

elektor

3D-Pad

interface de commande par gestes avec Arduino

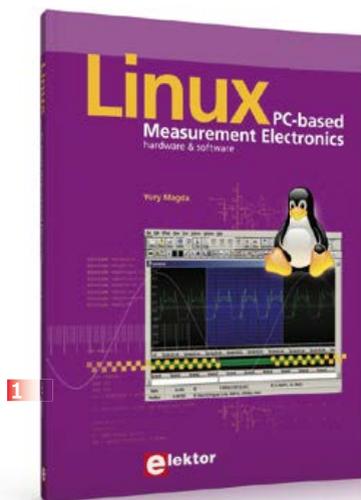


sans contact!



● **IMPACT** : Interrupteur Mural Polyvalent à Commande Tactile | détecteur de rayons α , β , γ
source de courant continu réglable de précision avec voltmètre haute impédance intégré
lampe à LED RVB | moteurs sans balais pour modèles radiocommandés
pince de courant à large spectre | ● l'atelier du microcontrôleur (2)
qu'est-ce que c'est que ce c... ? ● modem acoustique Speedy 1200+





1 Linux – PC-based Measurement Electronics matériel et logiciel

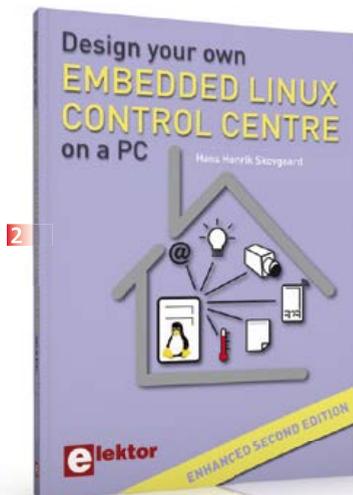
Apprenez rapidement à construire des applications sous Linux, pour collecter, traiter et afficher des données sur un PC à partir de capteurs analogiques et numériques. Ne vous contentez pas de commander des circuits raccordés à un ordinateur. Apprenez aussi à transmettre les données via un réseau ou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

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

2 Design your own Embedded Linux Control Centre on a PC

2e édition entièrement revue et augmentée de 180 pages

Ce livre (en anglais) ne parle ni de X10, ZigBee, Z-wave, ni d'aucun autre de ces systèmes de domotique plus sophistiqués les uns que les autres, car c'est un livre pour les adeptes du fais-le-toi-même, ceux qui goûtent aux joies du recyclage de matériel existant. Au lieu de prendre la poussière et d'encombrer les placards, un



« vieux » PC peut encore servir pour la commande et la régulation de processus domestiques, sans engendrer aucun frais inutile, tout en procurant plaisir et satisfaction aux usagers.

Langue : anglais • 412 pages • ISBN 978-1-907920-02-8 • 39,50 €

3 Module d'extension pour les cartes à µC Linux et autres

La platine d'extension pour la carte Linux d'Elektor peut aussi se connecter à d'autres cartes à µC. Par exemple la carte à huit relais. La carte d'extension conviendra aux débutants pour qui Linux est (encore) trop compliqué ; elle conviendra aussi aux utilisateurs chevronnés qui préfèrent sculpter leurs programmes « dans le métal brut » (sans l'aide d'un système d'exploitation).

Réf 120596-91 • 42,95 €

4 GNUBLIN LAN 32 Mo (avec RTC et relais)

GNUBLIN est une carte GNU / Linux pour applications embarquées, idéale pour faire ses premiers pas dans le monde des microcontrôleurs fonctionnant sous Linux. La version GnuBlin est



équipée du processeur ARM9 LPC3131 de chez NXP et fonctionne avec un système Linux préinstallé qui s'amorce depuis une carte SD. Les interfaces essentielles au microprocesseur, comme I2C, SPI, la ligne PWM, les E/S numériques ou encore les entrées analogiques, sont dirigées vers l'extérieur.

Réf 130214-91 • 69,95 €

Autres produits GNUBLIN :

- Bridge module • réf 130212-71
- GnuPI Module pour Raspberry Pi • réf 130212-72
- Module adaptateur BeagleBone-Black • réf 130212-74
- Afficheur LCD (4x20 caractères) • réf 130212-92
- Pilote de moteur pas à pas • réf 130212-93
- Module IO Expander • réf 130212-94
- Capteur de température • réf 130212-95

informations complémentaires et gamme Linux complète sur :
www.elektor.fr/linux



Au service du génie

National Instruments met à la disposition des étudiants le matériel et le logiciel dont ils ont besoin pour développer leur expérience, aller au-delà de la théorie, et réaliser l'importance du rôle de l'ingénieur dans la société.

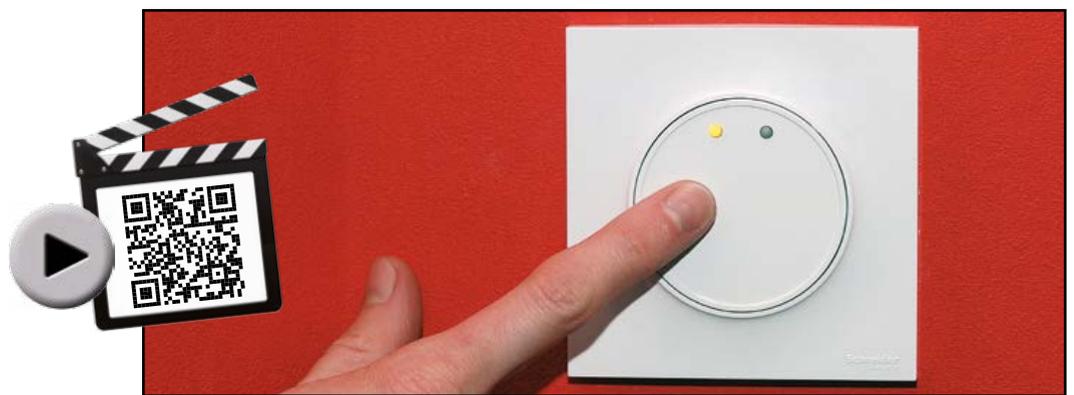
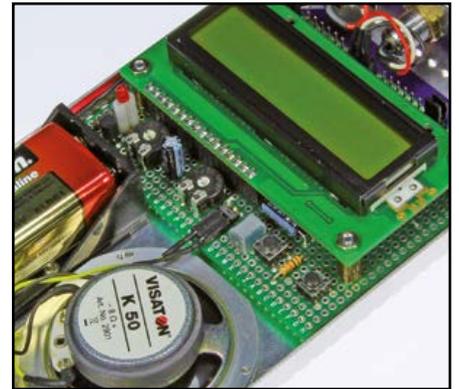
>> Découvrez comment NI supporte la prochaine génération d'innovateurs, en visitant ni.com/academic/f

01 57 66 24 24

NATIONAL INSTRUMENTS France • 2 rue Hennape – 92735 Nanterre Cedex, France • Tél. : 01 57 66 24 24 • Fax : (0)1 57 66 24 14 • Société de droit américain – capital social 1 000 dollars • US • 11500 N Mopac Expwy, Austin-Texas USA – 10056236 – 344 497 649 • RCS Nanterre – SIRET B 344 497 649 00048 – APE 516 J - N.I.I. FR 57344497649

©2013 National Instruments. Tous droits réservés. National Instruments, NI, et ni.com sont des marques de National Instruments. Les autres noms de produits et de sociétés mentionnés sont les marques ou les noms de leurs propriétaires respectifs. Pour plus d'informations concernant les marques de National Instruments, veuillez vous référer à la partie Terms of Use sur le site ni.com/legal. 09680

 **NATIONAL
INSTRUMENTS**



● communauté

8 ateliers d'électronique en librairie

Le travail d'un auteur de livres sur l'électronique, c'est d'écrire bien sûr. Mais ça ne commence ni ne s'arrête là, dit Rémy Mallard.

les pieds sur terre

Leçon de plomberie avec Roger Osier (F4GIC)

● e-labs

10 qu'est-ce que c'est que ce condensateur ? (2)

Drôles de paroissiens, ces condensateurs marqués « 105 » d'un côté et « 104 » de l'autre.

22 alim à transfo élévateur imprimé en chantier

Naissance d'un circuit exotique au

labo d'Elektor : une alimentation dotée d'un transformateur (élévateur) fait de circuit imprimé, une technique qui méritait un coup de projecteur.

44 postez et gagnez

Tout au long de l'année 2014, elektor.labs récompense ses membres posteurs avec un cadeau choisi, différent chaque mois !

● projets

12 détecteur de rayons α , β , gamma nouvelle version avec PIC

Avec son ATmega88, le détecteur de rayonnement amélioré d'Elektor est pratique pour mesurer différents types de radioactivité. Voici une version de cet instrument avec un autre contrôleur et quelques fonctions supplémentaires.

18 pince de courant à large spectre l'alternatif amplifié par transimpédance

Un transformateur de courant facilite la mesure précise du courant alternatif. Mais associé à un amplificateur de transimpédance, d'adaptation d'impédance, la bande passante s'accroît considérablement.

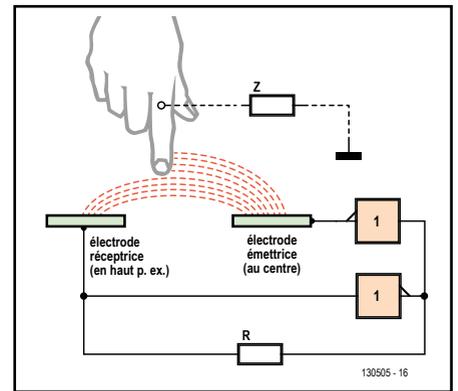
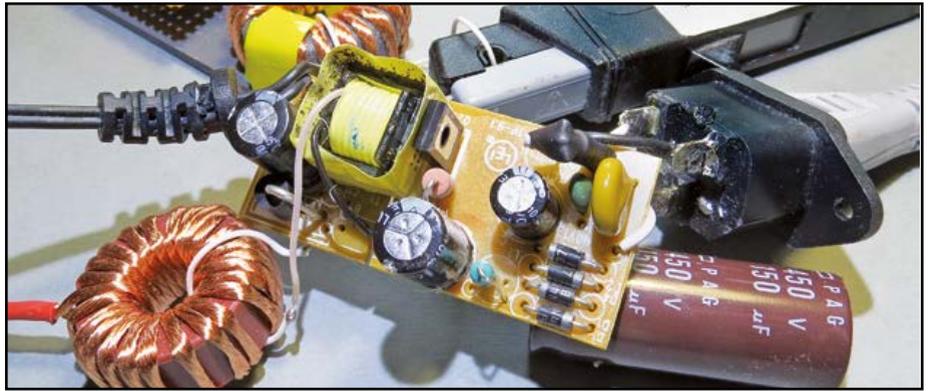
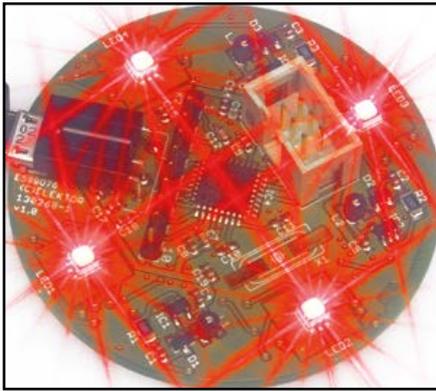
24 lampe à LED RVB

la polychromie télécommandée !

