



commandez vos montages par téléphone ou tablette tactiles

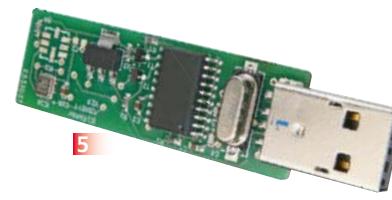
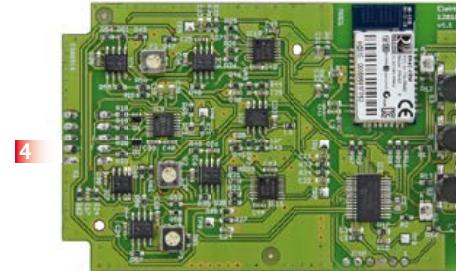
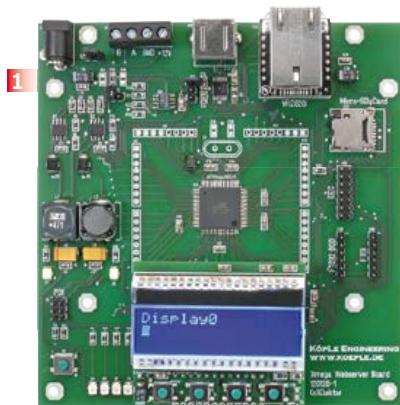


BoB pour la puce Android FT311D
votre interface sur mesure :
entrée-sortie parallèle, série, I²C, SPI



● vos périphériques I²C pour Raspberry Pi avec un PIC | sonde différentielle isolée |
four à refusion à chaleur tournante | **adaptation d'impédance** : qu'est-ce-que c'est ? |
horloge DCF77 à aiguilles | l'atelier du microcontrôleur (3) | **témoin sans fil** sur 433 MHz |
émetteur de test pour signaux horaires | détection de vibrations ou d'activité sismique | **testeur**
de transistors ● rétronique : ComputerScope Elektor (1986)





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, mega 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 sérielle 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 électrocardiographe 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

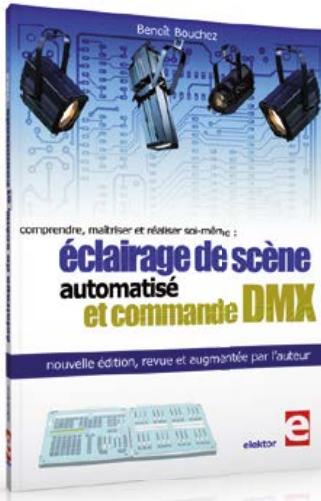
5 Barostick

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.

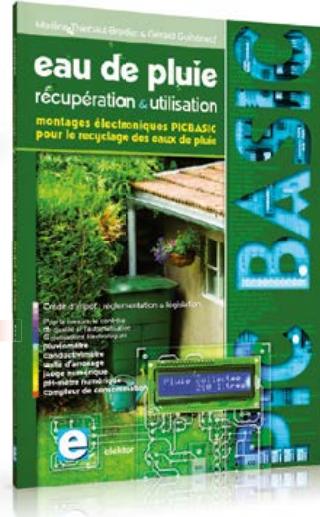
Réf 120481-91

Informations et gamme complète sur :

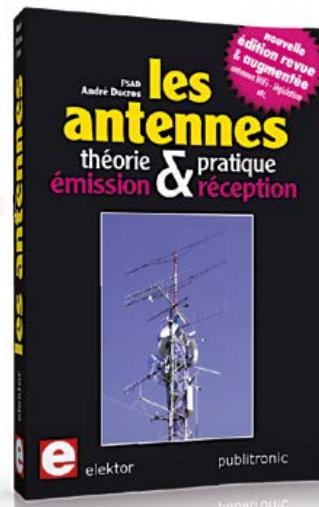
www.elektorpcbservice.com



1



2



3



4

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 €

cuve enterrée, pompe, filtres... Récupération et utilisation des eaux de pluie ne sont autorisées que sous certaines conditions et pour certains usages.

Le lecteur trouvera donc également dans ce livre un rappel des règlements français. Le crédit d'impôt sur le revenu pour l'installation d'un système de récupération de l'eau de pluie est soumis à des obligations légales (loi LEMA de 2006) également détaillées dans cet ouvrage. La deuxième partie du livre décrit six réalisations électroniques pour améliorer une installation domestique de gestion des eaux pluviales.

ISBN 978-2-86661-176-7 • 160 pages • 28,00 €

2 Eau de pluie – eau gratuite

Cet ouvrage aborde le thème de l'eau sous ses aspects quantitatif (cycle de l'eau, précipitations, prix) et qualitatif (traitement de l'eau potable, assainissement des eaux usées). Il détaille ensuite les différents éléments d'une installation de récupération des eaux de pluie : système aérien,

3 Les antennes

cette bible des antennes devient l'ouvrage de référence pour les radioamateurs, les techniciens et les ingénieurs.

Nouvelle édition augmentée : construction d'antennes Wi-Fi, mise à jour des informations sur le droit à l'antenne (installation radioamateur, télévision, téléphonie mobile), effets non thermiques des rayonnements.

ISBN 978-2-86661-165-1 • 470 pages • 49,50 €

Tous les articles d'ELEKTOR de l'année 2013 en français, anglais, allemand, espagnol et néerlandais

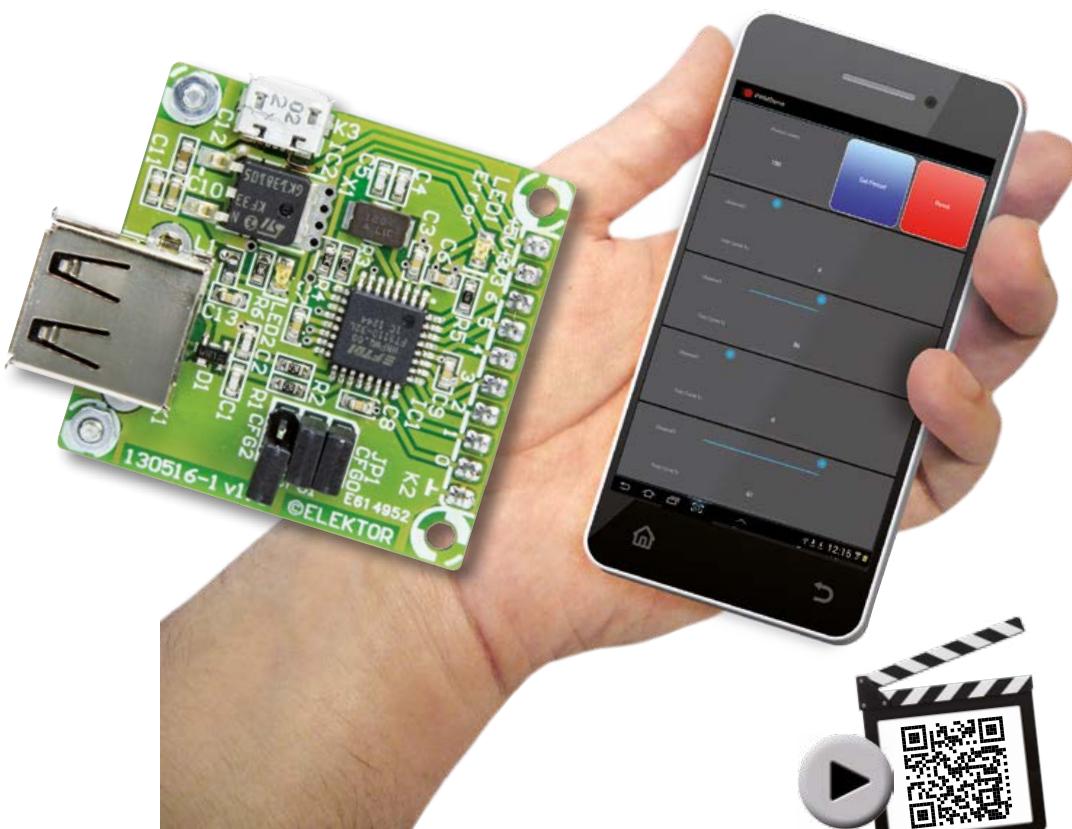
4 DVD Elektor 2013

Ce DVD-ROM réunit tous les articles d'ELEKTOR, le mensuel d'électronique et de micro-informatique appliquées, parus au cours de l'année 2013. Il contient non seulement le texte des articles ainsi que les schémas, mais aussi tous les dessins des circuits imprimés, sous forme de fichiers à haute résolution.

ISBN 978-90-5381-277-8 • 27,50 €



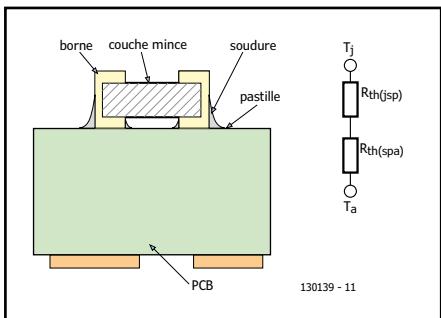
Retrouvez votre bibliothèque complète de livres d'Elektor sur :
www.elektor.fr/livres



● industrie

8 info & marché
OS temps réel pour µC

10 résistances de haut vol pour l'aéronautique
Les nouvelles performances exigées des avionneurs ne font pas qu'impliquer des changements de conception, elles touchent également les composants électroniques, y compris les résistances.



● e-labs

13 tout ça pour faire clignoter une LED ?

J'euusse souhaité que les fabricants se décarcassassent pour la teneur pédagogique de leurs manuels

49 l'empêcheur d'imprimer en rond

Elektor-labs vous met au défi d'imprimer en 3D quelque chose de vraiment utile.

65 circuit imprimé géant

L'art de mettre les petits circuits dans les grands

66 diodes varicap drôle de composant n°6

68 11^e jour : gros projets avec DesignSpark

Comment utiliser plusieurs pages de schémas comme en ont les gros projets ?

● projets

14 Carte de sorties pour la puce Android FT311D

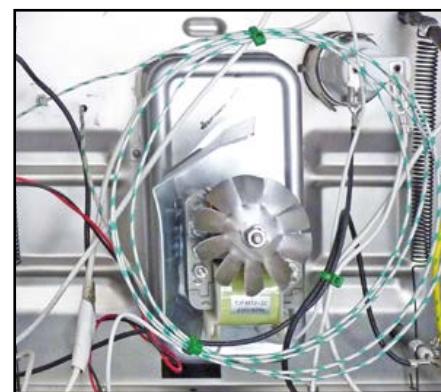
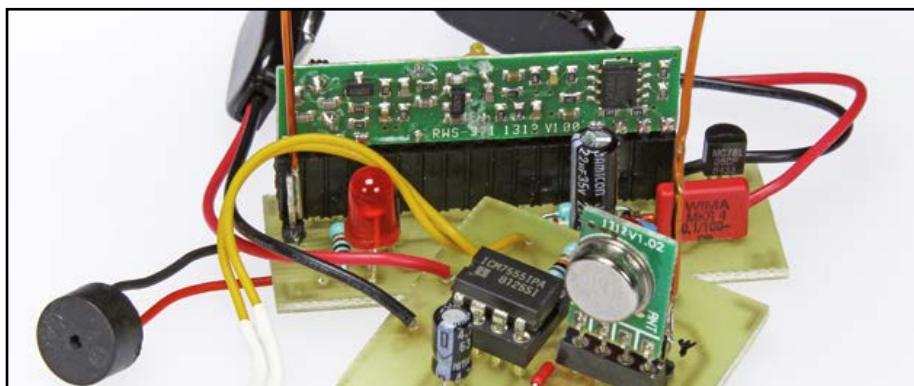
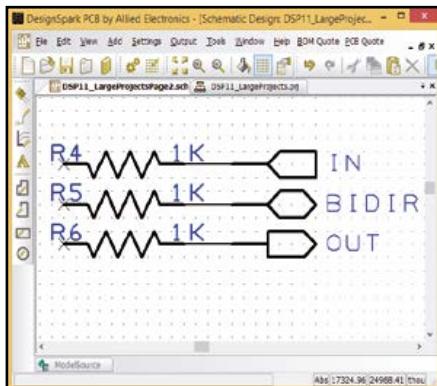
ports d'entrée-sortie parallèle, série, I²C, SPI pour téléphone et tablette tactiles La puce FT311D de FTI est une passerelle à tout faire entre votre propre électronique et les tablettes ou téléphones tactiles Android. Nous l'avons installée sur la carte Elektor Android Breakout !

20 témoin sans fil sur 433 MHz

Télécommander un interrupteur, c'est pratique, mais connaître l'état réel de ses contacts, c'est plus sûr.

24 émetteur de test pour DCF

signaux horaires par µC
Un signal DCF normalisé et à trames configurables est utile pour tester des décodeurs DCF, des routines de décodage DCF ou des horloges DCF. Ici un circuit à µC délivre un signal DCF à niveaux TTL.



28 détection de vibrations ou d'activité sismique par piézoélectricité

Choc, vibration et tremblement de terre, ce circuit simple les détecte et vous donne un avertissement sonore et visuel et peut activer un relais embarqué.

32 inventez vos périphériques I²C pour Raspberry Pi avec un PIC

Comment créer et piloter vos esclaves I²C avec le Pi et un µC PIC.

36 sonde différentielle isolée

petite & pratique

La séparation galvanique des entrées d'un oscilloscope est hors de prix. Aide-toi, Elektor t'aidera.

42 four à refusion

chaleur tournante pour les CMS
L'électronique est un sport où celui qui n'avance pas recule ! L'étape des CMS a été délicate, mais j'y suis arrivé et j'en suis très satisfait. Profitez de mon expérience !

50 adaptation d'impédance qu'est-ce-que c'est ?

Les signaux de fumée émis dès la mise sous tension de ma toute première réalisation de gamin ne m'ont nullement découragé. Pas de regrets !

56 testeur de transistors simple avec LED ou buzzer piézo

Aux trois broches d'un transistor correspondent six combinaisons possibles de branchement. Une seule est correcte.

58 horloge DCF77 à aiguilles

de la force de Lorentz à la bonne heure
Quand elles étaient rares, les horloges étaient faites pour être entendues et vues de loin. Aujourd'hui elles sont faites pour être regardées. Voici donc un projet insolite : trois instruments à cadre mobile pour indiquer l'heure.

70 l'atelier du microcontrôleur (3)

Le convertisseur analogique-numérique est en quelque sorte le multimètre intégré des µC, mais il n'a ni aiguille ni afficheur, il se contente de renvoyer des valeurs numériques.

● magazine

6 de nous à vous

79 bientôt dans Elektor

Avant-première des prochains numéros d'Elektor

80 Rétronique : ComputerScope Elektor (1986)

En 1986, au labo d'Elektor, quelqu'un approuve l'idée d'un stagiaire de créer un accessoire « oscilloscope » pour des ordinateurs individuels.

82 hexadoku : gymnastique pour tous

37^{ème} année, n° 432
juin 2014

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

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

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

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

DROITS D'AUTEUR :

© 2014 Elektor International Media B.V.

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

Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier de droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet. Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non commerciaux. L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice. La Société éditrice n'est pas tenue de renvoyer des articles qui lui parviennent sans demande de sa part et qu'elle n'accepte pas pour publication. Si la Société éditrice accepte pour publication un article qui lui est envoyé, elle est en droit de l'amender et/ou de le faire amender à ses frais; la Société éditrice est de même en droit de traduire et/ou de faire traduire un article et de l'utiliser pour ses autres éditions et activités, contre la rémunération en usage chez elle.

Imprimé aux Pays-Bas
par Senefelder Misset - Doetinchem

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

Métaphysique du bricolage

Connaissez-vous le sens ancien du mot *bricoleur* ?

Cela se dit d'un chien qui s'écarte de la piste en faisant des zigzags.

Au sein de l'équipe d'Elektor, dans nos discussions récurrentes sur l'avenir de l'électronique comme pratique de loisirs, nous essayons d'éviter les mots *bricolage* ou *bricoleur*, parce qu'ils sont difficiles à définir précisément et chargés de connotations trop lourdement dépréciatives. À tort, si l'on songe à la puissance créatrice du *bricolage*, si magnifiquement étudiée par Claude Lévi-Strauss dans son essai *La Pensée Sauvage* (1962). Je voudrais d'ailleurs

transcrire ici un passage d'un entretien* dans lequel l'ethnologue reprend cette notion, en quelques phrases limpides, qui pourraient s'appliquer à l'électronique :

« Le type d'activité intellectuelle et je dirais presque philosophique que nous voyons à l'œuvre dans le bricolage, correspond au sein même de notre société à des formes d'activités pratiques et mentales qui dans le passé de l'humanité et même encore aujourd'hui chez tous les peuples que nous appelons sans écriture jouent un rôle de tout premier plan. [...] Les sociétés industrielles développent les jeux de compétition au détriment du bricolage. [...] Ce type d'activité est peut-être une des chances de l'Homme devant d'une part la mécanisation et l'industrialisation de notre existence, d'autre part devant cette espèce de contrainte compétitive qui nous est imposée dans notre vie professionnelle et dont les sports offrent une image qui n'est pas toujours très satisfaisante, qu'il y ait place et qu'il y ait un besoin, de plus en plus grand dans notre civilisation, pour une activité qui soit à la fois très libre, très reliée à la réalité concrète et très chargée de signification ou qui aspire à la signification. Tout cela semble faire partie de ce que j'oserais presque appeler la *métaphysique du bricolage* et qui doit nous le faire considérer avec beaucoup de respect et infiniment d'attention. [...] »

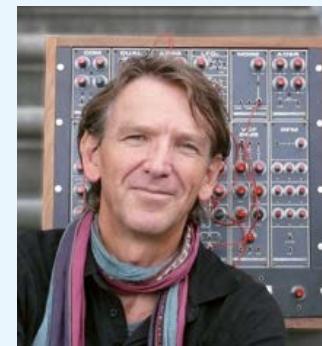
C'est une des dernières chances qui nous restent, une des seules, pour maintenir dans l'existence cette part de liberté pour chacun de nous de produire une œuvre qui soit sienne. Parce que c'est cela qui me paraît très important dans le bricolage : quelle que soit la fantaisie que s'assignent Pierre, Paul ou Jacques, le résultat ne sera jamais le même parce que ce sera en fonction de son histoire personnelle, telle qu'elle se traduit par tous les débris qu'il a accumulés dans ses tiroirs et qui sont l'expression concrète de son passé.

C'est donc sa personnalité la plus profonde qu'il exprimera dans son œuvre. »

À bon bricoleur, salut !

Denis Meyer

* Entretien radiophonique de Claude Lévi-Strauss avec Georges Charbonnier - 15 nov. 1967 - INA



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 González-Arintero
+34 6 16 99 74 86
j.glez.arintero@elektor.es
-  **Italy**
Maurizio del Corso
+39 2.66504755
m.delcorso@inware.it
-  **Sweden**
Carlo van Nistelrooy
+31 46 43 89 418
c.vannistelrooy@elektor.com
-  **Brazil**
João Martins
+31 46 4389444
j.martins@elektor.com
-  **Portugal**
João Martins
+31 46 4389444
j.martins@elektor.com
-  **India**
Sunil D. Malekar
+91 9833168815
ts@elektor.in
-  **Russia**
Nataliya Melnikova
+7 (965) 395 33 36
Elektor.Russia@gmail.com
-  **Turkey**
Zeynep Köksal
+90 532 277 48 26
zkoksal@betti.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



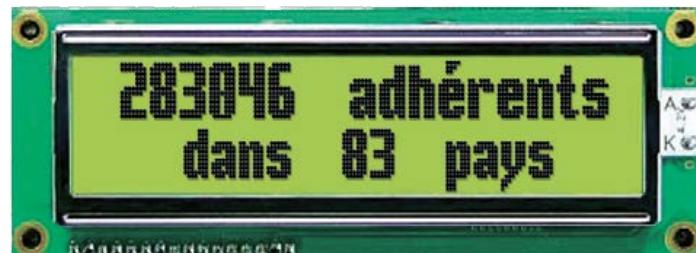
VOICE COIL



audioxpress



vous connecte à



Pour placer votre annonce dans le prochain numéro d'Elektor

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

Vos correspondants

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

Oscilloscope avec analyseur de spectre intégré

BP : 500MHz - RF : 6GHz : MDO4054-6

Le premier oscilloscope au monde intégrant un analyseur de spectre !



L'oscilloscope à domaine mixte MDO4000, capture trois signaux sur deux domaines dans un seul scope remarquable, ce qui permet une efficacité bien plus grande. Le fait de capturer des signaux analogiques, numériques et RF permet une vue complète de vos systèmes. Vous pouvez voir à la fois les domaines temporels et fréquentiels ensemble et voir des changements de spectre RF dans le temps. Conçu pour résoudre rapidement et efficacement les problèmes de design de systèmes embarqués les plus complexes, l'oscilloscope à domaine mixte MDO4000 est aussi intégré que vos designs !

Caractéristiques de l'oscilloscope multidomaine MDO4054-6 :

- 4 voies analogiques
- Bande passante analogique : 500 MHz
- Taux d'échantillonnage analogique : 2.5 GS/s
- 16 voies numériques
- Taux d'échantillonnage numérique : 500 MS/s / 16.5 GS/s
- 1 voie RF
- Gamme de fréquence RF : de 50 kHz à 6 GHz

Avantages :

- Bande passante 500 MHz et 1 GHz
- 16 signaux numériques
- Entrée RF dédiée jusqu'à 6 GHz
- Résolution : 20 Hz
- Dynamique : -140 dbm
- Contrôles dédiés à l'analyse de spectre
- Ecran traditionnel domaine temporel
- Nouvel écran pour les signaux RF
- Compact 15 cm de profondeur
- Très bon rapport Qualité / Performance / Prix
- Exemples d'applications :
- Débogage des systèmes à conception sans fil
- Analyse temporelle des conceptions multidomaines
- Identification des sources de bruit ou d'interférence

nouveaux photocoupleurs à sortie à triac

isolation renforcé en tension et meilleure immunité au bruit



Les photocoupleurs de Toshiba ont une tension d'isolement minimum de 3750 V_{eff}, une tension crête à l'état bloqué de 600 V minimum et un courant à l'état passant jusqu'à 70 mA. Ils sont spécifiés pour une plage de températures d'utilisation de -40 ° à +100 °. Ces photocoupleurs sont agréés dans le monde entier puisqu'ils disposent des homologations UL, cUL, et VDE avec une distance de fuite et une distance d'écartement de 5 mm minimum. Les deux dispositifs sont compatibles avec une tension réseau AC de 240 V. Les deux photocoupleurs (TLP265J et TLP266J) sont conçus pour le pilotage de triac, les contrôleurs programmables, les modules de sortie AC et les relais semi-conducteurs dans les appareils ménagers et les produits blancs.

Le TLP265J est un photo-triac sans passage par zéro, tandis que le TLP266J est un photo-triac à passage par zéro. Tous les deux sont associés à une LED infrarouge GaAq (arsénure de gallium) à longue durée de vie. Au niveau électrique, ces deux

photocoupleurs supportent un courant de déclenchement LED de 7 mA, ce qui leur permet de contrôler la sortie avec un courant d'entrée réduit, et donc de contribuer à réduire la consommation d'énergie.

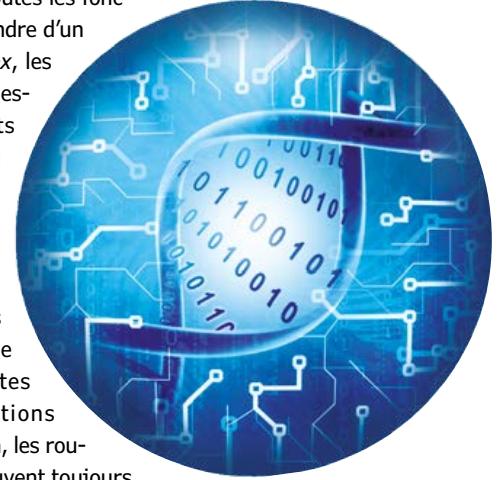


plusieurs de mécanismes avancés distinctifs.

Grâce à une architecture segmentée, il n'introduit aucun temps de latence logiciel dans le traitement des interruptions. Ces dernières ne sont jamais désactivées, afin de traiter ainsi de hautes cadences d'interruptions sans retard. Malgré cela, les routines d'interruption peuvent toujours communiquer avec le noyau sans restriction.

OS temps réel pour µC

NanoScale est un OS temps réel dédié aux microcontrôleurs de milieu ou de haut de gamme, comme ceux de la famille PIC24, dsPIC et PIC32 de *Microchip*. Il offre toutes les fonctions que l'on peut attendre d'un RTOS, comme les *mutex*, les *pipes*, les queues de messages, les événements ou encore les *timers*. Il implémente également



plusieurs de mécanismes avancés distinctifs. Grâce à une architecture segmentée, il n'introduit aucun temps de latence logiciel dans le traitement des interruptions. Ces dernières ne sont jamais désactivées, afin de traiter ainsi de hautes cadences d'interruptions sans retard. Malgré cela, les routines d'interruption peuvent toujours communiquer avec le noyau sans restriction.

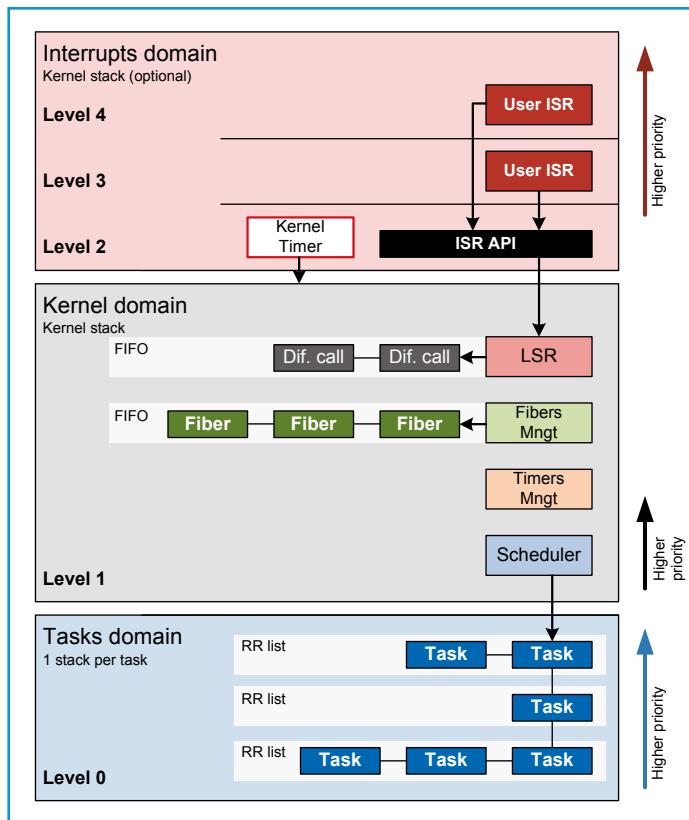
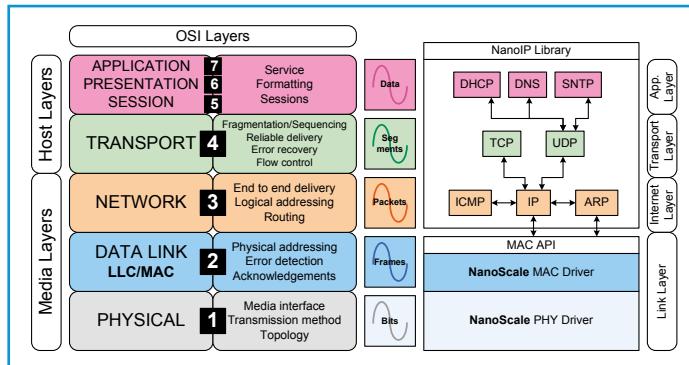
NanoScale propose deux modes d'exécution. En plus du traditionnel ordonneur de tâches, un mécanisme spécifique d'exécution de code prioritaire est disponible, pour du code DSP ou des *drivers*. Ces routines n'ont pas de contexte d'exécution mais utilisent la pile du noyau à la place. Leur ordonnancement est dès lors extrêmement rapide. Ces deux modes d'exécution permettent de tirer à la fois parti des avantages d'un noyau mono-tâche et multitâches.

NanoScale n'utilise pas de tic d'horloge pour son cadencement, mais un système d'interruption à la demande grâce auquel il n'y a pas à faire de compromis entre réactivité du système et charge de traitement en arrière-plan. Cela permet d'optimiser la consommation lorsqu'il n'y a rien à exécuter, en maximisant le temps passé en mode d'économie d'énergie.

En plus des traditionnelles allocations mémoire basées sur des *pool* de taille fixe, *NanoScale* offre un gestionnaire d'allocation de mémoire temps réel spécifique aux systèmes embarqués. Cet allocateur est rapide et dispose surtout d'un temps de réponse borné.

NanoScale est accompagné de différentes bibliothèques utilisables sans coûts additionnels :

- *NanoIP* est une pile IP v4 complètement intégrée au noyau. Elle propose un moyen simple de connecter une application embarquée. Les protocoles supportés sont ARP, IP, UDP, TCP, DHCP (client), SNTP (client) et DNS (client).
- *NanoCrypto* est une boîte à outils d'algorithmes cryptographiques. Ces algorithmes permettent de réaliser du chiffrement par clé privée et clé publique, du hachage cryptographique, ou encore de la génération de nombres aléatoires cryptographiquement sûrs. Les algorithmes les plus récents sont disponibles, comme AES, Serpent, SHA3, RSA, Yarrow, etc.



(140068)

des résistances de haut vol

Dominique Vignolo
(Vishay)

pour
l'aéronautique



Les avionneurs d'aujourd'hui doivent construire des appareils économes en carburant et conformes aux réglementations anti-pollution. Aussi humble soit-elle, la résistance peut aider à atteindre ces objectifs.

Une façon de diminuer la consommation en carburant d'un avion est d'amener l'électronique au plus près de sa fonction : la réduction du câblage entraîne celle du poids de l'appareil. Conformément aux réglementations anti-pollution, l'avion est par ailleurs déplacé au sol au moyen de moteurs électriques.

Les nouvelles performances exigées des avionneurs ne font pas qu'impliquer des changements de conception, elles touchent également les composants électroniques, y compris les résistances. Nous verrons ici l'importance de certains paramètres, entre autres la stabilité à long terme et la tenue aux hautes températures en milieu hostile.

Un décollage récent

Il y a environ huit ans, les avionneurs ont commencé à utiliser des composants conçus pour

fonctionner sous fortes contraintes thermiques, p. ex. dans les systèmes de surveillance d'atterrissement et de freinage. Placés dans une roue, ces systèmes mesuraient la température des freins et utilisaient des ponts de Wheatstone pour surveiller l'hydraulique et la pression du pneu. L'électronique était confrontée au domaine des hautes températures en moins d'une heure.

Les composants de ces systèmes devaient fonctionner dans des plages de température allant de -55°C à $+175^{\circ}\text{C}$, mais on exigea vite d'eux d'avoir les mêmes performances jusqu'à $+200^{\circ}\text{C}$. Ils devaient également être stables à long terme, la dérive attendue des mesures ne devant pas dépasser un certain pourcentage après plusieurs milliers d'heures de vol. Ces composants devaient enfin se comporter normalement lorsqu'ils étaient soumis à des accélérations, des vibrations et des

milieux difficiles. Ce sont les CMS qui se montrent les mieux adaptés à ces conditions.

Dans d'autres applications, des capteurs nécessitaient des composants qui fonctionnent de -55°C à $+200^{\circ}\text{C}$, une très bonne stabilité à long terme, et une bonne tenue aux accélérations, vibrations et milieux difficiles. Ici ce sont des pavés résistifs CMS à couche mince, de type *wraparound*, qui furent utilisés.

Nouvelles réglementations

Les nouvelles réglementations visant à réduire la pollution et à économiser les carburants ont donc entraîné le développement d'applications à haute température. Dans les moteurs, la température est p. ex. surveillée pour pouvoir être régulée par ordinateur. L'électronique enfouie subit ici des températures très élevées. La vie moyenne d'un avion étant de 25 à 30 ans, la capacité d'un composant à conserver sa puissance nominale est cruciale. Le but est de trouver le meilleur compromis entre dissipation de puissance et stabilité à long terme. On trouve également des capteurs de température dans les turbines d'hélicoptères.

Dissipation thermique

D'après la **figure 1**, les fabricants de résistances n'ont besoin de prendre en compte que la résistance thermique $R_{\text{th}(\text{jsp})}$ (de la *jonction à la soudure*), mais doivent choisir avec soin le matériau utilisé, la forme de la résistance, les terminaisons, etc. Ceux qui améliorent aussi la stabilité thermique peuvent proposer des composants capables de supporter des températures de plus en plus élevées sans montrer de grandes dérives. Dans ce cas les limitations liées à T_j disparaissent.

Le contrôle des autres paramètres – T_a , P_d , et $R_{\text{th}(\text{spa})}$ – est du ressort du client : les concepteurs de l'assemblage final doivent prendre en compte le matériau du circuit imprimé, l'épaisseur et le tracé des pistes de cuivre, le système de refroidissement, ainsi que les interactions avec

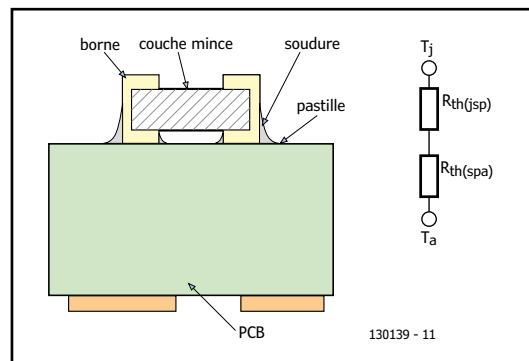


Figure 1. Modèle thermique d'une résistance CMS de type *wraparound* à couche mince.

les autres composants.

Une mauvaise dissipation thermique peut faire fondre ou réduire la fiabilité des couches résistives du composant, ou diminuer les performances du CI (voire le griller) et de la résistance CMS.

$R_{\text{th}(\text{jsp})}$ et données empiriques

Pour utiliser le modèle thermique de la figure 1, les constructeurs doivent fournir $R_{\text{th}(\text{jsp})}$ pour des terminaisons standard, en plus des données expérimentales relatives à des résistances CMS de différentes tailles (**tableau 1**), montées sur divers CI représentatifs 1) des cas standard, 2) des meilleurs cas en termes de résistance thermique. Les CI utilisés dans le tableau 1 sont :

- CI sCu – un CI de 1,6 mm d'épaisseur, double face, 35 μm (minimum) d'épaisseur de cuivre, couvert d'au moins 50 % de cuivre de chaque côté.
- CI MCu – un CI de 1,6 mm d'épaisseur, double face, 70 μm (minimum) d'épaisseur de cuivre, couvert d'au moins 50 % de cuivre de chaque côté

La **figure 1** montre l'évolution de la dérive pour diverses températures.

Courbe de dépréciation d'un modèle thermique de base

La courbe de dépréciation de la figure 2 repré-

Tableau 1. Dérives de la durée de vie de la charge après 15 000 h et à différentes T° (données empiriques).

dimensions	$R_{\text{th}(\text{jsp})}$ ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	PCB sCu	PCB Mcu
		$R_{\text{th}(\text{ja})}$ ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	$R_{\text{th}(\text{ja})}$ ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
0603	27	200	67
1206	20	110	60
2010	12	95	52
2512	11	95	51

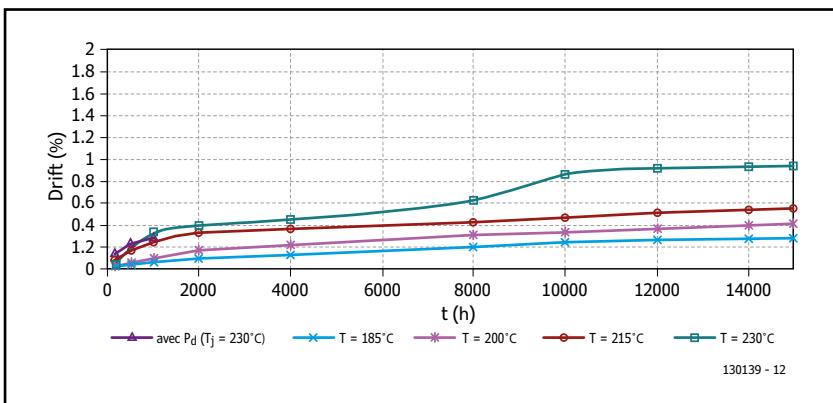


Figure 2.
Évolution de la dérive à
hautes températures.

sente un modèle de base :

$$T_c = T_a + R_{th} \times P_d$$

avec :

T_c = température à contrôler

T_a = température ambiante

P_d = dissipation maximale autorisée

R_{th} = résistance thermique entre la surface de la résistance à T_c et l'environnement.

Le modèle peut s'écrire : $(T_c - T_a) / R_{th}$.

Soit, d'après le tableau 1 (avec R_{thja} = résistance thermique de la jonction à l'air ambiant) : $R_{thja} = 52 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ pour une puce P2010 sur un CI MCu, et $R_{thja} = 95 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ pour une puce P2010 sur un CI sCu.

La courbe de dépréciation en pratique

Avec $T_{j\max} = +230 \text{ }^{\circ}\text{C}$, la dissipation de puissance maximale de la résistance pour $T_a = +200 \text{ }^{\circ}\text{C}$ vaut :

- 0,57 W pour $R_{thp} = 52 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ — c'est le meilleur assemblage.

Figure 3.
Exemple de courbe de
dépréciation (P2010).

- 0,32 W pour $R_{thp} = 95 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ — c'est l'assemblage standard.

La première façon d'utiliser la courbe de dépréciation est de s'assurer que la puissance nominale maximale peut être appliquée à une température donnée. Si un client utilise p. ex. le meilleur assemblage (52 °C/W), la puissance maximale à +200 °C sera de 0,57 W.

La seconde façon est de réduire les dérives en limitant la température de surface de la résistance. Dans cet exemple, le meilleur assemblage est utilisé, mais le client limite la puissance à 0,32 W. Cela descend la courbe « 52 °C/W », et la température de jonction sera de +215 °C au lieu de +230 °C.

Conclusion

En analysant les dérives induites par la température, nous avons mis en relief les caractéristiques qui avantagent nos résistances à couches minces dans les applications à haute température.

Les dérives irréversibles autres que la durée de vie de la charge sont négligeables. Cette dérive dépend de T_j , mais se manifeste à température ambiante ou avec la somme de celle-ci et de la dissipation thermique ($T_j = T_a + R_{thja} \times P_d$). C'est valide, sous réserve de limitations sur P_d données dans les fiches techniques.

En analysant les données réelles de la stabilité et des dérives en fonction du temps à différentes températures, il est évident que même lorsque T_j vaut +230 °C, les dérives sont maîtrisées et peuvent être déduites des données de fabrication. Pour aider les concepteurs, nous avons développé un modèle thermique qui fournit les valeurs des résistances thermiques nécessaires à son utilisation. Les courbes de dépréciation montrent qu'une bonne dissipation thermique minimise la dérive de la durée de vie de la charge.

D'après les courbes de dépréciation, il est clair que la stabilité de la durée de vie de la résistance est améliorée en contrôlant la température de sa surface. Ce contrôle augmente la durée de vie des composants fonctionnant dans des conditions extrêmes, conditions par ailleurs de plus en plus fréquentes puisque l'électronique est rapprochée de sa fonction.

(130139 – version française : Hervé Moreau)

tout ça pour faire clignoter une LED ?



Avant c'était quand même mieux, surtout pour faire clignoter une LED : on utilisait un multivibrateur ou un temporisateur et basta. Quand je vois débarquer les camionnées d'électronique utilisées en ce moment — et totalement disproportionnées — pour les tâches les plus élémentaires, les bras m'en tombent.

Je suis le premier à reconnaître que la puissance des plateformes de conception de circuits à micro-contrôleurs atteint des sommets inouïs (vous

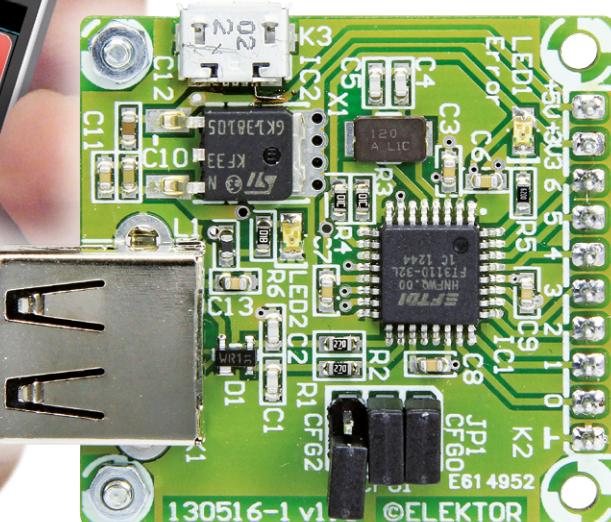
avez vu *Raspberry Pi* et *Beagle Bone Black* ou le *Zedboard FPGA* de *Xilinx* ?), mais pourquoi diable les tutoriels se contentent-ils invariablement du rite initiatique de la LED qu'on fait clignoter ? Ça me flanque le bourdon ; la vie était si simple avant... et j'aurais espéré que les fabricants se décarcassassent pour améliorer la teneur pédagogique de leurs manuels de prise en main.

