Bande passante | tous les modes: 60 MHz | | modes de 8 à 15 bits: 100 MHz modes à 16 bits: 60 MHz | | modes de 8 à 15 bits: 200 MHz modes à 16 bits: 60 MHz | |
| Taux d'échantillonnage | 2.5 GS/s | | 5 GS/s | | 10 GS/s | |
| Mémoire (8 bits)* | 16 MS | 32 MS | 64 MS | 128 MS | 256 MS | 512 MS |
| Mémoire (≥ 12-bit)* | 8 MS | 16 MS | 32 MS | 64 MS | 128 MS | 256 MS |
| Résolution (améliorée)** | 8 bits, 12 bits, 14 bits, 15 bits, 16 bits (resolution du matériel + 4 bits) | | | | | |
| Générateur de signal | Générateur de fonctions | AWG | Générateur de fonctions | AWG | Générateur de fonctions | AWG |

Canal 2 modèles aussi disponibles * partagée entre les canaux actifs ** La résolution maximale est limitée sur les plages les plus bas de tension:
 $\pm 10 \text{ mV} = 8 \text{ bits}$ • $\pm 20 \text{ mV} = 12 \text{ bits}$. Toutes les autres plages peuvent utiliser la résolution maximale.

L'OSCILLOSCOPE À RÉOLUTION SOUPLE



TOUS LES MODÈLES INCLUENT SONDES, LE LOGICIEL COMPREND: AINSI QUE 5 ANS DE GARANTIE. LE LOGICIEL COMPREND DES: MESURES, ANALYSEUR DE SPECTRE, FULL SDK, DÉCLENCHEMENTS AVANCÉS, PERSISTANCE DE COULEURS, DÉCODAGE SÉRIE (CAN, LIN, RS232, I²C, I²S, SPI), MASQUES, MATHS, LE TOUT EN STANDARD. MISES À JOUR GRATUITES.

www.picotech.com/PS251

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**

NOUVEAU



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 plates-formes de développement, t'attaquer aux PIC32)...

**Le premier pas coûte,
après ça va tout seul.**



ISBN 978-2-86661-193-4
48,50 €