Grâce aux LED RVB, la lumière multicolore se propage, pour créer une ambiance de fêtes, pour l'éclairage des instruments de bord de la voiture ou pour l'atmosphère d'un appartement.

30 IMPACT : Interrupteur Mural Polyvalent À Commande Tactile

Ce double interrupteur par détection capacitive, encastrable, est analogique, polyvalent : il assure les fonctions d'interrupteur à bascule simple, de va-et-vient ou



de bouton-poussoir, sur deux voies indépendantes.

38 Chiptuning pour modèles radiocommandés

Remplacer un moteur à collecteur et balais par un modèle *brushless* est un jeu d'enfant grâce au circuit décrit dans cet article.

46 source de courant continu réglable de précision

avec voltmètre haute impédance intégré

Voici un projet qui ne se contente pas d'annoncer I égale U sur R . Il offre une précision et une versatilité concurrencées seulement par celles du matériel professionnel inabordable. Et encore, celui-ci a-t-il un calibre de 10 nA ?

57 transistors unijonction drôle de composant n°5

Petit tour d'horizon de leur fonctionnement et présentation de leur remplaçant.

58 3D-Pad :

interface de commande par gestes (sans contact)

Réalisez une interface de commande par geste capable de fournir fiablement des coordonnées X, Y et Z. Il suffit d'un circuit imprimé appelé plan d'électrodes (en fait, 4 condensateurs autour d'une électrode commune), d'un Arduino Uno et d'un shield, avec le logiciel de commande.

68 10^e jour : modèles de contours personnalisés

Aujourd'hui nous réimportons dans DS Mechanical notre circuit imprimé conçu pour un boîtier Hammond et nous amuser un peu.

70 l'atelier du microcontrôleur (2)

Apprenez à bien connaître les nombreuses entrées de l'ATmega328 de la carte Arduino Uno.

● magazine

78 modem acoustique Speedy 1200+

et David mit la pression aux Goliath des autorités des télécoms

Il était une fois le coupleur acoustique.

81 bientôt dans Elektor

Avant-première des prochains numéros d'Elektor

82 hexadoku gymnastique mentale pour électroniciens

Lâchez tout, la tondeuse, la binette, la bêche, le sécateur... vous allez vous faire mal.

37^{ème} année, n° 431
mai 2014

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

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

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

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

DROITS D'AUTEUR :

© 2014 Elektor International Media B.V.

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente publication, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées (Loi du 11 mars 1957 -art. 40 et 41 et Code Pénal art. 425). Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier de droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet. Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non commerciaux. L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice. La Société éditrice n'est pas tenue de renvoyer des articles qui lui parviennent sans demande de sa part et qu'elle n'accepte pas pour publication. Si la Société éditrice accepte pour publication un article qui lui est envoyé, elle est en droit de l'amender et/ou de le faire amender à ses frais; la Société éditrice est de même en droit de traduire et/ou de faire traduire un article et de l'utiliser pour ses autres éditions et activités, contre la rémunération en usage chez elle.

Imprimé aux Pays-Bas
par Senefelder Misset - Doetinchem

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

J'aime le Cu

Ma révélation n'a rien de fracassant, puisque vous, lecteurs d'une revue d'électricité, et moi, votre serviteur, partageons l'amour du cuivre. Il est bon de le rappeler, car ce métal, ductile et conducteur, est si humble qu'on l'oublie facilement ; on parle davantage d'éléments plus prestigieux, du silicium par exemple ou du graphène. Il y a quelques temps je parcourais un message de l'Institut européen du cuivre (ECI) qui lançait justement une campagne intitulée *Innovating with copper*, visant à démontrer le rôle du cuivre dans les énergies renouvelables, la santé, les transports économes en énergie ou les communications.

Malheureusement pour moi, quand on parle du cuivre, pourtant si doux, je pense d'abord aux impitoyables luttes d'influence autour de ce minerai, aux enjeux sanglants de son extraction, si puissamment évoquée par Jacques Lanzmann dans le *Rat d'Amérique*. Je repense au Chili, au martyr duquel le cuivre n'est pas étranger. Et pourtant, j'aime le Cu et les innombrables alliages dans lesquels il entre. Jamais auparavant ils n'ont été aussi importants pour nos sociétés. Par exemple pour l'acheminement de l'eau ou celui de l'électricité, et bien sûr pour l'électronique en général. La lecture du document de l'ECI m'a rappelé une qualité remarquable du cuivre : il est recyclable à l'infini, théoriquement sans perte. À telle enseigne que désormais, la première source de cuivre est... le cuivre *recyclé*.

Le cuivre comme milieu privilégié de toutes nos cogitations *électrohmiques*, voilà ce qui m'a frappé aussi en composant le sommaire de ce numéro dominé par des réalisations dans lesquelles il joue un rôle éminent. J'en cite trois :

L'organe essentiel du **détecteur de gestes** (sans contact) en couverture et p. 58, appelé **3D-PAD** par son auteur **Jean-Noël Lefebvre**, ce sont ses cinq électrodes, en cuivre imprimé. Cuivre encore dans la **source de courant de précision d'Henri Morizot**, un nouveau fleuron de la série des appareils de mesure raffinés proposés par Elektor. Enfin l'organe essentiel de l'**interrupteur mural à effleurement**, p. 30 astucieusement baptisé **IMPACT** par **David Ardouin**, c'est encore une modeste surface de cuivre imprimé.

Souffrez que je conclue par un fier *cucuricu*, car les auteurs de ces trois articles, superbes et imposants, sont français. Vive le *Cu* et bonne lecture !

Denis Meyer

Notre équipe

- Rédacteur en chef : Denis Meyer (redaction@elektor.fr)
- Rédaction internationale : Harry Baggen, Jan Buiting, Jaime Gonzalez Arintero, Jens Nickel
- Laboratoire : Thijs Beckers, Ton Giesberts, Wisse Hettinga, Luc Lemmens, Mart Schroijsen, Clemens Valens, Jan Visser, Patrick Wielders
- Coordination : Hedwig Hennekens
- Ont coopéré à ce numéro : 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@beti.com.tr

**South Africa**

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

**China**

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

Notre réseau



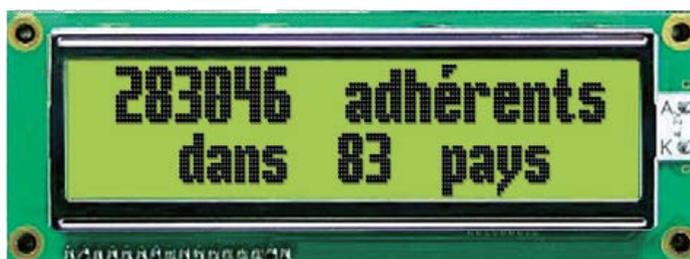
VOICE COIL



audioexpress



vous connecte à



Nos annonceurs



Eurocircuits

www.elektorpcbservice.com 11

Schaeffer AG

www.schaeffer-ag.de 81

National Instruments

www.ni.com/academic/f 3

WIZnet

www.circuitcellar.com/wiznet2014 . . . 83

Pour placer votre annonce dans le prochain numéro d'Elektor

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

Vos correspondants

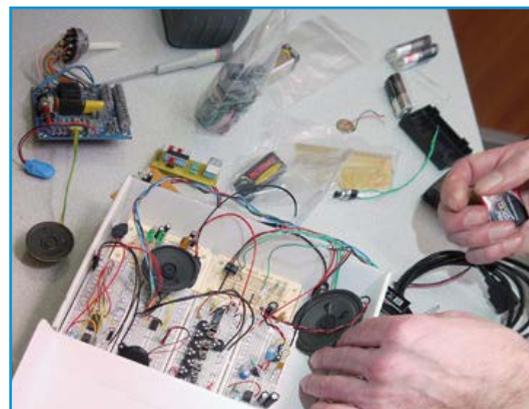
Nous sommes à votre service pour toute question relative à votre commande ou votre abonnement
par téléphone au (+33) 01.49.19.26.19 du lundi au jeudi de 8h30 à 17h
et le vendredi de 8h30 à 12h30 ou par courriel : service@elektor.fr

ateliers d'électronique en librairie



Rémy n'était pas venu les mains vides

Le travail d'un auteur de livres sur l'électronique, c'est d'écrire bien sûr. Mais ça ne commence ni s'arrête pas là, dit Rémy Mallard, auteur de deux livres destinés aux débutants en électronique. Non seulement il se préoccupe activement de ce que pensent ses lecteurs avant de commencer à écrire mais il ne cesse pas de s'en inquiéter une



fois posé le point final. C'est ainsi que, récemment, il animait à la Librairie Eyrolles, boulevard Saint-Germain à Paris, des ateliers d'électronique ouverts à tous et qui ont tous fait le plein.

Tout comme il séduit ses lecteurs, Rémy captive aussi son auditoire. Son public varié réunissait aussi bien un garçon de 14 ans que des retraités, tous également passionnés, comme ces fans déjà lecteurs, venus aussi pour une dédicace de Rémy. Avec la vogue des cartes prêtes à l'emploi comme Arduino et Raspberry Pi, l'électronique a le vent en poupe, en particulier chez les (jeunes) passionnés d'informatique désireux d'élargir le champ de leurs réalisations.

Pour les organisateurs, ce succès est une agréable surprise. Rémy, lui, remarque dans les questions qu'on lui pose à quel point sont fortes à la fois l'attrance pour les modules tout faits et la peur voire l'inquiétude suscitées : « On déploie devant eux des ressources matérielles et logicielles censées permettre de réaliser tout très simplement. Mais qui se soucie de la frustration qui surgit quand on se rend compte que ce n'est pas si merveilleux que ça ou que les efforts à fournir vont bien plus loin qu'on ne l'imaginait. Le lendemain des ateliers, un des participants m'a écrit qu'il avait peu de connaissances en électronique et en informatique, mais souhaite construire un automatisme à base de microcontrôleur avec lecteur de code à barres et reprogrammation par Wifi. » À en juger par la courbure des sourcils de Rémy, il ne pense pas que ce soit le genre de projet idéal pour débuter.



Elekor en rayon à la librairie Eyrolles (à droite la vitrine de kits)

La conclusion de Rémy : « Une telle journée est enrichissante comme chaque fois que je me trouve face à des passionnés. J'écoute et je comprends les besoins des débutants. J'en apprends autant qu'eux. »

L'électronique pour les débutants qui sèchent les cours mais osent souder sans se brûler les doigts

ISBN 978-2-86661-186-6

Les microcontrôleurs PIC pour les débutants qui veulent programmer sans patauger avec mikroPascal : intermédiaire idéal entre BASIC (trop facile) et C (trop difficile)

ISBN 978-2-86661-193-4



Nourritures terrestres et nourritures spirituelles : le personnel du rayon électronique de la librairie Eyrolles était aux petits soins pour les visiteurs.

Les pieds sur terre

Roger Orsier (F4GIC)

En vieil électronicien j'ai pris depuis plusieurs années, l'habitude de vérifier si ce que je dois entreprendre n'a pas été déjà fait par d'autres avant moi. Attitude de fainéant qui fait avancer plus vite certains projets, voire renoncer en réalisant que c'est déjà fait depuis longtemps.