Thijs Beckers
(Elektor.labs)

(130417)

ports d'entrée-sortie parallèle, série, I²C, SPI pour téléphone et tablette tactiles

Jens Nickel
(Elektor)



carte de sorties pour la puce Android FT311D



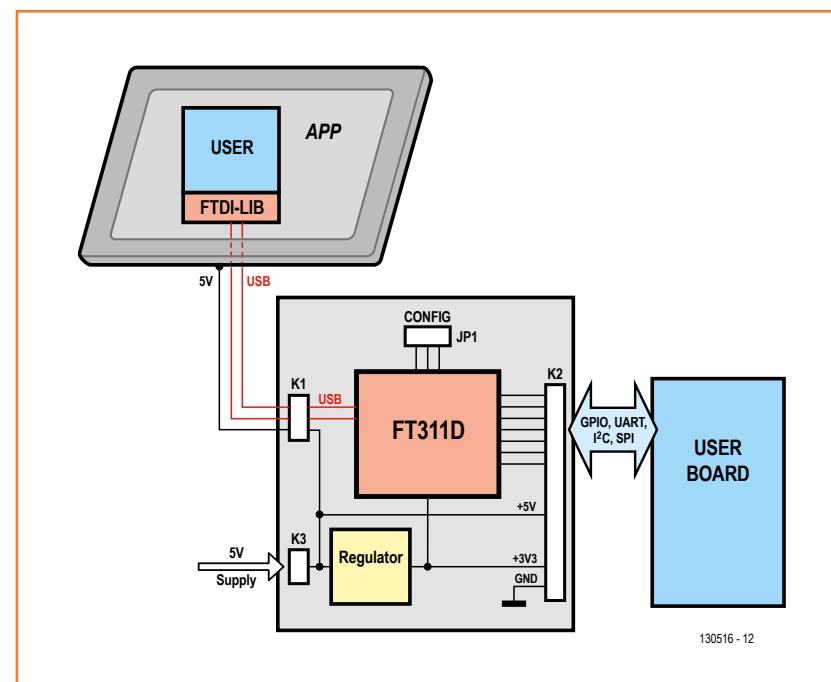
Pour piloter (et tester) des projets maison, on a presque toujours besoin d'une interface utilisateur, capable dans l'idéal d'afficher les données sur un écran et de saisir les commandes par un clavier. Pourquoi ne pas utiliser un téléphone tactile ? La puce FT311D de FTDI est une passerelle à tout faire entre tablettes et téléphones tactiles Android et votre propre électronique. En effet, elle propose le choix entre six sorties tout ou rien, quatre sorties MLI, une interface sériele UART, I²C ou SPI. Pour simplifier la mise en œuvre, nous l'avons installée sur une petite platine : la carte *Elektor Android Breakout* est prête !

De nombreux projets électroniques – chez Elektor aussi – sont équipés d'une interface sérielle par où peuvent sortir des valeurs de mesure et entrer des commandes, souvent sous la forme de caractères ASCII. Pour les tests et pendant l'exploitation proprement dite, on utilise très souvent un programme de terminal sur un PC. Or un tel ordinateur n'est pas pratique (même un portable) et de plus il est souvent trop bruyant et trop cher. Les téléphones et les tablettes seraient des terminaux de commande plus mobiles et plus agréables, équipés d'origine d'écrans tactiles et d'une interface plus confortable.

Le seul problème qui se pose encore au concepteur est que les tablettes et téléphones tactiles n'ont qu'un port USB comme interface avec le monde extérieur. L'électronique maison doit donc comporter un microcontrôleur équipé d'une interface « hôte » USB ; de plus, il faut se charger de la programmation de l'interface USB dans le micro-code. Le dernier problème est que le système d'exploitation de l'appareil mobile doit permettre l'émission et la réception d'octets par USB, à l'intérieur d'une application écrite par l'utilisateur.

Open accessory

Heureusement, ce dernier problème a été résolu pour les appareils Android les plus récents. Google – responsable en grande partie du développement d'Android – a donné l'impulsion ici aussi : de plus en plus de jeunes programmeurs s'amusent avec des jeux de lumière à LED RGB, des robots à servomoteurs et autres projets « *Maker* ». Toutes les versions d'Android à partir de 3.1 comportent le *Android Open Accessory Mode* (AOAM) qui simplifie la communication par USB avec le matériel extérieur [1]. Il ne faut pour cela ni programmer un pilote soi-même ni intervenir dans le système d'exploitation. Deux terminaisons de transfert en bloc (*bulk in-out endpoints*) sont prévues pour la communication. Elles permettent l'émission et la réception de données jusqu'à 12 Mbits/s (*USB Full Speed*) ; vous trouverez davantage d'informations sur les entrailles de l'USB dans l'article *USB dévoilé* [2]. L'électronique externe doit offrir les fonctions d'hôte USB et permettre la charge de l'appareil mobile par le port USB. Quand une carte de ce genre est connectée avec du matériel accessoire (*Accessory*), un appareil Android « AOAM » la reconnaît par ses descripteurs USB [3]. Au gré de l'utilisateur, le système d'exploitation peut lancer automatiquement une



application liée au matériel. Les concepteurs d'Android donnent naturellement des indications sur le développement des applications comme du matériel [4]. Néanmoins, c'est toujours un gros travail que d'installer les fonctions d'hôte USB dans son propre matériel et d'écrire le micro-code correspondant. En effet, l'interface USB reste passablement complexe, entre autres pour assurer le fonctionnement *Plug-and-Play*.

Composant intelligent

Supprimer cette corvée de l'USB, voilà la mission que s'est choisie depuis des années le fabricant de puces écossais FTDI. Leur produit le plus connu est le FT232, un convertisseur USB/UART facile à mettre en œuvre. Depuis plus longtemps encore, le fabricant propose aussi des composants programmables (*Vinculum*) avec la fonction d'hôte USB ; ils permettent de raccorder à des appareils maison des claviers, souris, mémoires, clés USB... Voilà deux ans que FTDI a mis sur le marché la puce FT311D [5]. Elle offre, comme la puce *Vinculum*, une interface hôte USB et plusieurs broches supplémentaires pour le pilotage de l'électronique maison ; dans le cas du FT311D, il y en a sept. Pour faciliter encore la mise en œuvre, les Écossais ont gravé d'avance un micro-code qui prend en charge toute la communication USB par le protocole AOA (voir le synoptique de la **figure 1**). La puce passerelle accepte plusieurs modes

Figure 1.
Schéma de principe de la carte de sorties Android. Le FT311D et la bibliothèque FTDI de l'application Android prennent en charge toute la communication USB. L'utilisateur peut, avec des commandes simples telles que *WriteData...*, piloter sa propre électronique p. ex. via I²C.

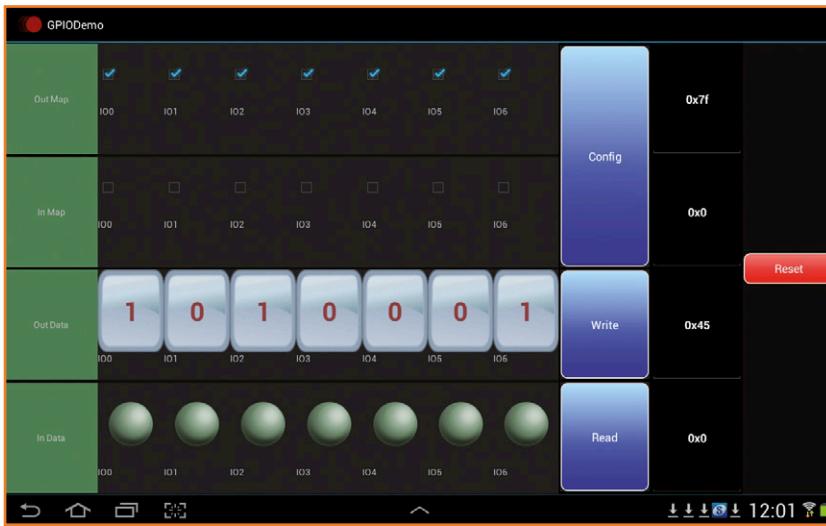
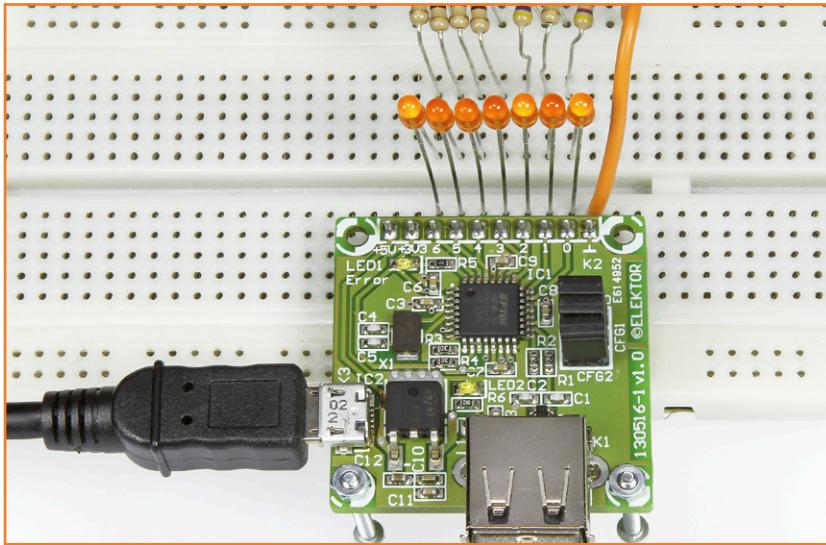


Figure 2. FTDI fournit huit applications Android de démonstration. Ici celle qui pilote les entrées-sorties tout ou rien.



Compatibilité

Tous les appareils qui tournent sous Android à partir de la version 3.1 (*Honeycomb*) reconnaissent le mode *Android Open Accessory* (AOAM). La version d'Android s'affiche dans les réglages (sur notre *Samsung Galaxy Tab* sous *Settings* → *About device*).

À partir de la version 2.3.4, il faut vérifier, certains fabricants ont « rétro-porté » le système AOAM sur des versions du système d'exploitation propres à des matériels spécifiques. Pour les appareils encore plus anciens, il existe un module Andropod qui utilisait l'*Android Debug Bridge* (ADB) et une puce *Vinculum* avec micro-code pré-chargé [9]. Il est toujours disponible dans l'e-choppe d'Elektor [10].

d'utilisation. Dans le mode le plus simple, les 7 broches du FT311D peuvent être configurées en entrée-sorties tout ou rien (GPIO). D'autres modes permettent l'émission de signaux MLI et la communication sérielle par UART, I²C ou SPI (maître et esclave). Le bus I²C à lui seul permet des extensions infinies, depuis les E/S parallèles jusqu'à l'horloge en temps réel, en passant par la conversion analogique-numérique. Avec tout ça, il ne doit pas rester beaucoup de projets électroniques qui ne puissent pas être connectés à un appareil Android via FT311D.

Le mode utilisateur est déterminé très simplement par le niveau de trois broches d'entrée. On peut y connecter – pour conserver la souplesse – des interrupteurs ou cavaliers (voir l'encadré « Modes utilisateur »). Toute configuration par PC ou par programme est inutile.

Voie rapide vers les Apps

Le fabricant a imaginé un petit protocole pour chaque mode. Quelques octets vont et viennent par la ligne USB pour permettre à l'application Android de déterminer ce que doit produire le FT311D. Le premier octet envoyé par la tablette ou le téléphone tactile représente toujours la commande. En mode GPIO, trois commandes configurent les E/S, y écrivent ou les lisent. En mode MLI, une autre commande fixe le rapport cyclique entre 5 et 95 %, avec le deuxième octet pour désigner le canal visé. D'autres commandes sont destinées à configurer les ports I²C, UART ou SPI et à émettre ou recevoir des données. Les commandes sont décrites en détail dans le *FT31XD Programmer's Guide* [5], que vous pouvez télécharger du site FTDI.

Du côté du FT311D, ce protocole est naturellement appliqué par le micro-code pré-programmé. Du côté Android, il faudrait en principe se charger soi-même de l'assemblage des octets et utiliser ensuite l'interface USB à travers le module AOAM. Par ailleurs il faut vérifier au lancement de l'application si un FT311D est effectivement déjà branché.

Heureusement, FTDI met à notre disposition pour chaque mode un fichier de bibliothèque Java qui se charge de toutes ces tâches. Avec une connaissance préalable de la programmation Android, vous pouvez intégrer ces fichiers dans vos propres applications. Dans le cas du mode GPIO, la biblio-

Figure 3. La carte peut être commandée chez Elektor, terminée et testée (visserie non comprise).

thèque FT311GPIOInterface propose les fonctions *RestPort*, *ConfigPort*, *WritePort* et *ReadPort*. Les bibliothèques sont incorporées en plus dans de petits projets de démonstration, avec interface graphique, pour téléphone et tablette tactiles. Par exemple, l'appli de démonstration GPIO (fig. 2) affiche sept boutons pour actionner les sorties et sept LED qui représentent l'état des entrées. Ainsi un projet de démonstration (il y en a huit au total) ne sert pas seulement à tester la puce et le câblage, c'est aussi un point de départ pour une application personnelle. Les projets de démonstration, bibliothèques comprises, se trouvent dans le dossier *Android.zip*, à télécharger du site FTDI.

Carte d'entrées-sorties

Pour rendre encore plus facile l'utilisation de cette puce astucieuse, Ton Giesberts a conçu une petite carte de connexions, ou *breakout-board*, disponible câblée dans l'e-choppe d'Elektor (fig. 3). Le schéma de cette *Elektor Breakout-Board* se trouve à la figure 4. Ton s'est inspiré ici de l'article publié par Jeff Bachiochi dans notre revue-sœur *Circuit Cellar* de décembre 2013. La prise USB-A K1 permet la connexion de la tablette ou du téléphone tactile Android et leur recharge par la tension VUSB (environ 5 V). L'alimentation de l'appareil Android, de la puce FT311D et de l'électronique connectée éventuellement se fait par la prise micro-USB K3. Cela présente l'avantage de permettre l'utilisation de l'adaptateur secteur souvent fourni avec l'appareil Android. Le régulateur à faible tension de déchet (LDO) IC2 délivre l'alimentation de 3,3 V pour la puce FTDI IC1. L'électronique extérieure est connectée à K2 : sont disponibles ici les sept lignes de signaux de la puce FTDI et les tensions de 5 V et 3,3 V. Il est possible aussi d'alimenter l'ensemble par la ligne 5 V de ce connecteur. Les broches CFG0 à CFG2 pour le réglage du mode utilisateur peuvent être amenées à la masse par des cavaliers, elles sont polarisées au niveau haut par des résistances internes.

Figure 4. La périphérie du FT311D. L'alimentation 5 V passe par la prise micro-USB K3.

Liste des composants

Résistances

R1,R2 = 27 Ω , 0W1, 1 %, 0603
 R3,R4 = 10 k Ω , 0W1, 1 %, 0603
 R5 = 620 Ω , 0W1,1 %, 0603
 R6 = 1 k Ω , 0W1, 5 %, 0603

Condensateurs

C1,C2 = 47 pF, 50 V, 5 %, COG/NPO 0603
 C3,C6 à C9,C11,C13 = 100 nF, 25 V, 10 %, X7R 0603
 C4,C5 = 27 pF, 50 V
 C10 = 4,7 μ F, 6V3, 10 %, X5R 0603
 C12 = 10 μ F, 10 V, 20 %, X5R 0603

Inductances

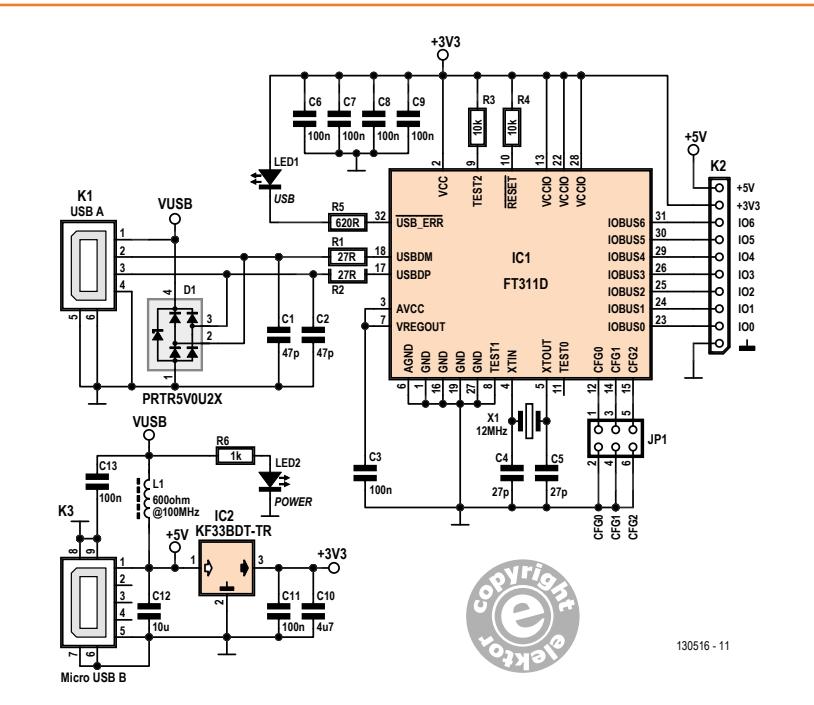
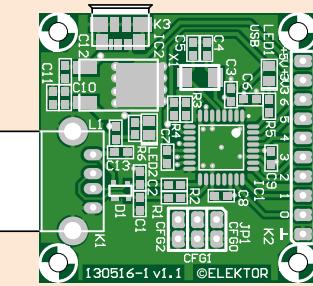
L1 = 600 Ω @100MHz, 0Ω238/0A5, 0603, Murata
 BLM18AG601SN1D

Semi-conducteurs

D1 = Diode TVS PRTTR5V0U2X
 LED1,LED2 = LED 0805
 IC1 = FT311D-32L1C-R
 IC2 = LDO KF33BDT-TR

Divers

K1 = prise USB-A, pour CI
 K2 = barrette 10 points une rangée, pas de 2,54 mm ; pour l'enfichage sur une plaque d'essai, les broches doivent être rondes (p.ex. D01-9923246 de Harwin)
 K3 = prise micro-USB-B, CMS
 JP1 = barrette 2 x 3 points, pas de 2,54 mm + 3 cavaliers
 X1 = quartz, 12 MHz, 20 ppm, 18 pF, 5x3,2 mm
 circuit imprimé PCB 130516-1 v1.1 [6]
 ou
 Android-Breakout-Board câblé et testé 130516-91 [6]



Modes utilisateur

Les cavaliers JP1 permettent le choix entre six modes d'utilisation : GPIO (entrées-sorties tout ou rien), MLI (rapport cyclique de 5 à 95%), I²C (Maître), UART, SPI Maître et SPI Esclave. La fonction des broches IO0 à IO6 de K2 change en conséquence. Le tableau indique aussi le numéro des broches de la puce FT311D.

Mode	GPIO	PWM	I ² C	UART	SPI maître	SPI esclave
CFG2	15	GND	GND	GND	ouvert	ouvert
CFG1	14	GND	ouvert	ouvert	GND	GND
CFG0	12	GND	GND	ouvert	ouvert	GND
IO0	23	IO0	PWM0	SCL	TXD	
IO1	24	IO1	PWM1	SDA	RXD	
IO2	25	IO2	PWM2		RTS	
IO3	26	IO3	PWM3		CTS	CS
IO4	29	IO4			TXEN*	CLK
IO5	30	IO5				MOSI
IO6	31	IO6				MISO

TXEN = activation de l'émetteur RS485

Le fabricant recommande une LED sur la sortie USB_ERR sous la désignation *Error-LED*. En fait, ça ne colle pas ; Ton l'a appelée LED USB sur le schéma. La LED1 est allumée en permanence quand le FT311D a établi le contact avec un appareil Android qui reconnaît le mode AOAM. Dans ce cas, elle signifie « tout va bien ». Un clignotement signale une erreur. Si l'appareil Android connecté ne connaît pas le mode *Accessory*, la LED reste éteinte.

La carte d'entrées-sorties Android Elektor peut être commandée terminée et testée [6]. Une barrette droite soudée à l'emplacement de K2 permet l'enfichage dans une plaque d'essai. Pour finir, deux entretoises peuvent être vissées dans les trous du côté opposé, comme le montre la **figure 5**.

Test et démonstration

Pour le test, on téléchargea le projet de démonstration du site FTDI [5]. On trouve dans le dossier */bin* le fichier *.apk*, l'équivalent Android du *.exe* du monde Windows. Avec le *téléphone tactile* ou la tablette raccordé au PC par un câble USB, il faut copier le fichier *.apk* dans le système de fichiers de l'appareil Android, par exemple dans le dossier *Download*. Il faut alors régler la tablette ou le téléphone tactile de façon à autoriser l'installation des applications copiées de cette

façon (avec notre *Galaxy Tab Samsung*, il faut cocher *Unknown sources* sous *Settings → Security*). On cherche ensuite le fichier *.apk* dans le système de fichiers de l'appareil (*My Files → Download*) et on le coche. Normalement, l'appareil Android demande si on veut installer l'application. À défaut, on peut recourir à un des installateurs disponibles gratuitement sur le *Google Play Store*.

Pour un premier test de la carte, nous installons l'application *GPIODemo*. Nous configurons la carte avec les trois cavaliers sur



GPIO. Nous mettons la carte sous tension (soit avec un câble micro-USB connecté à un PC, soit avec un adaptateur secteur-micro-USB), ce qui allume la LED témoin. Ensuite la carte est reliée à l'appareil Android. La LED 1 doit s'allumer, en même temps qu'une boîte de dialogue demande si, à partir de maintenant, l'application GPIODemo doit démarrer automatiquement quand le matériel est connecté.

On voit après le démarrage de l'application une interface utilisateur comme celle de la figure 2. La plage supérieure permet de commuter chaque broche en entrée ou en sortie. Une pression sur *Config* transmet la configuration à la carte et les réglages deviennent effectifs. On peut basculer les sorties entre 0 et 1 par une pression sur les touches blanches et le bouton *Write*. Un multimètre suffit pour le contrôle, mais il est plus confortable d'enficher la carte dans une plaque d'essai et de charger les sorties avec une LED et une résistance ballast (vers le +3,3 V ou la masse), comme le montre l'illustration en tête de l'article.

Vous trouverez de l'information détaillée sur toutes les applications de démonstration et les circuits de test dans le FT311/312D Demo APK User Guide, disponible sur le site FTDI [5].

Au labo d'Elektor, nous avons testé aussi, entre autres, le mode I²C en connectant la carte à relais Gnublin [7][8] (fig. 6). Il faut veiller, dans l'application de démonstration, à donner l'adresse I²C du composant sans le bit de poids faible, qui distingue la lecture de l'écriture.

Nous avons mené en plus une expérience intéressante avec deux cartes FT311D, l'une configurée en maître SPI, l'autre en esclave SPI. On peut tester ainsi l'envoi d'octets d'un appareil Android à un autre. Quand des octets sont envoyés de l'appareil maître avec *Write*, ils s'affichent dans l'application esclave. En sens inverse, les données envoyées du côté esclave par *Write* apparaissent du côté maître à condition que la commande *Read* y ait été actionnée.

Vous imaginerez sans doute toutes sortes d'autres applications, nous vous souhaitons beaucoup de plaisir à les expérimenter.

(130516 – version française : Jean-Paul Brodier)

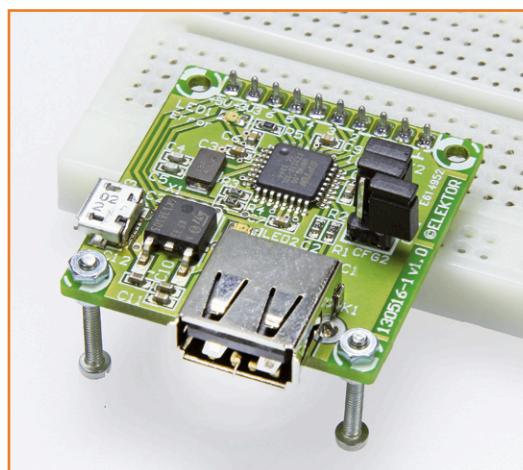


Figure 5.
Une plaque d'essai sans soudure est le point de départ idéal de vos propres expérimentations.

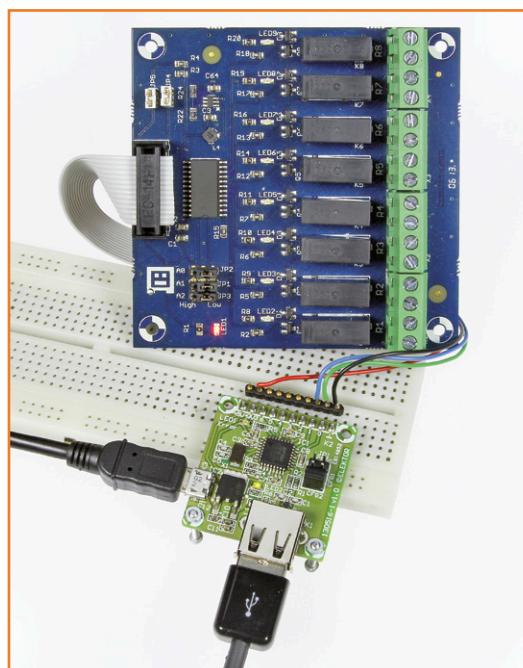
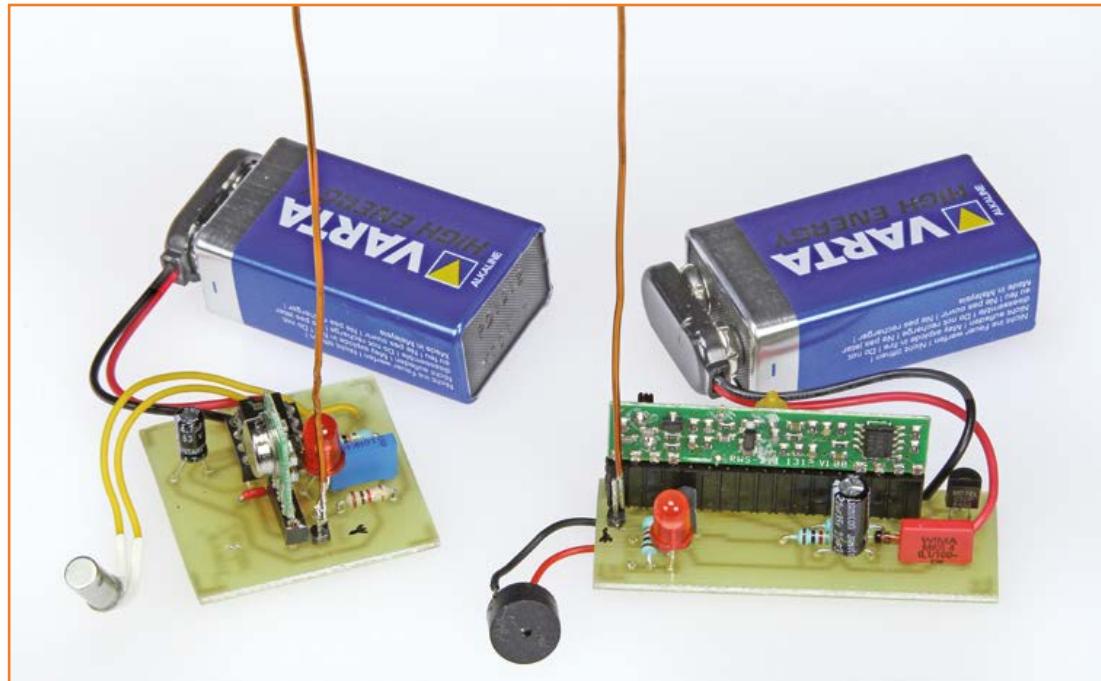


Figure 6.
Le bus I²C permet par exemple de piloter la carte à relais Gnublin.

Liens

- [1] <http://source.android.com/accessories/custom.html>
- [2] Elektor 12/2011, www.elektor-magazine.fr/090992
- [3] <http://source.android.com/accessories/aoa.html>
- [4] <http://developer.android.com/tools/adk/adk2.html#src-download>
- [5] www.ftdichip.com/Products/ICs/FT311D.html
- [6] www.elektor-magazine.fr/130516
- [7] Elektor 7-8/2013, www.elektor-magazine.fr/130157
- [8] www.elektor.fr/gnublin-relay-module-130212-91
- [9] Elektor 02/2012, www.elektor-magazine.fr/110405
- [10] www.elektor.fr/110405-91-andropod

témoin sans fil signalisation sur 433 MHz



Wouter Eisema
(Pays-Bas)

Télécommander un interrupteur, c'est pratique, mais connaître à terme l'état réel de ses contacts, c'est plus sûr. Et c'est encore mieux quand le matériel pour le faire *sans fil* est bon marché : des modules émetteurs et récepteurs sur 433 MHz, dans la bande ouverte ISM (industrie, science, médecine) prêts à l'emploi et quelques autres composants.

Ce projet rassemble un petit émetteur et sa réplique en récepteur, faits de modules peu onéreux, prêts à l'emploi, actifs dans la bande de 433 MHz, installés avec les quelques composants auxiliaires indispensables sur des cartes autonomes, capables de transférer à distance respectable, une information sur l'état, fermé ou ouvert, d'un commutateur. La portée est d'une centaine de mètres en terrain découvert. Plus besoin de vous déplacer pour vérifier si la porte du garage est bien fermée, par exemple. Au départ, mon idée a été de prolonger sans fil le signal d'alerte d'un détecteur, en particulier celui d'activité sismique décrit dans ce numéro d'Elektor.

Comme les tremblements de terre, causés par des explosions d'origine humaine, que je voulais observer risquent peu de provoquer une catastrophe ou des dégâts importants, je me suis limité au strict minimum pour le budget comme pour la technique de transmission : une fréquence porteuse à 433 MHz modulée en tout ou rien selon la position du relais du détecteur de mouvement. C'est vrai que n'importe quel transmetteur, situé à proximité et opérant exactement sur la même fréquence peut déclencher mon dispositif, mais cela fait déjà beaucoup de conditions à la concomitance improbable. Je ne le recommanderais pas tel quel pour transmettre des indications vitales, évidemment.

J'ai choisi les modules à 433 MHz TX433N (émetteur) et RX433N (récepteur) de Velleman, mais en principe tous les modules équivalents conviennent. Reste à vérifier leur brochage et à adapter le circuit imprimé en conséquence. Mais comme le nombre de composants est fort réduit, il est aussi possible de tout implanter sur un bout de platine perforée.

Schémas

À part un oscillateur à 555 (IC1) et un module émetteur (IC2), l'émetteur de la **figure 1** ne compte que peu de composants. S1 est l'interrupteur dont les contacts sont sous la surveillance du détecteur. Si S1 est fermé, la carte est sous tension, le 555 se met à osciller à une récurrence voisine de 1 Hz avec un rapport cyclique de 50 %. La sortie du 555 est appliquée à l'entrée de données du module émetteur qui émet alors la porteuse au rythme de la seconde. La LED1 clignote, elle s'allume pendant que l'émetteur est actif. Si S1 s'ouvre, la tension d'alimentation du circuit disparaît et la consommation s'arrête. Pour autant qu'il n'y ait pas trop souvent ni de trop longs signaux à émettre, la pile de 9 V peut durer longtemps.

La carte du récepteur de la **figure 2** est un peu plus étroite que l'émetteur, elle porte le module récepteur, un transistor de commutation et le régulateur de tension IC1 qui assure une alimentation de 5 V au module récepteur et au reste du circuit. La sortie numérique (broche 2) du module est liée à la base du transistor T1 qui pilote l'avertisseur piézoélectrique actif et la LED. Quand le module récepteur détecte la porteuse, il met T1 en conduction, la LED clignote et l'avertisseur vibre par intermittence chaque seconde. Comme le récepteur doit rester en veille continue, il est préférable de l'alimenter au moyen d'un bloc adaptateur secteur de 9 V plutôt que sur pile.

Construction et utilisation

Pour l'émetteur et le récepteur, Elektor propose les circuits imprimés des figures 1 et 2 dont le tracé est aussi disponible gratuitement [1]. Vu le faible nombre de composants, libre à vous de les construire sur de petites plaques perforées ou des plaques d'expérimentation.

La construction des deux circuits imprimés est très simple. Les modules d'émission et de réception y sont enfichés dans des connecteurs

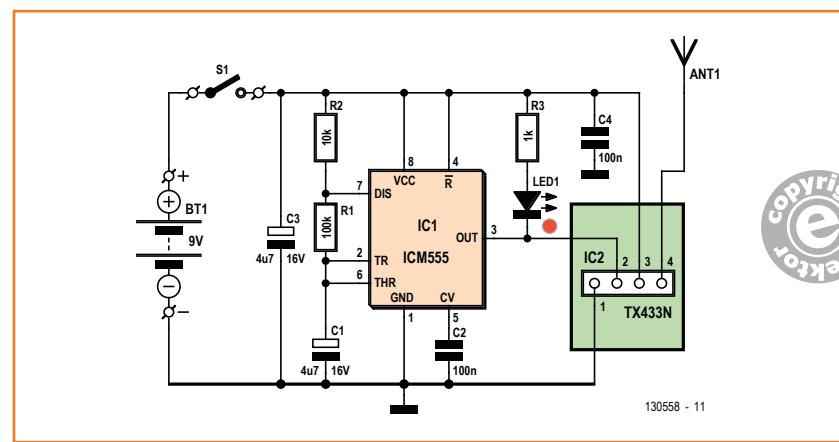


Figure 1.
Dans le circuit d'émission, on trouve un oscillateur à 555 et un module émetteur prêt à l'emploi.

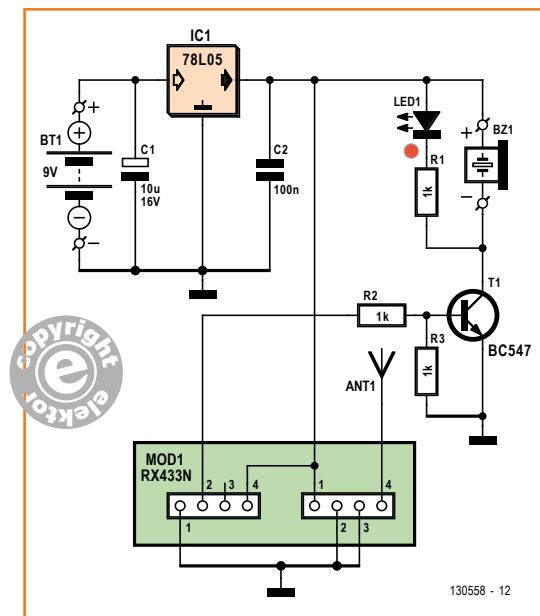


Figure 2.
Tout aussi simple, le circuit de réception : la sortie numérique du module récepteur commute par l'intermédiaire d'un transistor une LED et un avertisseur sonore.

à quatre voies. On peut constituer les antennes fouets de morceaux de 17 cm de fil de cuivre rigide à souder sur chaque circuit. Côté émetteur, les pastilles de raccordement de S1 servent aux contacts à surveiller. Si vous associez ce système de transmission au détecteur sismique, c'est là qu'il faudra connecter la sortie du relais. Les vibrations activent ce relais qui allume l'émetteur et sur le récepteur la LED clignote et l'avertisseur retentit. Après une vingtaine de secondes ou une mise à zéro manuelle, le relais déclenche et isole l'émetteur.

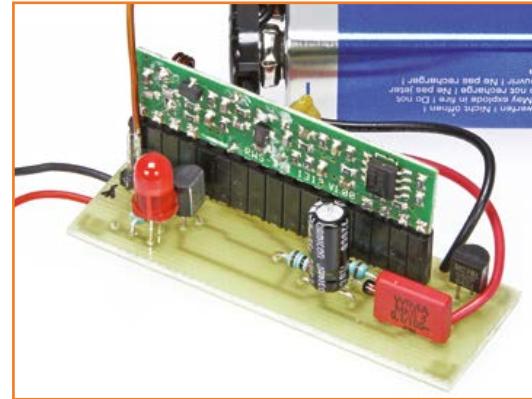
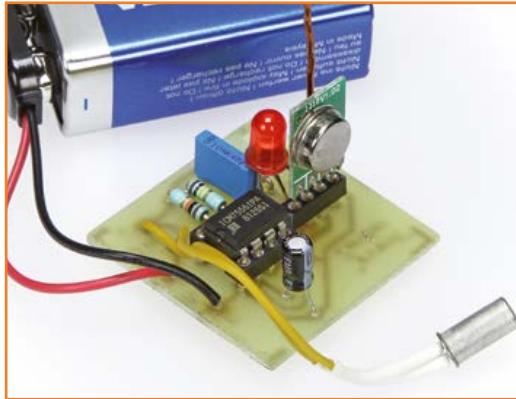
Trouver la bonne place pour l'émetteur et le récepteur demande parfois quelques essais, tout dépend des circonstances. Le béton armé et les

murs peuvent réduire la portée de l'émetteur, en revanche, à l'air libre, ces modules portent à une centaine de mètres.

(130558 – version française : Robert Grignard)

Lien

[1] www.elektor-magazine.fr/130558



Liste des composants

Émetteur

Résistances :

R1 = 100 kΩ
R2 = 10 kΩ
R3 = 1 kΩ

Condensateurs :

C1, C3 = 4,7 µF/16 V radial
C2, C4 = 100 nF

Semi-conducteurs :

LED1 = LED rouge à faible courant, 3 mm
IC1 = ICM555

Divers :

IC2 = module émetteur 433 MHz ISM
type TX433N (Velleman)
embase femelle à 2 x 4 contacts pour module émetteur
17 cm de fil rigide (antenne)
circuit imprimé réf. 130558-1

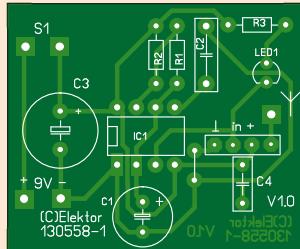


Figure 3. Le circuit imprimé pour l'émetteur associé ici, pour la photo, au détecteur d'activité sismique.



Liste des composants

Récepteur

Résistances :

R1, R2, R3 = 1 kΩ

Condensateurs :

C1 = 10 µF/16 V, radial
C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

LED1 = LED rouge à faible courant, 3 mm
T1 = BC547
IC1 = 78L05

Divers :

Mod1 = module récepteur 433 MHz ISM
type RX433N (Velleman)
embase femelle à 2 x 4 contacts pour module récepteur
17 cm de fil rigide (antenne)
Bz1 = piezo buzzer actif 5 V
circuit imprimé réf. 130558-2

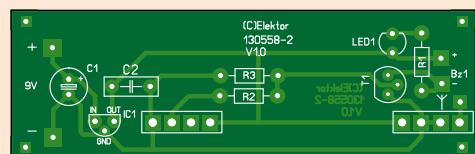


Figure 4. Le circuit imprimé de réception ne compte pas davantage de composants, mais sa forme allongée se prête mieux aux dimensions du module récepteur.

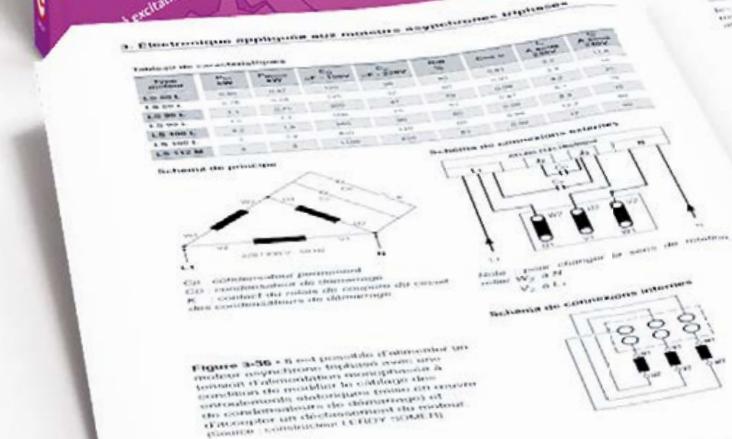
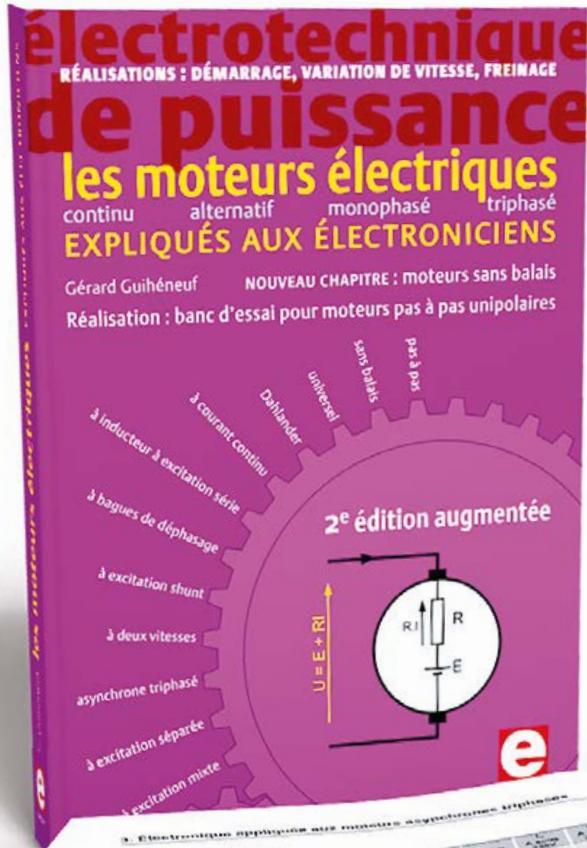
Nouvelle édition augmentée

100 pages supplémentaires !

électronique de puissance

les moteurs électriques

expliqués aux électroniciens

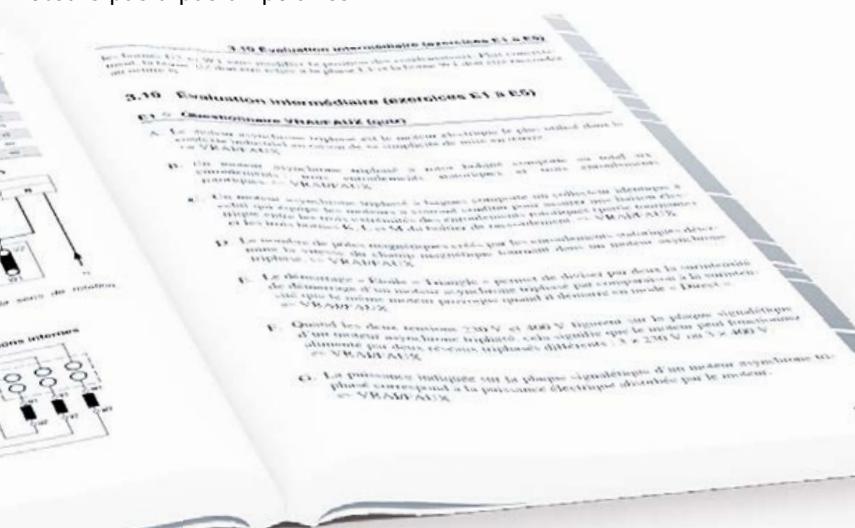


Ce livre en quatre chapitres offre une information accessible et digeste : constitution, fonctionnement, caractéristiques, domaines d'utilisation des moteurs, pour proposer aussi des réalisations électroniques simples et concrètes.

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

Cette nouvelle édition s'enrichit d'un chapitre consacré aux **moteurs sans balais (brushless)**, du **moteur synchrone triphasé de plusieurs centaines de kW au moteur à courant continu de quelques centaines de watts, en passant par les moteurs pas à pas ou encore le surprenant moteur linéaire**.

Le lecteur découvrira leurs modes de commande : codeurs incrémentaux ou absolu associés à un onduleur commandé en courant ou en tension ou bien capteurs à effet Hall pour l'autopilotage, commande en pas entiers, demi-pas, micro-pas... L'auteur propose également de réaliser un banc d'essai pour moteurs pas à pas unipolaires.



nouveau chapitre + 100 pages

ISBN 978-2-86661-194-1

432 pages | 46,50 €

émetteur de test pour DCF signaux horaires par microcontrôleur



Roger Leifert
(Allemagne)

Rien de plus utile que de disposer d'un signal DCF normalisé et à trames configurables lorsqu'on teste des décodeurs DCF, des routines de décodage DCF ou encore des horloges DCF.

Voici un circuit à microcontrôleur qui délivre un signal DCF à niveaux TTL. Il comprend même, inspiré d'une précédente publication [1], un petit émetteur pour tester le signal d'antenne sur 77,5 kHz. Des dates et des heures critiques peuvent être sélectionnées à l'aide d'interrupteurs DIP afin de vérifier qu'un appareil DCF fonctionne (toujours) correctement. Un autre circuit permet de déterminer si le signal TTL émis est inversé ou non.

L'heure et la date DCF sont émises en continu via une interface série rudimentaire qui permet également de paramétriser une date et une heure de début quelconque.

Un microcontrôleur et guère plus

L'émetteur de test DCF est composé pour l'essentiel d'un microcontrôleur ATTiny84 d'Atmel cadencé à 20 MHz (**fig. 1**). Le programme produit toutes les secondes une trame DCF normalisée.

La date et l'heure de début se règlent avec les interrupteurs DIP S3 à S5 (**tableau 1**). Le signal est disponible au format TTL/CMOS sur le port PA4 (broche 9) et est prêt à être injecté dans un décodeur. La LED pilotée par cette même broche PA4 permet de contrôler la présence du signal. À travers la résistance R4 de 1 kΩ placée en sortie, on peut également injecter le signal dans des circuits dont la tension d'alimentation est inférieure à 5 V. Les diodes de protection intégrées à l'entrée de tous les CI ordinaires draineront de façon efficace les « surintensités » d'au plus 1 à 2 mA.

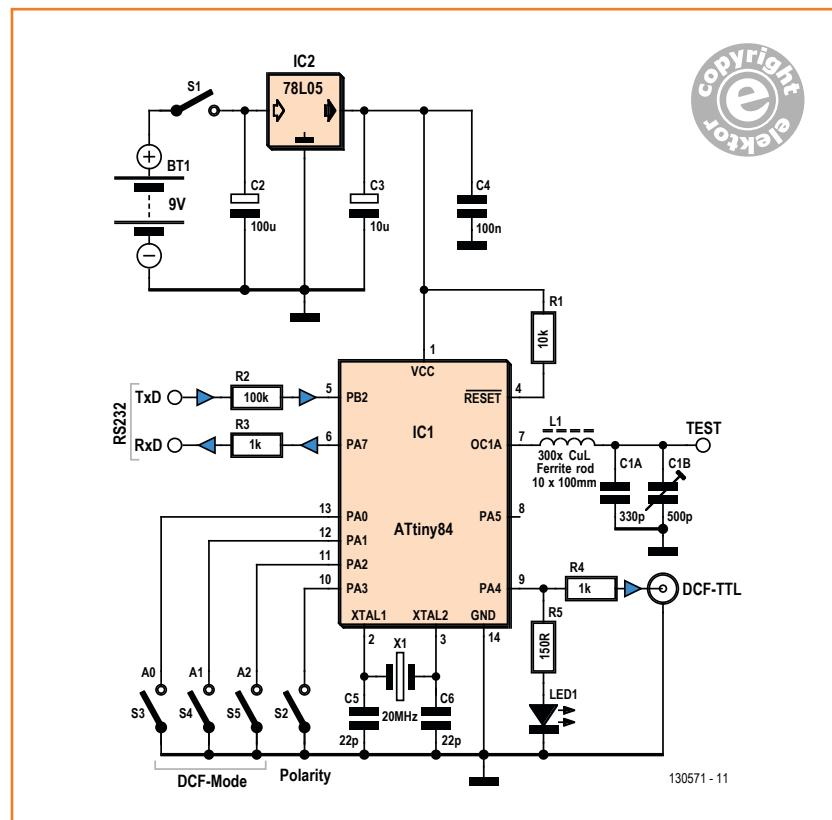
Comme l'avait suggéré Burkhard Kainka [4], l'interface série du circuit a été conçue sans recourir à l'un des habituels convertisseurs d'interface comme le MAX232. Pour cela le signal doit toutefois être inversé, car l'interface RS-232 travaille en logique négative. La plupart des PC équipés d'une interface série d'origine reconnaîtront cor-

rectement les niveaux de +5 V/0 V transmis via la résistance de limitation R3 en lieu et place des +12 V/-12 V normalisés. Les niveaux d'entrée sont mis aux niveaux TTL par la résistance de protection R2 et par les diodes de protection internes de l'ATtiny. La **figure 2** montre la sortie de l'émetteur de test affichée dans un émulateur de terminal.

En divisant par 256 la fréquence d'horloge, on obtient tout d'abord au moyen du compteur/temporisateur intégré un signal rectangulaire de 77,519 kHz sur la sortie OC1A (broche 7). L'écart avec la porteuse DCF de 77,5 kHz n'est donc que de 0,024 % (ou 240 ppm), et le signal sera accepté par toutes les horloges DCF. Inutile donc ici de recourir au principe du « diviseur fractionnaire » qui avait servi [2] à produire la valeur exacte de 77,5 kHz.

La baisse d'amplitude de 15 % qui accompagne les marqueurs des secondes est obtenue avec la fonction MLI de l'ATtiny selon la méthode décrite en [3]. Le circuit oscillant L1/C1 filtre les harmoniques indésirables du signal rectangulaire et réalise le couplage avec les antennes de réception. En cherchant l'accord optimal du circuit oscillant, l'auteur a constaté qu'il était possible de régler les horloges DCF jusqu'à quelques mètres de distance. **L'émission du signal est cependant interdite** : le couplage d'un récepteur avec l'antenne DCF doit être effectué avec une boucle de couplage, ou directement par l'entrée de l'antenne au moyen d'un câble blindé.

L'émetteur peut être alimenté par une pile de 9 V ou une alimentation à tension fixe d'au moins 7,5 V ; le régulateur de tension IC2 délivre les 5 V



attendus par le contrôleur. Le circuit ne consomme que quelques milliampères, une pile permettra donc plusieurs heures de fonctionnement.

Tempus fugit

Dès que vous avez configuré à chaud les interrupteurs DIP S2 à S5, le programme utilise la nouvelle date correspondante (tableau 1). Une fois une trame horaire DCF décodée par elle, toute

Figure 1.
Le circuit de l'émetteur
de test DCF : un
microcontrôleur ATtiny et
guère plus.

Tableau 1. Configuration des interrupteurs DIP

Interrupteur DIP A2 A1 A0*			Date	Heure de début	Jour	Particularité
0	0	0	25.03.12	01:56:50	dim.	Passage à l'HAEC : absence des heures 02:xx. Notification du passage à l'HE par le bit 16 = 1.
0	0	1	28.10.12	02:56:50	dim.	1. Heure 02:xx double avant le passage à l'heure d'hiver. Notification du passage à l'HH par le bit 16 = 1.
0	1	0	28.10.12	02:56:50	dim.	2. Heure 02:xx double après le passage à l'heure d'hiver. Notification du passage à l'HH par le bit 16 = 0.
1	0	0	28.02.14	23:56:50	ven.	Pas d'année bissextile : passage au 15/03/15 à 00:00.
1	1	0	28.02.12	23:56:50	mar.	Année bissextile : passage au 29/02/12 à 00:00.
1	1	1	29.02.12	23:56:50	mer.	Année bissextile : passage au 01/03/12 à 00:00.
1	0	1	31.12.12	23:56:50	lun.	Changement d'année le 01/01/13 à 00:00.

* 1 = interrupteur DIP fermé ; 0 = interrupteur DIP ouvert

Figure 2.
La sortie de l'émetteur DCF affichée sur PC.

```

Time: 0:57:01      Date: 28:10.12
Time: 0:57:02      Date: 28:10.12
Time: 0:57:03      Date: 28:10.12
Time: 0:57:04      Date: 28:10.12
Time: 0:57:05      Date: 28:10.12
Time: 0:57:06      Date: 28:10.12
Time: 0:57:07      Date: 28:10.12

Input Date. Format [TT.MM.JJ]
Input Time. Format [HH:MM:SS]

01.02.14 OK. New date accepted.

Time: 02:57:15      Date: 01.02.14
Time: 02:57:16      Date: 01.02.14
Time: 02:57:17      Date: 01.02.14
Time: 02:57:18      Date: 01.02.14
Time: 02:57:19      Date: 01.02.14
Time: 02:57:20      Date: 01.02.14
Time: 02:57:21      Date: 01.02.14

Input Date. Format [TT.MM.JJ]
Input Time. Format [HH:MM:SS]

01:02:55 OK. New Time accepted.

Time: 01:02:55      Date: 01.02.14
Time: 01:02:56      Date: 01.02.14
Time: 01:02:57      Date: 01.02.14
Time: 01:02:58      Date: 01.02.14
Time: 01:02:59      Date: 01.02.14
Time: 01:03:00      Date: 01.02.14
Time: 01:03:01      Date: 01.02.14
Time: 01:03:02      Date: 01.02.14
Time: 01:03:03      Date: 01.02.14

```

horloge DCF devrait être en mesure de continuer de donner l'heure exacte seule et sans erreur à partir de cette première information horaire reçue.

La « mise à l'épreuve » réside dans le passage à une nouvelle année (toutes les valeurs binaires d'heure et de date changent), dans le passage du 28 ou 29 février au 1er mars (règle des années bissextiles), et en particulier dans le changement heure d'été/heure d'hiver. Voilà pourquoi sept dates préenregistrées peuvent être configurées à l'aide des sélecteurs S3 à S5. Afin que chaque décodeur DCF ou autre algorithme de décodage ait le temps de se synchroniser au moins une fois, le signal est émis quelques 3 minutes avant la date/heure critique. Mettez hors tension l'émetteur juste avant cet instant critique : le décodeur doit effectuer de lui-même le changement de date/heure correspondant.

Depuis fin 2006, les bits 1 à 14 des trames DCF peuvent coder des alertes aux populations et

contiennent des données météo fournies par l'entreprise *MeteoTime*. Les valeurs de ces bits sont aléatoires, car l'algorithme de décodage de ces données n'a malheureusement pas été rendu public [6].

Le micrologiciel interroge également en continu l'interface série. Dès qu'une date et une heure sont reçues au bon format (JJ.MM.AA + CR/LF et HH:MM:SS + CR/LF), le programme prend cette date comme point de départ et délivre en conséquence la trame DCF.

Le programme a été écrit en Bascom [5]. Vous pouvez télécharger gratuitement [7] le code source commenté, le fichier hexadécimal, ainsi que les paramètres de configuration des fusibles. Modifier le programme n'est pas difficile. Vous pouvez par exemple planter d'autres dates et heures pour les interrupteurs DIP. Notez que la taille du code dépasse la limite de 4 Ko qu'impose la version de démonstration de l'EDI BASCOM-AVR. Si vous ne souhaitez pas en acquérir la licence d'utilisation, vous pouvez dépouiller le code de quelques fonctions afin de ramener sa taille à moins de 4 Ko.

Trouver le bon accord

La seule difficulté du montage réside dans l'accord du circuit oscillant. Comme suggéré en [1], nous commençons par construire la self L1 en bobinant quelques 300 spires autour d'un barreau de ferrite d'environ 10 cm de long et 10 mm de diamètre. Le nombre exact de spires et la « propriété » des enroulements ne jouent aucun rôle. Vous pouvez accorder le circuit en montant en parallèle plusieurs condensateurs fixes plutôt qu'un condensateur fixe et un condensateur variable (p. ex. 470 pF et 500 pF). Il est en effet devenu presque impossible aujourd'hui de trouver sur le marché des condensateurs variables de 500 pF, et tout le monde n'en a pas dans ses fonds de tiroir.

L'accord peut-être obtenu de deux façons. Si vous disposez d'un oscilloscope, le signal doit être prélevé via une bobine de couplage composée de plusieurs spires de fil/toron de cuivre, d'un diamètre d'environ 10 à 20 cm et éloignée de plus de 10 cm de l'antenne ferrite. Le signal est très puissant, vous pouvez donc introduire directement le fil de la bobine de couplage dans l'entrée de l'oscilloscope. Modifiez ensuite progressivement la valeur du condensateur variable ou la capacité totale des condensateurs fixes de façon à déterminer l'amplitude maximale. Durant

l'accord, ne modifiez ni la position ni la distance de la bobine de couplage par rapport à l'antenne. Un multimètre doté d'une résistance d'entrée d'au moins $10\text{ M}\Omega$ fera l'affaire si vous n'avez pas d'oscilloscope. En mode CA, mesurez le potentiel du nœud L1/C1 (TEST sur la fig. 1), et faites l'accord sur la valeur maximale affichée. Même si, à $77,5\text{ kHz}$ et au-delà, on ne doit plus attendre grand chose de la bande passante de la plupart des multimètres, le niveau du signal est ici suffi-

samment élevé pour qu'il soit possible d'obtenir un réglage de maximum relatif. Si vous ne trouvez aucun maximum avec les valeurs données de L1 et C1, procédez par pas de 10 % en augmentant soit la valeur d'un des deux condensateurs, soit en réduisant le nombre de spires de l'antenne ferrite.

(130571 – version française : Hervé Moreau)

Bibliographie et liens

- [1] radio logicielle avec AVR (3), Elektor 05/2012, p. 58
- [2] radio logicielle avec AVR (1), Elektor 03/2012, p. 34
- [3] radio logicielle avec AVR (2), Elektor 04/2012, p. 56
- [4] Burkhard Kainka, cours BASCOM-AVR, 1ère partie, Elektor 09/2008
- [5] Compilateur BASCOM-AVR : <http://www.mcselec.com/>
- [6] Codage des trames DCF : <http://fr.wikipedia.org/wiki/DCF77>
- [7] www.elektor-magazine.fr/130571

— Publicité



Android apprendre à programmer des applis

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

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

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

ISBN 978-2-86661-187-3

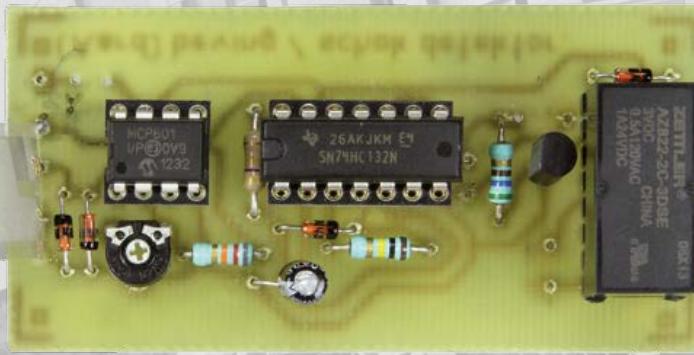
280 pages

33,50 €



www.elektor.fr/android

détection de vibrations ou d'activité sismique par piézoélectricité



Choc, vibration et tremblement de terre, ce circuit simple les détecte et vous donne un avertissement sonore et visuel. Un relais embarqué peut aussi activer un appareillage ou un générateur de signal externe, éventuellement à distance.

Wouter Eisema
(Pays-Bas)



Ce petit circuit d'une grande simplicité, je l'ai développé à l'occasion des fréquentes secousses sismiques occasionnées ces derniers temps par l'exploitation gazière dans la province de Groningen où je réside. Il est sensible au point de détecter les trépidations de camions ou toute autre cause de vibrations. À vous de régler sa sensibilité pour qu'il ne vous dérange pas inutilement.

L'indication se fait par LED et par avertisseur sonore, mais un relais sur la carte permet d'activer ce que vous préférez, là où vous voulez, même par radio si vous y branchez un petit émetteur à 433 MHz pour transmettre sans fil le signal. L'aubaine, c'est que dans ce même numéro, Elektor publie une combinaison d'émetteur et récepteur, simple à mettre en œuvre. De quoi installer votre détecteur à la meilleure place sans vous soucier du reste.

Figure 1.
Ce transducteur piézoélectrique de *Measurement Specialties* produit une tension quand il se courbe, par exemple sous l'effet d'oscillations.



Fonctionnement

Le composant essentiel dans ce projet est le capteur de vibration de la **figure 1**. C'est un LDTM-028K de *Measurement Specialties*, un film de céramique piézoélectrique enrobé de plastique, pourvu d'un côté de deux broches à souder et, de l'autre, d'un cylindre fileté intérieurement pour fixer un pendule ou une masse. Quand ce transducteur est soumis à une flexion ou un mouvement de va-et-vient à cause de vibrations, l'élément piézoélectrique fournit une tension proportionnelle à la courbure et pouvant aller jusqu'à 70 V.

Avec des mouvements de faible ampleur, des frémissements, le capteur ne produit que quelques millivolts, trop peu pour commuter quoi que ce soit. Il faut donc prévoir une forte amplification du signal, c'est le rôle de IC1, un amplificateur opérationnel MCP601 de Microchip à l'entrée pour le capteur, dans la **figure 2**. C'est un ampli à alimentation unipolaire, à partir de 2,7 V et dont la sortie permet l'excursion totale (*rail-to-rail*). Son gain se règle dans une plage très étendue à l'aide de P1. Les diodes D1 et D2 protègent l'entrée non inverseuse de IC1 contre les tensions élevées susceptibles de régner sur le capteur. Au repos, la sortie de l'amplificateur opérationnel est basse, tout comme celle du circuit élargisseur d'impulsion (*pulse stretcher*) composé de IC2A à

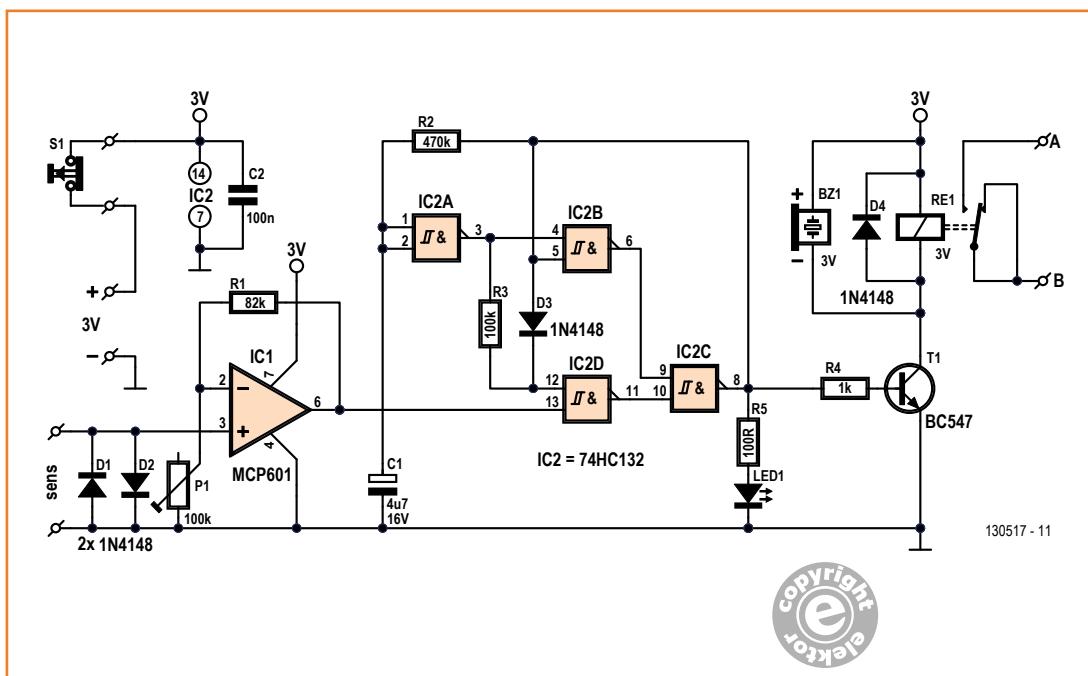


Figure 2.
Un schéma très simple avec l'étage amplificateur IC1, l'élargisseur d'impulsion IC2 et une section de signalisation avec relais.

D, quatre portes ET NON à trigger de Schmitt. Le condensateur C1 est donc déchargé et les sorties de IC2A, B et D sont au niveau haut, autrement dit au 1 logique. Dès que le capteur de vibration donne une impulsion, la sortie de IC2C devient haute et le reste provisoirement à cause de IC2B aussi longtemps que C1 n'est pas suffisamment chargé pour faire chuter la sortie de IC2A. Mais quand le seuil est atteint, la broche 12 de IC2D est attirée au niveau bas à travers R3, sa sortie

devient haute, de même que celle de IC2B et l'élargisseur d'impulsion revient à l'état initial. Aussitôt le condensateur C1 déchargé, le détecteur sismique est prêt à traiter un autre stimulus. La diode D3 et la résistance R3 font en sorte que, sur la broche 12 de IC2D, un 1 logique à la sortie de IC2A ait priorité sur le niveau à la sortie du circuit de portes, la broche 8 de IC2C. Avec les valeurs indiquées sur le schéma, la durée de l'impulsion de sortie atteint environ 20 secondes.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 82 kΩ
R2 = 470 kΩ
R3 = 100 kΩ
R4 = 1 kΩ
R5 = 100 Ω
P1 = 100 kΩ ajust.

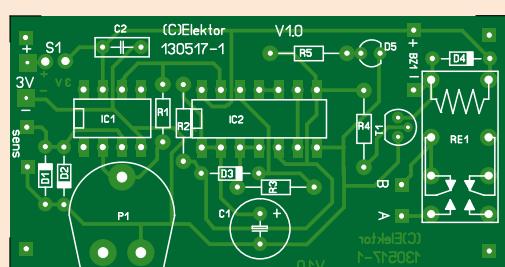


Condensateurs :

C1 = 4,7 µF/16 V
C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1, D2, D3, D4 = 1N4148
LED1 = LED rouge à faible courant, 3 mm
T1 = BC547
IC1 = MCP601 (Microchip)
IC2 = 74HC132



Divers :

BZ1 = piezo buzzer actif
(p.ex. Multicomp MCKPT-G1210-3916))
S1 = bouton-poussoir NF
RE1 = relais encartable 3 V
(p.ex. Omron G5V2H13DC)
capteur = LDTM-028K (Measurement Specialties)
circuit imprimé 130517-1 [1]

Figure 3.
Ce circuit imprimé porte tous les composants, y compris le capteur, lequel peut être implanté sur une face ou sur l'autre.

Figure 4.

Une lame métallique fixée au capteur comme un pendule augmente la sensibilité du circuit. La longueur et le poids de cette lame peuvent différer selon les nécessités.



On peut l'adapter en changeant la valeur de C1, elle sera d'autant plus longue que la capacité sera élevée.

La sortie de l'élargisseur d'impulsion commande une LED par la résistance série R5 et, à travers R4, le transistor T1 qui commute en parallèle l'avertisseur sonore miniature, lui aussi piézoélectrique, et le relais. Le contact travail de ce relais est en mesure d'attaquer une plus gosse alarme ou le mini émetteur décrit dans ce numéro sous le titre « témoin sans fil ».

Un indicateur lumineux à LED, un avertisseur vibrant BZ1 et un relais RE1 à la sortie, c'est peut-être superflu, à vous d'implanter ce qui vous convient et d'ignorer le reste. L'alimentation de tout le circuit ne réclame que 3 V et la consommation au repos est à peine de 50 μ A, deux piles AA suffiront à donner de l'énergie au circuit des années durant.

On trouve aussi dans la ligne d'alimentation un bouton poussoir normalement fermé (NF). Il permet d'interrompre la signalisation avant la fin de la période. C'est simple mais efficace.

Construction et utilisation

Malgré le petit nombre de composants utilisés, Elektor a développé pour ce détecteur un circuit imprimé (**figure 3**) qui en facilitera la construction. Le tracé des pistes, comme d'habitude, est disponible gratuitement [1]. Sur le circuit imprimé, deux contacts du relais sont reliés entre eux. Le but est d'augmenter la liberté de choix du relais. Sur le relais préconisé dans la liste des composants, le contact commun est au milieu et le contact repos est le plus proche de la bobine. Sur un modèle comme l'AZ822 d'American Zettler, ils sont à l'envers.

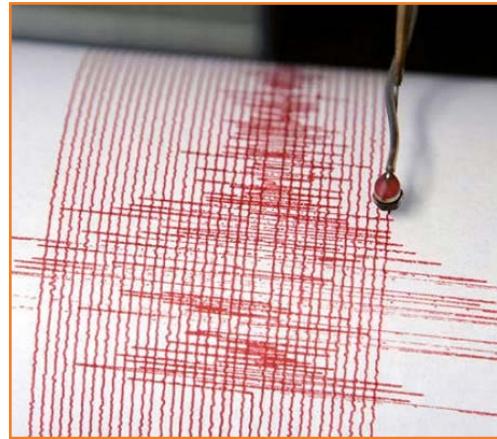
Avec des composants traversants, peu de choses à expliquer pour l'implantation. Vous pouvez ou non utiliser des supports pour IC1 et IC2. Le capteur se soude verticalement sur la platine, vous l'équiperez plus tard d'une lame métallique comme pendule. Il est recommandé de le souder rapidement (moins de 5 s) car il est sensible à la température qui ne doit pas dépasser 80 °C. Pour l'alimentation, prévoyez un coupleur pour deux cellules AA à placer avec le circuit imprimé dans un boîtier en plastique. Souvenez-vous qu'il devra être fixé « la tête en bas », avec la lame métallique hors du boîtier et libre de se mouvoir. L'ensemble peut se fixer au plafond ou au moyen d'une équerre sur un mur de l'espace à surveiller. Si vous préférez, vous pouvez planter le capteur sur l'autre face du circuit imprimé. Vous pouvez aussi installer le détecteur et le pendule dans une gaine en plastique, de 10 cm de diamètre p. ex., pour que le pendule puisse se mouvoir librement tout en restant à l'abri du vent et des courants d'air, de quoi atténuer leurs effets sur le capteur.

Pour le réglage, quand l'appareil est installé à la place voulue, il vous restera à régler le potentiomètre d'ajustage P1 pour que le détecteur ne réagisse tout juste pas. Cela demande un peu d'expérimentation pour que l'alarme ne se déclenche pas simplement au passage d'un camion. Vous pouvez aussi adapter la longueur du pendule au but recherché.

(130517 – version française : Robert Grignard)

Lien

[1] www.elektor-magazine.fr/130517





PCBs
Multilayer
Prototypes
Small series

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

Further information and ordering at www.elektorpcbservice.com

inventez vos périphériques I²C pour Raspberry Pi avec un PIC 16F88



Bert van Dam (Pays-Bas)

Nous allons voir dans cet article comment vous pouvez créer avec un microcontrôleur PIC vos propres esclaves (*slave*) I²C et les piloter avec le Raspberry Pi. Vous alliez ainsi la puissance d'un microcontrôleur à la souplesse du Raspberry Pi. Le périphérique I²C sera aussi bien un capteur de lumière qu'un télémètre, ou encore une carte à relais ou une régulation de moteur.



De quoi avons-nous besoin ? Pas grand-chose : un Raspberry Pi, une carte SD avec le système d'exploitation et des pilotes I²C (pourquoi pas ceux du livre Raspberry Pi ?), un µC PIC 16F88 avec ses accessoires, un programmeur de PIC et une plaque d'essai sans soudure avec LED, LDR et quelques cordons.

À quoi peut servir un esclave I²C ?

Le Raspberry Pi est muni d'un connecteur GPIO auquel on peut raccorder de l'électronique et entre autres des esclaves I²C. L'intérêt de ces esclaves I²C est de permettre de raccorder des composants électroniques qui ne seront pas reliés

directement au connecteur. On trouve dans le commerce un grand choix d'esclaves I²C que vous pouvez connecter directement au RPi, tels que des thermomètres et des E/S parallèles.

Pourtant on ne trouve pas tout dans le commerce et les esclaves existants ne font pas toujours ce que vous voulez. Fabriquer des esclaves I²C vous-même à l'aide d'un microcontrôleur vous ouvre des possibilités quasi illimitées. Le PIC 16F88 utilisé ici dispose par exemple en standard de différentes entrées analogiques, entrées et sorties tout ou rien, sorties MLI précises, RS-232 TTL, mesure de fréquence, SPI, I²C, comparateurs et EEPROM. La seule limite est celle de votre imagination.

Structure de base de l'I²C

Le bus I²C comporte un maître unique et plusieurs esclaves. Ils sont reliés les uns autres par une ligne commune de données et une ligne commune d'horloge (fig. 1). Deux résistances polarisent ces lignes au niveau haut. Il en résulte que la tension du bus est fixée par la tension appliquée aux résistances de polarisation (*pull-up*) et que maître et esclaves peuvent être alimentés sous des tensions différentes. Dans le cas du RPi, les résistances sont incorporées et reliées à la tension de 3,3 V. Les esclaves doivent donc supporter une tension de 3,3 V et la reconnaître comme un niveau haut. Le PIC reconnaît un niveau haut à partir de 2 V, il peut communiquer sans *alea* avec un RPi sous 3,3 V.

Le maître applique un signal d'horloge sur la ligne ad hoc en la tirant au niveau bas à une fréquence déterminée. La ligne au repos est au niveau haut. En même temps que ces impulsions d'horloge, le maître applique de la même façon des impulsions sur la ligne de données. Le maître commande la communication et les esclaves doivent suivre. Quand une question est posée à un esclave, il doit répondre. Or il se peut que la réponse ne soit pas prête au moment de l'impulsion d'horloge suivante, par exemple parce que l'esclave doit effectuer une mesure ou un calcul. Dans ce cas, l'esclave peut retenir la ligne d'horloge au niveau bas. Le maître ne peut plus envoyer d'impulsion d'horloge, puisque la ligne est retenue par l'esclave et que le relâchement est sans effet. L'esclave dispose du temps nécessaire à la préparation de sa réponse. Il relâche ensuite la ligne d'horloge, ce qui permet au maître d'appliquer les impulsions suivantes. Cette rétention de la ligne d'horloge s'appelle *clock stretching* (étirement de l'horloge), nous faisons usage de cette technique dans notre projet.

Construction du bus I²C entre le RPi et le PIC

Le schéma de la figure 2 montre à droite la barrette du Raspberry Pi, à gauche le 16F88. Les broches du microcontrôleur qui ne sont pas représentées ne sont connectées nulle part. Les deux résistances de polarisation du bus I²C sont incorporées dans le RPi et ne figurent donc pas sur le schéma.

La LDR, la LED et leurs résistances ont été ajoutées pour démontrer le fonctionnement. Quand vous imaginerez votre projet, vous n'en aurez peut-être pas besoin. La LED est utilisée dans le

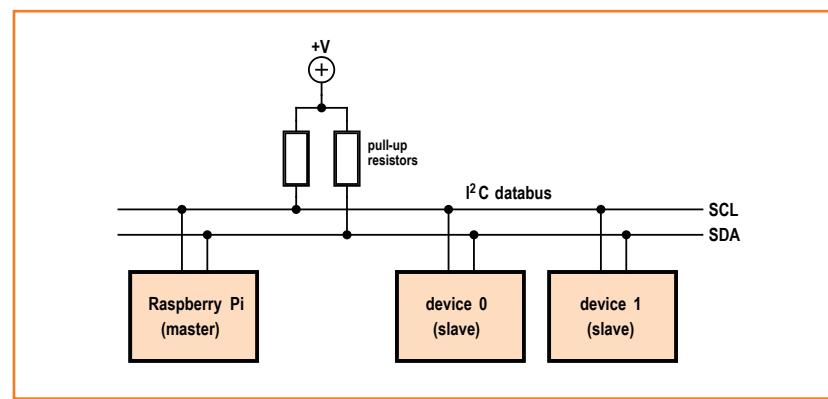


Figure 1.
La structure de base d'un bus I²C.

premier projet, la LDR dans le deuxième. Si vous réalisez le montage sur une plaque d'essai, comme sur la photo de la figure 3, vous monterez à chaque coin un condensateur de 100 nF pour éliminer les parasites de l'alimentation. Ces condensateurs ne figurent pas sur le schéma.

Attention : si vous avez déjà utilisé votre microcontrôleur dans d'autres projets, il se peut que les broches 7 ou 10, ou les deux, soient configurées en sorties. Dans ce cas, elles sont le siège d'une tension de 5 V qui risque d'endommager le RPi. C'est pourquoi il faudra charger le programme I²C dans le microcontrôleur avant de le connecter au RPi. Ensuite, vous pourrez le reprogrammer sans danger.

Pour la programmation du microcontrôleur, vous pouvez utiliser par exemple le programmeur en circuit Wisp648. Dans ce cas, le microcontrôleur peut simplement rester en place pendant la pro-

Figure 2.
Le raccordement du µC PIC au Raspberry Pi par le bus I²C.

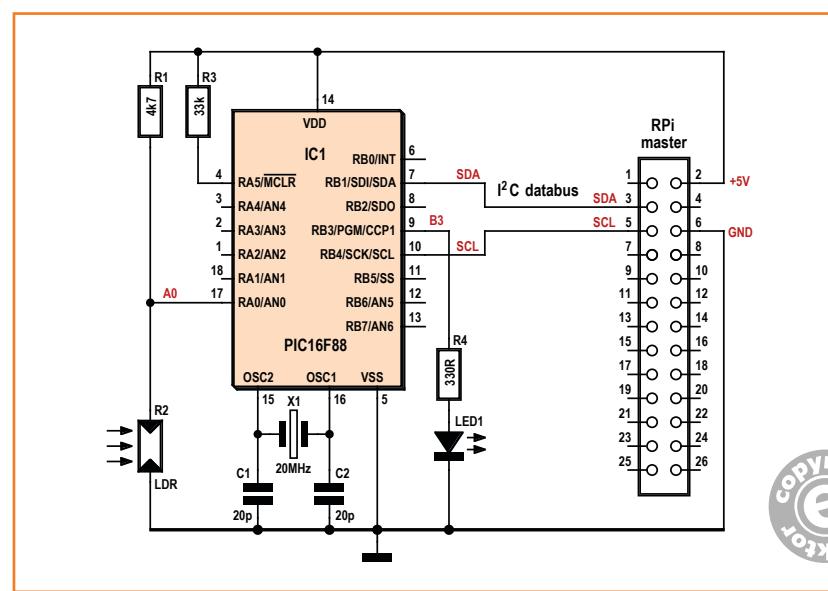
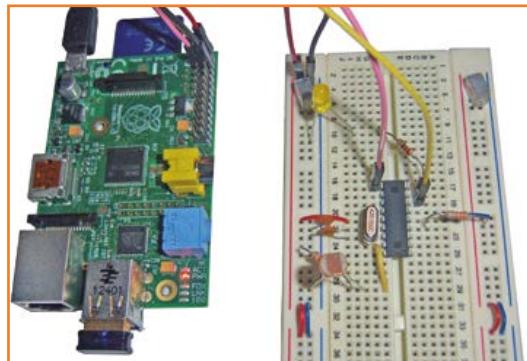


Figure 3.
Réalisation sur une plaque
d'essai sans soudure.



grammation. C'est très pratique quand vous en êtes à l'expérimentation et que vous devez changer continuellement le programme. Il est bien entendu que dans le cas de la programmation en circuit, la partie 5 V est alimentée par l'extérieur et non par le RPi, si on veut suffisamment de puissance. La broche 5 V du RPi n'est pas connectée, vous ne pouvez pas alimenter un circuit de deux côtés à la fois. Toutes les autres broches, y compris la masse, doivent rester connectées.

Interface logicielle

Du côté Raspberry Pi, pour des raisons de clarté, nous omettons toutes les configurations (vous pouvez les consulter dans le code source) et nous nous en tenons à quelques instructions de base. Nous utilisons le langage Python, gratuit en plus d'être le standard du RPi.

Voici les commandes RPi utilisées :

`bus.write_byte(address, command)`

Le contenu de la variable `command` est envoyé à l'esclave I²C à l'adresse `address`.

```
data =
bus.read_byte_data(address, command)
Le contenu de la variable command est envoyé à l'esclave I2C à l'adresse address, après quoi le maître attend de l'esclave une réponse qui sera stockée dans la variable data. L'esclave reçoit son adresse, une commande et à nouveau son adresse.
```

`data = bus.read_byte(address)`

Il se peut que l'esclave n'ait besoin d'aucune commande. Il peut par exemple mesurer une seule grandeur et c'est la seule chose que le maître peut lui demander. Nous pouvons alors omettre complètement la commande et envoyer

seulement l'adresse avec le bit de lecture actif. Le programme de l'esclave doit savoir de lui-même ce qu'il doit répondre.

`sudo i2cdetect -y 1`

Vous pouvez envoyer cette commande quand vous voulez savoir quels périphériques I²C sont actifs. Ce n'est pas une commande Python, vous devez l'envoyer par la ligne de commande ou par LXterminal, si vous utilisez Xwindow (LXDE). Vous recevez alors une réponse du genre :

```
pi@raspberrypi $ sudo i2cdetect -y 1
 0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  a  b  c  d  e  f
00:          --- --- --- --- --- --- --- --- --- ---
10:          --- --- --- --- --- --- --- --- --- ---
20: 20 --- --- --- --- --- --- --- --- --- ---
30:          --- --- --- --- --- --- --- --- --- ---
40:          --- --- --- --- --- --- --- --- --- ---
50:          --- --- --- --- --- --- --- --- --- ---
60:          --- --- --- --- --- --- --- --- --- ---
70:          --- --- --- --- --- --- --- --- --- ---
```

Vous constatez qu'un esclave I²C répond, à l'adresse 0x20 (hexadécimal).

Du côté du microcontrôleur, nous passons également les configurations. Nous utilisons JAL, un langage de programmation de µC très répandu, gratuit lui aussi.

Voici les commandes PIC utilisées :

`i2c_slave_enable (address)`

Vous pouvez configurer en I²C l'interface de communication et fixer l'adresse I²C. L'adresse la plus haute est 127 (7 bits).

`data=i2c_slave_read_byte_timeout(error)`

Cette fonction attend un octet, avec un temps mort (*time out*). Normalement, les octets se suivent, c'est pourquoi le temps mort s'applique si cela dure trop longtemps. À ce moment-là, la fonction cesse d'attendre et renvoie la variable `error` vraie (*true*).

`data= i2c_slave_read_byte`

Cette fonction attend un octet sans temps mort. On l'utilise pour surveiller la première adresse. Il n'y a pas de temps mort parce que la durée de l'attente est sans importance. Il est possible que le maître n'arrive jamais à établir le contact avec l'esclave.

i2c_slave_write_byte(data, error)

Cette fonction écrit un octet. La ligne d'horloge est maintenue au niveau bas jusqu'à la fin de l'exécution, ce qui oblige le maître à attendre l'esclave. Si l'écriture échoue, la variable `error` est mise à vrai (*true*).

Exemple de projet 1 : commutation d'une LED

Le premier projet est une LED commandée par I²C. Pour cela le RPi doit envoyer une commande au microcontrôleur, sans attendre de réponse. Du côté RPi, nous utilisons la commande :

```
bus.write_byte(address, command)
```

Le microcontrôleur reçoit par conséquent une adresse et une commande.

```
-- wait for address (and ignore)
dummy = i2c_slave_read_byte

-- wait for command
command = i2c_slave_read_byte_timeout(error)
```

Suivant le contenu de la commande, la LED doit être allumée ou éteinte. Un « 1 » l'allume, toute autre chose l'éteint. Un temps mort à la lecture ou un bus qui reste occupé à l'écriture sont des erreurs sérieuses. Normalement, cela n'arrive pas mais il se peut que l'utilisateur envoie des commandes erronées ou que le bus connaisse un incident électrique. Un esclave I²C n'a pas d'utilisateur, normalement, aussi personne ne peut intervenir pour résoudre le problème. Le plus pratique est alors de provoquer une remise à zéro logicielle (*soft reset*) du microcontrôleur. Son exécution ne prend quasiment pas de temps et tous les drapeaux et registres sont repositionnés automatiquement, sans que nous ayons besoin de savoir quelle était l'erreur.

```
if error then
  -- unexcepted I2C event, soft reset
  asm CLRF PCLATH
  asm GOTO 0x00
end if
```

Exemple de projet 1 : commutation d'une LED

Le deuxième projet est un luxmètre à LDR. Le microcontrôleur dispose de 5 canaux analogiques libres. Nous n'en utilisons qu'un, en y connectant une LDR. Nous n'avons pas de commande

à envoyer au microcontrôleur puisqu'il n'a rien d'autre à mesurer. Nous envoyons simplement l'adresse avec une demande de lecture.

```
data = bus.read_byte(address)
```

Le microcontrôleur ne reçoit qu'une adresse et il sait quelle réponse envoyer. La réponse est préparée puis envoyée.

```
-- wait for address (and ignore)
dummy = i2c_slave_read_byte

-- prepare reply and send it
mydata = ADC_read_low_res(0)
i2c_slave_write_byte(mydata, error)
```

S'ajoute à cela le traitement des erreurs déjà vu et que vous pouvez étudier dans le code source à télécharger. Au prix de quelques adaptations, vous pouvez lire, à la place de la LDR, une température ou un télémètre à ultra-sons comme le SRF05. Le logiciel utilisé dans cet article peut être téléchargé [1].