C'est la réflexion qui m'est venue en lisant l'article "électrovanne mise au régime" dans le dernier numéro d'Elektor, que je lis depuis quelques dizaines d'années. Je comprends tout à fait que développer une modulation de largeur d'impulsion ne prenne que quelques minutes avec l'expérience, et que le dessin et la gravure d'un CI soient rapides.

Mais je vois quand même quelques inconvénients à ce projet :

1. présence d'une alimentation électrique sur un système en contact avec l'eau
2. effet possible de coup de bélier à la fermeture brutale de la vanne
3. coût global non négligeable

Je vous propose donc une solution sans électricité, simple de montage, et disponible à moins de 25 € dans les grandes surfaces de bricolage. Il s'agit d'une vanne automatique à niveau, qu'on trouve dans les chasses d'eau de WC. Sur la première photo, on voit la vanne ouverte, niveau d'eau trop bas. Et sur la deuxième, la montée de l'eau fait basculer le flotteur (flèche jaune montante, en bas), ce qui entraîne un arrêt progressif de l'arrivée d'eau, car ce flotteur commande un détendeur (flèche jaune descendante, en haut) jusqu'à l'arrêt complet, réalisant une commande proportionnelle de niveau, la rotation amortie par l'axe à fort frottement ajoute une action intégrale...

Un robinet d'arrêt permet la coupure totale en vissant la mannette, ce qui remplace le bouton poussoir du projet exposé, et permet même le démontage en cas de panne, sans couper l'eau. La tige filetée rouge permet de régler le niveau à la hauteur choisie.

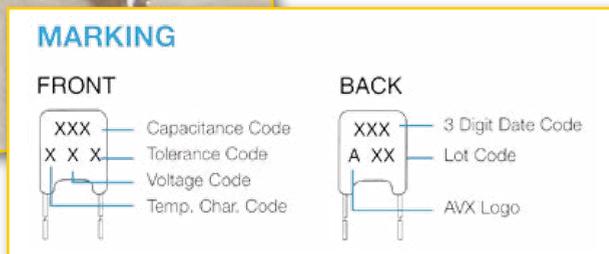
Tout cela sans une ligne de code, sans PIC, sans 12 V, sans boîte étanche, en toute sécurité, et en service depuis des décennies sans problème...

www.elektor-magazine.fr/130258



qu'est-ce que c'est que ce condensateur ? (2)

Thijs Beckers
(Elektor Labs)



Ma petite histoire de condensateur du mois dernier n'est pas passée inaperçue. Pour ceux qui l'auraient ratée, je rappelle que lors d'une vérification de routine du kit de la carte DSP audio universelle ADAU1701 [1], j'étais tombé sur de drôles de paroissiens, marqués « 105 » d'un côté et « 104 » de l'autre. Comme tous les composants de 100 nF de ce lot portaient la même inscription sibylline, il ne pouvait pas s'agir d'une erreur isolée.

La réponse à cette énigme est simple, mais personne ici n'y a pensé tout de suite. Il a fallu que notre fournisseur éclaire notre lanterne. Comme le montre l'illustration ci-dessus, extraite de la feuille de caractéristiques [2], d'un côté l'inscription est celle de la capacité (104, c'est-à-dire 10 suivi de quatre zéros, soit 100 000 pF = 100 nF = 0,1 µF) tandis que de l'autre côté c'est le code à trois chiffres de... la date de fabrication : 105, c'est-à-dire 2011-05.

Comme il est difficile de distinguer l'avant et l'arrière d'un tel composant, la méprise est plus que probable, surtout si on n'a même pas remarqué qu'il y a deux inscriptions différentes sur le

condensateur et que l'on prend par hasard la date pour la capacité. Dans ces cas-là (et bien d'autres) il est utile de disposer d'un RLC-mètre fiable, comme celui qu'Elektor a publié l'an dernier (et dont le kit assemblé est toujours disponible dans notre e-shoppe).

Parmi vos réactions à l'article du mois passé, certaines étaient délicieusement fantaisistes, nombreuses étaient celles qui signalaient qu'il s'agissait d'une histoire de date et certains lecteurs, connaissant notre goût pour la calembredaine, avaient même fait le rapprochement avec le numéro du mois... d'avril, dans lequel paraissait ce drôle de poisson. Merci à tous d'avoir contribué à nous sortir du dilemme. Merci à notre lecteur Marc Basquin d'avoir relevé que 100 nF = 0,1 µF et non 0,1 pF. Et comme concluait Marc Polette, un autre lecteur : « ça reste tout de même un petit con... densateur ! »

(130523)

Liens

[1] www.elektor-magazine.fr/130232

[2] www.avx.com/docs/Catalogs/skycap-sr.pdf

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

détecteur de rayons α , β , γ

Reinier Ott
(Pays-Bas)



nouvelle version avec PIC

Le détecteur de rayonnement amélioré du numéro de novembre 2011 d'Elektor est un instrument pratique et peu coûteux pour mesurer différents types de radioactivité. Il est articulé autour d'un ATmega88. J'ai voulu voir ce que l'instrument donnerait avec un autre contrôleur et j'en ai profité pour y adjoindre quelques fonctions supplémentaires.

Mon projet est fondé sur la version améliorée du Compteur alpha/bêta/gamma de Burkard Kainka, présentée dans le magazine Elektor de novembre 2011. Je me suis procuré le kit proposé par Elektor dans son e-shoppe et j'ai réalisé quelques expériences avec l'instrument. Puis j'ai recommencé avec un PIC à la place de l'ATmega88. J'ai repris tel quel le circuit imprimé du détecteur de rayonnement, j'y ai simplement ajouté une seconde photodiode BPW34. Lors de la rédaction du logiciel à l'aide de Flowcode, il m'est venu des idées d'extension des fonctions.

Le schéma

J'ai donc réutilisé, pour le montage du détecteur, le préamplificateur et le circuit imprimé existant (110538-2). Cette partie ne figure donc pas dans le schéma de ma version du compteur équipé d'un PIC 16F88, que l'on voit à la **figure 1**.

Ce microcontrôleur bat au rythme d'un quartz de

19,6608 MHz, fréquence dont le diviseur du temporisateur interne dérive le temps en secondes avec grande précision pour constituer le chronomètre du système.

Le signal en provenance du préamplificateur est appliqué au connecteur J1. Par la résistance R2, il est acheminé à la broche 17 (RA0) du contrôleur, commutée en entrée analogique et protégée par D1, une diode zener de 5,1 V. Même alimenté par une pile de 9 V, le préamplificateur ne donne jamais plus de 5 V en sortie, mais j'ai préféré installer cette protection à l'entrée parce que l'appareil peut recevoir d'autres types de capteurs, il reste ainsi plus universel.

À l'image du compteur original, c'est un écran LCD de 2×16 caractères qui affiche les résultats. Il est commandé par une série de six lignes du port B du PIC, RB0 à RB5. L'habituel réglage de contraste est assuré par P2.

À côté de l'interrupteur marche/arrêt SW1, il y a deux boutons-poussoirs, BT1 pour le mode et BT2 pour la mise à zéro.

Le connecteur J2 sert à la programmation en circuit du microcontrôleur. Il faut pour cela que les cavaliers JP1 et JP2 soient enlevés. Le retrait de JP2 empêche que la sortie du 78L05 ne soit incorrectement chargée par l'alimentation externe du programmeur débogueur. Quant à JP1, en service normal, il sert au passage du signal de mise à zéro de BT2. En mode de débogage, sur MCLR, le signal de programmation serait atténué par R5 et R6 et il serait impossible de flasher convenablement le PIC si l'on oubliait d'ôter JP1. Nouveauté par rapport au circuit original, une section audio est présente, avec un petit amplificateur de sortie LM386N et un mini haut-parleur

qui rendent audible le rayonnement détecté. La LED LD1 en fournit une indication visuelle. C'est la broche 1 (RA2) qui commande le circuit de la LED et l'amplificateur.

Le cavalier JP3 allume l'éclairage à l'arrière de l'écran. Sa consommation sur un petit bloc de 9 V peut provoquer des oscillations de tout le circuit en raison de l'instabilité du régulateur 78L05 utilisé. Si cet éclairage reste éteint, le circuit complet consomme environ 20 mA, une pile de 9 V ordinaire peut donc tenir à peu près 8 h.

Le fonctionnement

À l'enclenchement de l'alimentation ou lors d'une mise à zéro du PIC, le bref message de la **figure 2a** vient à l'écran, suivi de quelques données internes (**2b**).

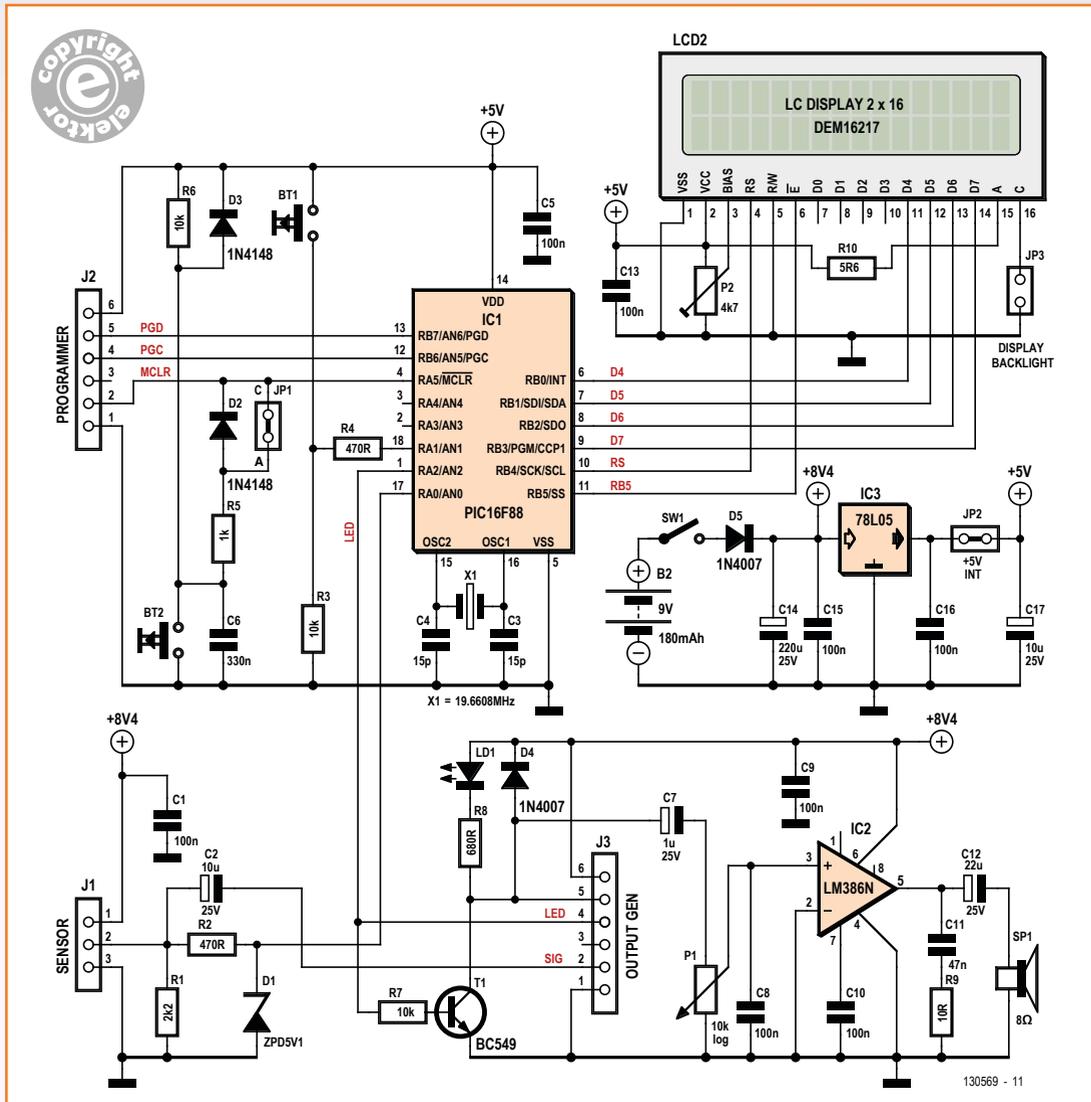


Figure 1. Le schéma de cette version-ci du détecteur de rayonnement tourne bien entendu autour d'un PIC16F88.