130583 – version française : Jean-Paul Brodier

Lien ouèbe

www.elektor-magazine.fr/130583

L'auteur

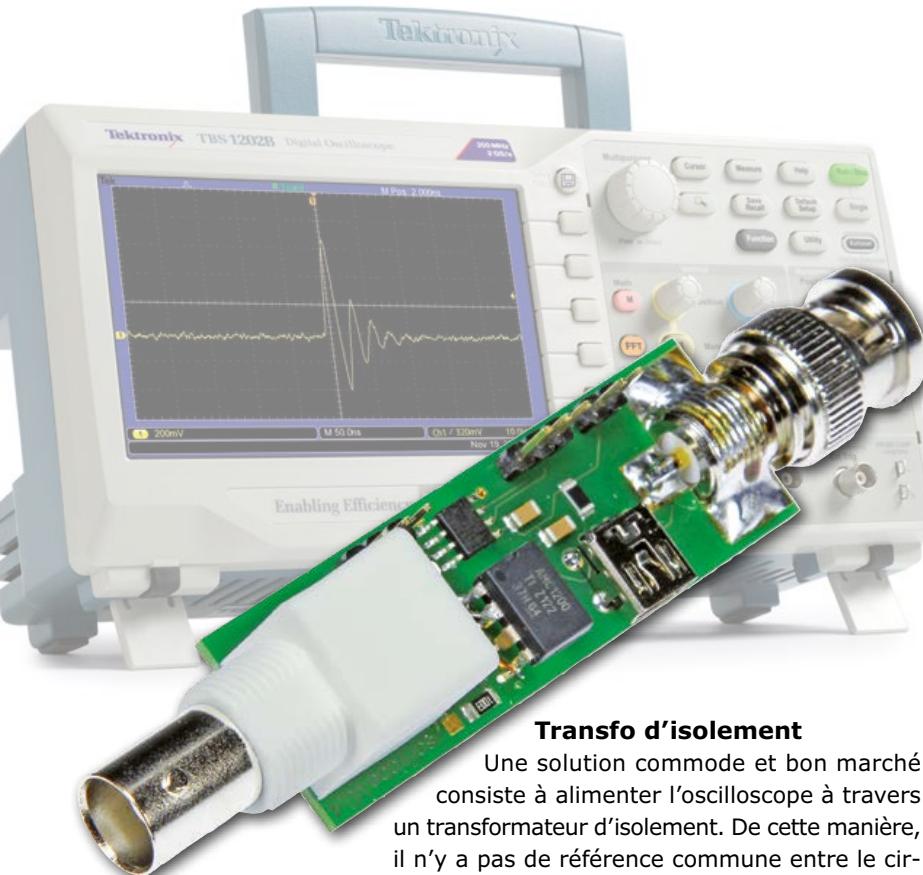
Bert van Dam est l'auteur de nombreux livres, de supports de cours et d'articles sur les µC PIC et ARM, Arduino, Raspberry Pi, l'intelligence artificielle et les langages de programmation JAL, C, assembleur, Python et Flowcode.

Autres livres en français du même auteur :

- **Microcontrôleurs RISC 32 bits à architecture ARM**
35 projets d'initiation en C avec la carte mbed NXP LPC 1768
ISBN 978-2-86661-178-1
- **Intelligence artificielle**
23 projets ludiques et instructifs à construire soi-même imitation du comportement animal par des robots à µC PIC
ISBN 978-2-86661-179-8
- **Programmation des PIC 16 et 18 en langage JAL :**
50 nouvelles applications des µC PIC
initiation et maîtrise par l'expérimentation – ISBN 978-2-86661-177-4

Nouveauté mai 2014 (vient de paraître !) :
Raspberry Pi cool | 45 projets électroniques
www.elektor.fr/rpi

sonde différentielle isolée petite & pratique



Transfo d'isolement

Une solution commode et bon marché consiste à alimenter l'oscilloscope à travers un transformateur d'isolement. De cette manière, il n'y a pas de référence commune entre le circuit de mesure et l'oscilloscope, et donc aucun risque que celui-ci mette à la masse des parties du circuit sur lesquelles règne un potentiel dont le court-circuit pourrait entraîner la destruction du circuit de mesure.

Le revers de cette façon de faire est d'introduire le risque de voir sur les sondes des potentiels éle-

Erik Lins (Allemagne), erik.lins@chip45.com

La séparation (ou isolement) galvanique des entrées d'un oscilloscope est hors de prix pour le particulier. Le coût de sondes différentielles isolées qui permettent de mesurer des tensions sans masse de référence dépasse même celui d'un oscilloscope respectable. Que faire alors quand des conditions de mesure et/ou le souci de la sécurité imposent une séparation galvanique de l'oscilloscope sans autre recours possible ? Aide-toi, Elektor t'aidera.

vés (p. ex. la tension du secteur) qui règneraient donc également sur l'oscilloscope, p. ex. sur les fiches BNC de voies non utilisées de l'oscilloscope, avec lesquelles la main de l'utilisateur pourrait entrer en contact.

Si plusieurs sondes sont branchées, elles conduiraient toutes ces potentiels, dangereux pour l'utilisateur autant que pour les circuits, *même en présence d'un transformateur d'isolement*.

La méthode du transformateur de séparation ne convient que pour la mesure de tensions basses avec une seule voie. Avec la plupart des oscil-

Caractéristiques

- isolement galvanique d'une voie analogique et de deux voies logiques
- tension d'entrée max. ± 250 mV (ou $\pm 2,5$ V/ ± 25 V selon la position du cavalier)
- gain entre entrée et sortie : 8 x (sans diviseur de tension à l'entrée)
- bande passante de la voie analogique : 60 kHz
- bande passante des voies logiques : 1 Mb/s
- alimentation par circuit séparé ou fichier mini USB
- alimentation 5 V / 110 mA

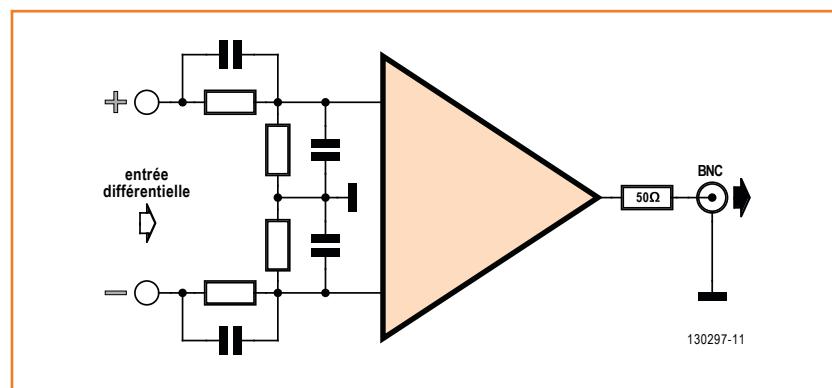
oscopes, il est en principe possible de procéder à une mesure différentielle (p. ex. voie 1 moins voie 2), mais la configuration des entrées impose ici des restrictions au régime en mode commun. Pour la mesure de tensions élevées, cette méthode est donc à proscrire, certainement pour un particulier.

Sondes différentielles

Si on classe par ordre de prix les méthodes de mesure flottantes (sans masse commune), les sondes différentielles arrivent en deuxième position. Le principe de la sonde différentielle est illustré par la **figure 1**. Le réseau d'entrée est un diviseur de tension composé d'une résistance série de forte valeur sur chacune des entrées plus et moins, ainsi que d'une résistance de valeur comparativement faible en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur opérationnel. Grâce au couplage sous haute impédance des entrées, l'intensité du courant qui circule dans les résistances série est faible même en cas de tensions de décalage élevées. Comme ce décalage est en principe le même pour les deux entrées (p. ex. pour la mesure sur shunt en amont), il n'a pas d'incidence (gênante) sur la tension de différence de l'amplificateur opérationnel.

Le facteur limitant est ici la réjection du mode commun de l'ampli op, car en présence d'une tension de décalage plus forte, il arrive un point où l'on sort de la plage de fonctionnement en mode commun de l'ampli op. La limite est en tout cas la tension d'alimentation de l'ampli op. En pratique, celui-ci est souvent alimenté sous $\pm 4,5$ V à partir d'une pile de 9 V. Avec une atténuation de 10:1, la tension sur les entrées de la sonde ne devrait pas dépasser ± 45 V. Si le facteur d'atténuation passe à 100:1, il devient théoriquement possible de mesurer jusqu'à ± 450 V, de sorte qu'il est possible de mesurer sur un shunt la tension de 230 V du réseau de distribution. Dès lors, on évolue dans une région où la tenue en tension des composants du circuit d'entrée devra être appropriée, ce qui n'est pas le cas de toutes les sondes différentielles.

Il faut prendre en compte le fait que l'atténuation de la tension d'entrée implique aussi une diminution du signal de mesure, lequel est déjà relativement faible quand il est prélevé sur un shunt ; en effet, pour éviter la dissipation de puissance, la résistance d'un shunt est par définition maintenue aussi faible que possible. Avec une atténuation de 10:1, un signal utile de ± 250 mV



p. ex., avec un décalage de $+40$ V, donnera un signal de mesure de ± 25 mV avec un décalage de 4 V. Si la sensibilité de l'oscilloscope est de 1 V/div, pour avoir les 4 V à peu près au milieu de l'écran, le signal utile n'atteindra que 1/40^e de division. Même en réglant la sensibilité de l'oscilloscope sur 0,1 V/div, le signal utile ne sera encore qu'à 1/4 de division, ce qui correspond à une résolution de tout juste 3 bits (à supposer que la résolution verticale soit de 8 bits). D'autre part, pour le voir sur l'écran, il faudra décaler la position verticale du signal de -40 V, ce que même les oscilloscopes les plus chers ne permettent que rarement.

Figure 1.
Le principe d'une sonde différentielle consiste, sur chaque entrée, en un diviseur de tension fait de deux résistances série de valeur élevée et d'une résistance parallèle de valeur relativement basse.

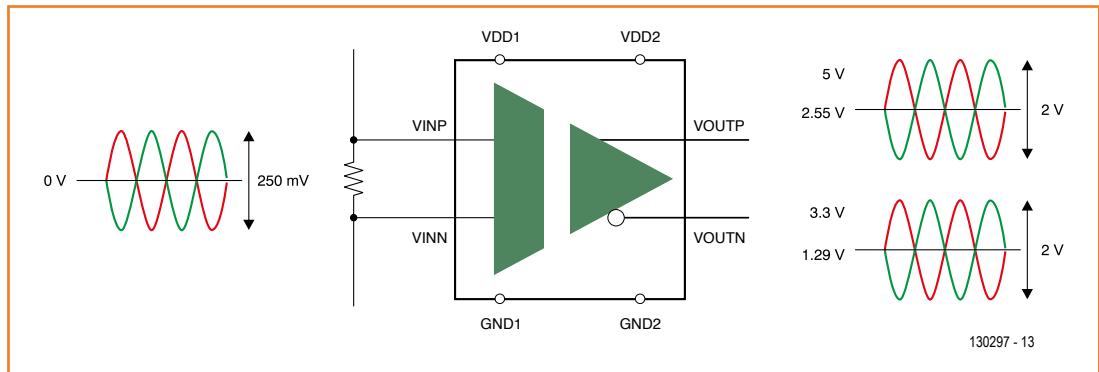
Qu'est-ce qu'on fait ?

Les sondes différentielles resteront donc au mieux un compromis en raison de la contradiction entre les limitations du mode commun et la réduction du signal que nous ne voulons pas trop forte. La solution élégante, c'est celle de la séparation galvanique avec une sonde isolée. C'est elle qui permet de connecter une entrée à un potentiel élevé, sans risque de voir augmenter la tension de décalage aux entrées de l'ampli op interne. Il est d'autres situations de mesure, sans tension de décalage élevée, où la sonde isolée présente des avantages, p. ex. pour ne pas créer de boucle de masse.

Choix des composants

Qui part sur l'internet à la chasse aux sondes isolées ne rentrera pas bredouille, car il y a beaucoup de circuits (et presque autant de discussions autour), mais ne tardera pas à constater que la plupart de ces montages sont des sondes différentielles *sans véritable séparation galvanique*. Pour que le circuit proposé reste simple, nous avons d'ailleurs renoncé à un authentique circuit

Figure 2.
L'AMC1200 est qualifié de *Fully Differential Isolation Amplifier*. Il accepte des tensions d'entrée de ± 250 mV.



de sonde différentielle au bénéfice d'un amplificateur d'instrumentation pour sonde unique, considérant que ce serait l'application la plus utilisée dans le domaine semi-professionnel.

Pour fonctionner, un ampli op à séparation galvanique demande deux tensions d'alimentation galvaniquement séparées l'une de l'autre. Il est permis que l'alimentation du côté de la sortie ait le même potentiel de référence que l'oscilloscope, mais il ne saurait y avoir de masse commune entre le circuit d'entrée et l'oscilloscope. Une solution simple consisterait à tirer de deux batteries de 9 V les tensions de $\pm 4,5$ V pour l'ampli op. Mais l'encombrement impliqué par les deux piles parallélépipédiques nous a paru rédhibitoire, sans parler du fait qu'il faudrait toujours avoir sous la main deux piles chargées.

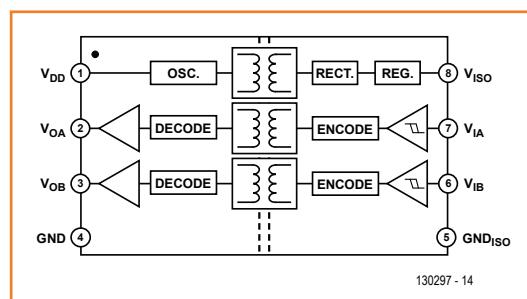
Un convertisseur continu/continu à séparation galvanique ferait aussi l'affaire pour alimenter l'entrée de l'ampli op, de sorte qu'une seule source de tension suffirait du côté de la sortie. La faible consommation des amplis op nous autorise à utiliser un petit convertisseur CC/CC, qui n'a besoin que de quelques composants auxiliaires, avec une tension secondaire d'une valeur appropriée aux caractéristiques de l'ampli op utilisé. La recherche d'un modèle adéquat mène à l'un des classiques de la série ISO de *Burr Brown*

(désormais *Texas Instruments*), p. ex. l'ISO124 [1]. Sa tension d'isolement est de 1500 V, son gain est unitaire (*Unity Gain*) et sa plage de tension d'alimentation descend jusqu'à $\pm 4,5$ V. Sa largeur de bande nominale de 50 kHz est modeste, comparée à celle d'un simple oscilloscope de 10 à 100 MHz. Mais nous avons considéré que ça devrait passer pour les fréquences analogiques à mesurer dans notre champ d'applications semi-professionnelles.

Pour contenir les coûts, c'est plutôt un AMC1200 (fig. 2) du même fabricant [2] que nous avons retenu. Doté lui aussi d'une séparation galvanique, il est conçu surtout pour la mesure sur shunt en amont. Il fonctionne sous 5 V des deux côtés et sa plage de tension d'entrée est de ± 250 mV avec un gain fixe de 8. De sorte que les ± 250 mV de l'entrée deviennent ± 2 V à la sortie. La bande passante du signal de l'ordre de 60 kHz fera l'affaire pour notre application. Les 5 mA de courant consommé nous permettront de l'alimenter avec un petit convertisseur CC de la série *iCoupler d'Analog Devices*. C'est un coupleur à séparation galvanique, prévu plutôt pour des signaux logiques (genre SPI ou I²C). En plus des coupleurs pour les signaux logiques, certains de ces composants sont dotés aussi d'un convertisseur CC 5 V/5 V de faible puissance (*IsoPower*). Celui-ci est prévu d'abord pour fournir la tension d'alimentation au circuit lui-même, mais offre une réserve de puissance qui suffira pour notre AMC1200. Le boîtier SOIC8 de l'ADuM5242 [3] que nous avons retenu se laisse encore souder à la main. Outre le convertisseur CC, la présence de deux coupleurs logiques intégrés nous permettra de procéder en plus à la mesure séparée de deux signaux logiques, toujours avec séparation galvanique.

Il existe l'ADuM5240 et le 5241, variantes com-

Figure 3.
Synoptique de l'ADuM5242, un circuit d'isolement à deux voies à convertisseur CC intégré.



aide-toi, Elektor t'aidera

patibles broche à broche, dotés de deux voies logiques chacun, l'un avec les deux voies en sens inverse, l'autre avec une voie dans chaque sens. Cette configuration pourrait même être mise à profit pour assurer une commande logique du circuit de mesure *avec séparation galvanique*. L'inconvénient des puces *iCoupler* à convertisseur CC intégré est le modeste rendement de la conversion qui n'atteint même pas 20 %.

Nous aboutissons donc à une configuration alimentée sous 5 V, une unique source de tension qu'on n'aura pas de mal à trouver, p. ex. la fiche USB présente sur les oscilloscopes récents. Avant de refermer ce préambule, signalons qu'il existe d'autres amplificateurs d'instrumentation isolés, comme p. ex. l'AD216 d'*Analog Devices* [4]. Celui-ci offre une bande passante de 120 kHz et un convertisseur CC intégré pour une alimentation à séparation galvanique de l'étage d'entrée. Mais il lui faut aussi une tension d'alimentation bipolaire de ± 15 V et il coûte six fois plus cher que le tandem formé par l'ADuM5242 et l'AMC1200.

Le circuit

Le schéma de la **figure 4** est relativement simple. La plupart des composants ont déjà été décrits.

L'ADuM5242 (U1) assure la séparation galvanique des potentiels de 5 V (VCCiso) et 0 V (GNDiso) qu'il délivre à l'étage d'entrée (fig. 3). Les deux voies logiques séparées sont acheminées vers les bornes CON5. L'alimentation de l'AMC1200 (U2) passe par une petite self qui contribue au lissage de la tension de sortie de l'ADuM5242. L'entrée inverseuse de l'ampli op se voit appliquer par le diviseur de tension 1:1 R5/R6 la moitié de VCCiso, potentiel autour duquel la tension sur l'entrée non inverseuse pourra, à pleine échelle, varier sur ± 250 mV. Pour étendre la plage de mesure à $\pm 2,5$ V ou ± 25 V, ce sont les diviseurs R2/R3 ou R2/R4 qui sont mis en circuit au moyen des cavaliers J1 et J2 :

1:1	J1 : fermé	J2 : ouvert
10:1	J1 : ouvert	J2 : 1-2
100:1	J1 : ouvert	J2 : 2-3

Du fait de la résistance élevée des diviseurs de tension (nécessaire afin de ne charger la source de signal que le moins possible), et en raison de la relativement faible résistance d'entrée différentielle (28 k Ω) de l'AMC1200, un simple amplificateur opérationnel U3 a été inséré dans le trajet du signal comme adaptateur d'impédance.

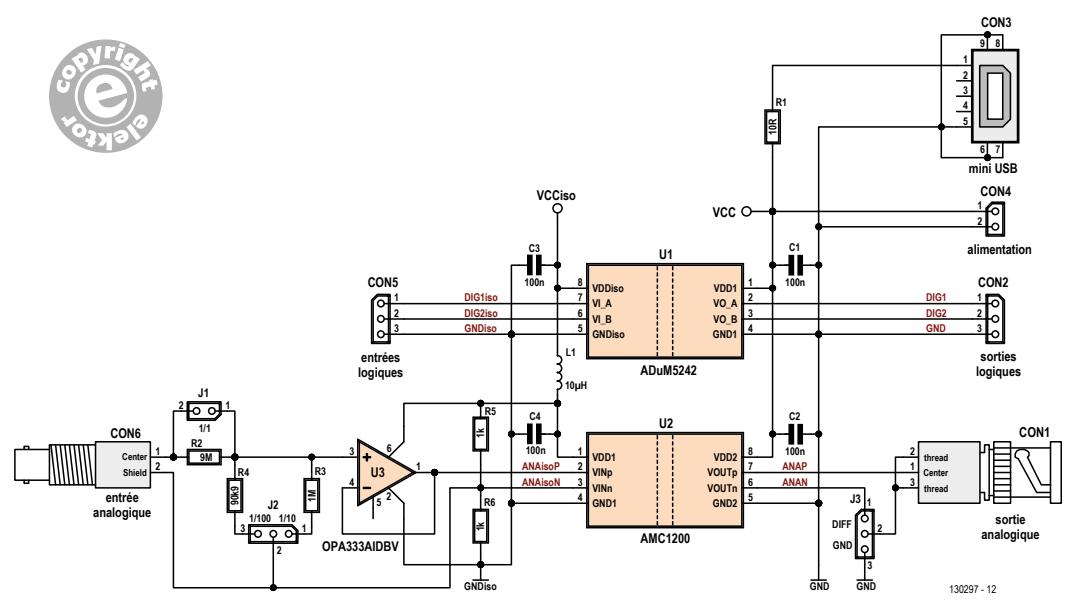


Figure 4.
Grâce au tandem ADuM5242 (U1) - AMC1200, le schéma reste relativement simple.

Liste des composants

Résistances :

(CMS 1206)

R1 = 10 Ω

R2 = 9 M

R3 = 1 M

R4 = 100 k

R5,R6 = 1 k

Condensateurs :

C1..C4 = 100 n (CMS 1206)

Inductances :

L1 = 10 μ H (CMS 1206)

Semi-conducteurs :

U1 = ADuM5242 (SOIC-8)

U2 = AMC1200 (SOP-8)

U3 = OPA333AIDBV (SOT-23)

Divers :

CON1 = embase BNC pour montage en panneau

CON2,CON5 = rangée de 3 picots, pas de 2,54 mm

CON3 = fiche mini-USB

CON4 = rangée de picots, pas de 2,54 mm

CON6 = embase BNC encartable

circuit imprimé 130297-1 [5]

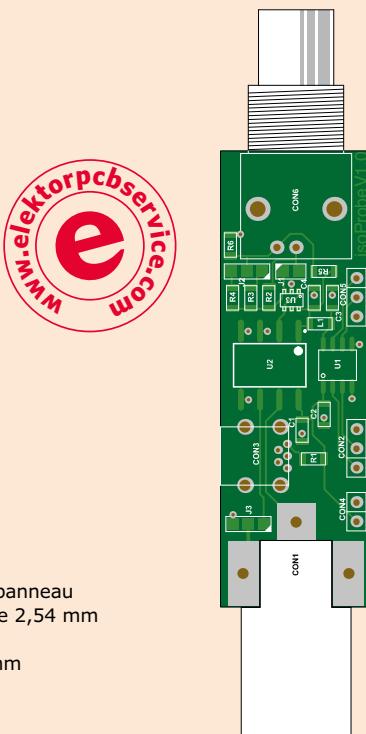


Figure 5.

Ce petit circuit imprimé facilite la réalisation rapide du circuit.

La sonde d'oscilloscope est reliée via CON6 à l'entrée du diviseur de tension et à l'entrée inverseuse de l'AMC1200. De cette manière, le potentiel de la borne de masse de la sonde n'est pas GNDiso ; non seulement ce n'est pas gênant, car le circuit flotte complètement du fait de la séparation galvanique, mais en plus cela autorise la tension d'entrée à flotter elle-même à ± 250 mV, $\pm 2,5$ V ou ± 25 V selon la position des cavaliers, par rapport à la borne de masse.

Cela ne pose de problème que si les voies logiques doivent être utilisées et que pour cela GNDiso (broche 3 de CON5) est relié à la masse du circuit de mesure. Ceci aurait pour effet de mettre également à la masse l'entrée inverseuse de l'AMC1200 et de rendre unipolaire la plage de mesure : +250 mV (+2,5 V/+25 V) par rapport à la masse de la sonde. Il s'agit là d'une restriction mineure, puisque le circuit est plutôt conçu pour la mesure analogique et que les deux voies logiques ne sont qu'un bonus de l'ADuM5242.

Au lieu d'utiliser le diviseur de notre circuit pour étendre la plage de mesure, on obtient le même résultat avec une sonde atténuateur 10:1 ou 100:1. (J1 : fermé, J2 : ouvert).

Du côté de la sortie, on trouve les bornes pour l'alimentation du circuit et pour l'entrée de l'oscilloscope (CON1). Les meilleurs résultats seront obtenus en alimentant le circuit via CON4 à partir d'une alimentation de labo avec séparation galvanique. La séparation galvanique est alors totale entre tension d'alimentation et oscilloscope, et l'entrée de l'oscilloscope peut être reliée aux sorties différentielles de l'AMC1200 (J3 : 1-2). Le niveau maximum du signal est de ± 2 V à partir du potentiel de la masse de l'oscilloscope. Le gain de 8 de l'AMC1200 donne un facteur de transfert différentiel global de 1:8, 10:8 et 100:8 de l'entrée par rapport à la sortie, dont il faudra tenir compte à la lecture de la tension affichée par l'oscilloscope. Si celui-ci est doté d'un réglage fin de l'échelle verticale, on le mettra p. ex. sur 125 mV/div et on lira, pour un gain de 1:8, des valeurs affichées comme si le réglage était de 1 V/div.

Le circuit est doté d'une mini fiche USB B à 5 broches par laquelle il est possible de l'alimenter avec une tension issue p. ex. de la fiche pour clé USB de l'oscilloscope. Dès lors il faudra tenir compte du fait que la masse de l'entrée CON1 de la sonde est au potentiel GND de l'oscilloscope : le cavalier J3 devra être mis en position 2-3. À défaut de quoi la sortie négative de l'AMC1200 serait court-circuitée avec GND. Dans cette configuration, le signal de sortie pour l'oscilloscope présente un décalage fixe de l'ordre de $V_{CC}/2$ (2,55 V, voir feuille de caractéristiques de l'AMC1200) mais en réalité le décalage est encore divisé par deux, car nous n'utilisons qu'un des deux signaux différentiels. Les facteurs de transmission indiqués ci-dessus sont donc eux-mêmes réduits de moitié dans ce cas. L'alimentation du circuit à partir de la prise USB de l'oscilloscope n'apparaît donc que comme une solution de fortune, car la qualité de la tension d'alimentation sur un bus USB est insuffisante pour un circuit analogique, parasité comme elle est par toutes sortes de signaux issus des circuits numériques internes de l'oscilloscope.

Réalisation

Les quelques composants du circuit, la plupart des CMS d'assez grande taille, pourront être assemblés rapidement (**fig. 5**) sur le circuit imprimé dont le dessin est téléchargeable [5]. Le boîtier de l'ADuM5242 est un SOIC-8, celui de l'AMC1200 est encore plus grand (SOP8), c'est un DIP8 pour

CMS. Résistances et condensateurs sont des 1206 faciles à souder. Seul le petit boîtier SOT-23 du convertisseur d'impédance U3 demande des précautions. C'est lui qu'il faudra souder en premier, suivi par l'ADuM5242 et l'AMC1200. Viennent ensuite les résistances et les condensateurs CMS et enfin les composants traversants. Comme il est difficile de trouver des prises BNC encartables coudées à 90°, le circuit imprimé a été dessiné de manière à accepter une BNC ordinaire. Cette opération n'est possible qu'avec un fer de puissance appropriée pour obtenir un échauffement du filetage suffisant pour faire fondre la soudure. Le montage en façade de la fiche BNC donne un circuit compact, facile à insérer entre oscilloscope et sonde.

Mise en service

Compte tenu du médiocre rendement du convertisseur CC, la consommation du circuit est de l'ordre de 110 mA. C'est la première chose à contrôler une fois le circuit assemblé, en connectant une source de tension de 5 V. Évitez d'utiliser une source USB pour cela, mais plutôt une alimentation de laboratoire à limitation de courant réglable. Si l'intensité du courant dépasse sensiblement les 110 mA, vérifiez le circuit (soudures, courts-circuits, inversions de polarité). Mesurer ensuite la tension d'alimentation VCCiso en aval. Elle doit être de 5,2 V. Une fois ces deux valeurs vérifiées, le circuit peut être inséré entre oscilloscope et sonde ; le moment est venu d'en vérifier le fonctionnement sur l'oscilloscope avec un signal à mesurer.

Les composants modernes permettent de réaliser à moindres frais un amplificateur d'isolement pour sonde d'oscilloscope. L'étroitesse de sa bande passante limite cependant son champ d'application. Il ne conviendra pas p. ex. pour apprécier la qualité de signaux différentiels rapides (comme LVDS, USB ou Ethernet). Ce circuit offre toutefois un vrai isolement galvanique. Il n'a rien à



Figure 6.
Exemple pratique
d'utilisation. Le circuit
imprimé de ce prototype ne
correspond pas exactement
à la version de la figure 5.

envier à des circuits de sondes bien plus chers, ni quand il s'agit de montrer le rapport signal/décalage ni quand il est primordial d'éviter les boucles de masse. Son faible prix de revient favorise la multiplication du circuit en plusieurs exemplaires de façon à assurer une séparation totale à chaque voie d'un oscilloscope. Cette séparation ne concerne pas seulement le circuit de mesure, comme c'est le cas avec un transfo d'isolement galvanique ; ici, chaque canal flotte par rapport à l'autre : on pourra donc s'en servir pour effectuer avec un seul oscilloscope une mesure flottante en plusieurs points d'un même circuit.

(130297 – version française : Georges Vièvre)

Liens

- [1] www.ti.com/product/iso124
- [2] www.ti.com/product/amc1200
- [3] www.analog.com/en/interface-isolation/digital-isolators/adum5242/products/product.html
- [4] www.analog.com/en/specialty-amplifiers/isolation-amplifiers/ad215/products/product.html
- [5] www.elektor-magazine.fr/130297

four à refusion chaleur tournante pour les CMS



Jean-Pierre Duval
(Paris)

Son nom ne l'indique pas explicitement, mais un four à refusion sert à souder *les composants montés en surface* ou CMS. Depuis que certains circuits intégrés n'existent plus qu'en version CMS, il est de plus en plus difficile pour un amateur d'électronique de se passer de ces omniprésents CMS. Ceux-ci sont souvent moins chers que les composants traversants. Grâce aux CMS, la taille des circuits imprimés diminue et avec elle le coût des réalisations. Reste que pour souder ces mini-composants, il faut des doigts de fée ou... un four à refusion ! Vous hésitez, moi je n'hésite plus.

Je vais m'efforcer de ne plus utiliser le verbe *souder* mais celui de *braser*. On soude avec un apport dont le point de fusion est proche de celui des matériaux à souder, on brase des métaux avec des apports mouillants qui ne fusionnent pas avec les métaux à réunir. Comme je suis de

L'électronique est un sport où *celui qui n'avance pas recule* ! Des tubes électroniques aux microcontrôleurs, en passant par les CMos 40xx et les transistors, j'ai toujours essayé de comprendre et d'utiliser les nouvelles techniques tout en restant pragmatique. L'étape des CMS a été délicate, mais j'y suis arrivé et j'en suis très satisfait. Puissiez-vous profiter de mon expérience !

la vieille école, je risque de vous parler encore de soudure ! Vous traduirez...

Avant d'aborder le four à refusion proprement dit, il est utile de revenir sur la technologie des CMS (encadré ci-contre) si celle-ci est nouvelle pour vous. C'est aussi le moment de rappeler les étapes de la réalisation d'un circuit imprimé avec CMS :

- Si, pour dessiner le schéma, vous utilisez un logiciel comme ISIS/ARES, *Eagle*, etc. définissez dès la conception le boîtier utilisé, en tenant compte de la puissance à dissiper.
- L'implantation ne pose pas de problème en soi, sauf si dès le début vous recherchez une forte densité.
- La pose de la pâte à braser peut s'effectuer à l'aide soit d'un masque soit d'une seringue. Cette dernière permet de réduire la consommation de pâte. Avec le masque, on étale une (plus grande) quantité de pâte, puis on

Qui suis-je ?

Passionné par mon métier, l'électronique, par la mesure et maintenant particulièrement par la mesure du temps, j'ai fait l'essentiel de ma carrière en électronique et robotique dans le domaine des laboratoires de recherches médicales, biologiques et agro-alimentaire. J'ai mis au point avec le laboratoire du CECOS de l'hôpital Cochin, à Paris, les premiers compteurs morphologiques de spermatozoïdes qui sont toujours commercialisés.



Technologie des CMS

Pour une meilleure préhension, on choisira des composants pas trop petits. Pour les résistances, comme pour les composants traversants, la taille du composant (**fig. 1a** et **1b**) varie en fonction de la puissance à dissiper. La résistance $\frac{1}{4}$ W taille 3216 en métrique, c'est-à-dire 3,2 mm par 1,6 mm, est la plus commune. En version anglo-saxonne, elle s'appelle 1206 en référence à ses dimensions en pouces (*inches*).

Les boîtiers : la variété des boîtiers est immense, en général ils sont bien décrits dans les fiches techniques des composants (*datasheets*). Pour utiliser certains composants, les BGA p. ex., ou *Ball Grid Array*, dont les points de soudure en forme de billes sont invisibles car sous le composant, il faut des outils d'implantation

industriels hors de portée de l'amateur et même des petites entreprises. Beaucoup de CMS existent dans différents boîtiers, certains n'existent que dans une seule configuration.

Exemples : Les boîtiers SOT-23 (*Small Outline Transistor*) sont souvent utilisés pour les diodes ou les transistors, p. ex. la diode BAS16 (**fig. 2**). Pour les microcontrôleurs et autres circuits intégrés, tel boîtier est plus facile à utiliser que tel autre ; un TQFP (*Thin Quad Flat Package*) de 64 broches espacées de 0,8 mm se laisse encore manipuler, mais c'est la galère avec un TQFP de 100 broches espacées de seulement 0,5 mm. Certains composants ne portent aucun marquage. Une seule parade : le rangement méticuleux !

retire le masque délicatement pour éviter les débordements. Il faut garder la pâte au réfrigérateur après usage et la réchauffer au moins 2 ou 3 h avant emploi.

- Pose des composants sur les plots de pâte (phase délicate !).
- Cuisson au four ou refusion.
- Nettoyage du circuit avec un produit adapté.
- Test à la loupe pour débusquer les petites billes de pâte susceptibles de créer des courts-circuits.

Le passage aux CMS implique quelques investissements que l'on peut limiter en fabriquant soi-même un certain nombre d'outils, dont le four à refusion lui-même et les cales pour circuits imprimés pour la pose de la pâte à braser. Je précise toutefois que la réalisation décrite ici n'a pas vocation à être copiée à l'identique. Elle doit vous fournir une base d'inspiration, tout comme je me suis moi-même inspiré de précédentes réalisations [3].

Pourquoi la chaleur tournante ?

Pour avoir travaillé longtemps à la caractérisation des étuves et des autoclaves, c'est-à-dire à leur contrôle, je sais qu'une étuve n'est utilisable que si sa température est homogène en tous points, d'où l'utilisation de chaleur ventilée ou chaleur tournante. Imaginez une culture de

comparison	Metric code	Imperial code	comparison
0.1x0.1 mm	0402	01005	0.01x0.01 in (10x10 mils)
	0603	0201	
	1005	0402	
1x1mm	1608	0603	
	2012	0805	0.1x0.1 in (100x100 mils)
	2520	1008	
	3216	1206	
	3225	1210	
	4516	1806	
	4532	1812	
	5025	2010	
	6332	2512	
Actual size		0.5x0.5in (500x500 mils)	

Figure 1a.
Identification des résistances CMS.



Figure 1b.
Les condensateurs polarisés sont marqués. Le pôle plus est repéré.

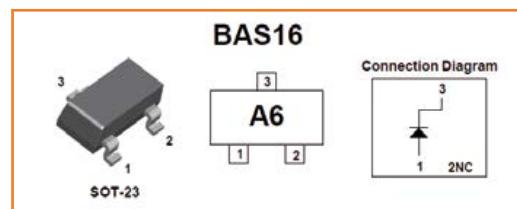


Figure 2.
Les transistors et diodes en boîtier SOT (*Small Outline Transistor*) -- doc. Fairchild

Figure 3a.
Four à chaleur tournante 18 litres (document SEB)



Figure 3b.
Relevé du schéma du four.

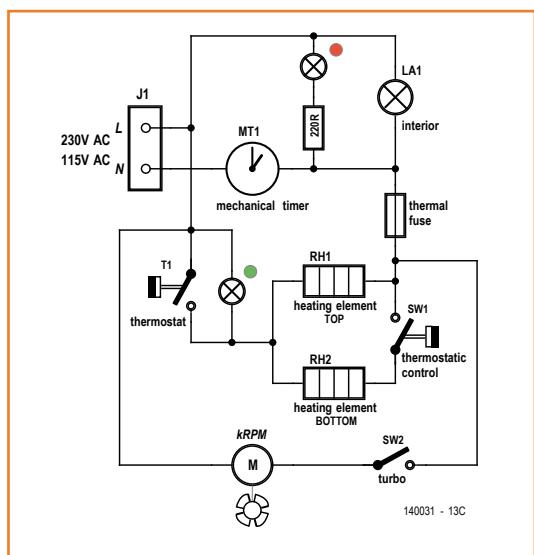


Figure 4.
Tests avant modification. Les courbes 1 à 4 correspondent à différents points dans le four.

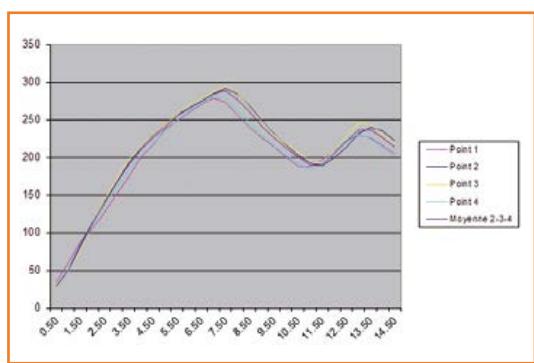
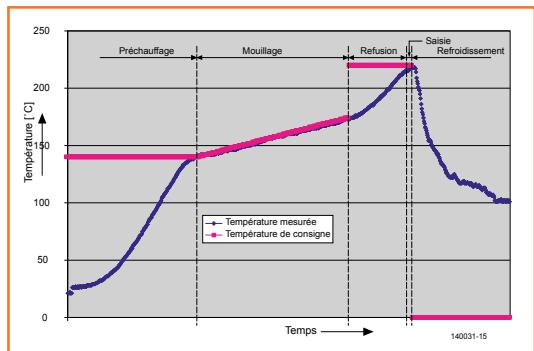


Figure 5.
Four Elektor de P. Goossens (version 2006).



cellules à mener dans une étuve à 37 °. À 40 ° elle cuit, à 35 ° elle se développe pas. Il faut donc la même température partout. Idem pour un autoclave de stérilisation : 121 °, c'est 121 ° partout. En brassant l'air dans l'espace clos, la ventilation évite les points d'inertie et les zones trop froides ou trop chaudes.

Mon choix s'est porté sur le four SEB Délice 18 l (fig. 3). Pour tout vous dire, je me suis trompé quand j'ai acheté mon four. Non ! On m'a trompé, la pub annonçait 1500 W de sole + 750 W de grill. En réalité, j'ai 750 W + 750 W. Je précise que le fautif n'est pas SEB mais le revendeur. 1500 W, est-ce suffisant ? Normalement non, il faut au moins 2000 W, mais avec la chaleur tournante ET en ajoutant des réflecteurs de chaleur, on obtient une température et des temps de montée compatibles avec les spécifications de la soudure utilisée. Pour mémoire, PCB-Pools propose un four de 1500 W à convection naturelle. Quant au four de haut de gamme proposé par elektorPCBservice [1], il consomme 3000 W, ses dimensions, notamment en hauteur permettent de confiner la chaleur vers le circuit imprimé, ses courbes sont remarquables.

Géométrie du four

Avant d'utiliser ou de modifier le four, j'ai voulu évaluer l'homogénéité de la chaleur en prenant 4 points sur un plan dans l'espace utilisé pour la refusion : le centre du four et trois angles d'un rectangle de 10 x 12 cm. Si les courbes peuvent surprendre par leurs ondulations causées par l'hystérosis du thermostat bilame, elles sont toutes très proches quel que soit le point de mesure et confirment l'hypothèse de la nécessité d'un brassage de l'air. On notera que pour un réglage de consigne à 240 °, la chaleur mesurée au centre du four dépasse les 270 °, une différence qui s'explique sans doute par la position excentrée du bilame, sur la paroi du four.

J'ai enregistré 4 cycles de 15 min correspondants aux quatre points de mesure, et fait la moyenne des trois derniers. Entre chaque cycle, j'ai laissé le four se refroidir 1 h environ (fig. 4). J'ai éliminé le premier cycle car le thermocouple avait bougé. Les mesures ont été faites avec un thermocouple K, étalonné par rapport à un thermomètre à mercure qui me servait dans mes contrôles d'étuves.

Réflexions sur les courbes de refusion

Avant d'attaquer ce projet, je me suis documenté sur différents fours, et particulièrement les fours

L'électronique est un sport où celui qui n'avance pas recule !

amateurs, ou fours transformés par des sociétés pour la vente aux particuliers ou petites entreprises. Je ne reproduis ici (**fig. 5**) que la courbe du four de Paul Goossens [3]. Les points communs avec les autres fours que j'ai examinés sont : Les trois phases fondamentales :

- **Préchauffage** ou **Pre-heat** : phase de montée lente en température, la durée ne semble pas critique en revanche la température doit être inférieure à 120 ° (100 à 120 °)
- **Mouillage** ou **Soak** : phase de préparation et d'activation du flux, on monte doucement à 150 ° (150 ° à 170 °)
- **Refusion** ou **Reflow** : on monte rapidement environ 30 ° au-dessus du point de fusion de la brasure utilisée.
- La phase de **maintien** ou **Dwell** : On reste quelques instants (10 à 30 s) à la température de refusion.
- Enfin le refroidissement, fin du chauffage et ouverture (en douceur) de la porte du four.

On s'aperçoit que :

1. la température de chaque phase est d'abord fonction de la brasure utilisée. Renseignez-vous auprès de votre revendeur ou du fabricant sur la courbe préconisée.
2. Le temps de **préchauffage** est important, il conditionne le **mouillage** futur, les composants prennent doucement la température de la soudure. **Mouillage** et **refusion** sont fonction de la puissance du four. Ils ne doivent pas être trop longs pour ne pas dégrader les composants.
3. Qualité des brasures utilisées : les brasures pour CMS sont caractérisées par leur point eutectique : point de fusion de l'alliage, il est plus bas que le point de fusion de chacun des métaux qui le composent. La qualité du flux est cruciale, la mouillabilité en dépend (**fig. 6**).