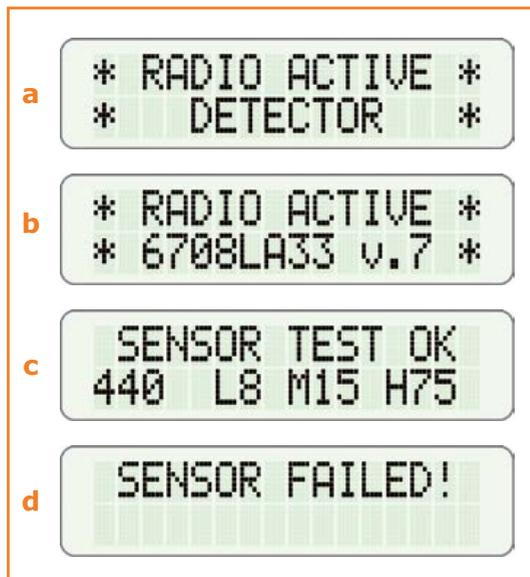


Figure 2.
Les différents écrans lors du démarrage du détecteur de radiations ionisantes.

Pendant ce temps, le circuit évalue le niveau de bruit, comme dans le projet précédent. Le troisième message fournit des valeurs comme on le voit à la **figure 2c** :

- le niveau de bruit en bits, ici 440 (le C/A/N est à 10 bits, résultats de 0 à 1 023) ;
- la valeur L (*Low Threshold*, niveau plancher) ici la valeur 8, est calculée sur le niveau de bruit pour déterminer le seuil des signaux utiles ;
- la valeur M (*Moderate Threshold*), ici c'est la valeur 15 qui représente la sensibilité moyenne de l'instrument ;
- la valeur H (*High Threshold*), sert pour la mesure des rayonnements les plus puissants.



Figure 3.
a) l'écran des mesures, b) le mode intensité de rayonnement, c) le réglage manuel du niveau de départ.

Notons que les valeurs L, M et H peuvent être reformulées à tout moment par une combinaison de touches, tout comme dans le précédent projet, et mémorisées en EEPROM.

Si le capteur est en panne ou n'est pas installé, le message de la **figure 2d** s'affiche et la LED rouge reste aussi allumée.

Les messages d'introduction durent au total cinq secondes, après quoi les mesures commencent. L'écran présente alors une série de valeurs (**figure 3a**). La ligne du haut indique l'un à la suite de l'autre les niveaux de rayonnement L (bas), M (moyen) et H (haut) en nombre de coups comme sur un compteur Geiger Müller (G-M) normal. En supplément, on observe pour chaque coup un clignotement de la LED rouge et, venant du haut-parleur, un son bref, dont l'intensité est réglable par P1.

La ligne du bas indique le temps écoulé depuis le début de la mesure et le nombre d'impulsions basses par minute. Une nouvelle valeur s'affiche à chaque minute écoulée, tandis que le nombre de coups et le chronométrage sont actualisés chaque seconde.

Le maniement

Boutons-poussoirs

On met le PIC à zéro avec le bouton BT2 qui, une fois relâché, lance la procédure d'introduction. Si au cours des trois premières secondes de l'introduction, on intervient sur un autre bouton, mode ou BT1, le programme se branche en mode de vitesse d'impulsions, il donne le nombre de coups par seconde, adapté à la mesure de l'intensité du rayonnement (**figure 3b**). Sur la ligne du haut s'affiche le nombre de coups par seconde dans la gamme la plus sensible (L). La ligne du bas répète l'information, mais sous forme de barre graphique.

Programmation des niveaux de rayonnement

Pour programmer les trois niveaux de rayonnement, on maintient enfoncé BT1 (mode), on appuie sur BT2 (reset) puis on libère BT1 après environ 3 secondes de l'introduction. On peut alors régler les niveaux L, M et H l'un après l'autre. Garder l'appui sur BT1 fait monter la valeur chaque seconde, en libérant le poussoir, on fait enregistrer la valeur atteinte, comme à la **figure 3c**.

Le programme fonctionne de la même manière pour tous les niveaux et affiche les nouvelles valeurs enregistrées. On les retrouve à l'écran après une mise à zéro (figure 2c).

Le logiciel

Le logiciel complet est rédigé en Flowcode 4, les différentes tâches y sont mises autant que possible sous forme de routines indépendantes, tout profit pour la lisibilité.

Le programme de base se compose de trois parties en correspondance avec les modes et débute par une phase d'initialisation au cours de laquelle on détermine le niveau moyen de bruit, comme dans le projet précédent. Sauf que dans cette réalisation-ci, j'ai choisi un convertisseur A/N à 10 bits, soit 1024 niveaux, pour atteindre une résolution plus adéquate du rapport signal/bruit. En pratique, la valeur est proche de 440. Le logiciel en déduit également les informations nécessaires pour savoir si le capteur est en bon état, il faut pour cela que la valeur atteigne au moins 100, sinon, c'est qu'il n'y en a pas ou qu'il est en panne. Il le notifie alors à l'écran et n'entrera pas dans la boucle de mesure.

En phase d'initialisation, on définit les seuils de mesure L, M et H, valeurs en 10 bits aussi, calculées sur un niveau de bruit moyen, auquel s'ajoute une valeur de seuil fixe pour chaque niveau de mesure et stockées sous une valeur unique dans l'EEPROM du PIC. Ce qui revient à donner, pour la plus petite valeur de signal, la plus haute sensibilité du capteur.

En passant par l'introduction, on peut aussi choisir au moyen des boutons *mode* et *reset* le mode de programme souhaité.

On distingue :

- le mode de compteur normal pour 3 niveaux de rayonnement
- l'intensité de rayonnement en coups/seconde avec la barre graphique d'intensité
- le mode de programmation pour les 3 sensibilités L, M, et H.

Après avoir parcouru l'introduction, le programme principal saute directement vers le déroulement choisi.

L'importance d'une boucle de sondage aussi courte que possible pour lire le signal s'est clairement manifestée si l'on veut maintenir une fréquence élevée de mesures. Il faut en effet être capable de détecter des impulsions qui se suivent à intervalle très bref.

J'ai réalisé des tests sur la peinture au radium des aiguilles d'un vieux réveil, une préparation fortement radioactive, et j'ai obtenu une valeur de plus de 6 000 coups par minute.

Il faut souligner que ce genre de mesure, pour être considérée comme fiable,



Figure 4. Le matériel du détecteur de rayonnement soigneusement installé dans un boîtier fait maison.

doit se faire à une fréquence bien supérieure à celle que l'on mesure pour garder une marge temporelle suffisante qui évite de manquer des impacts. Mise à part la perte de temps du PIC pour l'envoi des valeurs à l'affichage, j'ai mesuré que la récurrence de la boucle d'interrogation dans le logiciel se situe entre 9 et 10 kHz.

Le signal analogique mesuré est appliqué à RA0 et converti à une valeur sur 10 bits, définie par INT en Flowcode. Elle est d'abord comparée à



Figure 5.
Le coffret de la sonde, du fait maison aussi.

celle du niveau de bruit augmentée de la valeur L (*low signal threshold level*), telle que déterminée dans la phase d'initialisation. Ce n'est qu'après détection d'un signal répondant à ce critère que les niveaux M et H seront aussi examinés successivement pour voir si le signal est assez fort pour dépasser ces valeurs de comparaison.

L'ordre de succession utilisé ici est important pour que, pendant la boucle de mesure proprement dite, le PIC ne doive parcourir que le moins possible de lignes de programme. Ensuite, lors de la détection d'un signal du capteur, la variable concernée est chaque fois incrémentée d'une unité pour être affichée chaque seconde à l'écran. Dans cette procédure, il faut tenir compte de ce qu'un signal H peut aussi être considéré comme un signal M et qu'un signal M peut tout aussi bien l'être comme un signal L. Cela signifie que quand un signal L est détecté, il se peut qu'il soit assez fort pour être vu comme un signal M ou même un

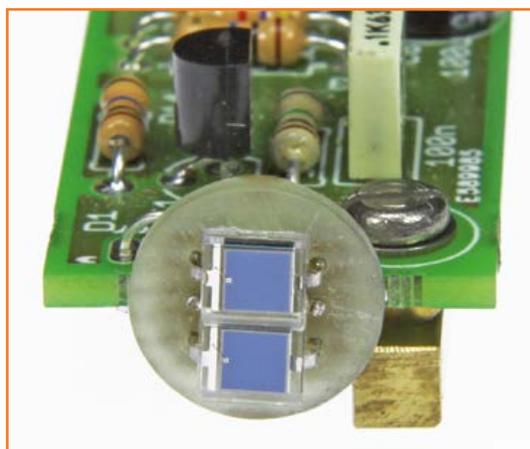


Figure 6.
Deux photodiodes pour un capteur, alignées comme pour la revue.

signal H. C'est ainsi que des signaux de niveau supérieur sont également comptabilisés comme valeurs plus basses.

Le fonctionnement de tout le programme se fonde sur un temporisateur d'interruption réglé sur la fréquence fixe de 75 Hz. Partant de là, on calcule directement le moment de l'inscription et le rythme de régénération de l'écran est fixé à 1 s de manière à ce que les routines d'affichage influencent le moins possible la vitesse de mesure du capteur. Les calculs (intermédiaires) nécessaires sont également effectués dans cette phase. Un bout de code C, implémenté directement dans la routine d'écran du Flowcode, convertit le temps au format hh:mm:ss.

Comme indiqué, le programme connaît aussi un mode de restitution de la vitesse des impulsions. Ces valeurs mesurées sont également indiquées au moyen de la barre graphique (*Gauge bar*) dont la longueur représente l'intensité du rayonnement. J'ai choisi pour cette présentation une manière plus ou moins logarithmique pour obtenir une indication claire dans la résolution limitée d'une ligne de 16 caractères, indépendamment de l'intensité du rayonnement. Comme il n'existe que peu de fonctions mathématiques standard pour le PIC, j'ai inséré dans le Flowcode un fragment très simple de code C (*Supplementary code sous Project options*).

```
short GaugeValue(int p)
// Position of Gauge bar
{
    short y;
    if (p>1000) y=16; else
        if (p>500) y=15; else
            if (p>250) y=13; else
                if (p>120) y=12; else
                    {
                        y=p/10;
                    }
    return (y);
}
```

Enfin, il y a lieu de noter que la partie introduction du logiciel contient aussi des données « immanentes ». On peut y inscrire des renseignements spécifiques au propriétaire de l'instrument. À chaque démarrage ou mise à zéro de l'appareil, on peut ainsi faire apparaître à l'écran

par exemple son code postal et le numéro de sa maison. Dans la version du logiciel à télécharger [2], on trouve dans le dernier bloc de l'Intro-macro en Flowcode « 1234AB56 v0 », vous pouvez y remplir vos données et numéro de version.

La construction

Le capteur et son circuit imprimé sont enfermés dans un boîtier hermétique à la lumière, une chambre noire (**fig. 5**). La fenêtre est obturée par un disque en feuille d'aluminium, facile à échanger au moyen d'une bague filetée. L'intérêt est de pouvoir expérimenter avec différentes espèces de feuilles d'aluminium ; même dans les produits ménagers, il en existe de diverses épaisseurs.

N.B. Il importe lors du montage dans l'enceinte que les deux capteurs BPW34 appuient légèrement sur la fenêtre en aluminium pour éviter tout effet microphonique indésirable, comme indiqué dans l'article original.

L'effet microphonique peut se révéler tenace. De plus, l'agencement mécanique relativement élastique du circuit imprimé de mesure par rapport à la fenêtre en aluminium n'aide pas à l'atténuation de ces artefacts. Dans la construction décrite ici, j'ai pu obtenir une amélioration avec, entre la face des deux BPW et l'aluminium, un peu de graisse de silicone qui assure un certain amortissement mécanique. Mais cette couche de silicone doit être aussi fine que possible, parce qu'elle pourrait entraver la perméabilité au rayonnement. Il est aussi recommandé de fixer solidement tout le circuit imprimé et de tout côté au boîtier, *a fortiori* quand il s'agit d'une sonde indépendante.

Comme on le voit à la **figure 6**, le BPW est dupliqué, il y en a effectivement une paire en parallèle pour augmenter la surface sensible du capteur. La question de plusieurs photodiodes a déjà été évoquée dans l'article antérieur où le corollaire assuré était la capacité parasite supplémentaire à l'entrée. Mon expérience clarifie les choses, l'effet négatif est compensé par une plus grande sensibilité de l'instrument, d'autant plus que l'on mesure généralement des sources radioactives relativement faibles. En outre, la fréquence d'échantillonnage est tout de même assez limitée (cf. description du matériel et du logiciel), du fait que le microcontrôleur doit aussi s'occuper du traitement des données.

(130569 – version française : Robert Grignard)

Liens

[1] www.elektor-magazine.fr/110538

[2] www.elektor-magazine.fr/130569

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

les microcontrôleurs PIC pour les débutants

qui veulent programmer sans patauger



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

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

Le premier pas coûte, après ça va tout seul.

ISBN 978-2-86661-193-4 • 48,50 €

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

pince de courant à large spectre

l'alternatif amplifié par transimpédance

Martin Oßmann
(Allemagne)

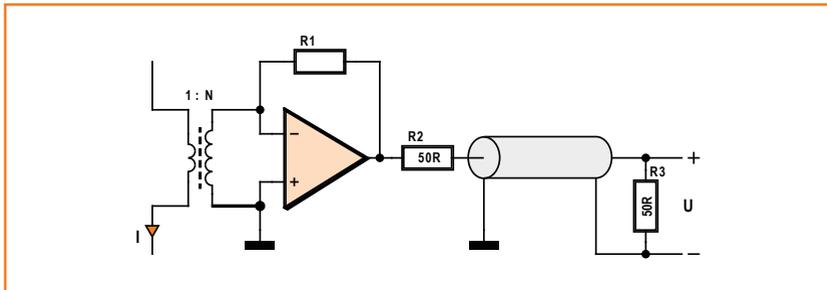


Figure 1.
Mesure de courant avec amplificateur de transimpédance.

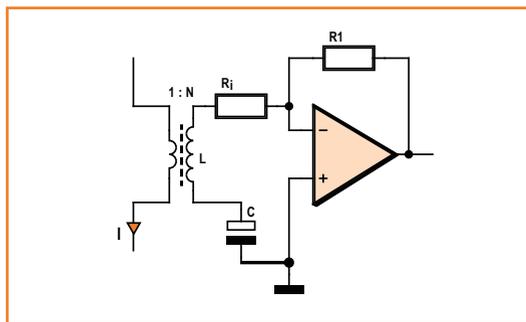


Figure 2.
Le couplage en alternatif élimine l'influence de la tension de décalage d'entrée.

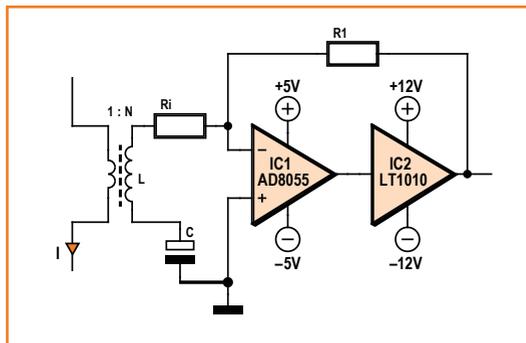


Figure 3.
Le LT1010 permet de fournir davantage de courant.

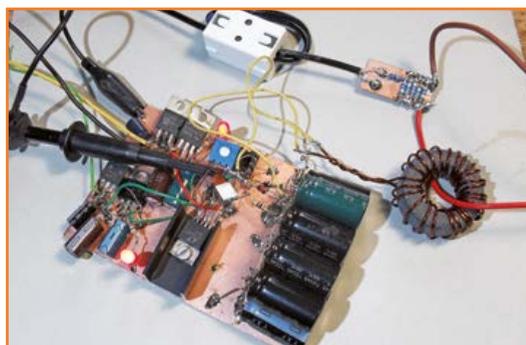


Figure 4.
Mise en pratique du schéma de la figure 3.

Un transformateur de courant facilite la mesure précise du courant alternatif. Associé à un amplificateur de transimpédance, d'adaptation d'impédance, la bande passante s'accroît considérablement. Nous utiliserons aussi différents noyaux de ferrite aisément disponibles.

La mesure directe du courant est compliquée, voire périlleuse sur le secteur : il faut interrompre le circuit pour intercaler un instrument. D'où l'intérêt de la pince ampèremétrique qui mesure le courant sans y toucher. Dans l'article « calcul des transfos de courant » [1] du numéro d'avril 2014, nous avons vu que pour les transfos classiques, la fréquence limite était conditionnée par le *shunt* au secondaire. La fréquence de coupure inférieure est d'autant plus basse que sa valeur est petite, mais la sensibilité s'amenuise aussi vite. Idéalement, il faudrait un *shunt* de valeur nulle. C'est là que l'électronique nous vient en aide avec l'amplificateur d'adaptation d'impédance. De quoi s'agit-il ? D'une conversion tension → courant. Dans sa plus simple expression, c'est une résistance vers la masse. J'applique une tension, elle en tire un courant. Seulement quand on veut $R = 0$, faut trouver mieux !

Examinons le schéma de la **figure 1**. Dans sa volonté de maintenir sa tension d'entrée à zéro, l'amplificateur opérationnel règle sa sortie pour que le courant dans $R1$ compense celui du bobinage. Dans ce cas, la tension sur le secondaire est à 0, elle est pratiquement court-circuitée, $R \approx 0 \Omega$. La sortie, elle, est adaptée sur 50Ω . Alors, l'impédance de transfert vaut :

$$R_{tr} = \frac{R1}{2 \cdot N}$$

Belle théorie, mais sous cette forme, le circuit ne marche pas. D'abord, parce qu'en continu, l'en-

trée de l'ampli op est carrément court-circuitée par la bobine, donc l'ampli ne profite pas de la rétroaction par R1. Sa tension de décalage d'entrée se retrouve en sortie multipliée par le gain continu en boucle ouverte. Si petite soit-elle, disons 1 mV, avec une amplification en boucle ouverte de 100 000, l'ampli est déjà à la saturation. La solution : un condensateur C en série avec le secondaire (fig. 2).

Maintenant, la fréquence limite est déterminée par la résonance de L et C. Prenons $N = 25$ et un noyau de ferrite de $A_L = 3 \mu\text{H}/\text{N}^2$, on aura $L \approx 2 \text{ mH}$. Vous voulez atteindre une fréquence de résonance $f_{\text{Res}} = 20 \text{ Hz}$, il vous faudra réaliser $C = 35\,000 \mu\text{F}$, une fameuse capacité ! Pour réaliser le schéma de la figure 3, il y a les 10 électrolytiques en parallèle de la figure 4 pour faire $33\,000 \mu\text{F}$.

L'ampli op est un AD8055, il présente une bande passante de 350 MHz. En sortie, il délivre jusqu'à 50 mA, ce qui permet de mesurer des courants de $N \times 50 \text{ mA} = 1,25 \text{ A}$. Suivi d'un tampon LT1010, il permet de mesurer jusqu'à 5 A.

Ce qui dérange dans ce circuit, c'est la grandeur du condensateur dont le but est d'étendre au continu la rétroaction de l'ampli op. Mais on peut aussi rendre active la boucle de rétroaction à l'aide d'un autre ampli op (fig. 5).

Le régulateur IC1 fournit l'alimentation de 10 V pour les amplis opérationnels. C'est IC2a qui crée le point de masse central. IC4 c'est l'ampli d'adaptation d'impédance. IC2b fournit en quelque sorte le niveau de référence pour l'enroulement secondaire du transformateur de courant. Ce point, c'est IC2b qui le règle pour que la tension continue de sortie de IC4 soit de 0 V. On règle avec R8 le facteur d'amplification.

Mise en pratique

Comme premier exemple, mesurons les courants du primaire et du secondaire du transfo de l'alimentation secteur à découpage (fig. 6). Les deux traces supérieures de la figure 7 montrent le courant du primaire. L'une des mesures a été effectuée à l'aide d'une pince ampèremétrique Tektronix TC202, l'autre avec la pince à transimpédance. Les deux courbes correspondent fort bien. Sur l'autre trace, on observe le courant au secondaire mesuré avec un noyau torique Vitroperm [1]. Comme il s'agit d'un convertisseur direct, les courants primaire et secondaire sont en phase.