Réalisation du four à refusion

La plupart des questions à se poser tournent autour du choix du ou des capteurs de température, du microcontrôleur, du mode de régulation

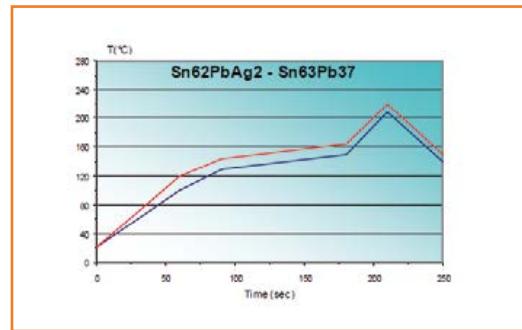


Figure 6.
Exemples de courbes préconisées par le fabricant de brasures MB0.

lation et de l'afficheur.

Mesurer la température, un sport bien difficile ! Thermocouple, PT100 ? J'ai utilisé un thermocouple de type K. Comme la chaleur est tournante, on peut le placer sous la carte à souder. Tout le monde sait que les courants d'air refroidissent les corps. Le thermocouple indiquera la température de l'air et non la température des corps. Comme il est difficile d'appliquer un coefficient d'inertie, j'ai ajouté arbitrairement 20 s de temps de prise en température entre le pré-chauffage et la refusion.

Microcontrôleur et langage de programmation : Par habitude, j'utilise des microcontrôleurs AVR de chez Atmel, programmés en Basic Bascom ; c'est fiable et pérenne. Je n'ai choisi le Mega644 que parce que j'en avais dans mes tiroirs et pas de Mega32 sous la main. Ils sont compatibles broche à broche, mais pour cette application le M32 suffirait largement.

Choix du mode de régulation : Modulation de largeur d'impulsion PWM ou pas ? Je me suis longuement posé la question et j'ai fait beaucoup de tests, mais l'inertie du four m'a conduit à réagir en fonction de la pente de chaque phase. Je m'explique : je fais un LARGE_PWM à ma façon, je n'utilise pas de temporisateur PWM (*pulse width modulation*), le four chauffe à 100 % pendant un nombre de millisecondes proportionnel à la pente : 100 = 1000 ms et 0 = 0 s. Toutes les secondes, on fait un contrôle de la température et on réagit en fonction.

Tout se passe dans la routine Phasefour() de mon programme que je vous propose de télécharger [2].

Choix de l'afficheur : Au cours de la mise au point du programme, un afficheur graphique (128 x 64) que je possédais m'a bien aidé pour visualiser la courbe de température/temps, je l'ai gardé. C'est du luxe, on pourra se contenter d'un LCD.

Schéma : Seulement quelques composants actifs : le microcontrôleur, l'afficheur graphique, le convertisseur thermocouple Max6675, le relais statique, représenté sur le schéma par le bornier. Chez moi, c'est un gros relais de récupération ; un tel relais à semi-conducteurs, sans

pièce mobile, présente l'avantage de commuter au zéro de tension de la phase, d'où une absence totale de parasites.

J'ai ajouté un quartz horloger pour que les durées soient contrôlées par une interruption temporisée (**fig.7**), deux LED, une rouge (témoin 5 V) et une verte (commutation du relais statique) et des condensateurs de filtrage sur l'alimentation 5 V. Pas de 230 V dans la partie électronique de régulation. J'ai utilisé une alimentation à découpage du commerce (5 V 500 mA).

La tension de 230 V est appliquée par le cordon d'origine, un fil est relié au gros relais statique monté sur la carcasse du four, l'autre passe par un fusible (8 A).

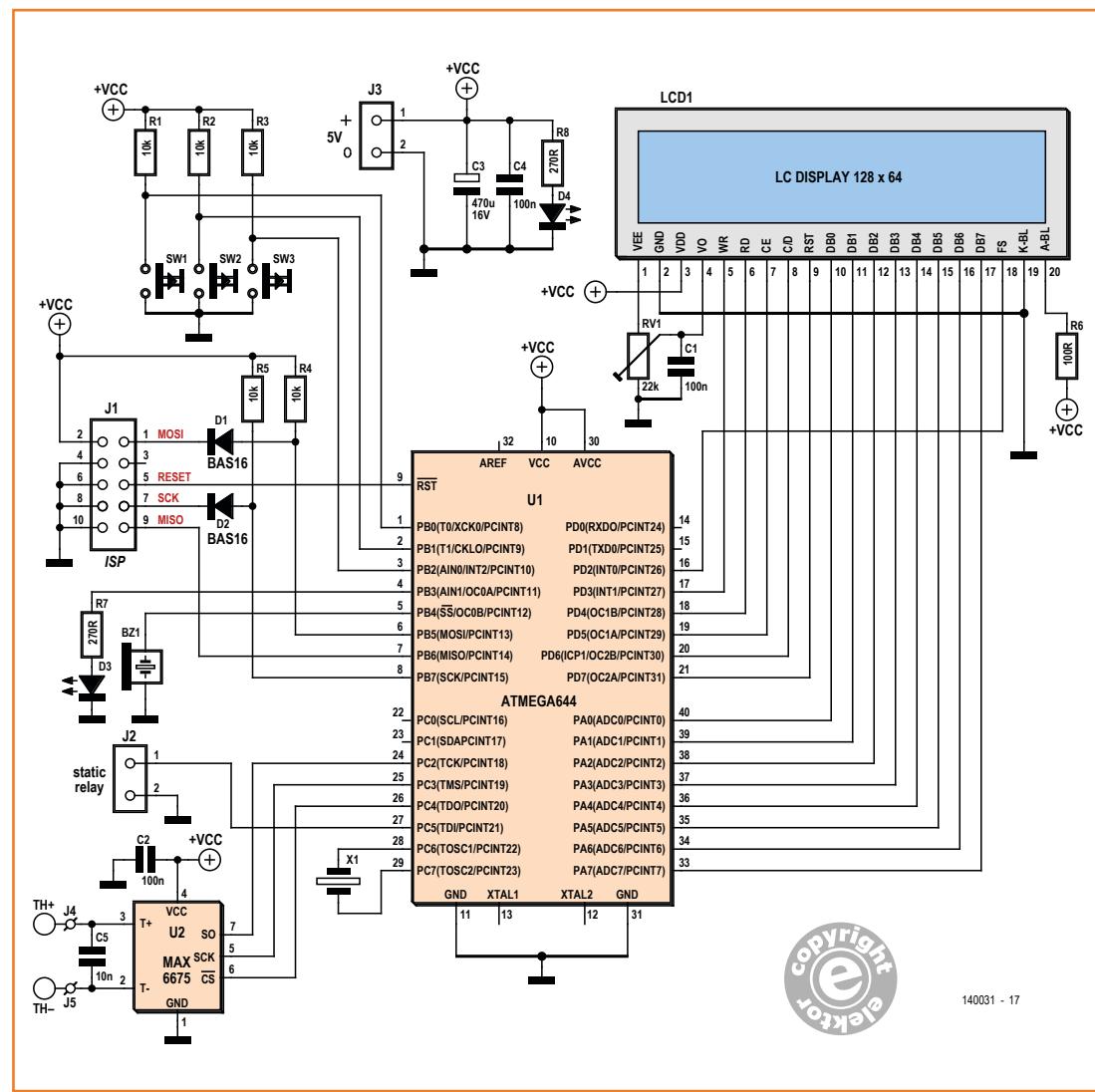


Figure 7.
Schéma de principe de ma carte de commande.

Modifications

Les modifications du câblage du four consistent à supprimer le sélecteur *chaleur tournante/convection naturelle* et le thermostat bilame, et enfin à remplacer la minuterie par un interrupteur (**fig. 8a**). D'autre part, j'ai installé sur la face interne de la tôle arrière le relais statique (40 A, mais 10 A auraient suffi !), un connecteur pour le 5 V, ainsi qu'un porte-fusible et un fusible 8 A. (**fig. 8b** et **8c**).

Pour obtenir un meilleur rendement, j'ai modifié la porte du four. Par construction, celle-ci est constituée de deux parois de verre espacées d'environ 1 cm pour éviter à l'utilisateur de se brûler à l'extérieur.

Pour récupérer autant que possible l'énergie de rayonnement, j'ai tapissé la paroi *intérieure* d'un réflecteur en alu ménager, face brillante côté four. D'autre part, comme le fond du four comporte une cavité permettant de placer des plats ronds, j'ai, là aussi pour récupérer le maximum de chaleur rayonnée, intercalé verticalement un plateau à congélation en aluminium jetable.

Fonctionnement

Au démarrage, le four est en attente. En appuyant sur le bouton Menu, on rentre dans le premier choix : **Lancement** correspond à un lancement immédiat avec les paramètres en mémoire.

Paramètres donne le choix entre modification et visualisation. Puis selon le choix, l'utilisateur pourra visualiser ou modifier pour chaque phase la température et la pente en % (**fig. 9a**) et (**fig. 9b**). Par expérience et paradoxalement, la pente du Préchauffage est à 100 %, il faut lutter contre l'inertie du four.

Déroulement d'une refusion : Pour chaque phase, il y a deux paramètres : la température et la pente, que l'on peut faire varier en fonction de la pâte à braser, et qui sont sauvegardés en mémoire Flash où ils restent disponibles même après une coupure de courant. Les réglages de température reprennent les indications de la pâte à brasure (voir plus haut). La pente correspond à la vitesse d'accroissement de la température.

Quelques écrans du déroulement de la refusion (**fig. 10**) : sur ces écrans, T_s = temps en secondes, $t.d$ = température en degrés.

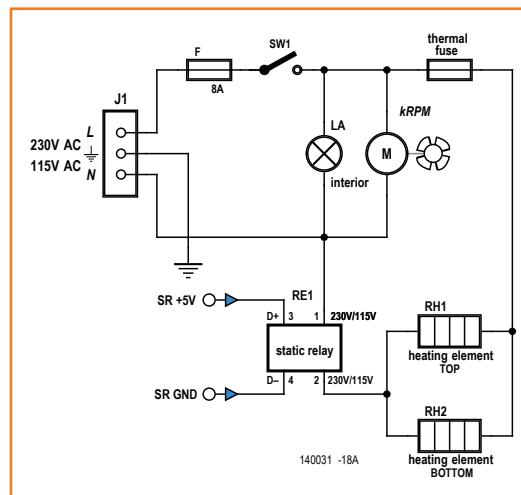


Figure 8a.
Schéma du four modifié.



Figure 8b.
J'ai gardé le thermostat de sécurité de type Klixon d'origine.

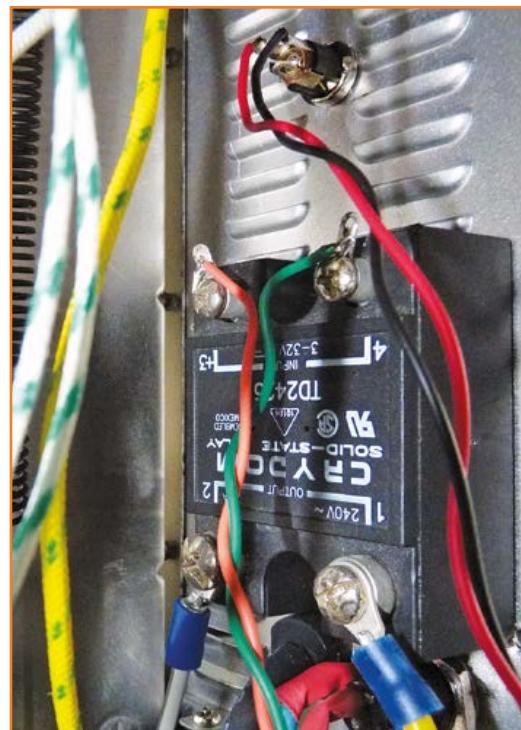


Figure 8c.
Détail du relais statique et de la prise 5V.

Figure 9.
Visualisation des températures des phases (a) et des coefficients de montée en température (b)

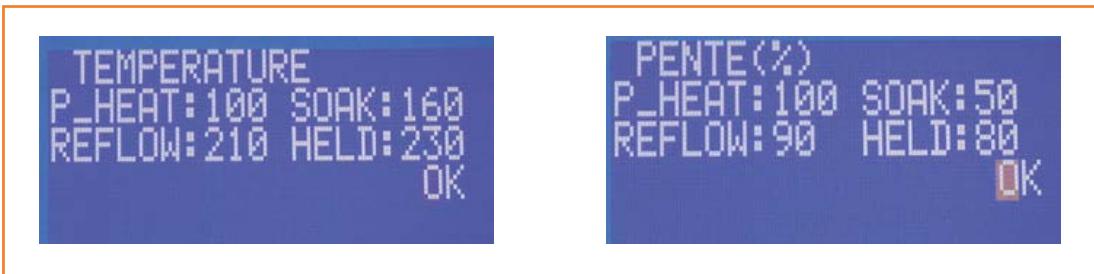


Figure 10.
Les phases : préchauffage (a), mouillage (b), refusion (c), maintien (d).

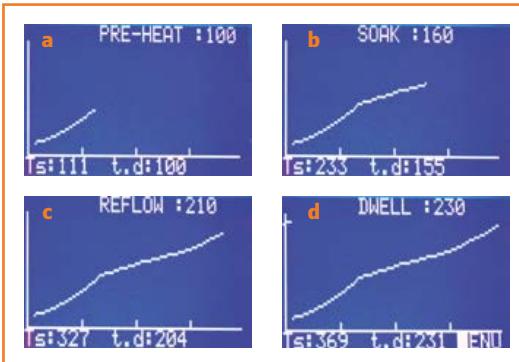


Figure 11.
Ma carte de commande du four en cours d'assemblage.

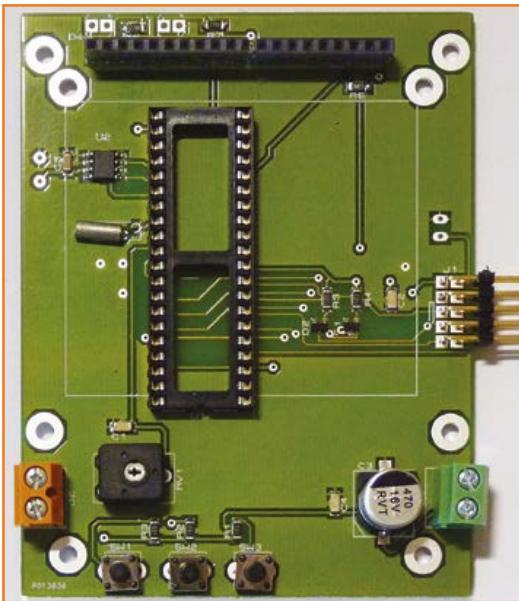


Figure 12.
Mon premier gâteau : un thermomètre I²C.



En fin de cycle, le four ne chauffe plus, un signal sonore indique qu'il est temps d'ouvrir la porte.

Résultats : Les CMS soudés sont ensuite observés à la loupe : Pas de microbilles ? Les soudures sont brillantes ? Alors c'est satisfaisant.

La **figure 11a** montre la carte qui pilote mon four, en cours d'assemblage. Mon premier circuit soudé avec le four est un thermomètre I²C de chez Maxim-IC (DS75) à résolution configurable (**fig. 11b**).

Le programme

Outre l'ATMEGA 644, j'ai utilisé le MAX6675 qui compense la lecture de la jonction thermocouple et la convertit en valeur numérique sur 16 bits dont 12 utilisables pour la température. Un bit signale une erreur de thermocouple : absence de TC par exemple. Il utilise le protocole SPI.

Le programme écrit en Basic Bascom (merci à EX4 sur le forum Bascom qui m'a communiqué la partie MAX6675) est composé d'un module principal, fourRefusion5.bas, et deux sous-programmes, SubandFunction.Bas et FonctionFour.bas.

Alors, c'est intéressant, non ? Vous hésitez toujours ? Laissez-vous tenter par l'expérience, vous ne le regretterez pas, avec la pratique de la refusion, l'électronique acquiert une nouvelle dimension.

(140031)

Liens

- [1] le four à refusion eC-mate chez elektorPCB-service : <http://goo.gl/3gIZrn>
- [2] logiciel (téléchargement) www.elektor-magazine.fr/140031
- [3] four de Paul Goosens | Elektor, janvier 2006 www.elektor-magazine.fr/050319

L'empêcheur d'imprimer en rond

coup de 3D-prime

Faut-il que la rage de l'impression 3D soit forte pour que même les TV s'y mettent ! Il se vend des imprimantes partout, même chez Elektor. Or, plus je vois l'enthousiasme de ceux qui se pressent autour, plus je m'interroge sur l'utilité réelle de ces appareils. Beaucoup sont utilisés pour imprimer... d'autres imprimantes 3D. S'il est exagéré de la voir comme le modèle de *la-machine-qui-se-reproduit-toute-seule*, l'imprimante 3D représente néanmoins une étape décisive dans cette direction. Cette évolution me pose une question existentielle : « à quoi bon imprimer une imprimante 3D si on en a déjà une ? » La réponse habituelle me laisse rêveur :

« Pour que celle-ci puisse en imprimer une autre à son tour. ».

L'autre boulot des imprimantes 3D est d'imprimer des bidules plus ou moins décoratifs, dont le plus grand (et seul ?) mérite semble de sortir d'une imprimante 3D.

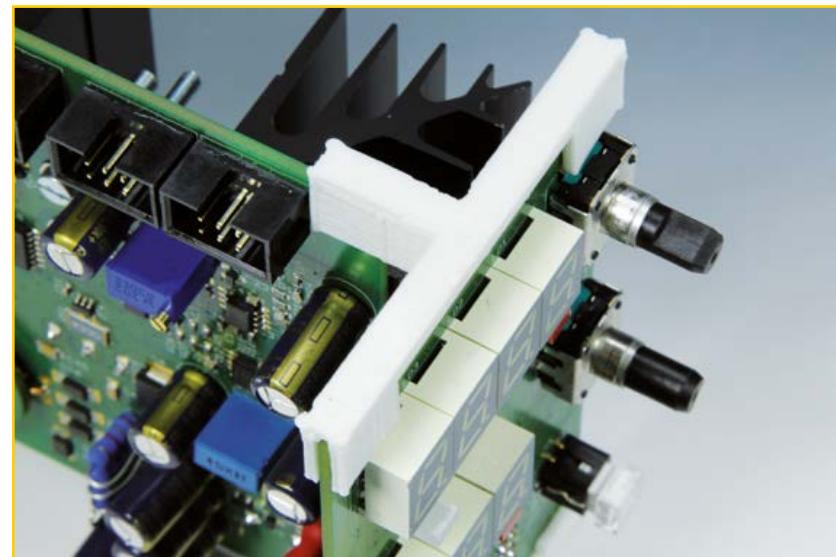
On nous prophétise l'arrivée prochaine, dans chaque foyer, d'une imprimante 3D. Je veux bien le croire, mais à qu(o)i serviront-elles ? Ah, c'est ça, justement, elles imprimeront des tas de trucs qu'on peut imprimer en 3D ! C'est logique, je n'y avais pas pensé...

« L'encre » de ces imprimantes 3D est une espèce de fil de plastique, en fait un filament en polymère thermoplastique, ce qui implique que les objets imprimés sont eux-mêmes en polymère. Si j'en crois Wikipédia, les polymères utilisés couramment en 3D sont l'acrylonitrile butadiène styrène (ABS), les polycarbonates (PC), l'acide polylactique (PLA), le polyéthylène à haute densité (PEHD), les mélanges de polymères (PC/ABS), et les polyphénylsulfones (PPSU) — disponibles en couleurs plus ou moins variées.

Il est vraisemblable que la plupart de ces objets en polymères sortis de nos imprimantes 3D en quantités industrielles finiront au rebut dans des bennes à déchets 3D, voisines de bennes à *smartphones* hors d'usage. Je crois savoir que des recherches sont en cours pour recycler ces déchets en filament pour l'impression 3D. On ne devrait donc pas être à cours de polymère de si tôt. Mais attendez, tant que j'y pense... si une

imprimante 3D peut en imprimer une autre, elle devrait aussi pouvoir imprimer du filament pour l'impression 3D, non ? Quel magnifique cercle vertueux ça nous ferait ! Il suffit d'injecter de l'énergie. Beaucoup d'énergie d'ailleurs, mais utilisée à si bon escient pour faire tourner le grand cirque de l'impression 3D, si ludique et si distrayant ! Au risque de passer ici pour l'empêcheur d'imprimer en rond, je vous mets au défi d'imprimer quelque chose de *vraiment* utile. Pas de crochets porte-manteau ni aucun autre de ces objets disponibles partout pour beaucoup moins cher que vous ne pourrez jamais les imprimer vous-même. Postez sur www.elektor-labs.com des photos de vos objets *vraiment utiles* ou envoyez-les à labs@elektor.com ! **La photo la plus convaincante par l'utilité de l'objet imprimé** (c'est subjectif,

Clemens Valens
(elektor.labs)



je sais) gagnera un joli petit prix.

En attendant, voici pour amorcer le mouvement, la photo d'un accessoire d'assemblage, bien utile à notre avis, imprimé pour l'une de nos prochaines publications. Je ne vous ferai pas l'affront, en revanche, de reproduire ici la photo de ces détestables brimborions sortis d'imprimantes 3D, et offerts aux passants sur les stands de démonstration.

(140025 – version française : Georges Vièvre)

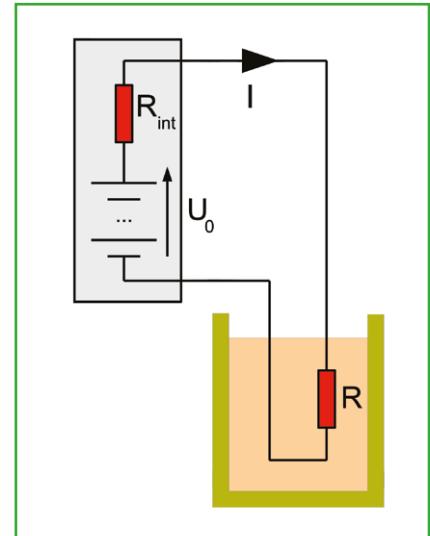
adaptation d'impédance

qu'est-ce-que c'est ?

Robert Lacoste (Chaville)

Les signaux de fumée émis dès la mise sous tension de ma toute première réalisation de gamin ne m'ont nullement découragé. Tout électronicien en herbe que j'étais, je les ai interprétés comme une invitation à persévérer dans cette voie où l'on obtient des résultats immédiats même quand ça ne marche pas comme prévu.

Figure 1. Le cas le plus simple d'adaptation d'impédance peut s'expérimenter en courant continu. Quelle valeur de résistance de charge R permet de chauffer un café le plus vite possible ?



Avant-propos

Une nouvelle rubrique dans votre magazine préféré mérite une petite introduction. Vers l'âge de dix ans, j'ai un jour piqué le fer à souder que mon papa utilisait pour réparer ses postes à galène, et ne le lui ai jamais rendu. Mon premier projet digne de ce nom a été, comme il se doit, une alimentation stabilisée. Un schéma trouvé dans une revue semblait simple et performant, basé sur une des merveilles technologiques de l'époque : le LM723. Dans les années 70, les circuits intégrés étaient, euh, rares et chers. Mon paternel m'avait bien prévenu qu'utiliser un composant dont ni lui ni moi ne comprenions le fonctionnement présentait des risques. Selon lui, de bons vieux transistors auraient pu faire l'affaire, mais j'ai tenu bon, vidé ma tirelire pour acheter un LM723 et la tripaille nécessaire et monté le circuit. À la première mise sous tension, je n'ai pas interprété les signaux de fumée comme une invitation à ne pas persévérer dans cette voie. Au contraire, puisqu'on obtient des résultats immédiats même quand ça ne marche pas comme prévu, ils m'ont appris qu'il valait mieux comprendre ce que l'on faisait, et que l'électronique était *fun* surtout lorsqu'on concevait soi-même ses projets.

Presque 40 ans ont passé, et l'électronique est devenue mon métier. J'ai eu entre les mains des centaines de projets conçus par recopie ou vague copié-collé de notes d'application, de projets réalisés par une autre équipe ou de schémas trouvés sur la toile ou dans des revues (certaines très bonnes par ailleurs...). Cette démarche permet de gagner du temps, mais si l'on comprend ce que l'on fait, les chances de succès augmentent significativement. Depuis quelques années, j'écris

des articles dans la revue américaine *Circuit Cellar*. Je n'y décris pas de projets, je tente d'expliquer, de la manière la plus simple possible, des notions d'électronique souvent mal comprises ou considérées à tort comme trop complexes. Cela tourne en général autour de l'analogique (radiofréquences, compatibilité électromagnétique, antennes, etc.), des composants (transistors, quartz, etc.), voire du traitement du signal.

Denis Meyer, le rédacteur en chef de l'édition française d'*Elektor*, m'a proposé de faire la même chose dans cette revue, pour en enrichir le sommaire au moyen d'articles un peu plus théoriques. Le titre astucieux de la rubrique, « Hors Circuits », trouvé par ma chère et tendre, souligne qu'ici nous ne serons pas le nez collé sur des projets. Pas de panique, le défi est d'éviter autant que possible les maths et de toucher du doigt les notions traitées. Voici donc le premier article d'une série. Les lecteurs abonnés à la fois à *Elektor* et à *Circuit Cellar* (chance à eux !) risquent de trouver quelques ressemblances avec des articles publiés en anglais il y a quelques années, mais ils en auront maintenant une version à la fois française et mise à jour.

Un dernier mot avant d'entrer dans le vif du sujet : Cette rubrique se veut *interactive*. Transmettez-moi sans hésiter vos critiques, vos questions, voire vos idées pour de prochains articles. Je vous répondrai avec grand plaisir. Vous pouvez pour cela utiliser le forum d'*Elektor* (rubrique « Hors Circuits »).

Adaptation d'impédance

Abordons cette série par un sujet simple mais fréquemment mal compris : l'adaptation d'impédance, notion fondamentale

en particulier en présence de signaux de très faible puissance, la radio par exemple. Pourquoi ? Simplement parce que l'adaptation d'impédance permet, comme nous le verrons, de réduire au minimum les pertes énergétiques. Car perdre de l'énergie en radiofréquences, c'est courir à l'échec. Pour vous en convaincre, essayez donc de remplacer le câble 75Ω de votre antenne TV par un câble 50Ω ... Se préoccuper d'adaptation d'impédance est aussi impératif pour les circuits *numériques* rapides. Une carte mère de PC, avec ses horloges à quelques GHz, ne fonctionnerait tout simplement pas si ses concepteurs n'avaient pas pris en compte quelques règles d'adaptation d'impédance. Dans ce cas, ce n'est pas pour des questions énergétiques mais pour minimiser les réflexions de signaux causés par des *ruptures* d'impédance. Nous en reparlons.

Commençons par un exemple très simple, en courant continu. Vous êtes bloqué dans votre voiture par une tempête de neige, et votre tasse de café est froide depuis longtemps. Vous rêvez d'un café chaud, et avez par chance sous la main quelques fils de câblage et un jeu complet de résistances de puissance. Ingénieux comme vous êtes, vous avez l'idée de brancher une résistance sur la batterie et de la tremper dans votre café. Quelle valeur de résistance adopter pour utiliser l'énergie de la batterie de la manière la plus efficace possible, c'est-à-dire pour chauffer votre café le plus vite possible ? Voilà ce que j'appelle un exemple d'adaptation d'impédance (**fig. 1**).

Vous n'ignorez pas qu'il n'existe pas de source de tension parfaite ; ainsi votre batterie présente-t-elle nécessairement une certaine résistance interne R_{int} . Supposons qu'elle soit de 1Ω et que la résistance des câbles soit négligeable. Supposons aussi que la batterie a une tension à vide $U_0 = 12 \text{ V}$ et qu'elle ne se décharge pas significativement pendant l'expérience. Ceci implique que la tension disponible sera de 12 V sans charge, mais tombera par exemple à 11 V sous une charge de 1 A à cause de la chute de tension aux bornes de la résistance interne de 1Ω . Le point important ici, et c'est fondamental lorsque l'on parle d'adaptation d'impédance, est que l'impédance de la source est fixée. Vous ne pouvez rien faire pour changer la résistance interne de la batterie, seulement choisir la meilleure résistance de charge R possible. Bien sûr, vous connaissez la loi d'Ohm, non ? La batterie est connectée à deux résistances en série : sa résistance interne R_{int} et la résistance R plongée dans votre café. L'intensité du courant dans le circuit est donc simplement :

$$I = \frac{U_0}{R_{total}} = \frac{U_0}{R_{int} + R}$$

La puissance dissipée dans le café est donc :

$$P = R \cdot I^2 = R \cdot \left(\frac{U_0}{R_{int} + R} \right)^2 = \frac{R}{(R_{int} + R)^2} \cdot U_0^2$$

Si vous utilisez une résistance R de forte valeur, l'intensité du courant sera très faible et la puissance dissipée sera très faible aussi, votre café restera donc froid. Réciproquement, si vous choisissez une résistance de très faible valeur, proche d'un court-circuit, le courant sera très fort... mais la puissance dissipée dans la résistance R restera faible. La formule ci-dessus le montre bien : si R est proche de 0, P l'est aussi. En fait, dans ce cas beaucoup d'énergie est dissipée dans la résistance interne de la batterie mais pas dans votre café. Il doit donc y avoir une valeur intermédiaire de la résistance de charge qui donne un transfert de puissance optimal entre la batterie et la charge, pardon, le café.

Essayons donc de tracer la valeur de la puissance P transférée en fonction de la valeur de la résistance R de charge. Vous pouvez sortir votre calculatrice ou votre tableur, de mon côté j'ai mes habitudes et utilise *SciLab*. Cet outil, développé en France par l'INRIA et disponible en *open-source*, a une syntaxe très proche de logiciels comme *MathLab*. Vous pouvez le télécharger [1] et taper ensuite le script suivant :

```
Rint=1; // Resistance interne = 1 ohm
U0=12; // Voltage de la batterie en
         // circuit ouvert = 12V
R=[0:0.05:10]; // Creation d'un vecteur R de
                  // 0 ohm a 10 ohm par pas de
                  // 0.05 ohm
P=R./(Rint+R).^2*U0.^2; // Calcul de la puissance
                         // associee pour chaque valeur
                         // de R
plot2d(R,P); // Affichage de la courbe
```

Et voilà, le résultat est celui fourni sur la **fig. 2**. Il y a bien une valeur optimale pour R , et cette valeur est justement

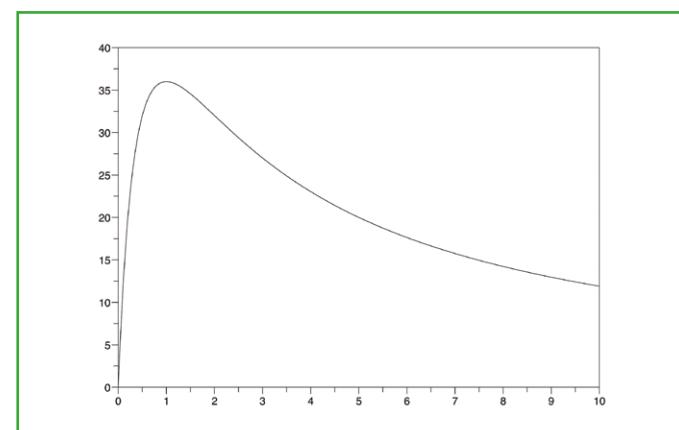


Figure 2. Voici le résultat d'une simulation réalisée sous Scilab et montrant la puissance dissipée dans la résistance de charge R en fonction de la valeur de celle-ci. Le maximum, 36 W , est atteint lorsque la R vaut 1Ω , la même valeur que la résistance interne de la batterie

hors-circuits

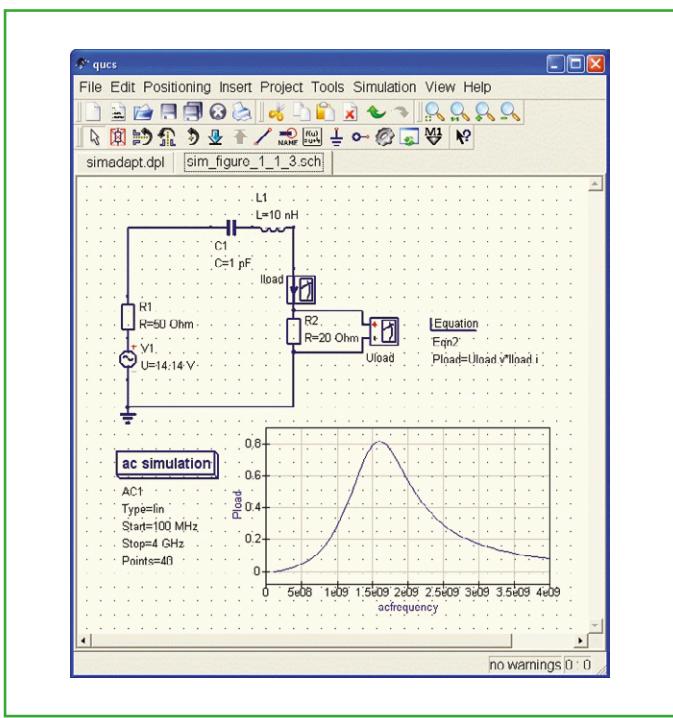


Figure 3. QUCS permet de simuler un réseau RLC. Avec les valeurs choisies, une résonance est obtenue à 1,59 GHz, mais la puissance transférée à cette fréquence n'est que de 0,8 W. À la fréquence souhaitée de 2,4 GHz, l'impédance est très éloignée de 50Ω , d'où une puissance de seulement 0,35 W.

1 Ω , c'est-à-dire la même valeur que celle de la résistance interne de la source. Les forts en maths se passent du tracé de la courbe et calculent la dérivée de $P(R)$, qui s'annule pour $R = R_{\text{int}}$. Avec cette valeur, la puissance dissipée dans la résistance de charge est 36 W, et exactement la même puissance de 36 W est dissipée dans la résistance interne de la batterie.

Résumons : Il existe une valeur optimale de résistance de charge qui permet de récupérer d'une source autant d'énergie que possible, et cette résistance est la même que la résistance interne de la source. C'est ça l'adaptation d'impédance, mais cela ne veut pas dire qu'il faille *toujours* avoir une impédance adaptée ; ce doit être le cas si l'on veut extraire autant de puissance que possible d'une source dont l'impédance interne est fixée.

Et en alternatif ?

Avec des tensions alternatives, le principe est exactement le même, en remplaçant la notion de résistance par celle d'impédance. Si l'on a une source d'impédance interne Z_S et qu'on la connecte sur une charge d'impédance Z_L , alors le transfert d'énergie sera maximal si les deux impédances sont adaptées. Il y a juste deux différences en CA. Premièrement

une impédance Z est représentée par un nombre *complexe*. Pas d'affolement, cela n'a rien de compliqué, ce n'est qu'une manière pratique de dire qu'une impédance comporte *deux* composantes : Une résistance R et une réactance X . Cette réactance est positive pour un circuit inductif et négative pour un circuit capacitif. Les impédances de la source et de la charge s'écrivent de là sous la forme :

$$Z_S = R_S + jX_S \quad \text{et} \quad Z_L = R_L + jX_L$$

L'autre différence en alternatif est que la charge est adaptée à la source lorsque les résistances sont égales (comme en continu) mais il faut aussi que les réactances soient de signes opposés. C'est-à-dire qu'une source inductive n'est adaptée qu'avec une charge capacitive de même réactance et vice-versa (les mathématiciens disent que les impédances de la source et de la charge doivent être des complexes conjugués). Avec les mêmes notations, l'adaptation d'impédance a donc lieu lorsque :

$$Z_L = \overline{Z_S} \quad \text{c'est-à-dire} \quad R_L = R_S \quad \text{et} \quad X_L = -X_S$$

Ceci implique une petite complication. En effet, une réactance varie en général en fonction de la fréquence du signal. Par exemple, pour des condensateurs et des selfs, cette réactance se calcule ainsi :

$$X_C = -\frac{1}{2\pi f C} \quad \text{et} \quad X_L = +2\pi f L$$

(Si C est la capacité en farads, L l'inductance en henrys, f la fréquence en ohms, alors la réactance calculée est en ohms).

Tout ça a pour conséquence qu'**une adaptation d'impédance en alternatif est fonction de la fréquence** : à une fréquence donnée, un circuit pourra être bien adapté, mais ne pas l'être à une autre. Cela rend la vie un peu plus intéressante, non ?

Exemple de désadaptation

Voyons un exemple typique de désadaptation d'impédance, sujet qui mériterait un article entier. Sachez qu'une antenne radio peut être plus ou moins modélisée par un réseau RLC série. Imaginez que vous avez une antenne se comportant comme une résistance de 20Ω , une self de 10 nH et un condensateur de 1 pF , le tout en série. Quelle est l'impédance de ce réseau en fonction de la fréquence ? Vous pouvez le calculer, ou le simuler numériquement. Je l'ai fait pour vous avec le simulateur QUCS (*Quite Universal Circuit Simulator*), un logiciel *open source* [3] de Michael Margraf et Stefan Jahn (**fig. 3**). Un tel réseau RLC résonne à une fréquence donnée,

ici 1,59 GHz. À cette fréquence-là, les réactances de la self et du condensateur se compensent et l'impédance du réseau est simplement égale à la résistance, soit 20Ω .

Imaginons maintenant que vous deviez brancher cette antenne sur un émetteur Wifi capable de fournir 1 W à une charge de 50Ω (valeur normalisée classique). Le Wifi, dans ses variantes 802,11b ou g du moins, fonctionne comme vous le savez à une fréquence de 2,4 GHz. Vous ne pouvez ni changer l'antenne ni changer l'impédance interne de l'émetteur. À la fréquence de 2,4 GHz, l'impédance de cette antenne est très éloignée de 50Ω comme le montre la figure 3. Le raccordement de l'antenne à l'émetteur ne sera donc pas optimal. La simulation montre plus exactement que seulement 0,35 W sera dissipé dans l'antenne, d'où un rendement de 35 %. Pas de quoi pavoiser.

Et les réseaux d'adaptation ?

Comment améliorer la situation ? Simplement en intercalant, entre émetteur et antenne, un réseau d'adaptation d'impédance, constitué ici d'une self et d'un condensateur supplémentaires (fig. 4). Un tel réseau serait-il magique ? Comme le montre la simulation, à la fréquence de 2,4 GHz le transfert d'énergie est maintenant de 100 %, sans aucun changement ni dans l'antenne ni dans l'émetteur. Comment est-ce possible ? La valeur de ces deux composants supplémentaires a été étudiée pour transformer l'impédance de l'antenne en un joli 50Ω . C'est encore la simulation qui montre que cet effet n'est cependant valable qu'à une fréquence bien précise, ici 2,4 GHz : un tel réseau d'adaptation est dit à *bande étroite*. La question qui suit est de savoir comment calculer ces composants.

La première étape est de connaître assez précisément l'impédance de la charge, ici l'antenne, à la fréquence de travail. Celle-ci peut se mesurer avec un appareil appelé un analyseur de réseaux vectoriel dont je reparlerai un autre jour. En attendant, demandons à QUCS de le simuler pour nous, c'est simple. Rappelez-vous qu'une impédance est un rapport entre une tension et un courant. Il suffit donc, sur la simulation, de rajouter un voltmètre et un ampèremètre virtuels et de calculer le ratio des deux valeurs ($Z = U/I$). Et hop, la simulation nous dit que l'impédance de l'antenne à 2,4 GHz est de $20 + j \times 84,5 \Omega$ (fig. 5).

Reste à calculer un réseau d'adaptation qui, à la fréquence de 2,4 GHz, transforme cette impédance de $20 + j \times 84,5 \Omega$ en une impédance de 50Ω . Vous pouvez trouver les formules dans la littérature ou ressortir vos abaques, mais les fainéants se rabattront sans vergogne sur l'un des calculateurs gratuits disponibles sur la toile, comme l'excellent *Matcher2* [2] de John Wetherell. Le résultat est fourni sur la figure 6, et vous retrouvez bien sûr les valeurs des composants que j'ai utilisés dans la simulation QUCS précédente.

Comme on l'a vu, un tel réseau d'adaptation est, par nature, à bande étroite, c'est-à-dire qu'il ne fonctionne que dans une bande étroite *autour* d'une fréquence. D'autres solutions plus complexes permettent d'élargir la plage de fréquence. L'utilisation de transformateurs en est une, mais ceci nous emmènerait

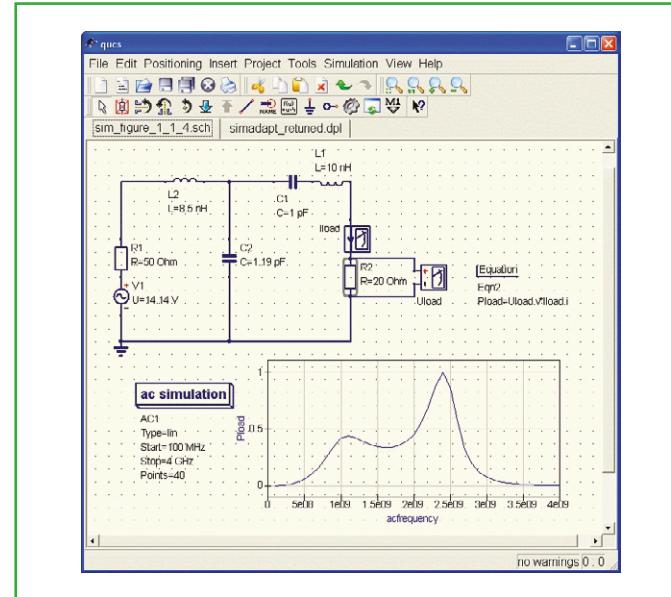


Figure 4. L'ajout d'un réseau d'adaptation d'impédance, ici une self L_2 de $8,5 \text{ nH}$ et un condensateur C_2 de $1,2 \text{ pF}$, permet de décaler la résonance à $2,4 \text{ GHz}$. De plus, l'adaptation devient parfaite, avec une puissance transmise de 1 W . Comparez cette figure à la précédente...

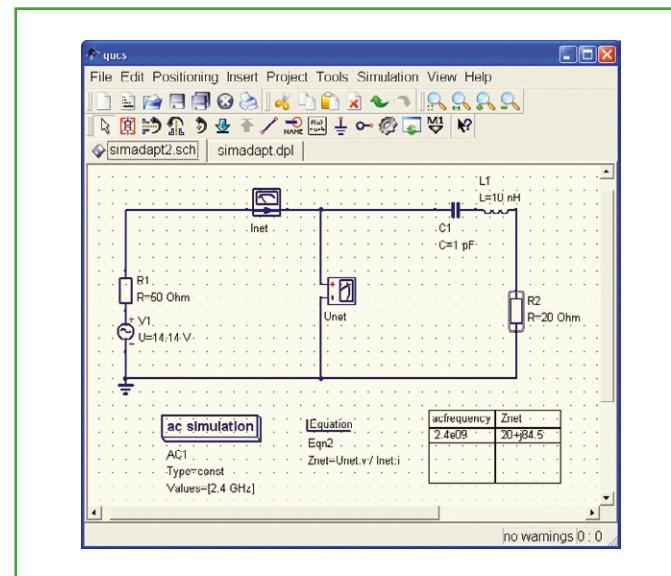


Figure 5. Le calcul de l'impédance de la charge est possible aussi avec un simulateur comme QUCS si l'on se rappelle que $Z=U/I$. L'impédance calculée à $2,4 \text{ GHz}$ est de $20 + 84,5 \Omega$, très loin de 50Ω .

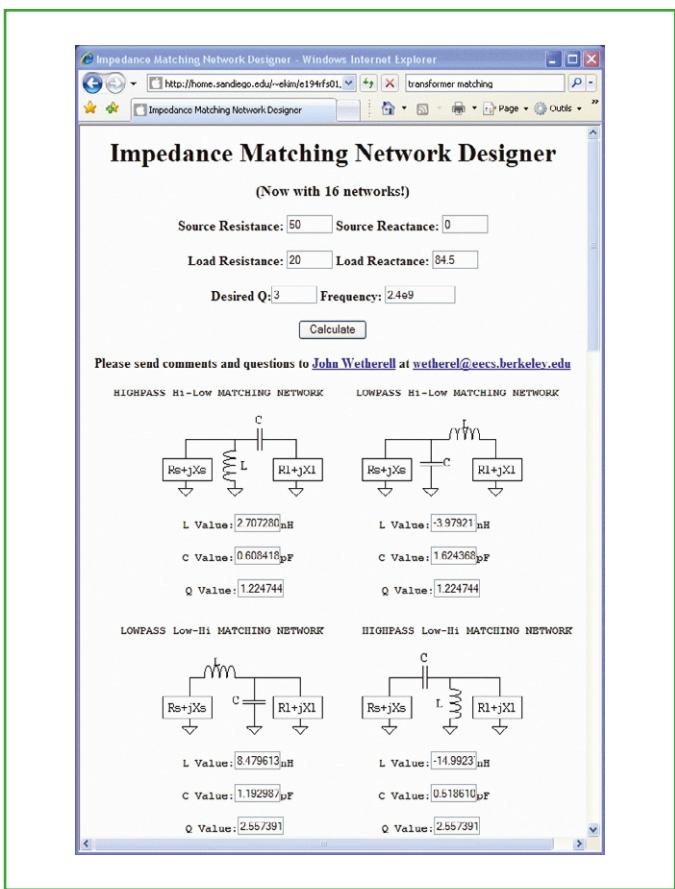


Figure 6. De nombreux outils en ligne permettent de calculer un réseau d'adaptation d'impédance. Celui-ci est bien pratique. Il suffit ensuite de choisir le réseau le plus facilement réalisable.

un peu loin pour cette fois. Vous découvrirez aussi très vite qu'un réseau d'adaptation est d'autant plus facile à obtenir que l'impédance cible est proche de $50\ \Omega$. Sur le plan théorique, une adaptation parfaite est toujours possible, quelle que soit la désadaptation. En pratique, vous risquez de devoir aller à la recherche d'un condensateur de $0,0001\ pF$ ou une self de $10000\ H$... et sans composants parasites. Bon courage !

Et les réflexions ?

J'ai présenté l'adaptation d'impédance comme un moyen d'optimiser les transferts d'énergie. C'est exact, mais une désadaptation peut aussi s'interpréter d'une autre manière. En fait, le raccordement de deux circuits d'impédances inégales donne naissance à une *réflexion* d'une partie de la puissance disponible vers la source. Ce signal réfléchi interfère avec le signal circulant dans le bon sens, et occasionne des phénomènes pénibles connus sous le doux terme d'*ondes stationnaires* (les radioamateurs parlant de TOS doivent comprendre d'où vient ce terme). Puisque vous avez été assez sage pour me lire jusqu'ici, vous aurez droit bientôt à un article sur ce thème.

Loin de n'être qu'une vue de l'esprit, ces réflexions sont un phénomène physique aux conséquences fâcheuses. Par exemple dans le cas de signaux numériques rapides, une désadaptation occasionne de multiples rebonds de signaux et de là une distorsion forte dans la liaison qui causera de forts taux d'erreurs. D'ailleurs la lutte contre les réflexions est le seul cas où de simples résistances peuvent être utilisées pour adapter une impédance : de tels composants occasionnent inévitablement des pertes d'énergie (contrairement aux condensateurs ou aux selfs), mais peuvent « absorber » les réflexions et ont le bon goût d'être à la fois à très large bande et peu chers.

Pour conclure

Nous voilà à la fin de ce premier article de la série. Si la première lecture vous a paru ardue, ne vous affolez pas, car au fond il n'y a rien de compliqué... Reprenez votre souffle, et relisez tout du début, un autre jour. Le déclic finira par se faire. L'objectif de cette série est de vous donner des pistes pour comprendre et non de vous tenir par la main. N'hésitez donc pas à creuser le sujet par vous-même. Téléchargez des logiciels de simulation comme QUCS, refaites les exemples présentés ici et ex-pé-ri-men-tez. C'est la seule solution pour vraiment comprendre !

En deux mots, **retenez que pour que, entre une source et une charge, le transfert d'énergie soit optimal, et pour éviter toute réflexion de signaux vers la source, l'impédance de la charge doit être adaptée à l'impédance interne de la source**. Cette adaptation est atteinte lorsque ces deux impédances sont conjuguées (résistances égales et réactances de signes contraires). À défaut d'adaptation, de l'énergie se perd, à moins d'intercaler un réseau permettant de compenser exactement cette désadaptation.

Le mois prochain, nous continuerons dans cette lancée en parlant non pas des sources et des charges, mais des lignes qui les relient, qui doivent être aussi adaptées en impédance, comme vous vous en doutez. Et je vous présenterai la technique la plus simple pour y arriver sur un circuit imprimé : les lignes *microstrip*. Rendez-vous dans le prochain numéro, et d'ici là amusez-vous !

(140079)

Liens

- [1] INRIA & the Scilab Consortium : www.scilab.org
- [2] J. Wetherell, "Online Impedance Matching Network Designer," 1997, Matcher2
<http://home.sandiego.edu/~ekim/e194rfs01/jwmatcher/matcher2.html>
- [3] Quite universal circuit simulator (QUCS)
<http://qucs.sourceforge.net>

Clemens Valens

maîtrisez les microcontrôleurs à l'aide d'Arduino

+ nouvelle carte d'expérimentation polyvalente

2^e
édition
revue et augmentée

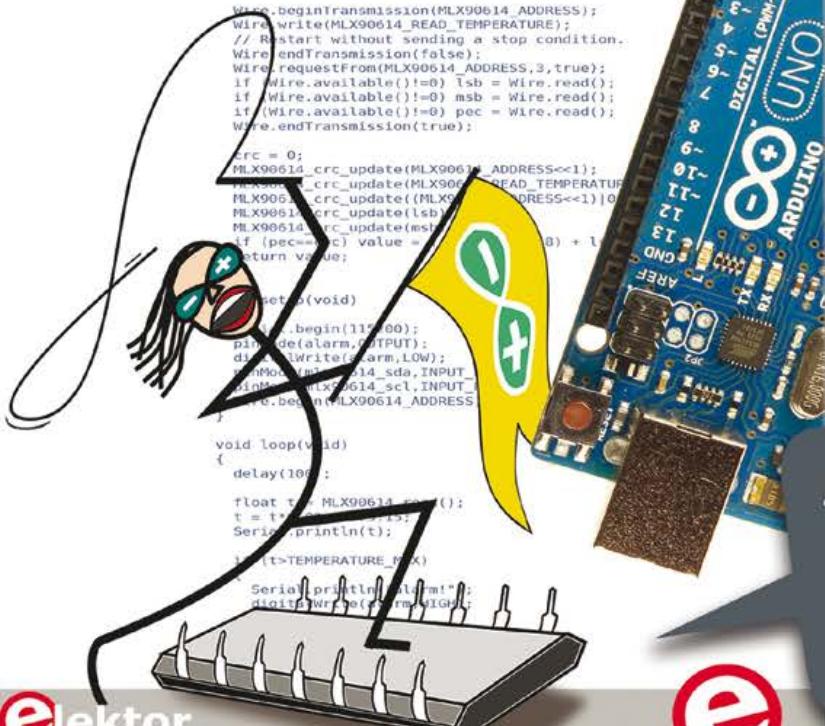
www.elektor.fr/arduino

+35 pages

Témoignage :

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

Bernard P.

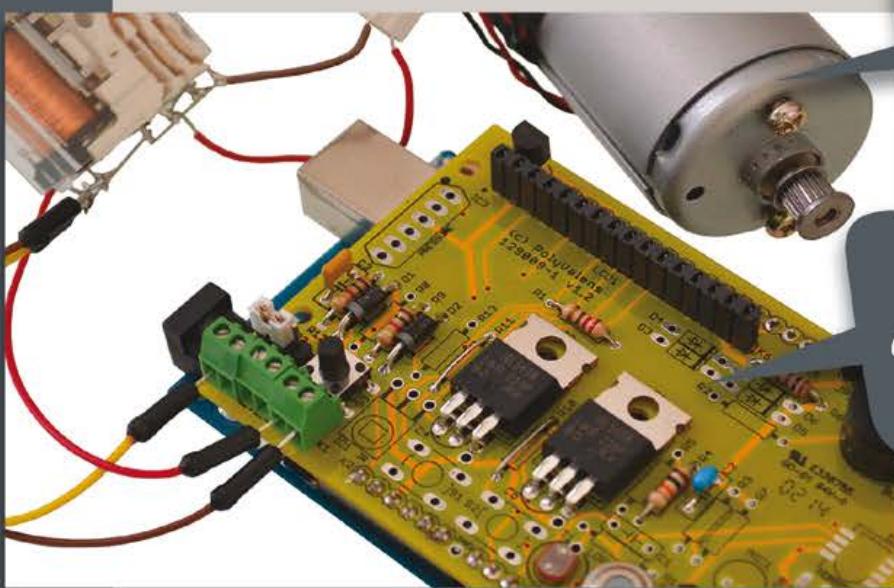


2^e édition revue et augmentée par l'auteur

avril 2014

nouvelles applications

nouvelle carte d'expérimentation polyvalente



385 pages - 42,50 €
isbn 978-286661-195-8

testeur de transistors simple avec LED ou buzzer piézo

**Hans-Norbert
Gerbig** (Allemagne)

Ce testeur simple permet de déterminer le brochage des NPN/PNP et des JFET/(V) MOSFET et de vérifier leur fonctionnement.

Aux trois broches d'un transistor correspondent six combinaisons possibles de branchement. Une seule est correcte. Ce petit circuit permet de déterminer de façon rapide et sûre le bon branchement d'un transistor, et en même temps de vérifier son fonctionnement. Il contient un transistor qui, avec le composant à l'essai, forme un multivibrateur. Le test d'un transistor se fait à l'aide de cinq prises placées côte à côté :

E/S - B/G - C/D - E/S - B/G

Vous pouvez ainsi tester les branchements suivants :

- Transistors bipolaires : EBC / BCE / CEB ; et en sens inverse : BEC / ECB / CBE.
 - Transistors unipolaires (FET) : SGD / GDS / DSG ; dans l'autre sens : GSD / SDG / DGS.

Le multivibrateur oscille uniquement lorsque le branchement est correct. Dans ce cas, la LED à haut rendement clignote (**fig. 1**), mais elle peut également clignoter, toutefois plus rapidement, si les connexions E et C sont interverties : de nombreux transistors bipolaires fonctionnent en effet – avec des restrictions – lorsque l'émetteur et le collecteur sont intervertis. Pour les JFET (FET à jonction) à structure symétrique, les connexions S et D sont interchangeables et seule la grille peut être déterminée de façon certaine.

La résistance de charge du composant à l'essai agit comme diviseur de tension (moitié de la tension d'alimentation, $R3/R4$). Un simple commutateur permet donc de passer de N(PN) à P(NP). Important : seul le clignotement de la LED fournit une information sans équivoque. Si elle reste éteinte ou allumée, le branchement est mauvais ou le transistor défectueux (foutu !) Il se peut aussi que le composant à l'essai ne soit pas un transistor mais un thyristor, un triac, un régulateur de tension...

Dans la seconde variante du circuit, la LED est remplacée par un buzzer piézo (**fig. 2**). Pour obtenir un son audible, la capacité des condensateurs qui fixent la fréquence sera beaucoup plus faible que pour le circuit à LED. Un son grave signifie que le composant testé fonctionne, une absence de son que le branchement est mauvais ou que le transistor est défectueux.

Le poussoir S2 active brièvement le testeur lorsqu'un composant y est relié. Utilisez une pile de 9 V pour l'alimentation.

Et pour l'assemblage du circuit, un morceau de plaque d'essai suffit !

Figure 1.
Version à LED.

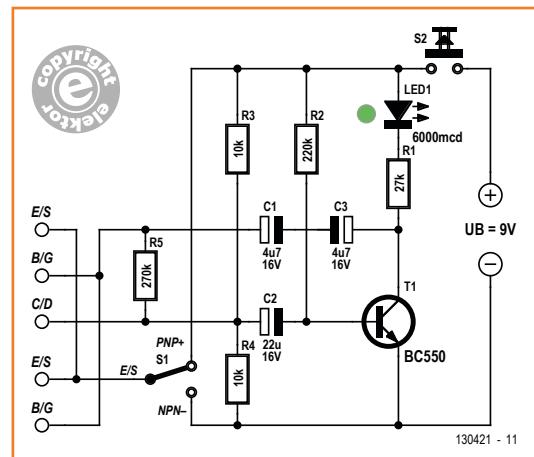
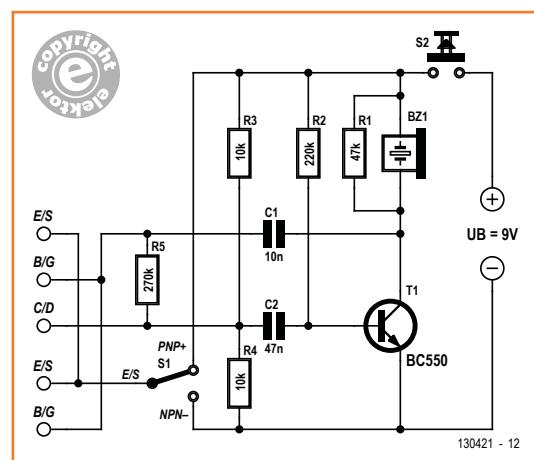


Figure 2.
Version à buzzer piézo



2^e édition revue et augmentée du livre

I'électronique pour les débutants

NOUVEAU : troisième kit d'initiation disponible

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

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

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

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

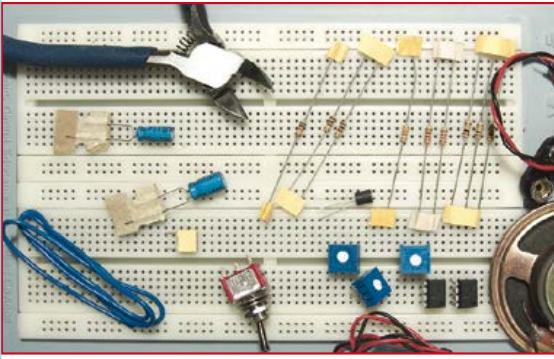
Kit n°1 : orgue | 119016-73 | 24,50 €



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

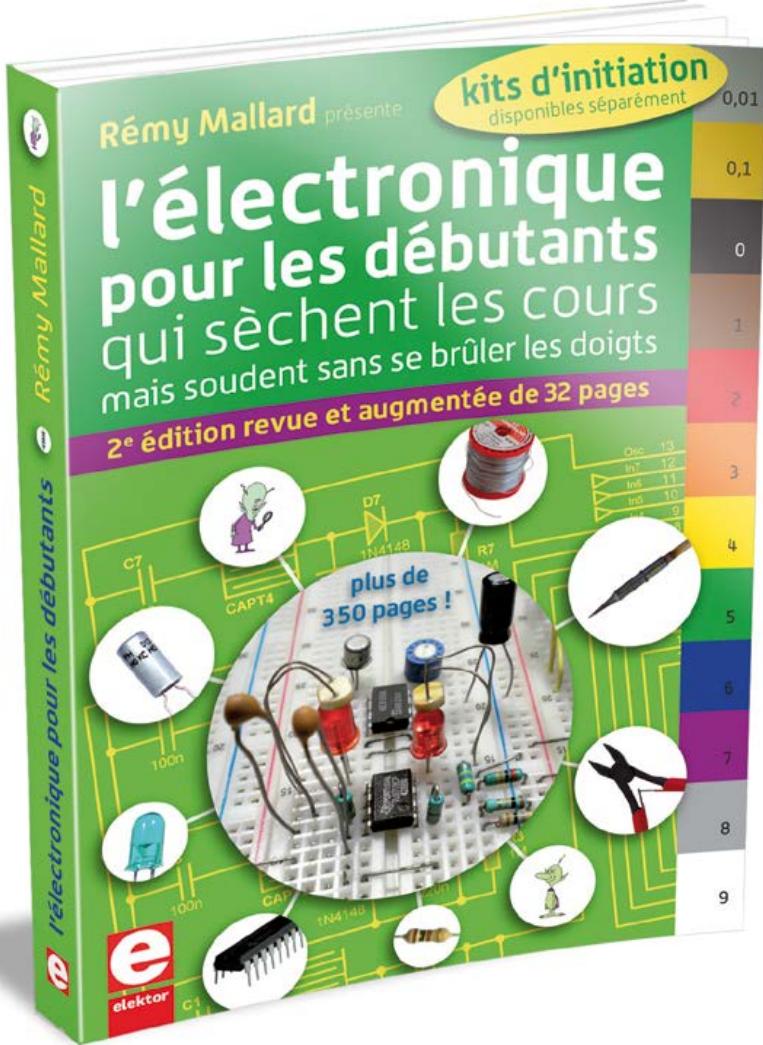


Kit n°1 : sirène | réf. 119016-71 | 24,50 €



offre spéciale :

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



elektor

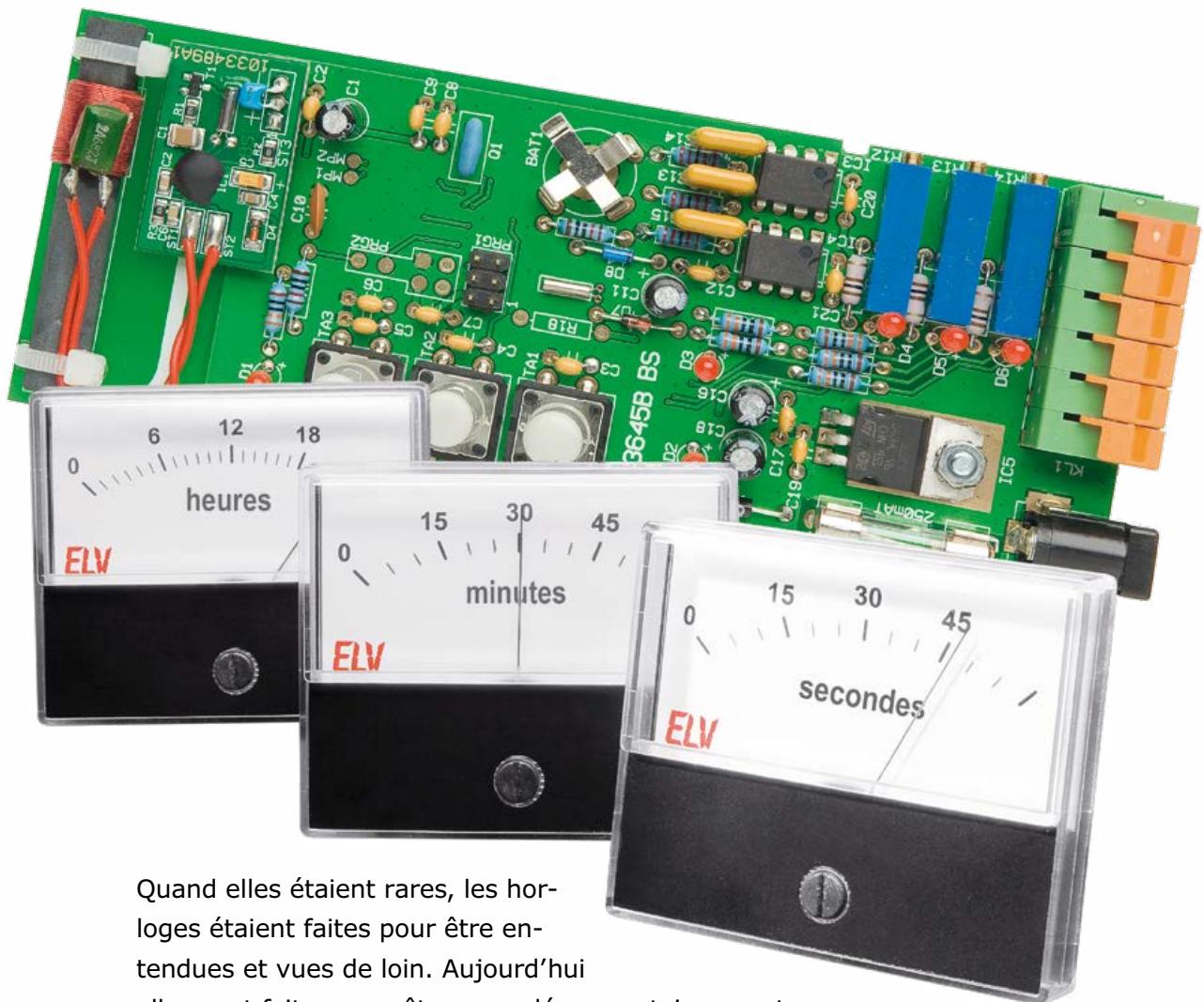
ISBN 978-2-86661-186-6

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

info et commande : www.elektor.fr/debut

horloge DCF77 à aiguilles

de la force de Lorentz à la bonne heure



ELV

Quand elles étaient rares, les horloges étaient faites pour être entendues et vues de loin. Aujourd'hui elles sont faites pour être regardées ; certaines sont même faites pour attirer l'attention plus que nécessaire. Les bonnes trouvailles ne manquent pas dans ce domaine. Voici donc un projet insolite, sous la forme de trois instruments à cadre mobile pour indiquer l'heure. Et l'heure exacte, s'il vous plaît, grâce à un récepteur de signal horaire.

On attend d'une horloge qu'elle soit lisible en un clin d'œil et qu'elle donne, hiver comme été, l'heure juste, à la minute et même à la seconde

près. Ce principe pourtant universel et décliné déjà de multiples manières est traduit ici par une présentation particulièrement originale.

Le temps y est indiqué en heures, minutes et secondes sur le cadran de trois instruments à cadre mobile. C'est ici, dans le mouvement d'Arsonval, comme on l'appelait autrefois, qu'intervient la force de Lorentz [1] : l'aiguille du galvanomètre [3] est solidaire d'un cadre bobiné de fil de cuivre et capable de tourner, suspendu dans un champ magnétique permanent et retenu par un ressort en spirale. Quand un courant passe dans la bobine, la force de Lorentz le fait pivoter dans le champ magnétique jusqu'à ce que le couple soit égal à la force de rappel du ressort dans le mécanisme de suspension. L'aiguille reste alors immobile tant que le courant de bobine reste constant. Dans notre horloge, les instruments à cadre mobile sont commandés par trois courants proportionnels aux valeurs actuelles de l'heure, des minutes et des secondes.

Libre choix des instruments

Dans un projet aussi original, la réalisation doit laisser toute latitude à l'imagination créatrice. À vous de sélectionner les appareils qui conviennent le mieux. Il y a les antiques modèles en boîtier de bakélite ou de laiton, à l'opposé des formes modernes strictes. On pourrait aussi utiliser des vumètres d'installation hi-fi. La **figure 1** montre quelques exemples, à la **figure 2** vous voyez les modèles les plus courants chez les distributeurs d'électronique. Pour réaliser une échelle appropriée, vous pouvez vous servir d'un programme d'ordinateur tel que *Frontdesigner* [2]. Il dispose d'un éditeur d'échelle (cf. **fig. 3**) sur lequel on peut dessiner des cadrants de toutes dimensions. Il suffit alors de les imprimer sur une étiquette adhésive à coller sur le cadran d'origine. C'est le moyen le plus simple de personnaliser votre horloge.

Outre la commande par microprocesseur, l'horloge est dotée d'un module récepteur-décodeur de signal radio horaire DCF77 (cf. encadré) qui s'occupe de la mise à l'heure et du changement d'heure à la fin de l'hiver et de l'été.

Comme ce sont presque exclusivement des composants à fils qui sont mis en œuvre, le projet convient aussi bien aux amateurs débutants ainsi qu'à l'enseignement.

Le circuit

La **figure 4** représente le schéma de l'horloge. Son alimentation est confiée à un régulateur linéaire, IC5, qui transforme la tension d'entrée de 9 à 15 V en une tension stable de +5 V. Le



Figure 1.
N'importe quel instrument à cadre mobile sans shunt interne peut servir dans l'horloge DCF.



Figure 2.
Sinon, voilà ce qu'on trouve comme instruments actuels à cadre mobile !

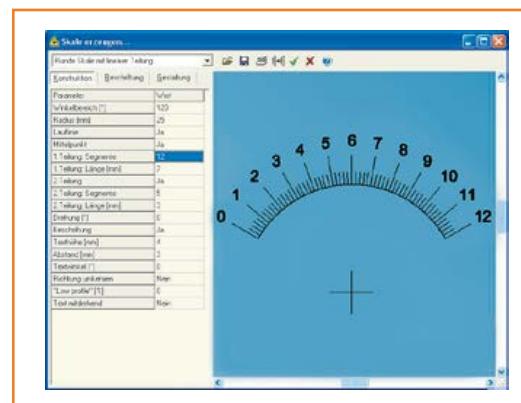


Figure 3.
On se fabrique vite son propre cadran avec FrontDesigner d'Abacom.

Caractéristiques techniques

- Tension d'alimentation : 9 à 15 V_{CC}
- Consommation : max. 250 mA
- Synchronisation quotidienne avec le signal horaire de DCF77
- Connexions :
 - prise d'alimentation ø ext. 3,5 mm, ø int. 1,3 mm
 - embase à 6 contacts à verrouillage
- Dimensions de la platine : 58 x 143 x 24 mm

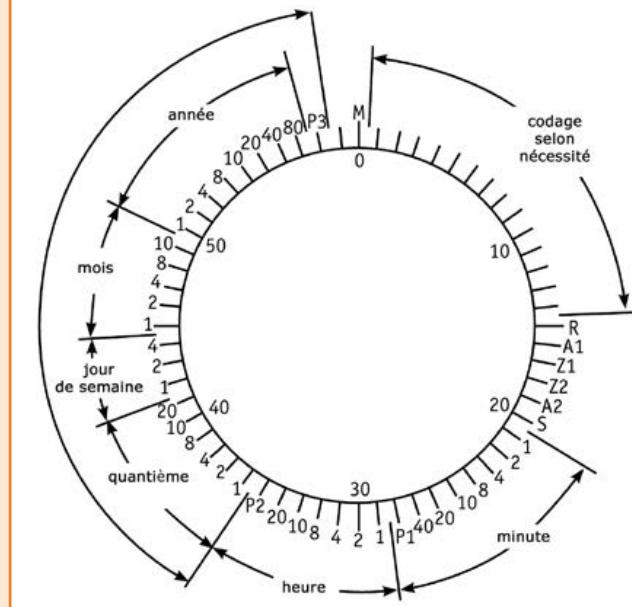
Le signal horaire de DCF77

Le signal horaire DCF77 est fourni par l'institut allemand de normalisation *Physikalisch-Technische Bundesanstalt* (PTB) qui dispose d'un standard temporel d'une très grande précision. Ce signal est envoyé par câble jusqu'à l'émetteur en grandes ondes de Mainfingen (50° 01' N, 09° 00' E) près de Francfort-sur-le-Main. Il est émis avec une puissance de 50 kW sur 77,5 kHz.

On peut le capter dans un rayon de 2 000 km autour de la station au moyen d'un récepteur pour grandes ondes avec antenne ferrite, associé à une horloge ou un autre appareil. À grande distance, la position de cette antenne par rapport à l'émetteur est déterminante pour la qualité de transmission. La plupart des horloges essaient de se synchroniser à quelques reprises chaque jour à des moments où le niveau de parasites est bas, de manière à obtenir une réception stable. En général, entre les coups, ces horloges gardent le temps en s'aidant d'un quartz.

DCF77 est en principe destiné aux régions germanophones. Dans d'autres pays, des services similaires existent, tels que MSF-60 (60 kHz) en Angleterre, WWVB (60 kHz) aux États-Unis, BPC (68,5 kHz) en Chine en JJY (60/40 kHz) au Japon. Le signal de DCF77 contient les informations horaires de la minute à venir, mais aussi des corrections de temps, les informations de date et de changement d'heure entre été et hiver.

Les informations temporelles de DCF77 sont communiquées numériquement chaque seconde par une atténuation de la porteuse à 77,5 kHz, une modulation d'amplitude négative. Le flanc avant de ces impulsions négatives indique le début des secondes 1 à 58. Lors de la 59^e seconde, la porteuse



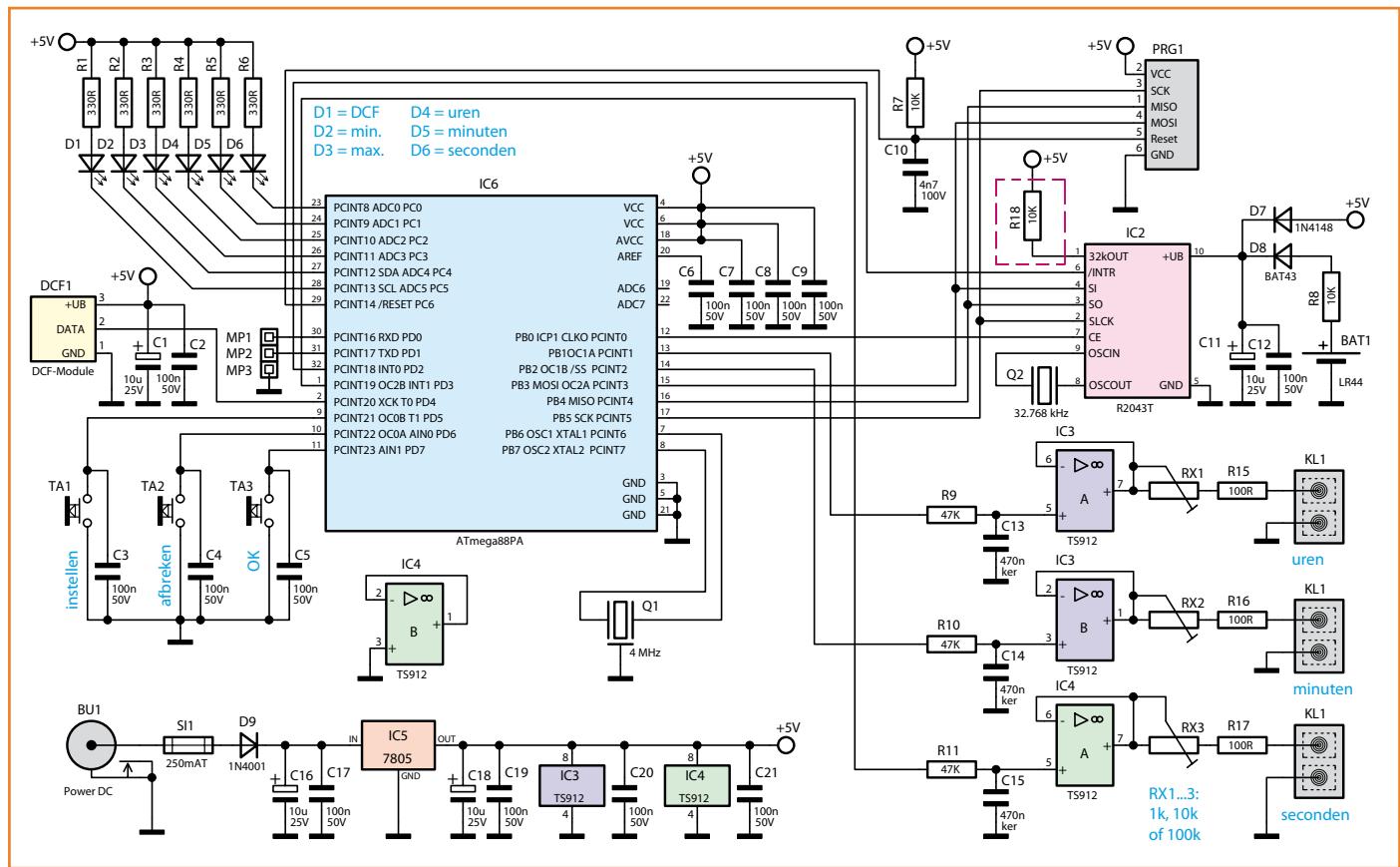
n'est pas atténuée, pour prévenir que la seconde suivante sera la première d'une minute et que le récepteur pourra se synchroniser sur elle. C'est la largeur des impulsions qui code les bits : une période de 100 ms correspond à un 0, alors que 200 ms = 1 logique. Une minute permet donc de transmettre 59 bits d'information (voyez le dessin).

Les informations temporelles sont ainsi transmises en numérique, en commençant par le bit de poids le plus faible. Un maximum de renseignements disponibles sur :

<http://fr.wikipedia.org/wiki/DCF77>

Structure du signal DCF77

Bit	Signification		
0	début nouvelle minute	29 à 32	heures (unités)
1 à 14	réservés	33, 34	heures (dizaines)
15 (R)	1 = antenne de réserve en service	35 (P2)	bit de parité* heures
16 (A1)	1 = basculement heure d'été/d'hiver à la fin de cette heure-ci	36-39	jour (unités)
17, 18 (Z1, Z2)	01 = heure d'hiver, 10 = heure d'été	40,41	jour (dizaines)
19 (A2)	1 = annonce l'ajout d'une seconde intercalaire à la fin de cette heure-ci	42-44	jour de semaine
20 (S)	début d'information temporelle (toujours 1)	45-48	mois (unités)
21-24	minutes (unités)	49	mois (dizaines)
25-27	minutes (dizaines)	50-53	année (unités)
28 (P1)	bit de parité* minutes	54-57	année (dizaines)
		58 (P3)	bit de parité* date
		59	pas d'impulsion de seconde, marque le début de la minute
		(*) = 1 si impair, 0 si déjà pair	



fusible SI1 sert de protection contre un court-circuit éventuel et la diode D9 empêche toute polarisation inverse. Les tensions d'entrée et de sortie sont lissées par les condensateurs C16 à C19. Le microcontrôleur ATmega88PA (IC6) constitue le cœur du circuit, il bat à 4 MHz sous la houlette du résonateur céramique Q1.

On règle l'horloge à l'aide des boutons-poussoirs TA1 à TA3 reliés aux broches 9 à 11 du microcontrôleur. Les broches 23 à 28 attaquent les LED de signalisation d'état D1 à D6 dont le courant est limité par les résistances R1 à R6.

La connexion DATA du module DCF fournit le signal horaire à la broche 2 du contrôleur. Ce module est alimenté sur le 5 V interne. La communication avec l'horloge en temps réel (RTC, IC2), c'est l'affaire de l'interface SPI (broches 15 à 17) du µC. Cette puce s'alimente aussi en 5 V, mais la pile BAT1 constitue une alimentation de secours en cas de coupure de la tension d'alimentation normale. Les diodes D7 et D8 isolent ces sources l'une de l'autre.

Le microcontrôleur envoie sur les broches 13, 14 et 1 des signaux en MLI qui correspondent aux val-

eurs des heures, minutes et secondes. Ces signaux sont convertis par des filtres passe-bas en tensions continues proportionnelles au rapport cyclique entre la durée de l'impulsion et de la pause du signal MLI. Comme les tensions continues ainsi obtenues ne doivent pas être altérées par la charge, on a intercalé des amplificateurs opérationnels de type TS912, utilisés en convertisseurs d'impédance : IC3A, IC3B et IC4A. Ils permettent en outre de régler le courant par les potentiomètres RX1 à RX3. Les résistances R15 à R17 protègent les sorties des amplis de toute surcharge.

Construction

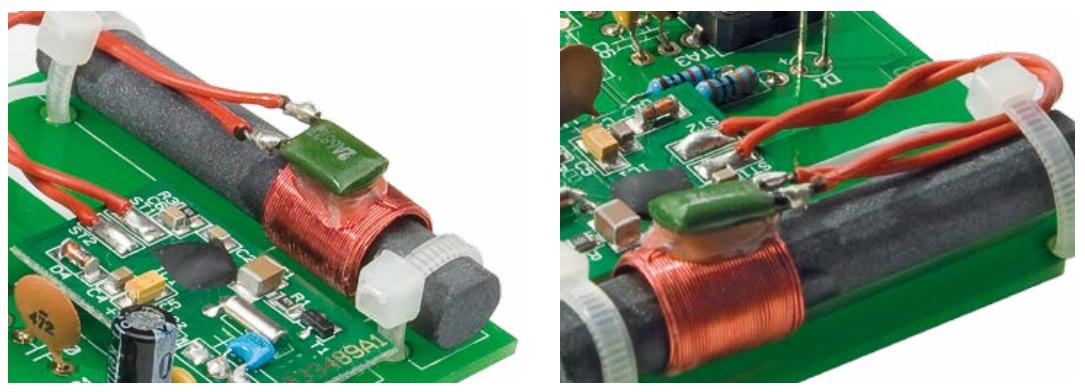
Notre horloge DCF est bâtie presque totalement au moyen de composants à fils. Les deux seuls CMS sont le microcontrôleur IC6 et l'horloge en temps réel IC2. Ils sont installés d'origine sur la platine. **Il faudra utiliser de la soudure sans plomb** lors de la construction parce que les CMS y ont été implantés selon cette technique.

On commence le montage par le quartz d'horloge Q2 en position couchée, les résistances R1 à R11 et R15 à R17, les diodes D7 à D9 et le résona-

Figure 4.
Le schéma de l'horloge
DCF77. Le cœur du dispositif
est un Atmega88PA.

Figure 5.

Le module DCF sur la platine de l'horloge. Pour qu'il entre dans le boîtier, il faut que les colliers de fixation soient aussi courts que possible.



teur céramique. Suivent alors les condensateurs de 100 nF C2 à C9, C12, C17 et C19 à C21, puis C10 de 4,7 nF et C13 à C15 de 470 nF. Arrive le tour des amplis op IC3 et IC4 dont l'encoche doit correspondre au marquage de la sérigraphie, des boutons-poussoirs TA1 à 3 et du support de pile. L'étape suivante est le montage du régulateur de tension IC5 dont il faut d'abord plier les pattes à 90 ° vers l'arrière. Il sera alors inséré dans la platine et fixé par un boulon de M3 avec rondelle. Ce n'est qu'après qu'on en soudera les broches, question de leur éviter des contraintes mécaniques inutiles. On installe alors les deux moitiés du porte-fusible, dont les surfaces métalliques doivent être orientées vers l'extérieur pour maintenir ultérieurement le fusible entre elles, puis le connecteur d'alimentation et les embases encartables. L'embase avec couvercle (à verrouillage) doit se trouver à l'extérieur, sinon les broches ne s'emboîteront pas convenablement. Installez ensuite les condensateurs électrolytiques C1, C11, C16 et C18 en veillant à respecter leur polarité.

Suivent maintenant les LED D1 à D6 dont il faut tout autant tenir compte de la polarité : sur la platine, l'anode est repérée d'un signe +. L'anode correspond à la plus longue patte de la LED. Le sommet des LED doit arriver 14 mm au-dessus de la platine.

Raccordez alors le module DCF et fixez l'antenne ferrite à la platine par deux colliers serre-câbles (cf. **fig. 5**). Après quoi, vous pourrez placer les capuchons sur les boutons-poussoirs et le fusible dans son support, il ne restera plus qu'à monter les potentiomètres d'ajustage.

Dans le kit, il y a pour chaque potentiomètre trois valeurs présentes : 1 kΩ, 10 kΩ et 100 kΩ. La valeur à utiliser dépend de l'appareil de mesure. On peut évidemment couvrir avec celui de 100 kΩ les autres valeurs, mais la possibilité de réglage de la déviation à fin d'échelle risque alors d'être aléatoire. Si la résistance interne et la tension pour une déviation totale de l'appareil sont connues, on peut calculer la valeur de la résistance

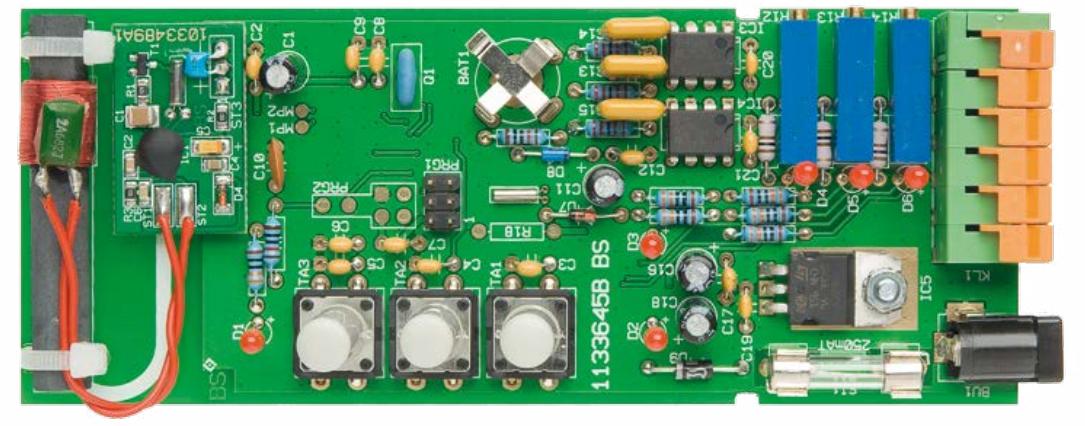


Figure 6.