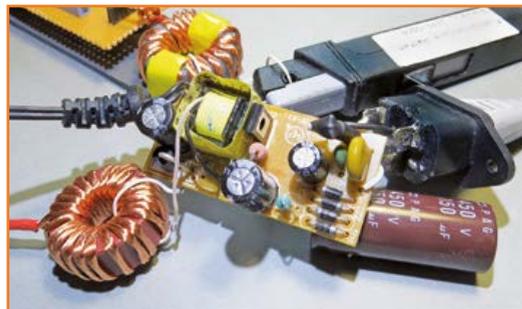
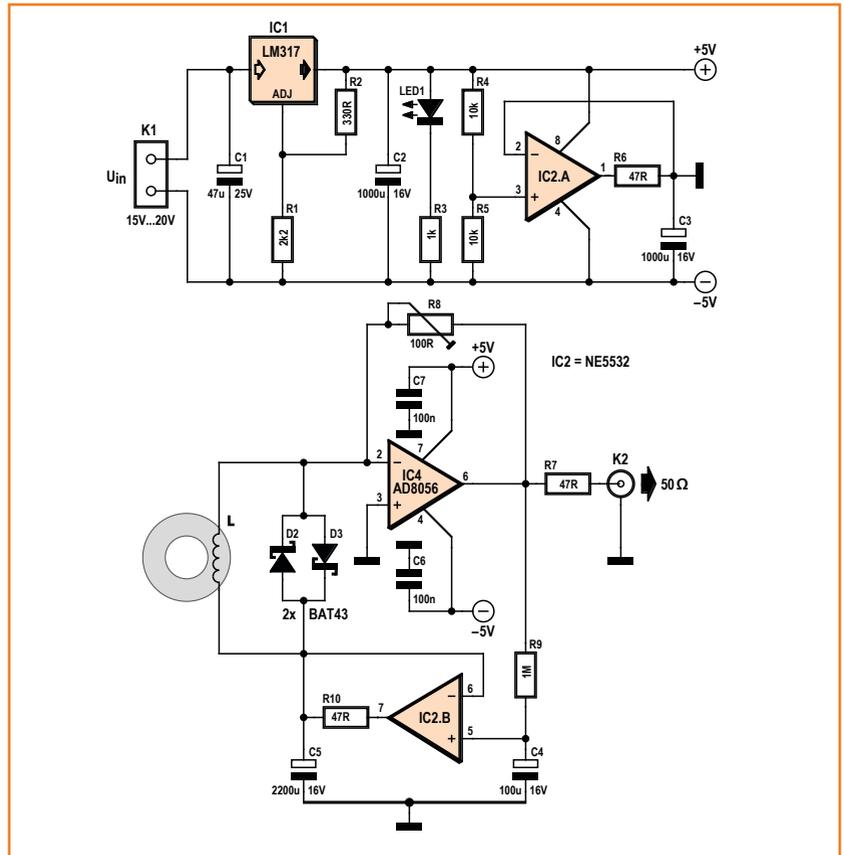


Figure 5. Circuit avec réglage de la tension de décalage d'entrée.

Figure 6. Mise en place de la mesure sur une alimentation secteur à découpage.

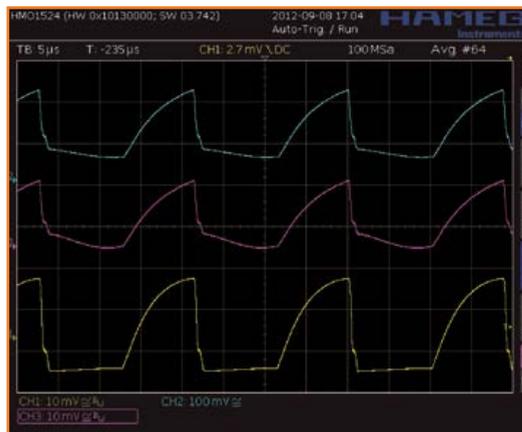


Figure 7. Les deux traces du haut donnent la comparaison entre la mesure du courant primaire avec la pince de courant TC202 de Tektronix et celle à transimpédance. En bas, on voit le courant dans le secondaire.

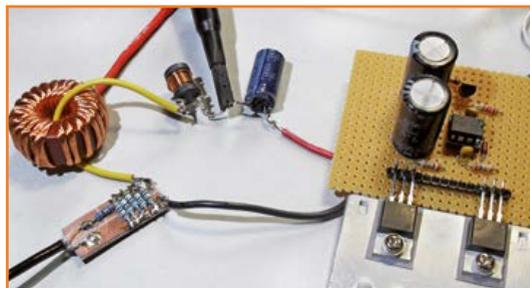


Figure 8. Mesure du courant dans une bobine au voisinage de la saturation.

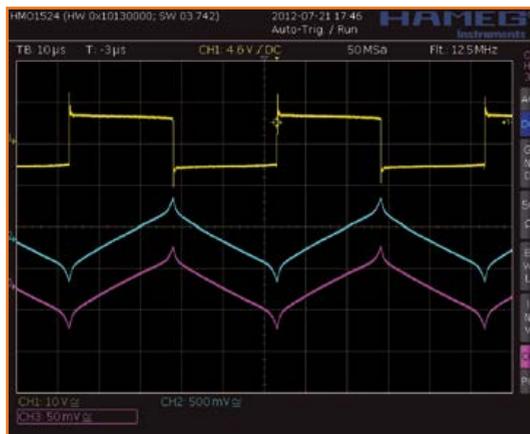


Figure 9. La tension (en haut) aux bornes d'une self à noyau en bobinot de la figure 8 et en bas le courant qui la traverse.

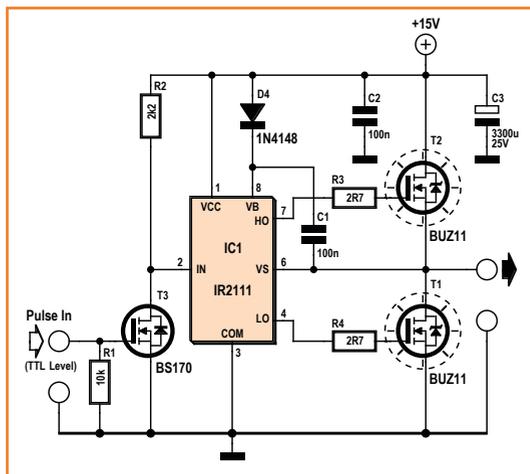


Figure 10. Montage à demi-pont amplificateur de puissance.



Figure 11. Mesure de courant avec perle de ferrite.

Mesure en saturation

Un bon ampèremètre permet d'étudier le comportement de bobines sous de forts courants. C'est ce qu'illustre la **figure 8** avec une self sur bobinot. Ici, la mesure peut s'opérer avec le shunt aussi bien qu'avec le transformateur de courant. On observe en haut de la **figure 9** la tension sur la bobine et en bas la forme du courant. Elle est triangulaire et les pointes dénotent l'entrée en saturation du noyau. Pour obtenir des courants suffisamment forts, j'ai utilisé le demi-pont de la **figure 10**.

Autres types de noyau

On peut bien sûr choisir d'autres formes de noyau pour construire des transformateurs de courant. Si l'on est amené à mesurer des circuits dans lesquels la fréquence la plus basse ne descend pas en dessous de quelques dizaines de kHz, alors, la limite de fréquence inférieure ne doit évidemment plus être aussi basse. On peut ainsi se contenter d'une perle de ferrite garnie de 10 spires. Avec $R = 2 \Omega$, on obtient déjà une impédance de transfert (tableau 1) de 0,1 V/A et une fréquence limite basse d'environ 5 kHz.

La **figure 11** montre une perle de ferrite utilisée pour mesurer le courant dans le circuit primaire d'une alimentation secteur à commutation indirecte (*flyback*). La mesure comparative s'opère de nouveau avec la Tektronix TC202. La **figure 12** témoigne de la bonne concordance des deux mesures.

Noyau à deux trous

En parcourant les fiches techniques, j'ai trouvé que le noyau à double trou BN73-202, prévu pour les symétriseurs d'antenne (*balun*), présentait une valeur A_L de $14 \mu\text{H}/\text{N}^2$. C'est exceptionnellement haut et permet de construire un transformateur de courant dont la fréquence de coupure basse descend à 10 Hz environ (tableau 1). La réalisation pratique est visible à la **figure 13**. Je m'en suis servi pour mesurer le courant du secteur dans une alimentation à découpage. La **figure 14** montre le résultat, comparé une fois encore avec la pince de courant Tektronix. Les deux courbes, de nouveau, correspondent bien.

Ferrite à rabat

Jusqu'à présent, nous avons été obligés d'enfiler le conducteur porteur du courant dans un trou. Il est possible de l'éviter en utilisant une ferrite

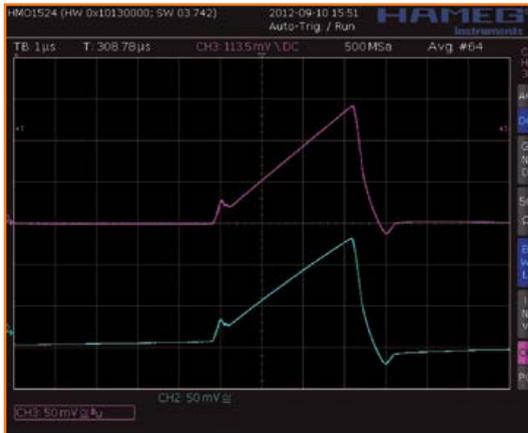


Figure 12. Mesure du courant dans un transistor de l'alimentation secteur à découpage de la figure 11.



Figure 13. Une ferrite à deux trous comme transformateur de courant.

en deux parties à rabattre l'une sur l'autre, familières sous la forme de bobine d'arrêt pour la CEM. Cependant, sa faible valeur A_L ne la destine qu'aux hautes fréquences, à moins de l'utiliser avec le circuit amplificateur de transimpédance.

Conclusion

Les expériences, les mesures faites et les circuits utilisés nous ont montré qu'il n'était pas nécessaire de disposer d'une pince de courant professionnelle bien chère pour atteindre de bons résultats avec les moyens de l'amateur. L'important, c'est de connaître les principales causes de fourvoiement, on évite ainsi les erreurs grossières. C'était précisément le but de cet article.

(130411 - version française : Robert Grignard)

Lien

[1] www.elektor-magazine.fr/130410

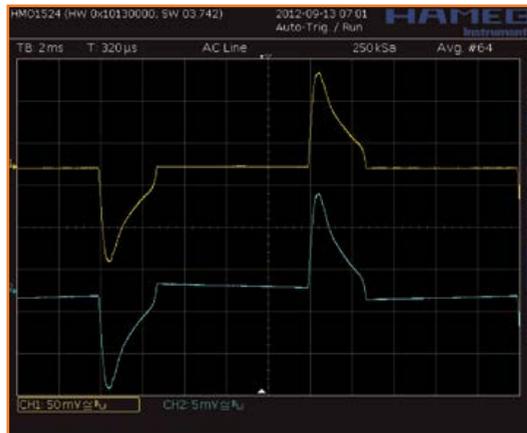


Figure 14. Mesure du courant du secteur à 50 Hz avec la ferrite pour balun de la figure 13.



Figure 15. Un noyau de ferrite en deux parties à assembler après bobinage.