La platine de l'horloge terminée.

série nécessaire pour atteindre la pleine déviation avec une tension de 2,34 V. Choisissez alors le potentiomètre dont la résistance maximale s'approche le mieux de ce résultat.

Si les caractéristiques de l'instrument sont inconnues, commencez par intercaler le potentiomètre de 100 kΩ. Si vous constatez que le bon réglage s'obtient en tout début de plage, remplacez-le par un potentiomètre de plus basse valeur pour obtenir un réglage plus précis.

On place en dernier lieu la pile de secours pour l'horloge en temps réel. Il faut que le côté de la pile bouton LR44 marqué du + soit orienté vers le haut. N'utilisez pour ce faire aucun outil **métallique** comme des pincettes, vous produiriez un court-circuit. La **figure 6** vous montre la platine complètement montée.

Pour préserver la sécurité électrique, il est recommandé d'utiliser, pour raccorder l'horloge au secteur, un bloc adaptateur fournit 500 mA sous 12 V_{CC}.

Le boîtier

Pour se conformer aux normes de compatibilité électromagnétique (CEM) de la directive européenne, le circuit doit être placé dans un boîtier. Comme en pratique, chaque réalisateur aura sans doute à cœur de construire un boîtier spécial qui mettra en valeur les instruments choisis et abritera les potentiomètres de réglage, le kit ne contient pas de boîtier. Mais il y en a un, disponible séparément, dans lequel la platine est disposée avec les composants vers le bas et les évidements dans la platine tombent sur les arêtes en bordure du boîtier. On glisse ensuite le fond du boîtier sur la partie supérieure. C'est ce que nous voyons à la **figure 7**. Reste alors à relier par câbles au DUD 1 les potentiomètres, avec la bonne polarité, c'est-à-dire le + à gauche des deux agrafes. Ces câbles ne peuvent pas être plus longs que 3 m.

Mise en service et réglage

Dès la mise sous tension, la synchronisation sur le signal horaire de DCF commence, la LED D1 clignotante en témoigne. Selon la qualité de la réception, le processus peut prendre quelques minutes. La meilleure réception a lieu quand l'antenne ferrite est horizontale et orientée perpendiculairement à la direction de l'émetteur DCF77 situé à Francfort-sur-le-Main (cf. **fig. 8**). L'horloge une fois synchronisée, D1 s'éteint.



Figure 7.

La platine enfermée dans le boîtier disponible en option.

Le décalage du zéro et la pleine déviation des instruments à cadre mobile se règlent dans le mode de configuration. Il est activé en appuyant sur TA1 (configuration) pendant deux secondes. La LED D2 (min) s'allume en premier et ensuite un bref appui sur TA1 fait s'allumer la LED D3 (max). Pousser sur TA2 (fin) permet de quitter à tout moment le mode de configuration.

Pour corriger le décalage de début (offset) des instruments, on choisit dans le mode de config-

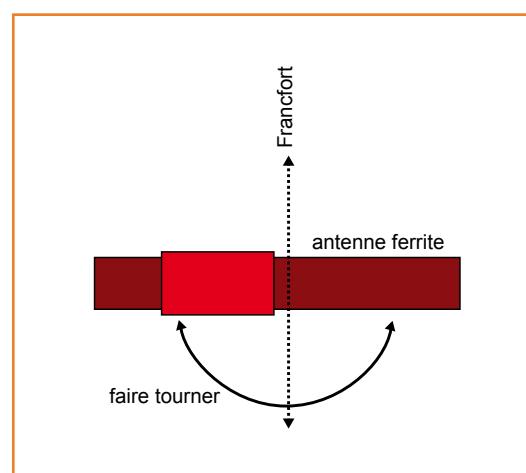


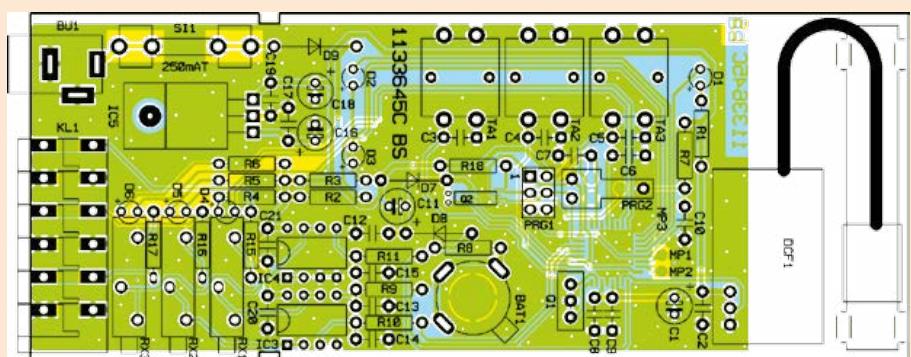
Figure 8.

Orientation de l'antenne ferrite pour la meilleure réception du signal horaire de DCF77.

Liste des composants

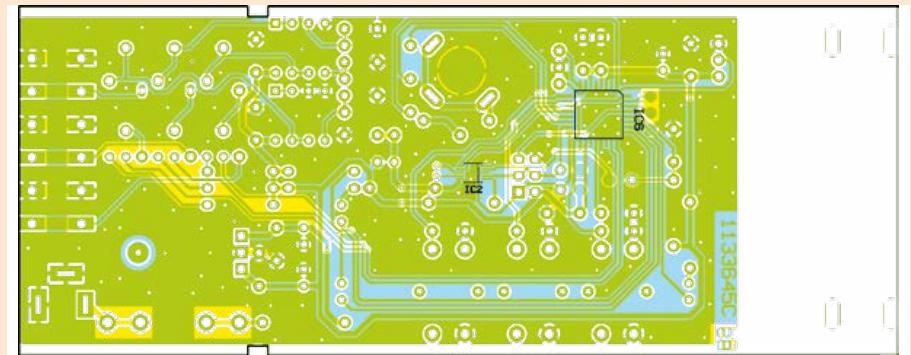
Résistances :

R1 à R6 = 330 Ω
 R7, R8 = 10 k Ω
 R9 à R11 = 47 k Ω
 RX1 à RX3 = potentiomètre multitours ajust.
 1 k Ω *
 RX1 à RX3 = potentiomètre multitours ajust.
 10 k Ω *
 RX1 à RX3 = potentiomètre multitours ajust.
 100 k Ω *
 R15 à R17 = 100 Ω
 (* = voir texte)



Condensateurs :

C1, C11, C16, C18 = 10 μ F/25 V
 C2 à C9, C12, C17, C19 à C21 = 100 nF/cér.
 C10 = 4,7 nF/cér.
 C13 à C15 = 470 nF/cér.



Semi-conducteurs :

IC2 = R2043T-E2-F/SMD
 IC3, IC4 = TS912/DIP-8
 IC5 = 7805
 IC6 = ELV111031 (SMD)
 D1 à D6 = LED 3mm rouge
 D7 = 1N4148
 D8 = BAT43
 D9 = 1N4001

Divers :

DCF1 = module récepteur DCF-2
 Q1 = résonateur céramique 4 MHz
 Q2 = quartz 32,768 kHz, 10 ppm
 BU1 = connecteur d'alimentation encartable
 2,1 mm

TA1 à TA3 = mini poussoir, B3f-4050, 1x NO
 SI1 = fusible lent 0,25 A
 SI1 = porte fusible encartable en 2 parties
 KL1 = mini embase encartable à verrouillage
 BAT1 = pile bouton LR44

BAT1 = support pour LR44
 1 vis M3 x 8, 1 rondelle M3, 1 écrou M3

uration le réglage min, que l'on confirme avec TA3 (OK). Les trois LED D4 à D6 s'allument et sur les sorties des amplis op, il y a le minimum de tension. Le moment d'aligner l'aiguille sur zéro au moyen de la vis de l'instrument.

Passons au réglage de la déviation totale de l'aiguille : dans le mode de configuration, prenons le réglage max à confirmer encore par TA3 (OK). Les LED D4 à D6 se rallument et nous avons la tension maximale de 2,34 V en sortie des amplis op. Les trois potentiomètres d'ajustage vont nous servir à régler les instruments pour atteindre exactement le fond d'échelle. Si vous avez choisi la bonne valeur de potentiomètre (voyez sous Construction), l'ajustement sera facile. Ce réglage conditionne aussi la précision de l'affichage sur toute l'échelle. Après quoi, l'horloge est en ordre de marche.

Bon amusement avec votre affichage horaire particulier !

Ce projet est disponible en kit avec platine, CMS installés, récepteur DCF et tous les composants, sauf les instruments à cadre mobile.

Rendez-vous sur
www.elektor.fr/horlogeDCF

Liens

- [1] http://fr.wikipedia.org/wiki/Force_de_Lorentz
- [2] www.elektronicasoftware.nl/03/front_designer.htm
- [3] [http://fr.wikipedia.org/wiki/Galvanomètre](http://fr.wikipedia.org/wiki/Galvanom%C3%A8tre)

(120442 – version française : Robert Grignard)

circuit imprimé géant



Le mois dernier j'avais déjà attiré votre attention sur le circuit imprimé de l'alimentation de labo conçue par notre stagiaire Arne Hinz, élève-ingénieur de la RWTH d'Aix-la-Chapelle. Ce jeune homme voit grand et s'est attaqué à autre projet d'envergure. Il s'agira sans doute de l'un des plus grands circuits imprimés jamais dessinés au labo d'Elektor. Ses dimensions actuelles : $37,5 \times 19$ cm. Je précise *actuelles*, car Arne se demande s'il ne va pas l'agrandir encore un peu...

En effet, il a trouvé les références d'un coffret dont la disposition des points de fixation justifierait quelques centimètres supplémentaires. Je n'ai pas encore vu ce coffret et me demande s'il ne s'agirait pas d'une armoire à glace...

En tout cas, ce nouveau projet en a la carrure. Il s'agit d'un **convertisseur alternatif mono-phasé-triphasé à fréquence variable**.

Ses spécifications ne sont pas définitives, mais alléchantes :

- fréquence variable de 0 à 400 Hz
- puissance de sortie : 3 kW

La tension d'entrée du prototype est de 230 V_{CA}.

À l'heure où j'écris ces lignes (fin avril 2014) Arne va commencer à procéder aux premiers essais grandeur nature avec un moteur triphasé de 2,2 kW. La publication sera au mieux pour l'automne. Restez branché !

Thijs Beckers
(elektor.labs)

(140024)



diodes varicap

drôle de composant n°6

Neil Gruending
(Canada)

Figure 1.
Symbole d'une diode à capacité variable dite varicap.

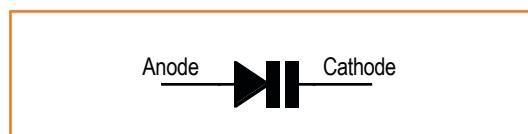
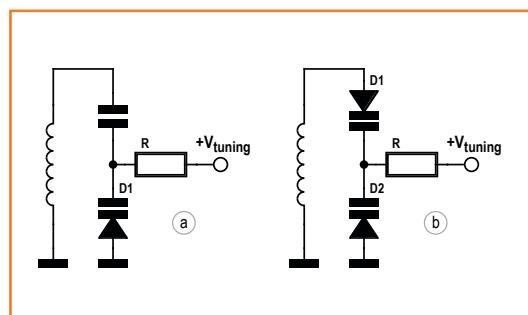


Figure 2.
Exemples de circuits à base de varicap.



On leur préfère aujourd’hui les diodes à capacité variable, dites *varicap* par commodité (en fait, c'est une marque déposée), beaucoup moins encombrantes, plus performantes et excellentes pour le suivi (**fig. 1**).

Lorsqu’elles sont polarisées en inverse, toutes les diodes à jonction PN présentent une faible capacité variable. La polarisation inverse d’une diode PN crée en effet une zone isolante au niveau de la jonction, ce qui engendre une faible capacité parallèle. La largeur de cette zone croît avec la tension de polarisation, ce qui réduit la capacité. C'est ce phénomène physique qui leur confère leur capacité variable.

Les diodes *varicap* ont été optimisées pour cette propriété et il en existe deux types. Les *varicap* abruptes voient leur capacité varier faiblement avec la tension de polarisation et possèdent un grand facteur de qualité *Q* (résonance) mais présentent une faible distorsion. Les hyperabruptes voient leur capacité varier beaucoup plus fortement pour un même changement de la tension, ce qui peut accroître la distorsion. La capacité des

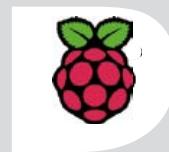
diodes abruptes varie du simple au double ; pour les hyperabruptes, cela va typiquement du simple au décuple. Autrefois, les *varicap* hyperabruptes étaient utilisées comme multiplicateur de fréquence (surtout des tripleurs) et permettaient aux radioamateurs de produire quelques watts de puissance RF sur la bande UHF des 70 cm (144 MHz × 3) ou SHF des 23 cm (430 MHz × 3). Cette méthode ne convient que pour les modes non linéaires, c.-à-d. FM et CW.

La **figure 2** montre deux exemples de circuits à base de *varicap*, qui utilisent ce composant pour accorder un circuit LC en changeant V_{tuning} , la tension de polarisation inverse de la diode. Le premier (**fig. 2a**), plus simple, fonctionne bien avec des signaux de faible amplitude. Cependant, quand l'amplitude du signal devient trop grande, cela affecte la tension de polarisation de la diode et entraîne de la distorsion. Le deuxième circuit (**fig. 2b**) utilise deux diodes pour contrecarrer cette distorsion. Alors que le signal entraîne l'augmentation de la capacité de l'une des diodes, il fera baisser celle de l'autre de la même quantité. L'inconvénient c'est que les deux diodes en série ne présenteront que la moitié de la capacité, ce qui est n'est pas négligeable dans la gamme des picofarads.

Les *varicap* se contentent d'un faible courant de polarisation et la valeur de *R* n'est pas critique tant qu'elle fournit une isolation suffisante entre tension de polarisation et circuit LC. Parfois on utilise une inductance à la place, mais la fonction reste la même. Il est également primordial de veiller à ce que la diode reste polarisée en inverse : elle produirait beaucoup de bruit parasite si elle venait à être polarisée en direct.

Si vous souhaitez expérimenter avec des *varicap* mais n'en possédez pas, essayez avec une diode standard. Ça peut marcher avec des 1N400x, des diodes redresseuses de puissance, des zener et même des LED. N'abandonnez pas : il vous faudra peut-être plusieurs essais avant de trouver une diode avec laquelle cela fonctionne !

(140026 – version française : Kévin Petit)



offre
spéciale

Raspberry Pi

45 applications pour l'électronicien

utiles

l'alliance de la
programmation
et de l'électronique

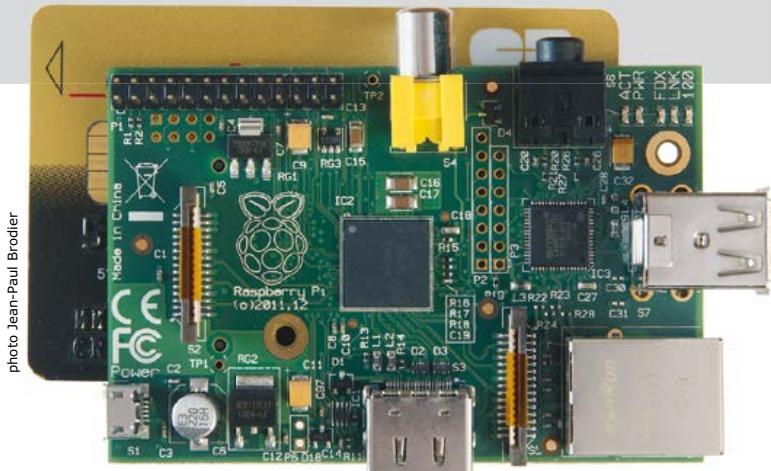


photo Jean-Paul Brodier

Bert van Dam

Raspberry Pi

l'alliance de la programmation et de l'électronique

45 applications pour l'électronicien

utiles

Le logiciel
est disponible
en téléchargement
gratuit ou déjà
installé sur une
carte SD



elektor

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

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

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

elektor

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

info et commande : www.elektor.fr/rpi



11^e jour : gros projets

Neil Gruending
(Canada)

Aujourd’hui, nous utiliserons *DesignSpark PCB* avec plusieurs pages de schémas comme en ont les gros projets.

Jusqu’ici je n’ai utilisé que de petits exemples qui tiennent sur une seule page de schéma. Aujourd’hui nous allons en utiliser plusieurs dans *DS PCB*, une fonction incontournable pour les gros projets.

Des schémas sur plusieurs pages

J’ai pour habitude de diviser les gros schémas en plusieurs pages afin de séparer les différents blocs logiques. Chaque page possède sa propre liste de signaux. Le lien entre les pages se fait avec des

ports ou *sheet connectors* (selon le programme de CAO utilisé). Moyennant un petit effort, tout cela est possible avec *DesignSpark PCB*.

Lors de l’ajout d’un schéma au fichier de projet, DS s’assurera que les marquages des composants sont uniques dans le projet et vous avertira dans le cas contraire. Tous les composants ajoutés se verront attribuer une référence unique. Les connexions sur chacune des pages possèdent également un nom unique, mais vous pourrez aussi créer des connexions entre pages en leur donnant un nom qui deviendra global pour le projet. Tous les noms sont permis, mais je vous recommande d’éviter « N » suivi de chiffres : c’est la convention de nommage par défaut de DS. Pour l’alimentation et la masse, DS créera automatiquement des lignes globales. On peut créer soi-même des noms de signaux pour lier plusieurs pages de schémas, mais je trouve que cela ne facilite pas la lecture du schéma. Je propose de créer plutôt des symboles *port* (fig. 1). Ces composants n’ont qu’une seule connexion et une flèche qui indique la direction du signal.

Vous pouvez placer les *ports* sur une page de schéma et les relier au reste de votre schéma. DS ne permet pas aux composants de bibliothèque de choisir automatiquement l’endroit où afficher les noms de signaux : il faudra le faire à la main. Lorsque vous cliquez avec le bouton droit sur un fil, il est possible de choisir *Display Net Name* pour afficher le nom de la connexion correspondante puis le déplacer manuellement à votre convenance. N’oubliez pas de personnaliser le nom de la connexion en cliquant avec le bouton droit puis en sélectionnant *Change Net* : DS cachera tous les noms de

Figure 1.
Quelques exemples de symbole *port* : entrée, bidirectionnel et sortie.

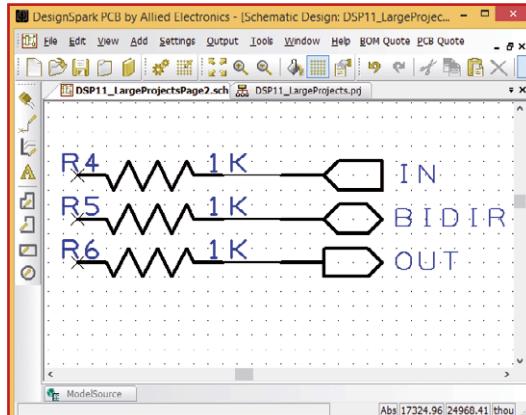
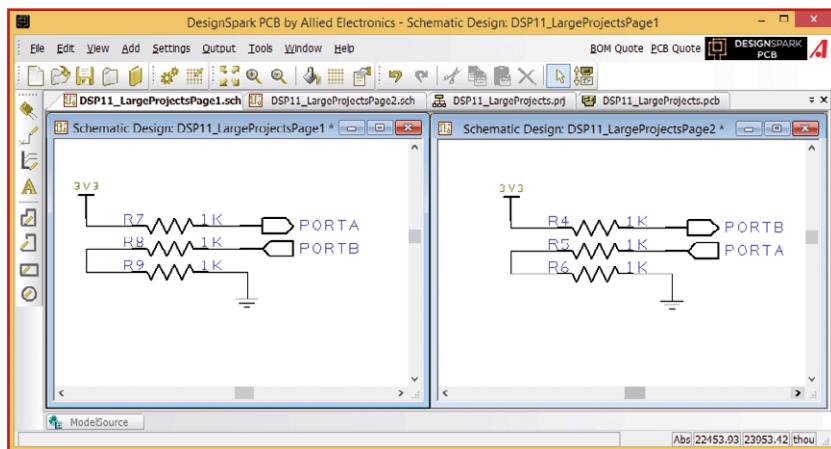


Figure 2.
Exemple de schéma à pages multiples.



connexion par défaut dans la fenêtre *Change Net* les rendant impossibles à sélectionner.

À partir de maintenant, je me réfèrerai au schéma en deux pages de la **figure 2**. J'ai choisi un exemple simple pour montrer comment les connexions sont gérées par DS.

Créer le C.I.

Importons maintenant notre projet dans DS PCB afin de nous assurer que les nets PORTA et PORTB sont reliés comme il se doit. Commencez par créer le fichier C.I. à l'aide de la commande *File->New* en n'oubliant pas de cocher la case *Add to Open Project* ; cela vous donnera un C.I. vierge. Ouvrez maintenant l'une des pages de schéma puis utilisez la commande *Tools->Forward Design Changes* pour ajouter composants et connexions au C.I. Après une légère intervention de ma part, mon C.I. ressemblait à la **figure 3**. J'ai étiqueté tous les signaux (PORTA et PORTB aussi) afin de pouvoir montrer que la liste des connexions ou *netlist* a été correctement importée.

Croisement de connexions

Notre exemple de schéma à pages multiples est suffisamment simple pour qu'il soit facile de se souvenir de l'intégralité du schéma. Lorsque l'on travaille sur un projet complexe, il devient en revanche difficile de se souvenir de toutes les connexions ; on se prend alors à rêver d'une fonction qui permettrait d'associer explicitement chaque connexion sur le C.I. à un point du schéma. Cela s'appelle le croisement de connexions et c'est une nouvelle fonction introduite dans DS PCB version 6.0.

Comment fait-on ? Il suffit de sélectionner l'entrée *Edit->Cross Probe* du menu pour activer le mode de croisement. Pour chaque connexion sur laquelle vous cliquerez dans le C.I. celle du schéma sera mise en évidence, et inversement : cliquez sur une connexion dans le schéma, elle sera mise en évidence sur le C.I. Quand vous aurez vu ce que vous vouliez voir, sélectionnez *Edit->Cross Probe* pour sortir du mode de croisement.

Les connexions feuille à feuille PORTA et PORTB de notre exemple sont un cas particulier pour le croisement de connexions. Lorsque vous sélectionnez l'une de ces connexions dans DS PCB, DS mettra en surbrillance toutes les connexions PORTA/B, mais n'ouvrira qu'un seul des schémas. La meilleure façon de voir toutes les connexions PORTA/B est d'utiliser le mode de croisement depuis le schéma. DS ouvrira alors toutes les pages qui contiennent la connexion et les affichera simultanément. L'exemple de la **figure 4** montre comment DS met en surbrillance la connexion PORTB après avoir cliqué dessus depuis le C.I. en suivant cette procédure.

(140027 – version française : Kévin Petit)

Liens

[1] www.rs-online.com/designspark/electronics/eng/knowledge-item/designspark-pcb-cross-probe-overview

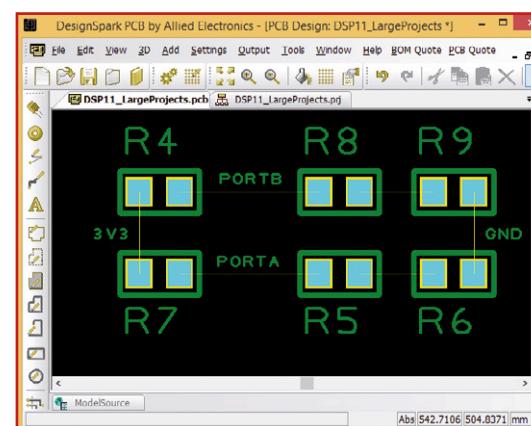


Figure 3.
Le C.I. importé.

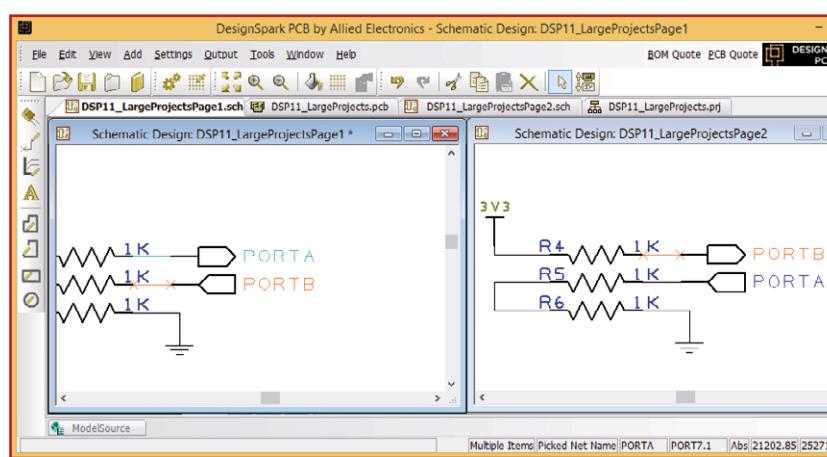
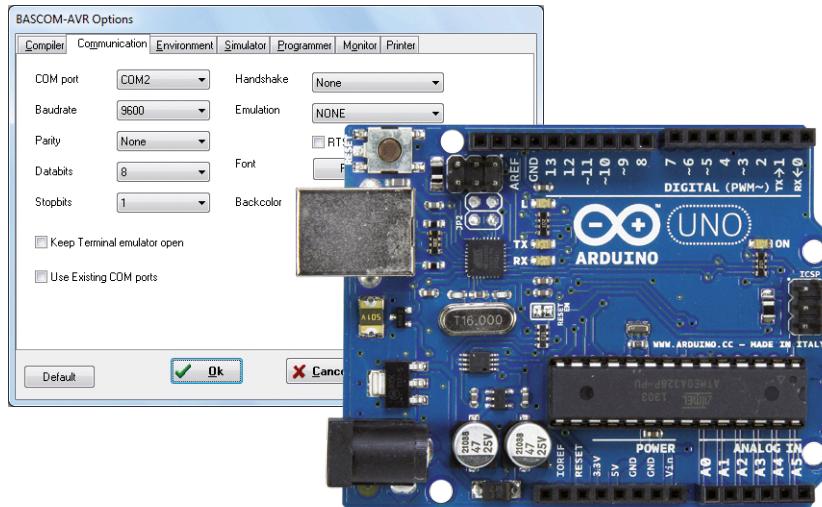


Figure 4.
Croisement des connexions.

l'atelier du microcontrôleur (3)

interface série et convertisseur AN



Le convertisseur analogique-numérique est en quelque sorte le multimètre intégré des microcontrôleurs. Ni aiguille ni afficheur ici, le convertisseur AN se contente de renvoyer des valeurs numériques. À nous donc de diriger la sortie où bon nous semble.

Mais comment envoyer ces valeurs vers un afficheur quelconque ?

Grâce à l'interface série.

Burkhard Kainka
(Allemagne)

Inventée pour le transfert en série de données numériques sur une (seule) ligne, l'interface série a quasiment disparu des PC en tant que telle. Elle joue toujours un rôle de premier plan dans les microcontrôleurs. Les bits y sont transmis sur un seul fil les uns à la suite des autres. Pour que le récepteur puisse interpréter correctement ce flux, la durée d'un bit doit être définie de façon précise. Le débit binaire de 9600 bits par seconde (ou 9600 bauds) est un exemple de débit parfaitement défini et souvent utilisé. Un octet de données est composé de huit bits précédés par un bit de départ et suivi par un ou deux bits d'arrêt (ou de fin). Avec le débit binaire que je viens de prendre comme exemple, un bit de données dure environ 100 µs.

Par ici la sortie

Tous les microcontrôleurs ATmega sont équipés d'une interface série (UART) dotée d'une ligne RD de réception des données (PD0) et d'une ligne TD de transmission des données (PD1). Les signaux sont compatibles TTL, ce qui signifie que leur état de repos est 5 V et leur état actif

0 V. L'interface COM des PC fonctionne quant à elle avec des niveaux RS-232, soit un état de repos de -12 V et un état actif de +12 V. Pour inverser et adapter les niveaux de tension, on a généralement recours à un composant comme le MAX232. Un tel composant est inutile avec la carte Uno qui dispose d'un convertisseur série-USB pour envoyer les données via la liaison USB. Côté PC, un pilote logiciel (*driver* en anglais) est toutefois nécessaire pour créer une interface série virtuelle (p. ex. COM2). Du point de vue d'un programme PC, tout se passe alors comme si les octets transférés par USB provenaient d'une interface série ordinaire. C'est du reste pour cette raison que nous pouvons afficher les données avec un émulateur de terminal.

Le plus simple à cet effet est d'utiliser le terminal de l'EDI Bascom, que l'on ouvre depuis le menu *Tools/Terminal Emulator* ou avec le raccourci Ctrl-T. Il faut toutefois d'abord le paramétrier à dessein, notamment préciser l'interface COM utilisée (la même que celle employée pour le chargeur de démarrage) et le débit (ici :

9600). Les autres paramètres sont classiques : 8 bits de données, 1 bit d'arrêt, et aucun bit de parité (**fig. 1**).

Ne reste plus qu'à convaincre la Uno d'envoyer quelques caractères au PC. Rien de plus facile avec la commande Print de Bascom, dont le **listage 1** illustre la syntaxe (tous les codes d'exemple peuvent être téléchargés [1]). Nous aurions tout aussi bien pu commander une imprimante avec Print (d'où son nom), mais gardons quelques arbres pour cet été et contentons-nous d'envoyer les caractères à l'écran (**fig. 2**).

Le programme utilise deux instructions Print. La seconde envoie la chaîne de caractères *Uno* placée entre guillemets. Avant cette chaîne, le programme envoie le nombre contenu dans la variable N. Ceux qui ont le fond de culotte mathématique élimé par le temps viennent peut-être de se remémorer la lettre x utilisée dans leurs manuels pour représenter un nombre inconnu. En Bascom, pour représenter une variable on préfère à x les lettres N, M, I et J lorsque ladite variable doit simplement être incrémentée (1,2,3, etc.) Mais rien ne vous oblige à suivre l'usage, vous pouvez baptiser une variable du nom de votre choix. La seule chose dont Bascom se soucie, c'est le type de la variable que vous passez à Print. Le compilateur doit en effet connaître le nombre d'octets que la variable occupera en mémoire ainsi que la façon dont il devra la manipuler dans les calculs. La variable N doit donc d'abord être déclarée. C'est ce que fait la ligne Dim N as Byte : N est un nombre du type octet (**Dimensionné comme octet**), c'est-à-dire représenté sur 8 bits et dont la valeur pourra donc être comprise entre 0 et 255 (cf. l'épisode précédent).

Affecttations

La variable entière N peut maintenant être utilisée dans des calculs. Qu'elle contienne la valeur 0 au lancement du programme pourrait paraître évident, mais il s'agit d'une particularité de Basic ; avec d'autres langages, nous aurions d'abord dû écrire la ligne N = 0. Basic le fait automatiquement. La variable N est ensuite incrémentée à chaque exécution de la boucle. Mon vénérable prof de maths m'aurait soulevé par l'oreille s'il m'avait vu écrire N = N + 1. Le signe d'égalité est aberrant, il s'agit en fait d'un opérateur d'affectation, qu'il faut(drait) lire : *N devient N + 1*, autrement dit la nouvelle valeur de N est l'ancienne plus 1.

Le résultat de cette itération est visible sur l'écran du terminal : N augmente de 1 à chaque nouvel affichage. On remarque autre chose : la suite s'arrête une fois le nombre 255 atteint. Logique, la variable N est représentée sur un octet, et 255 + 1 ne vaut donc pas 256 mais 0. C'est un

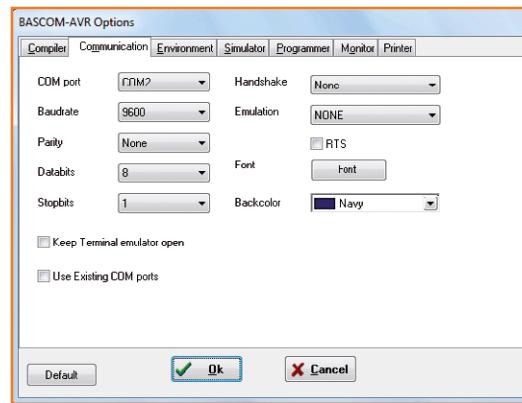


Figure 1.
Paramétrage du terminal.

Listage 1. Affichage avec Print.

```
'-----
'UNO_Print.BAS
'-----
$regfile = "m328pdef.dat"
$crystal =
$baud = 9600

Dim N As Byte

Do
    Print N;
    Print " Uno"
    Waitms 200
    N = N + 1
Loop
```

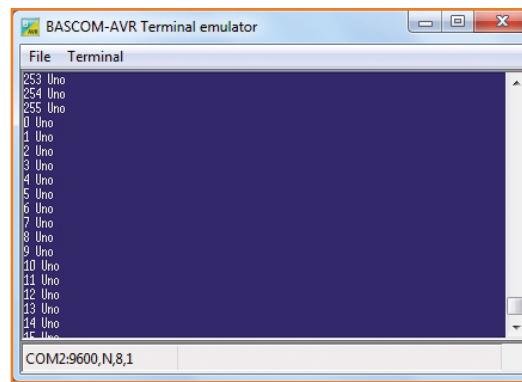


Figure 2.
Affichage de valeurs avec la commande Print.

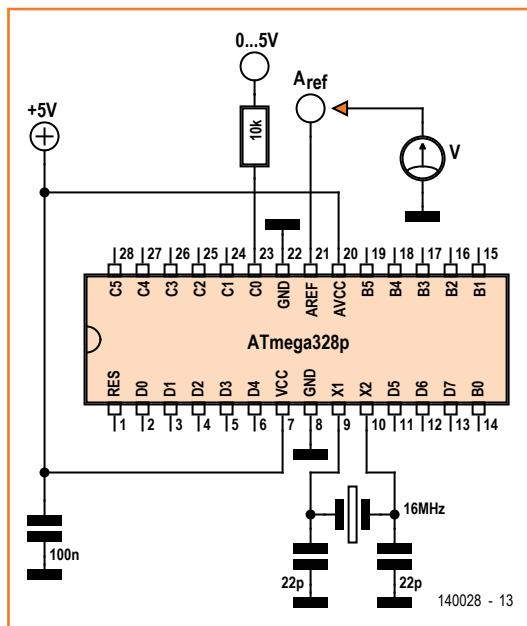


Figure 3.
Utilisation du convertisseur AN.

dépassement de capacité (*overflow* en anglais). Ce n'est pas un problème ici, mais peut le devenir lorsqu'une variable est par mégarde déclarée avec un type qui provoque un débordement inexploité par le programme.

Le code cache une autre subtilité. Avez-vous remarqué qu'à l'écran chaque *Uno* était suivi d'un retour à la ligne, mais pas les nombres N ? L'explication est simple, à la fin de chaque commande *Print* Bascom envoie automatiquement les caractères de contrôle CR (*Carriage Return*,

ou *Retour de chariot*, un terme de l'époque des machines à écrire) et LF (*Line Feed*, ou *Saut de ligne*). Un point-virgule à la fin de l'instruction *Print* (*Print N ;*) annule ce retour à la ligne automatique, d'où le nombre et *Uno* sur la même ligne. Et nous avons bien sûr ajouté une espace avant *Uno* pour qu'il ne colle pas au nombre N. Tout cela est aussi simple que pratique, et nous procéderions de la même façon pour afficher p. ex. « 200 mV » à l'écran. Cet exemple pour nous rappeler notre préoccupation première, à savoir l'affichage des mesures retournées par le convertisseur.

À l'aide d'un oscilloscope, nous pouvons visualiser les bits sériels émis par l'ATmega328 et envoyés au convertisseur USB-série de la carte *Uno*. Pour cela nous relions simplement la sonde à la broche TX du contrôleur, c'est-à-dire au contact marqué Tx sur la barrette à broches DIGITAL de la *Uno*. Le flot de données apparaît très vite. La voisine de TX est la broche RX. Tapez des caractères dans le terminal, vous les verrez sur cette ligne. Conclusion : le PC peut également envoyer des données au microcontrôleur. Elles sont ignorées pour l'instant, car notre programme ne s'en soucie pas.

Convertisseur AN

Mesurer, c'est comparer. Le convertisseur analogique-numérique (CAN) du microcontrôleur est une sorte d'appareil de mesure. Il est donc indispensable qu'il dispose d'une grandeur de référence comme étalon. De même que je ne saurais mesurer une distance sans connaître la définition du mètre, il me faut connaître celle du volt pour exprimer une tension. Il n'en va pas autrement ici, je dois fournir une tension de référence au microcontrôleur afin qu'il puisse comparer la tension qui règne sur l'une de ses broches analogiques (A0 à A5 sur la *Uno*). La tension de référence est appliquée sur la broche AREF. Il est possible également de fixer la référence en configurant un des registres. Je peux donc connecter une source externe à la broche AREF, p. ex. 1 V, ou utiliser une des références internes de la carte (5 V par défaut) ; les références internes et externes ne doivent pas être utilisées en même temps.

Mesurez la tension de la broche AREF par rapport à GND (**fig. 3**) : la tension est 0 V, car aucun CAN n'a encore été utilisé. Chargez le code du **listage 2**, vous mesurerez cette fois-ci 5 V. L'explication est dans la ligne :

Listage 2. Utilisation du convertisseur AN.

```
'-----
'UNO_AD1.BAS  ADC
'-----
$regfile = "m328pdef.dat"
$crystal = 16000000
$baud = 9600

Dim D As Word

Config Adc = Single , Prescaler = 64 , Reference = Avcc  '5 V

Do
  D = Getadc(0)
  Print D
  Waitms 200
Loop
```

Config Adc = Single , Prescaler = 64 ,
Reference = Avcc

Elle initialise le CAN (ADC en anglais), c.-à-d. l'active dans une certaine configuration. Dans le mode *Single* défini ici, le CAN n'effectue qu'une seule mesure à l'appel de la fonction `Getadc()`. Il existe un autre mode, *free*, dans lequel les mesures sont effectuées en continu. Prescaler sert à diviser la fréquence de l'horloge (16 MHz pour la Uno), car pour effectuer les conversions le CAN a besoin d'une fréquence réduite. Nous avons choisi ici $16\text{ MHz} / 64 = 250\text{ kHz}$. Une fréquence supérieure aurait été possible, mais au prix d'une précision moindre. Le paramétrage `Reference = Avcc` relie la broche `AREF` à `AVCC`, donc à la tension d'alimentation de 5 V. Notez que le fonctionnement du CAN est décrit avec moult détails dans la fiche technique de l'ATmega. Et si malgré sa lecture acharnée vous vous sentez toujours désemparé devant ce qui peut ou doit être paramétré, appelez Bascom à l'aide. Sélectionnez le mot `Config` et appuyez sur F1 : le rôle de `Config` est expliqué et accompagné d'exemples d'utilisation très courts.

L'instruction D = Getadc(0) demande une mesure de la tension sur A0 et affecte le résultat à la variable D. La valeur renvoyée par le CAN a une résolution de 10 bits, ce qui signifie qu'elle sera comprise entre 0 et 1023. Le type *Byte* n'est donc pas adapté à notre variable D ; nous devons la déclarer comme étant du type *Word* (0 à 65535) ou *Integer* (-32768 à +32767).

Le résultat de la mesure est obtenu en 10 étapes et par approximations successives. La tension d'entrée est d'abord comparée à la moitié de la tension de référence V_{REF} . Si elle est plus grande, elle est comparée à $V_{REF} \times 3/4$. Toujours plus grande ? Elle est alors comparée à $V_{REF} \times 7/8$. Et ainsi de suite. La résolution double à chaque comparaison. Le nombre obtenu indique à quelle graduation d'une échelle de 1024 « niveaux de tension » correspond la tension mesurée. Le premier niveau est le 0 V, le dernier la tension de référence. Avec $V_{REF} = 5$ V, la « hauteur » d'une graduation vaut 5 V / 1023, soit environ 5 mV. Par comparaison, un voltmètre numérique à 3 chiffres 1/2 offre une résolution de 2000 points, soit à peu près le double. Le microcontrôleur peut donc être considéré lui aussi comme un appareil de mesure relativement bon. On se gardera tou-

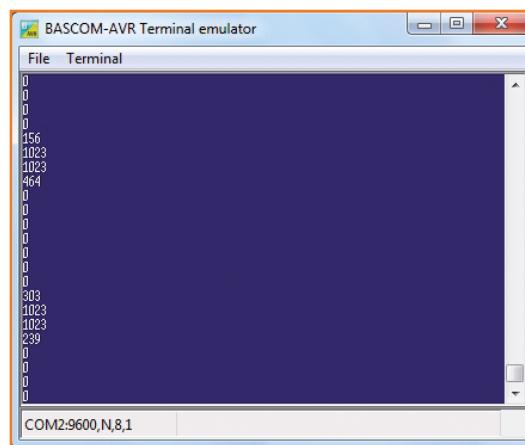


Figure 4.
Mesure d'un signal de 50 Hz.

tefois de confondre précision et résolution, car la précision absolue peut être compromise par une tension de référence imprécise.

Ce qui vaut pour les entrées numériques vaut également pour les entrées AN : y appliquer une tension bien inférieure à 0 V ou très au-dessus de V_{CC} risque d'entraîner des effets secondaires pouvant aller jusqu'au déclenchement de l'effet thyristor (voir l'épisode précédent). Ici aussi le pire peut être évité avec une résistance de $10\text{ k}\Omega$ mise en série sur la ligne de mesure. Avec cette protection, on peut même toucher l'entrée avec le doigt. On observe alors à l'écran de fréquents changements de valeurs, parmi lesquelles de nombreuses valeurs extrêmes 0 et 1023 (**fig. 4**) ; c'est la tension de ronflement parasite qui passe par nos doigts et dont l'amplitude excède la plage de mesure. L'un dans l'autre, le résultat ressemble aux demi-ondes d'un redresseur demi-onde vues à l'oscilloscope. Et une comparaison de la pause programmée de 200 ms (plus quelques ms pour la mesure) avec la période de 20 ms met en évidence l'effet stroboscopique (cf. article précédent). Ce sous-échantillonnage, comme on l'appelle aussi, prend l'apparence d'un signal de fréquence plus basse, car toutes les valeurs de mesure qui le constituent ne proviennent pas de la même période du signal, mais de différentes périodes successives.