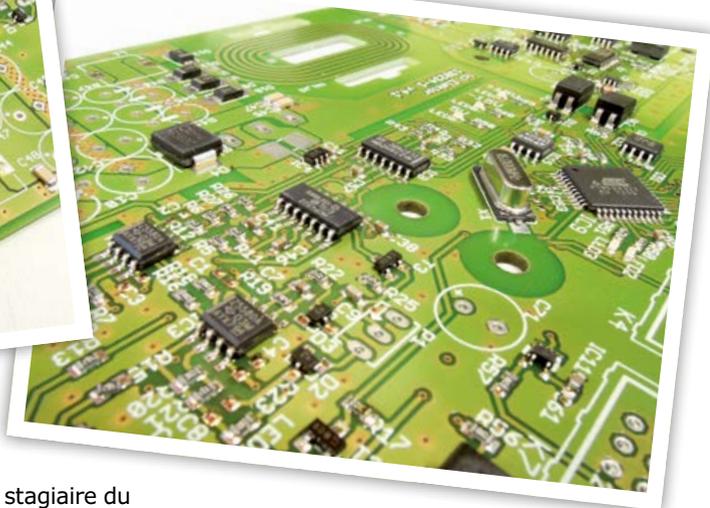
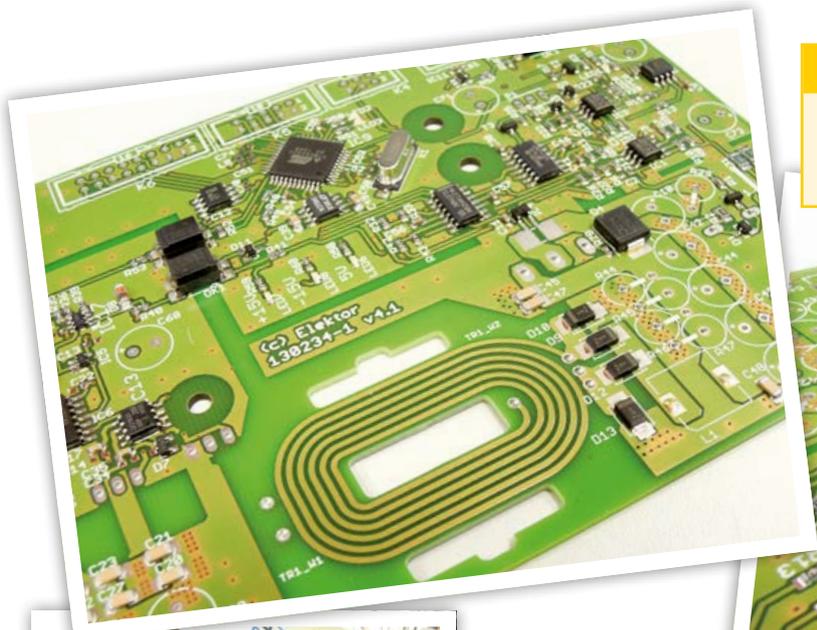
Tableau 1.					
Noyau	valeur A_L $\mu\text{H}/N^2$	N de spires N	résistance R en Ω	impédance de transfert R_{tr} en Ω	fréquence de coupure f_g en Hz
Pollin	3,0	25	0,50	0,01	42,4
Vitroperm	80,0	25	0,50	0,01	1,6
perle de ferrite	0,56	10	2,00	0,10	5684
noyau balun	14,0	25	0,50	0,01	9,1
2 demi-ferrites	2,2	25	0,50	0,01	57,9

alimentation à transfo élevateur imprimé en chantier

Thijs Beckers
(elektor labs)

Spécifications provisoires :

- entrée : 12 V
- sortie : 0 à 30 V
- puissance de sortie : max. 30 W



Naissance d'un circuit exotique au labo d'Elektor : notre stagiaire du moment, Arne H., a consacré presque tout son temps de stage à l'étude et à la mise au point de cette nouvelle alimentation de labo polyvalente, dotée d'une sortie isolée galvaniquement du secteur, élaborée à partir d'une idée de Martin Christoph de l'Université d'Aix-la-Chapelle. Regardez bien les photos, vous remarquerez la présence d'un transformateur (élevateur) imprimé sur le circuit, une technique qu'on ne voit pas tous les jours et qui méritait un coup de projecteur.

L'élévation de la tension d'entrée est obtenue à l'aide d'un régulateur à découpage et de ce curieux transformateur sur circuit imprimé.

Deux afficheurs à 7 segments donneront la tension et le courant que l'utilisateur réglera à l'aide de deux codeurs à molette. Ergonomie garantie.

Les photos montrent aussi que le circuit n'est pas encore tout à fait au point, mais ça promet. Au moment de boucler ce numéro de mai 2014, il paraît improbable que tout soit près pour une publication dans le numéro de juin, mais vous retrouverez cette superbe réalisation au plus tard dans le numéro double de juillet-août. (130363)



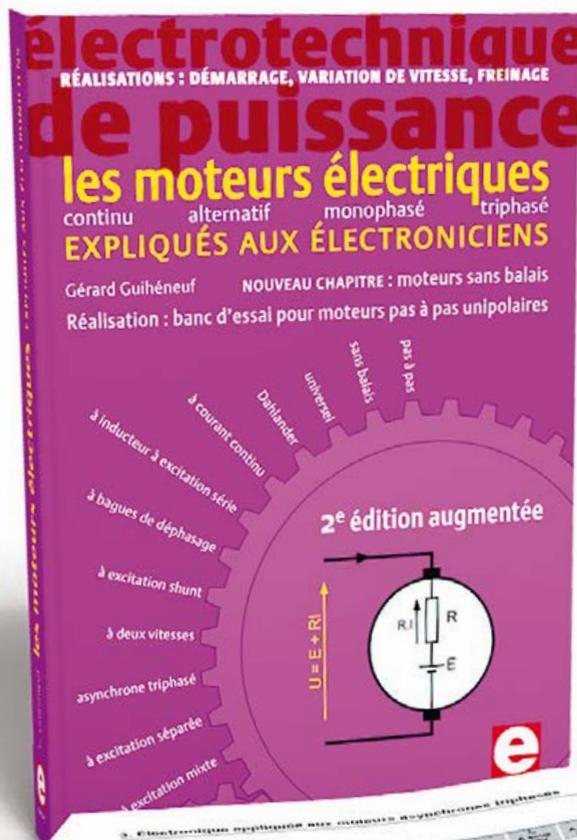
Nouvelle édition augmentée

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 absolus associés à un onduleur commandé en courant ou en tension ou bien capteurs à effet Hall pour l'autopilotage, commande en pas entiers, demi-pas, micro-pas... L'auteur propose également de réaliser un banc d'essai pour moteurs pas à pas unipolaires.

nouveau chapitre + 100 pages

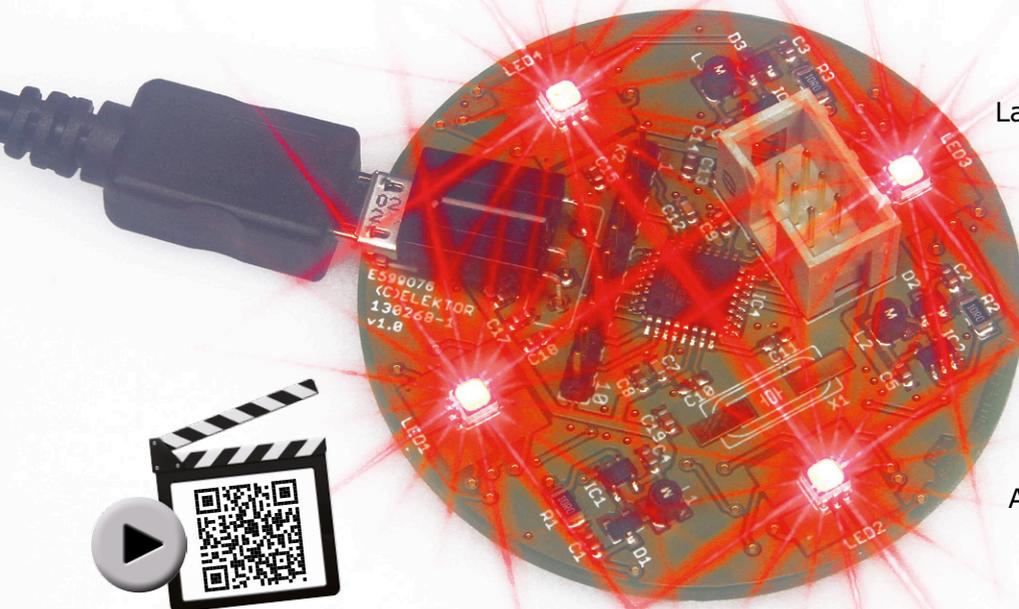
ISBN 978-2-86661-194-1
432 pages | 46,50 €



www.elektor.fr/moteurs

lampe à LED RVB

la polychromie télécommandée !



La lampe à LED RVB, même si elle n'est plus une nouveauté, rencontre un large succès. Que ce soit pour créer une ambiance de fêtes, pour l'éclairage des instruments de bord de la voiture ou pour l'atmosphère d'un appartement, la lumière multicolore se propage. Ajoutez-y le confort !

Martin Christoph
(Allemagne)

La couleur de la lumière influence notre humeur. Le blanc nous rend pragmatiques et réalistes. Quand la composante rouge est présente, l'ambiance nous paraît plus chaude. Une lumière bleutée semble fraîche, au point qu'on frissonnera plus vite dans une pièce peinte en bleu plutôt qu'en blanc. Il est donc possible, en y apportant la couleur adéquate, d'adapter l'atmosphère d'une pièce à l'utilisation du moment. Nul besoin de sortir vos pinceaux ni le rouleau pour repeindre les murs. Il est bien plus simple de raviver l'atmosphère d'un coup d'éclairage indirect coloré. Si les enfants font leurs devoirs à la table de la salle à manger, passez à une lumière du jour, d'un blanc discrètement bleuté, qui réduit la production de mélatonine, l'hormone du sommeil : les enfants resteront concentrés. Pour le repas du soir, stimulez l'appétit et le métabolisme en passant à une lumière doucement orangée. Ensoleillez le salon avec une couleur jaune clair qui chasse la mauvaise humeur. Le soir, quand les enfants sont au lit, insinuez-y du rouge, la nuance qui favorise le tempérament et l'érotisme. Tout ceci, vous pouvez l'obtenir avec une lampe à LED RVB de 57 mm de diamètre et une dis-

crète télécommande IR. Une fois personnalisée, vous disposerez d'une palette originale de couleurs conviviales.

Composants spéciaux

La plupart des lampes à LED RVB pèchent principalement par une déficience de la composante bleue dans leur spectre lumineux. Récemment, Osram a mis sur le marché, sous boîtier CMS à 6 contacts, une nouvelle MultiLED dont le bleu, avec 370 mcd, même jusqu'à 560 mcd dans la gamme supérieure de ces longueurs d'onde, est nettement plus intense que sur les autres puces à plusieurs LED. Cette luminosité plus élevée est très favorable parce que l'œil humain est beaucoup moins sensible au bleu qu'au jaune, par exemple. De plus, c'est précisément la richesse de ce bleu de courte longueur d'onde qui donne une impression particulièrement agréable. Avec cette MultiLED, le spectre RGB est bien mieux couvert. Les types LRTB G6TG sont dotés de trois LED à commande séparée pour les longueurs d'onde de 632 nm (rouge), 523 nm (vert) et 465 nm (bleu). En outre, il en existe différents groupes de lumino-

sité, parmi lesquels j'ai choisi le modèle indiqué dans la liste des composants.

Puisque nous devons attaquer quatre de ces LED en série, il faut mettre en œuvre un convertisseur élévateur pour chaque couleur fondamentale, comme l'indique le schéma (fig. 1). On trouve de nombreuses puces pour ce genre d'application. J'ai sélectionné le NCP5007 de ON Semiconductors [2] qui est bon marché et capable d'attaquer jusqu'à cinq LED en série. Il ne peut se passer de cinq autres composants externes, principalement pour le découplage. La résistance à la borne FB détermine le courant dans la chaîne de LED. Il y a deux manières de commander l'intensité

lumineuse. La première, avec une tension analogique ou un signal MLI filtré sur l'entrée FB. La seconde, celle que j'ai choisie, en commutant en tout ou rien l'entrée de validation (*Enable*) au rythme d'un signal MLI.