L'art du calcul

Notre code ne renvoie que des données brutes, à nous de les convertir en volts. Supposons p. ex. que nous ayons relié la sortie 3,3 V de l'Arduino à l'entrée analogique A0 et que le CAN ait renvoyé la valeur 676. Nous sortons donc notre calculette

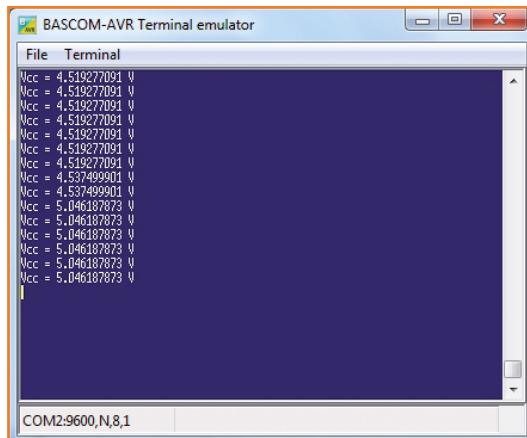


Figure 5.
Auto-mesure de la tension d'alimentation.

et trouvons $676 / 1023 * 5 \text{ V} = 3,305 \text{ V}$. Ça se tient, mais autant laisser ce genre de calcul au µC. Voyons comment (**listage 3**). Nous avons besoin d'une variable qui puisse prendre autre chose que des valeurs entières. Nous déclarons donc une variable U de type *single*, type capable de stocker des nombres réels (représentés en virgule flottante au format « simple précision »). La conversion en volts des valeurs brutes se fait en deux étapes ; un seul calcul par ligne, c'est la règle en Bascom :

$$\begin{aligned} U &= D * 5.0 \\ U &= U / 1023 \end{aligned}$$

Listage 3. Conversion en volts.

```
'-----
'UNO_AD2.BAS      0...5 V
'-----
$regfile = "m328pdef.dat"
$crystal = 16000000
$baud = 9600

Dim D As Word
Dim U As Single

Config Adc = Single , Prescaler = 64 , Reference = Avcc  '5 V

Do
  D = Getadc(0)
  U = D * 5.0
  U = U / 1023
  Print U ; " V"
  Waitms 200
Loop
```

Et voilà, il ne reste plus qu'à envoyer le résultat au terminal. La précision n'est bien sûr pas réelle, ce chapelet de décimales n'est que pure fantaisie informatique. Peu nous chaut pour l'instant, nous verrons plus tard comment arrondir ces valeurs de façon plus réaliste.

Alimenter la Uno par USB ou au moyen d'une alimentation externe n'est pas sans conséquence. La tension USB de 5 V peut allègrement fluctuer de 10 % ou plus (**fig. 5**) et ces dérives se répercuteront sur le résultat des mesures. Le régulateur de 5 V de la Uno n'est quant à lui sujet qu'à de faibles fluctuations, en général un petit 1 %. Faites des essais avec les deux alimentations, et mesurez également la tension réelle de la broche 3,3 V ainsi que la tension respective sur la broche AREF. Nous pouvons même améliorer sensiblement la précision. Mesurez avec votre multimètre numérique la tension de référence externe. Si vous relevez par exemple 5,03 V, remplacez le « 5,0 » du code par cette valeur exacte (« 5,03 »), et vous obtiendrez une précision (presque) parfaite.

Testez aussi d'autres paramètres de référence pour Config ADC. Avec Reference = Aref, vous n'avez d'abord aucune tension de référence, vous devez donc en appliquer une vous-même qui soit comprise entre 0 et 5 V. Reliez p. ex. la broche AREF à la sortie de 3,3 V de la Uno. La limite supérieure de la plage de mesure sera alors de 3,3 V. Vous pouvez aussi écrire Reference = Internal pour utiliser la référence interne de 1,1 V de la Uno, et en profiter pour mesurer avec un multimètre le potentiel de la broche AREF. La fiche technique indique en toute humilité une tolérance d'environ 10 % (1,0 V à 1,2 V). J'ai mesuré beaucoup mieux : 1,08 V, soit seulement 2 %. Vérifiez vous-même l'écart. Cette petite tension de référence est intéressante à deux titres. D'abord parce qu'elle ne dépend pas de la tension d'alimentation, ensuite parce qu'elle offre une résolution appréciable d'environ 1 mV.

Auto-mesure

Un microcontrôleur peut-il mesurer sa propre tension d'alimentation ? A priori non, puisqu'il aurait pour cela besoin d'une tension de référence suffisamment haute et indépendante de V_{CC} . Une lecture minutieuse de la fiche technique nous permet pourtant d'affirmer le contraire. On y découvre d'abord que le CAN est couplé à un multiplexeur (un commutateur analogique semblable au 4051)

Les programmateurs

L'utilisation d'un microcontrôleur (μ C) nécessite d'ordinaire un programmateur. Pas l'Arduino, car il possède un chargeur de démarrage ou chargeur d'amorce (cf. le premier article de cette série). Vous ne disposez toutefois d'aucun *bootloader* lorsque vous achetez un nouvel AVR et que vous l'implantez sur une carte de votre cru. Un programmateur est alors indispensable. Citons p. ex. l'ISP mkII, bon marché et par ailleurs utilisable avec la version gratuite d'AVR Studio 6. À capacités comparables, il en existe naturellement bien d'autres.

La programmation directe du contrôleur AVR sur la carte se fait habituellement avec un connecteur ISP (*In System Programming*) à six contacts. De nombreuses cartes à microcontrôleurs, les Uno y compris, possèdent à cet effet un connecteur à 2x3 contacts. Le transfert des données utilise l'interface série pour périphériques (SPI) : la ligne MISO pour les données vers le μ C, MOSI pour les données renvoyées vers le programmateur, et SCK pour le signal d'horloge. Nous étudierons à la loupe l'interface SPI dans le prochain article. Le brochage SPI de l'ATmega328 est :

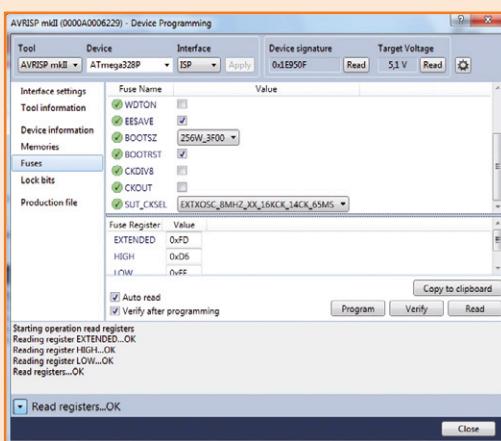
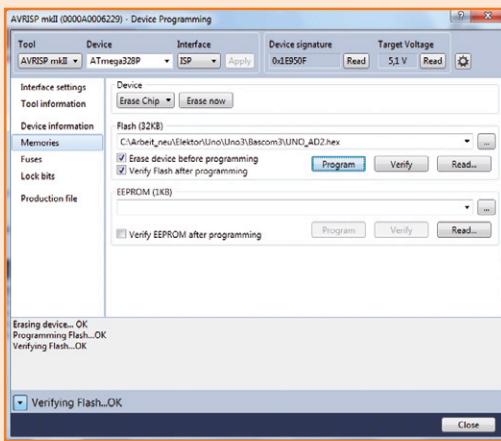
- | | |
|---|-----------|
| 1 | MISO, PB4 |
| 2 | Vcc |
| 3 | SCK, PB5 |
| 4 | MOSI, PB3 |
| 5 | Reset |
| 6 | GND |

On peut aussi utiliser un programmateur externe grâce aux deux connecteurs ISP présents sur la carte (ICSP dans la doc Uno). Il est préférable d'éviter celui qui est situé près de la prise USB, il sert à (re)programmer le convertisseur USB-série (voir texte). Le connecteur ISP pour l'ATmega328 est situé sur le bord de la carte. Savoir que l'on peut y relier un programmateur

externe pour éventuellement remettre le contrôleur dans son état initial est rassurant, surtout quand on vient par erreur de détruire le chargeur de démarrage.



Et en cas d'urgence, utilisez le fichier *UnoBoot.hex* de l'archive Elektor [1] !



Il suffit de charger le fichier hexadécimal d'un programme pour l'écrire dans la mémoire du μ C. L'option *Erase chip before programming* doit toutefois être sélectionnée pour également écarter le chargeur de démarrage du processus. Vous avez donc le choix, utiliser ou non le *bootloader*, ou encore un autre chargeur, p. ex. le *MCS Bootloader*. Nous reparlerons des chargeurs dans un autre numéro.

L'EDI Bascom et Atmel Studio 6 permettent de visualiser les fusibles (*fuses* en anglais) du μ C. Le terme *fusible* vient de l'époque lointaine où certaines mémoires de programme étaient programmées une seule fois et de façon définitive par destruction de fusibles d'interconnexion. Les fusibles de configuration de l'ATmega sont des cellules flash. Ce sont elles que l'on doit programmer pour figer certains réglages de base. Les fusibles permettent p. ex. de sélectionner un oscillateur externe à la place d'un quartz interne. La capture d'écran montre la configuration d'usine des fusibles de la carte Uno. Le chargeur de démarrage est activé (BOOTRST) et un espace mémoire de 256 mots lui a été réservé (BOOTSZ).

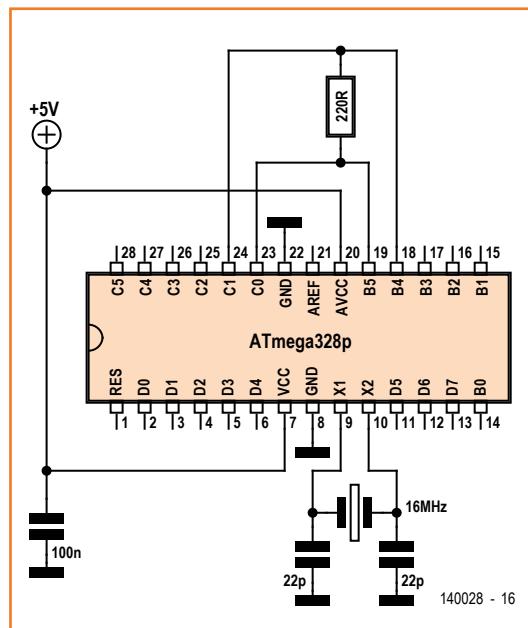


Figure 6.
Mesure de la température
sous charge.

dont six des huit canaux sont reliés aux entrées A0 à A5, les deux autres n'étant câblés que dans la version CMS de l'ATmega328 (carte *Uno SMD*). Mais on découvre surtout l'existence de « canaux secrets » dont l'un d'eux (le canal 14) permet de mesurer la référence interne de 1,1 V. Notre

programme (**listage 4**) est dès lors tout tracé : nous utilisons comme référence la tension V_{CC} imprécise (Reference = Avcc), mesurons la référence interne exacte (D = Getadc(14)), et convertissons le résultat en volts. La **figure 5** montre le résultat obtenu avec l'alimentation USB : une tension d'environ 4,5 V. J'ai ensuite passé le relais au régulateur de 5 V plus précis en connectant une alimentation externe. La tension affichée était cette fois-ci exactement 5 V.

Mesure de température

Pouvons-nous de la même façon demander à l'ATmega328 de mesurer sa propre température ? Oui, car il possède un capteur de température relié au canal 8 du CAN. Sa sensibilité est d'environ 1 mV/°C. La précision n'est quant à elle pas vraiment élevée puisqu'elle n'est que de +/-10 °C. Peu importe, nous pouvons calibrer nous-mêmes ce capteur.

D'après la fiche technique, sa tension de sortie vaut 242 mV à -45 °C, 314 mV à 25 °C, et 380 mV à 85 °C. Il est clair que nous ne pouvons mesurer des tensions aussi petites qu'avec la référence de 1,1 V. Cela dit, notre programme mesure également des tensions plus élevées, donc le CAN y est configuré deux fois, d'abord avec Internal (1,1 V), ensuite avec Avcc (5 V). Lors de la mesure, le CAN travaille avec la référence interne de 1,1 V et une résolution d'environ 1 mV, ce qui correspond donc à peu près à une augmentation de 1 °C. Au doigt mouillé, quasiment à tâtons, j'ai trouvé qu'il fallait soustraire 338 à la valeur renvoyée par le CAN pour que la température soit exprimée en degrés Celsius (**listage 5**). Quelques calculs supplémentaires donneraient à n'en pas douter un meilleur résultat. Adaptez le vôtre de façon à ce qu'il coïncide au mieux avec la température donnée par un thermomètre, puis posez un doigt sur la puce pour voir si la température augmente.

Profitons de ce capteur pour voir si le processeur chauffe lorsqu'il est soumis à une charge électrique. Nous pouvons p. ex. connecter une résistance de 220 Ω entre deux sorties (**fig. 6**). Si nous forçons l'une de ces broches au niveau haut et l'autre au niveau bas, il règne quasiment 5 V aux bornes de la résistance de charge, et un courant d'environ 20 mA la traverse. Le microcontrôleur va-t-il prendre un coup de chaud ? Dans le code, la tension de référence est paramétrée sur 5 V le

Listage 4. Mesure de VCC.

```
'-----
'UNO_AD3.BAS  Vcc / 1.1 V
'-----
$regfile = "m328pdef.dat"
$crystal = 16000000
$baud = 9600

Dim D As Word
Dim U As Single

Config Adc = Single , Prescaler = 64 , Reference = Avcc

Do
    D = Getadc(14)                                'Ref 1.1 V
    U = 1023 / D
    U = U * 1.1
    Print "Vcc = ";
    Print U ; " V"
    Waitms 1000
Loop
```

temps que le programme mesure la chute de tension sur les ports ; passer d'une référence à une autre dans un même programme n'est pas habituel mais ne pose pas de problème à l'exécution.

Résultats : avec un courant de 20 mA on ne perd que 0,4 V sur la sortie de commutation inférieure et 0,5 V sur la supérieure ; il règne encore 4,1 V aux bornes de la résistance de charge ; il circule un courant de 19 mA. La puissance supplémentaire dissipée par le microcontrôleur n'est donc que de $0,9 \times 19 \text{ mA} = 17 \text{ mW}$. Un tel échauffement est indétectable, ce que confirme la mesure de la température (**fig. 7**).

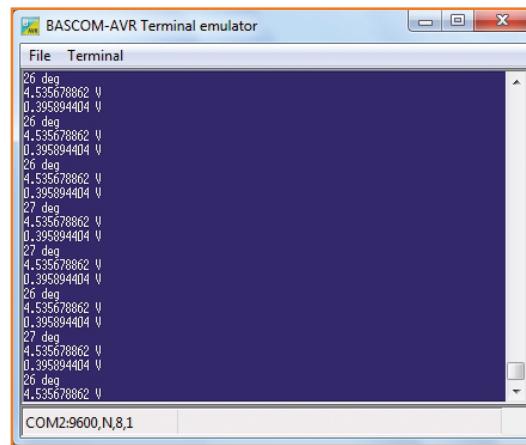


Figure 7.
Températures et chutes de tension.

Listage 5. Température et chute de tension.

```

'-----
'UNO_AD4.BAS      Temp
'-----

$regfile = "m328pdef.dat"
$crystal = 16000000
$baud = 9600

Dim D As Word
Dim N As Word
Dim U As Single

Config Portb = Output
Portb.5 = 1
Portb.4 = 0

Do
  Config Adc = Single , Prescaler = Auto , Reference = Internal  '1,1 V
  Waitms 200
  D = Getadc(8)                                     'Temperature
  D = D - 338
  Print D ; " deg"
  Waitms 500
  Config Adc = Single , Prescaler = Auto , Reference = Avcc '5 V
  Waitms 200
  D = Getadc(0)
  U = D * 5.0
  U = U / 1023
  Print U ; " V"
  D = Getadc(1)
  U = D * 5.0
  U = U / 1023
  Print U ; " V"
Loop

```

D'après la fiche technique, le courant qui traverse une broche ne doit pas dépasser 40 mA et le courant total ne doit pas excéder 200 mA. L'expérience a toutefois montré qu'un port pouvait résister à une charge de 100 mA.

Des petits moteurs à CC ont même été commandés directement par les ports, sans pilote de puissance. La règle suivante vaut toutefois prudence : pas plus de 40 mA !

Listage 6. Mesure de l'hystérésis d'entrée.

```

'-----  

'UNO_AD5.BAS    Hi/Lo Input Threshold  

'-----  

$regfile = "m328pdef.dat"  

$crystal = 16000000  

$baud = 9600  

Dim D As Word  

Dim Dmin As Word  

Dim Dmax As Word  

Dim N As Word  

Dim U As Single  

Config Portb = Output  

Config Adc = Single , Prescaler = 64 , Reference = Avcc '5 V  

For N = 1 To 10000  

    Portb.5 = Not Pinc.5  

Next N  

Dmin = 1023  

Dmax = 0  

Do  

    For N = 1 To 10000  

        Portb.5 = Not Pinc.5          '13 100k A5  

        D = Getadc(5)                 'A5 100µF GND  

        If D < Dmin Then Dmin = D  

        If D > Dmax Then Dmax = D  

    Next N  

    U = Dmin * 5.0  

    U = U / 1023  

    Print "Min = ";  

    Print U , " V"  

    U = Dmax * 5.0  

    U = U / 1023  

    Print "Max = ";  

    Print U , " V"  

Loop

```

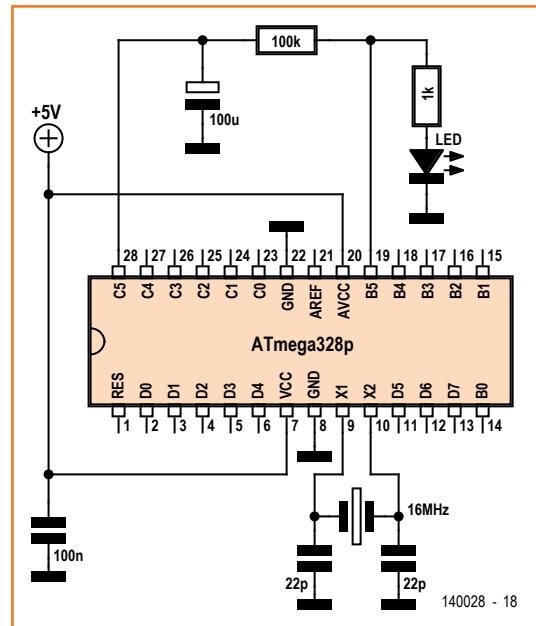


Figure 8. Mesure de l'hystérésis d'entrée.

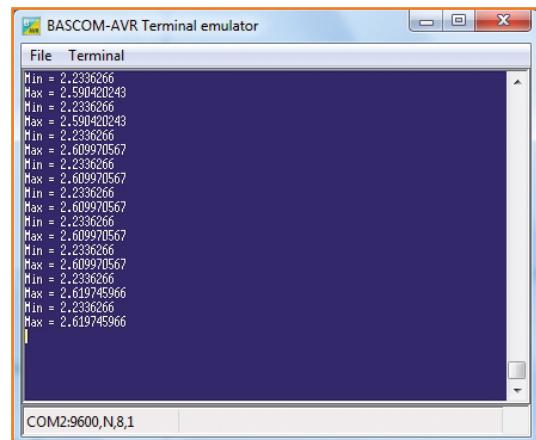


Figure 9. Les deux seuils de commutation d'une entrée.

mesure, la tension d'entrée est déjà dans l'intervalle cherché lorsque débute la mesure. D_{min} est initialisée avec la plus grande valeur possible (1023), D_{max} avec 0. Le programme cherche ensuite les les valeurs extrêmes en comptant sur... la chance, puisqu'avec ce code les valeurs extrêmes trouvées sont d'autant plus précises que le nombre de mesures est élevé.

Le programme utilise une boucle For dont la syntaxe est :

```
For N = 1 To 10000
    instructions
Next N
```

Une boucle For permet d'exécuter des instructions un nombre fixe de fois. Le compteur (la variable N) est ici initialisé à 1 et la valeur de fin

est 10000. Les instructions dans la boucle sont donc répétées 10000 fois. Cela ne dure qu'une fraction de seconde. Un très grand nombre de mesures augmente la probabilité de trouver les valeurs extrêmes exactes, donc avec un peu de chance elles seront trouvées avant la fin de la boucle. D'ailleurs on le voit facilement : une fois une valeur extrême trouvée, les valeurs affichées ne changent plus.

J'ai trouvé comme seuils de commutation 2,23 V et 2,62 V (**fig. 9**), à peu de chose près les valeurs mesurées avec un voltmètre.

(130568 – version française : Hervé Moreau)

Liens

[1] www.elektor-magazine.fr/130568

bientôt dans Elektor•

sauf bouleversement climatique de grande ampleur, notre prochaine publication sera :

le numéro d'été 2014

Une partie de la réputation d'Elektor est fondée sur la tradition du numéro double d'été, connu aussi comme *numéro hors-gabarit* en raison de son format particulier. La rédaction et le labo se mettent en quatre, cette année encore, pour concocter le subtil mélange de réalisations inédites et d'articles variés qui réjouira le plus grand nombre de lecteurs. Ne ratez pas l'édition de l'été 2014 !

Projets remarquables :



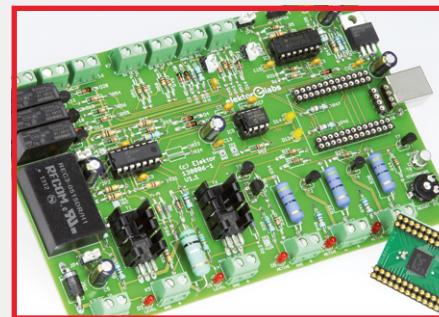
alimentation à découpage

Un circuit ingénieux dans lequel sont utilisées des spires de transformation imprimées. Deux afficheurs à LED nous renseignent, comme il se doit, sur la tension et le courant, la sortie, qui passe par un relais commutable, peut délivrer jusqu'à 30 V/1 A.



télémètre à ultrasons

C'est un Attiny4313 qui fait tout le travail, flanqué d'un couple standard d'émission et de réception d'ultrasons. Sur les deux lignes d'un afficheur à cristaux liquides, la distance mesurée est affichée en millimètres, centimètres, pouces, pieds ou yards.



carte d'extension IO-Warrior

Avec ses entrées et sorties nombreuses et variées, cette interface se prête parfaitement à toutes sortes d'applications de régulation et de mesure avec un PC. La communication avec l'hôte passe par un module *IO-Warrior*, pour lequel il existe du code en *Visual Basic Express*.

ComputerScope* Elektor (1986)

Jan Buiting (Elektor)

Adieu tube cathodique monochrome vert



En 1986, au labo d'Elektor, quelqu'un approuve l'idée d'un stagiaire en licence d'électronique : créer un accessoire « oscilloscope » pour des ordinateurs individuels. J'avais été embauché quelques mois auparavant comme rédacteur assistant et, capable de manipuler à la fois une machine à écrire électrique et un dictionnaire anglais, j'ai reçu mission de pondre une lettre polie à *ITT Semiconductors*, en Allemagne, pour leur demander quelques échantillons de leur tout nouveau convertisseur A/N et N/A en un seul circuit intégré, l'UVC3101, réputé « difficile à trouver ». Je reçois illico une réponse favorable du plus

serviable des chargés de presse rencontrés ces vingt-cinq dernières années. Quelques jours plus tard arrivent les CI avec des notes d'application et René van Linden, notre stagiaire, commence à travailler sur son projet de *microscope*. Avant même la publication de l'article, il mettra non seulement un point final à son mémoire de licence, mais trouvera aussi chaussure à son pied parmi les secrétaires de la maison.

Voyage dans le temps

À cette époque, Elektor essayait de faire faire aux ordinateurs autre chose que des feuilles de

calcul, PacMan, du traitement de texte ou du dessin ASCII. C'était le temps passionnant des *BBC Micro*, *Acorn Electron*, *Phillips MSX* et des premiers clones d'*IBM PC*. C'était un temps où les ordinateurs étaient totalement accessibles, aussi bien en termes logiciels que matériels. Il suffisait qu'un ordinateur ait un port quelconque avec un connecteur pas trop difficile à trouver pour que les ingénieurs, certains étudiants et les stagiaires d'Elektor se lancent dans la conception de périphériques que les fabricants n'auraient pas pu imaginer. C'était la grande époque du *POKE(16xxx)*. Dans le cas du *ComputerScope*, l'idée était de confier à un ordinateur individuel, sur son moniteur à entrée vidéo composite, la visualisation de données mesurées.

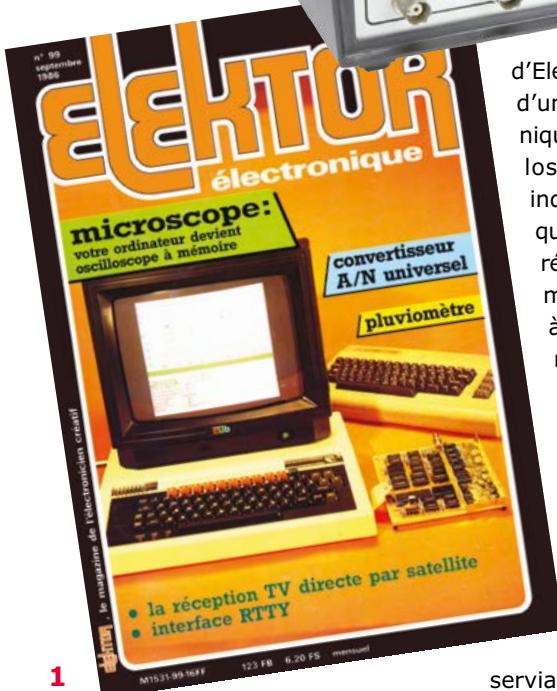
L'article a été publié en deux livraisons. La première, en septembre 1986, donnait le schéma de principe, le mode de fonctionnement et quelques copies d'écran avec des formes d'ondes pas trop compliquées (fig. 1). La livraison d'octobre décrivait la construction, les réglages et les aspects logiciels.

Conception

Comme périphérique, le *ComputerScope* a besoin d'une voie d'accès rapide et large dans la mémoire et les systèmes d'affichage de l'ordinateur. Toutefois, ces derniers sont numériques, alors que la sonde de l'oscilloscope va capter des signaux principalement analogiques, d'où la nécessité de la conversion A/N. Le trafic par le port n'est pas non plus unidirectionnel, puisque les réglages de l'entrée de l'oscilloscope, sélection AC-DC, atténuation-amplification, doivent être commandés à partir de l'ordinateur (au moyen de relais *Clare* au format DIL).

Le *ComputerScope* ne présente aucun bouton ni réglage à bidouiller, d'où l'aspect austère de l'appareil dans son coffret gris.

Le clou du circuit tient dans les convertisseurs A/N et N/A « rapides », contenus dans l'UVC3101, et dans un petit banc de mémoire constitué de



RAM Inmos IMS1420, composants rares et chers à l'époque.

La section CA/N et RAM du schéma est reproduite par la **figure 2**. Le CN/A (non représenté) était utilisé pour ajouter en cas de besoin un décalage (*offset*) au signal d'entrée. Le format de données du CA/N était de 7 bits ; le bit 8 était l'indicateur de déclenchement. La plage de mémoire effectivement utilisée pour le tampon de données était de 512 octets. Le banc de RAM avait son propre compteur d'adresses construit à grand renfort de circuits TTL (aucun µC en vue). De ce fait, la carte était remplie de 74HC, avec quelques moutons noirs 74LS et CD4000, parce qu'une foule de fonctions de commande et de synchronisation devaient être exécutées, à commencer par la base de temps tout entière. 24 puces logiques (**fig. 3**), c'est ce qu'on appellerait aujourd'hui un *cimetière de circuits*.

Une petite modification, par un interrupteur à glissière à l'arrière (**fig. 4**), permettait à l'appareil d'être utilisé aussi avec des IBM PC (ou clones).

Fichus listings

Si vous commandiez la carte *ComputerScope* réf. 86083 à l'*Elektor Print Service*, vous la receviez avec les listings de programme *imprimés*, pour *Acorn Electron*, *BBC Micro*, *Commodore 64* et *MSX*. Ah ! Je frémis au souvenir de ces piles de papier bien rangées à côté des cartes (bleues et rouges !) sur les étagères de notre stock, et, sur mon bureau, des suppliques de lecteurs réclamant les listings sur disquettes, ou sans la carte ! Pour aider les propriétaires d'autres familles d'ordinateurs à compiler leur propre programme pour le *ComputerScope*, le 2^e article se terminait sur un ordinogramme.

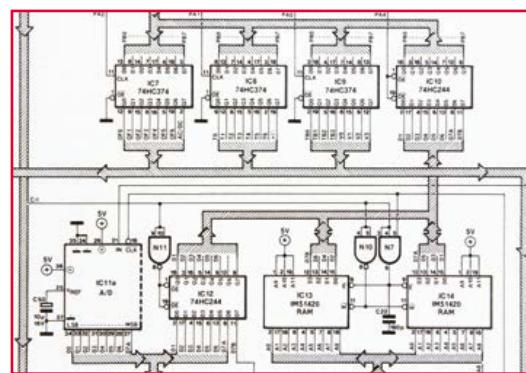
Love story

Si vous étudiez l'ours des numéros d'oct. et nov. 1986, vous constaterez le changement de nom de Wilma, l'une de nos secrétaires de rédaction. C'est que René van Linden, le stagiaire du labo, auteur du *ComputerScope*, avait, entre deux lignes de code, trouvé le temps de convoler en justes noces avec elle.

Vingt ans plus tard, le jour où Elektor a déménagé ses bureaux et où une tonne de vieux montages est passée à la benne (*horresco referens*), j'ai pu, avec quelques collègues nostalgiques, sauvegarder *in extremis* une vingtaine de prototypes pendant que l'*opération Augias* battait son plein. Aujourd'hui, ce petit butin constitue le fonds de la

collection *Rétronique*. Visite virtuelle du musée : www.elektor-labs.com/attic ; suivez le guide : à gauche du triangle jaune pointe en bas, c'est le lieu du dernier repos du *ComputerScope* de 1986. Merci pour votre visite.

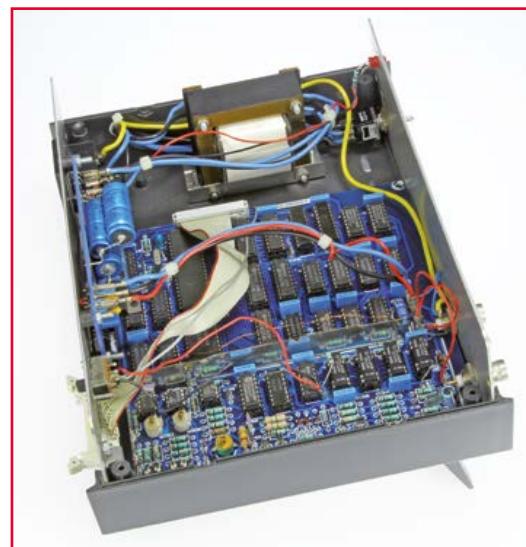
140034 (version française : Jean-Paul Brodier)



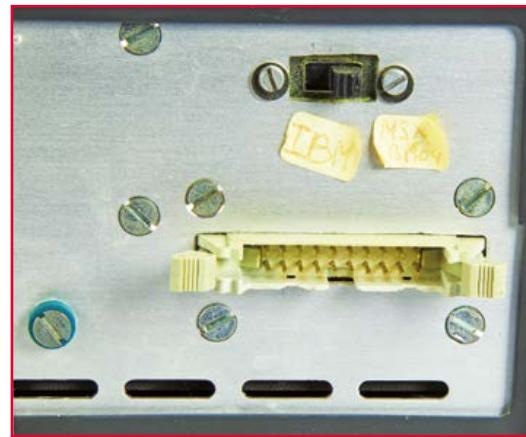
ESTP 2004

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

2



3



4

hexadoku

gymnastique mentale pour tous

Puisque vous êtes adepte du casse-tête proposé ici chaque mois, il y a de fortes chances pour que vous connaissiez des amateurs de ce genre de jeux qui elles-mêmes pratiquent peut-être le *sudoku*. Avez-vous déjà songé à leur faire découvrir nos grilles hexadécimales ? Il leur suffira de remplir la grille selon les règles, et de nous envoyer leur solution. Elles gagneront peut-être l'un des bons d'achat Elektor mis en jeu. Et deviendront peut-être des lecteurs assidus d'Elektor.

Une grille hexadoku est composée de chiffres du système hexadécimal, de 0 à F. Remplissez le diagramme de 16 x 16 cases de telle façon que **tous** les chiffres hexadécimaux de 0 à F (0 à 9 et A à F) n'apparaissent **qu'une seule et unique fois** dans chaque rangée, colonne et carré

de 4 x 4 cases (délimités par un filet gras). Certains chiffres, déjà placés dans la grille, en définissent la situation de départ. Pour participer, inutile de nous envoyer toute la grille, il suffit de nous donner **la série de chiffres** sur fond grisé.

Participez et gagnez !

Nous tirons au sort cinq des réponses internationales correctes reçues dans les délais ; leurs auteurs recevront un bon d'achat de livres Elektor d'une valeur de **50 €**. À vos crayons !

Où envoyer ?

Envoyez votre réponse (les chiffres sur fond grisé) avec vos coordonnées par courriel, avant le **1^{er} juillet 2014** à l'adresse **hexadoku@elektor.fr**

Les gagnants

La solution de la grille du numéro d'avril (430) est : **A0263**

Les cinq bons Elektor d'une valeur de **50 €** vont à : Arno Habermann (Pays-Bas), Eric Chamouard (France), Pascual Alagon Luna (Espagne), Tim Royall (Royaume-Uni) et Panagiotis S. Krokidis (Grèce).

Bravo à tous et félicitations aux gagnants !

	A	E	6	9	2			0		5	8	D			
5				4		1	2		3	7		B	C	6	
	F						5							4	
B		8	E	5	F			9		D			0	1	
4	2	B		1	7		3								
3	5	2					B	F	0			C			
				A		1			0	4	2	B			
		4	C	B	8				1			A			
		F	4	E	B				3		8				
				5	3			A	C	E	F				
7	2	D					5	1	F			9			
E	3	C		A	B		0								
0	A	5	8	E			7	1		6	3				
	1					D					2				
4			D	2	6		5	9		E	B	0			
6	B	7	C	9			4		D	1	5				

2	1	9	7	0	3	5	A	E	4	8	B	F	D	6	C
8	C	D	4	B	6	9	1	5	F	7	2	3	0	E	A
5	E	F	3	4	C	2	D	9	6	A	0	1	7	8	B
B	6	A	0	7	8	E	F	1	C	3	D	9	2	4	5
1	2	E	9	5	7	6	3	F	D	0	A	8	C	B	4
C	3	6	A	1	4	F	B	2	5	9	8	D	E	0	7
F	4	0	D	E	A	8	2	3	B	C	7	5	6	9	1
7	B	5	8	9	D	C	0	4	1	E	6	2	3	A	F
4	5	B	C	6	9	D	8	7	2	F	1	E	A	3	0
3	7	1	E	A	F	0	C	6	8	B	9	4	5	2	D
9	D	8	F	2	E	4	7	A	0	5	3	B	1	C	6
A	0	2	6	3	B	1	5	C	E	D	4	7	8	F	9
6	9	C	5	8	1	3	4	0	7	2	F	A	B	D	E
D	F	7	2	C	0	A	9	B	3	1	E	6	4	5	8
E	8	3	B	F	5	7	6	D	A	4	C	0	9	1	2
0	A	4	1	D	2	B	E	8	9	6	5	C	F	7	3

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.

imprimante 3D elektor

Assez joué, passons aux choses sérieuses !

Elektor s'associe à *German RepRap*, le spécialiste de l'impression 3D, pour vous proposer ce modèle unique d'imprimante 3D sous la forme d'un kit soigneusement élaboré pour vous.

La nouvelle imprimante 3D (aux couleurs d'Elektor) donne d'excellents résultats et s'assemble beaucoup plus rapidement que les modèles courants à construire soi-même.

La présence de connecteurs pour les moteurs pas à pas et les cartes électroniques, ainsi que le châssis en acier inoxydable, robuste et stable, vous faciliteront le montage. Il ne reste quasiment plus rien à souder. L'imprimante Elektor 3D est fournie avec un éventail d'accessoires en bonus (d'une valeur d'environ 380 €).

Caractéristiques techniques :

- dimensions (L x l x h) : 500 x 460 x 460 mm ;
- volume d'impression (X x Y x Z) : 230 x 230 x 125 mm ;
- vitesse : 100 mm/s pour les matériaux de 3 mm, jusqu'à 180 mm/s pour les matériaux de 1,75 mm, jusqu'à 350 mm/s à vide ;
- tension : 230/115 V CA ;
- matériaux : ABS / PLA / PS / PVA / Laywood (filament composé de bois) / Laybrick.

NOUVEAU!



Contenu de la livraison :

- matières plastiques (polyamide, particulièrement résistant et résilient) ;
- châssis en acier inoxydable (laque bleue) avec pieds réglables, vis, tiges filetées, arbres, douilles à billes linéaires, palier lisse, palier à billes ;
- courroies d'entraînement T 2.5 et poulies fraîsées ;
- 5x moteurs pas à pas NEMA17 avec un couple moteur de 0,52 Nm ;
- carte RAMPS v1.4, y compris câble et alimentation ;
- tête de chauffe (hot end) modulable de 3 mm avec buse de 0,5 mm (buse de 0,4 / 0,3 mm en option).

Accessoires fournis en bonus :

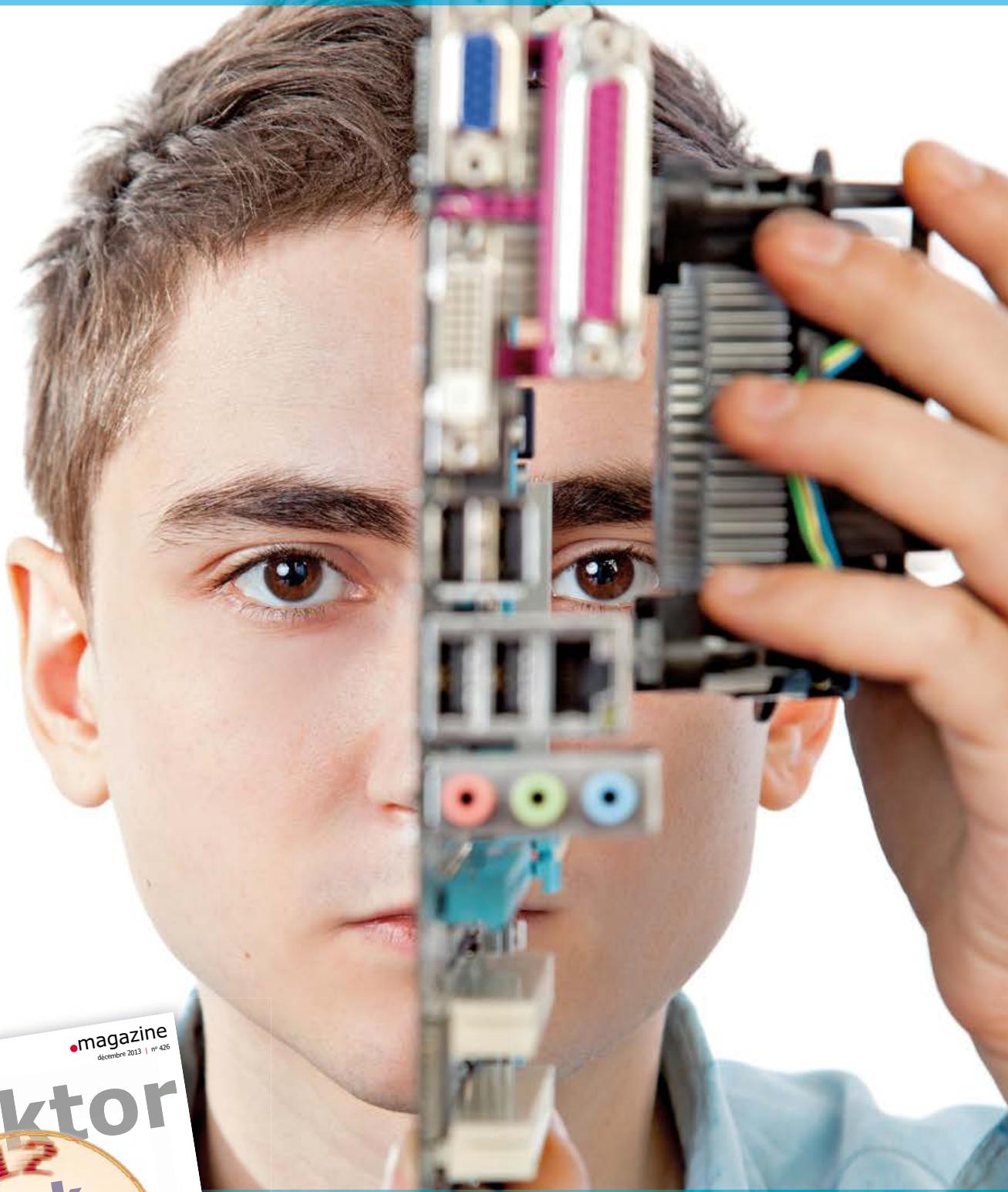
- plateau d'impression chauffé 12 V ;
- 1x fil de plastique PLA de 750 g (rouge, Ø 3 mm) ;
- 1x fil de plastique PLA de 750 g (jaune-vert, Ø 3 mm) ;
- 1x fil de plastique PLA de 750 g (bleu, Ø 3 mm) ;
- logiciel sur CD, y compris le code d'impression pour un objet ;
- châssis bleu en acier inoxydable sur pieds amortisseurs.

Prix : 1.199,00 €
(TVA incluse)

Frais de port pour France Métropolitaine
et Belgique : 16 €

Infos et commande : www.elektor.fr/imprimante3d

le XXI^e siècle vient seulement de commencer



explorez l'électronique,
lisez **Elektor**

www.elektor.fr/abo