C'est le module récepteur IR bien connu TSOP31236 qui assure la liaison, en attente d'une fréquence pilote sur 36 kHz. Comme pour Arduino, le contrôleur ATmega328 d'Atmel prend les commandes, il va décoder les signaux IR, convertir les données de la télécommande en valeurs RVB et distribuer les signaux aux convertisseurs élévateurs par les sorties MLI matérielles. Un rythme de 8 MHz suffit à la tâche du contrô-

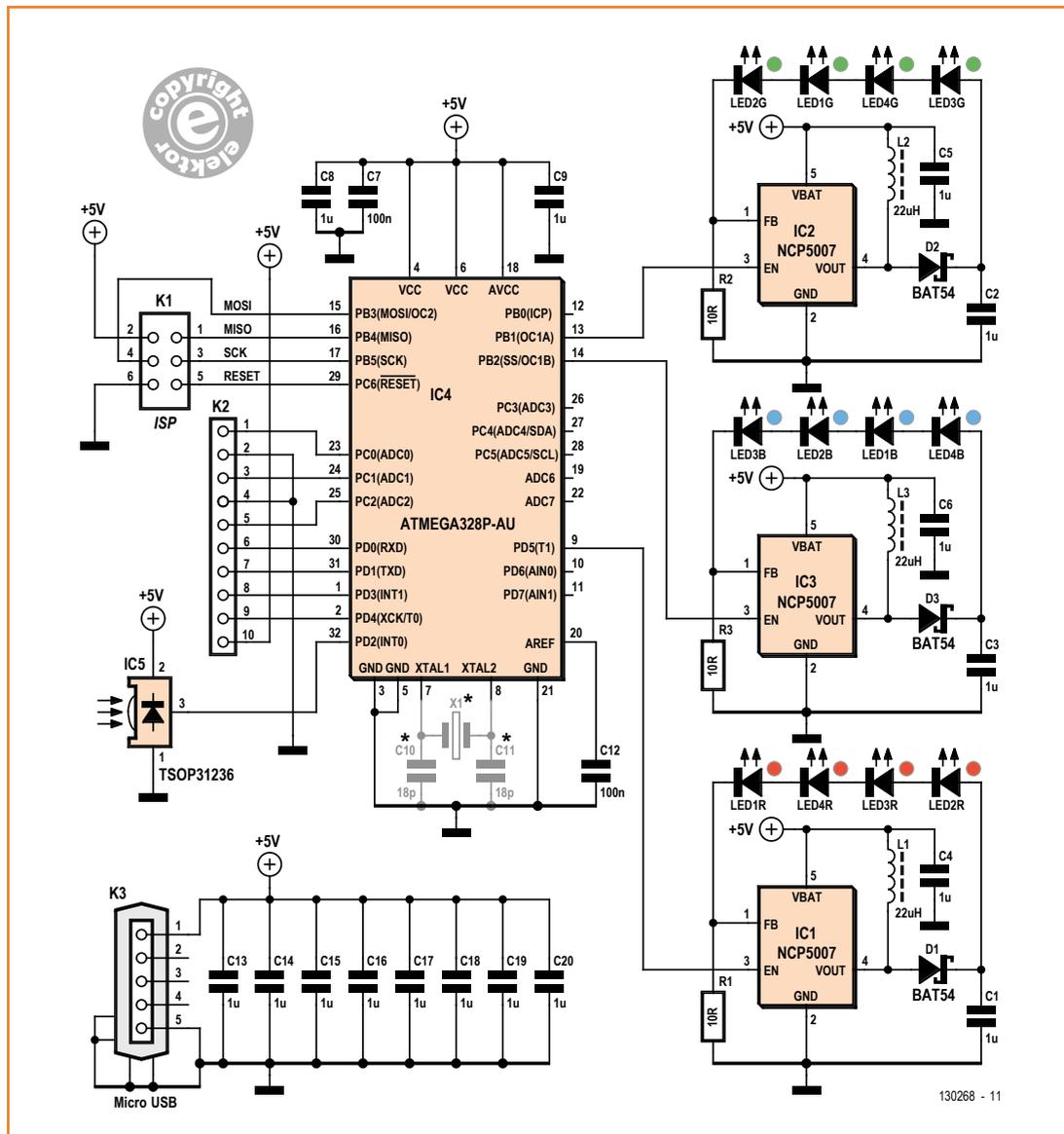


Figure 1. Le contrôleur reçoit les signaux IR et commande les LED en MLI.

leur, c'est l'oscillateur interne qui s'en occupe. Comme alimentation, le 5 V d'un port USB ou d'un bloc compatible, équipé d'un connecteur micro-USB, convient très bien. Comme tous les composants travaillent dans la plage de 2,7 à 5,5 V, il n'y a pas de raison d'ajouter au circuit un régulateur de tension.

Il faut au projet en tout 28 composants (de 11 sortes), mais il y a de la place sur le circuit imprimé pour certaines options, comme l'ajout d'autres fonctions. On peut ainsi installer un oscillateur à quartz, en outre, certaines lignes

de port du contrôleur sont disponibles sur une embase à picots.

De RC5 à TSL, puis RVB et enfin MLI

Il est étonnant de constater, sur cette lampe, qu'on part d'une télécommande IR courante émettant des signaux RC5, pour lui faire envoyer des paramètres TSL, pour **teinte**, **saturation** et **luminosité** (on dit aussi valeur ou brillance). Toute l'affaire de l'espace colorimétrique est traitée dans un **encadré** pour qui désire un rapide éclairage sur la question.

Le logiciel utilise donc le signal infrarouge d'une

Pour annoncer la couleur

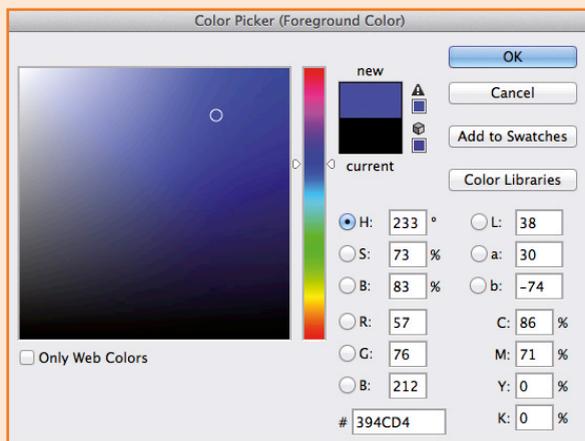
Tout électronicien doit connaître les couleurs, celles des anneaux sur les composants, celles du spectre électromagnétique, les primaires de la trichromie additive : rouge, vert et bleu du moniteur, ou soustractive pour l'impression : cyan, magenta et jaune. Mais que sait-il au juste du cercle ou de la sphère chromatique ?

On pourrait en dire que c'est le mélange de toutes les couleurs fondamentales avec leurs complémentaires. Mais où classer le blanc et le noir, puisque ce ne sont pas des couleurs pures ?

Si vous ouvrez le sélecteur de couleurs d'un programme graphique comme *Photoshop*, vous verrez une liste d'échantillons de la palette de couleurs et une échelle des teintes. Cliquez sur l'une d'elles, la teinte s'affiche accompagnée de sa valeur RVB. À chacune des fondamentales est attribué un nombre allant de 0 à $2^8 - 1 = 255$. Ainsi, le blanc est représenté en RVB par 255 255 255, tandis qu'avec RVB = 0 0 0, il fait noir comme dans un four.

On trouve aussi la même valeur en hexadécimal et l'équivalent dans le système CMYK pour l'impression (Y = jaune et K représente l'encre noire), exprimés en pourcentage.

Même si toutes les informations sur la couleur sont comprises dans ces trois valeurs, l'ensemble définit bien la teinte, mais ne dit rien sur la luminosité ni sur la part du noir et du blanc.



Photoshop donne aussi dans une fenêtre, en haut, des valeurs relatives à deux systèmes de classement numérique des couleurs, les nuanciers, qui ne présentent pas ce défaut et gagnent la préférence des professionnels. La télécommande de la lampe RVD obéit au modèle TSL [3], aussi concentrons-nous sur lui. Le système TSL utilise trois coordonnées pour s'y retrouver dans l'espace coloré.

La teinte (Hue)

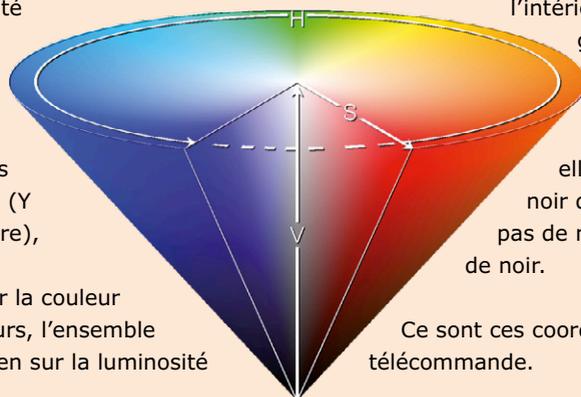
C'est l'angle dans le cercle de couleurs avec le rouge (0°), jaune (60°), vert (120°), cyan (180°), bleu (240°), magenta (300°).

La saturation

Exprimée en pourcentage, elle indique l'intensité de la couleur. À l'extérieur du cercle coloré, elle est à 100 %, à l'intérieur, c'est 0 %, il ne reste que le gris (du blanc au noir)

La luminosité (Brightness)

Exprimée aussi en pourcentage, elle donne le rapport de blanc et de noir dans la couleur, avec 100 % il n'y a pas de noir et pour 0 % c'est le maximum de noir.



Ce sont ces coordonnées-là que l'on règle avec la télécommande.

s'éclater en rouge, vert, bleu...

télécommande RC5 pour TV (ID=0), et convertit les informations en valeurs de teinte, de saturation et de luminosité. Suit une conversion de TSL vers RVB selon un algorithme tel que [3]. Finalement, il calcule les rapports cycliques correspondants pour en faire les signaux MLI destinés aux convertisseurs élévateurs. Le logiciel utilise la modulation en concordance de phase avec 8 bits et les fonctions MLI matérielles du microcontrôleur. Saturation et luminosité sont également réglables en résolution de 8 bits.

Pour programmer les codes RC5, on court-circuite les broches 1 et 2 du connecteur d'extension K2 et on allume l'alimentation. Le mode de programmation est alors manifesté par la lampe qui prend la teinte verte au lieu du bleu initial en service normal. On pousse alors sur les 20 boutons de la télécommande dans l'ordre indiqué dans le **tableau 1** pour les faire apprendre au contrôleur. Comme signe de bonne arrivée, les commandes et mémorisations sont ponctuées d'un éclair vert. Aucune autre touche de la télécommande n'aura d'effet sur la lampe.

Pour la teinte, le mieux est de la régler avec une saturation maximale et dans l'une des couleurs fondamentales, pas en blanc. Jouez un peu avec les réglages, vous attraperez vite le tour de main. Le logiciel prévoit aussi une fonction de veille qui met la lampe en sommeil. Appuyez sur le onzième bouton appris (veille), la lampe s'éteint (luminosité 0) et la consommation chute à quelques centaines de microampères. Elle est nécessaire au maintien « au garde-à-vous » du récepteur IR, à l'affût d'une commande valide à faire exécuter par le contrôleur. Le réglage courant de la lampe est sauvegardé en EEPROM quand vous appuyez sur la touche de veille. Au réveil, la couleur ainsi mémorisée sera rétablie. Des signaux inconnus d'autres télécommandes peuvent aussi réveiller la lampe, mais si elle ne comprend pas le code reçu, elle se rendort aussitôt.

Je voudrais ici vous faire part d'une expérience bizarre. Pour essayer la lampe, j'ai utilisé une télécommande universelle 13 en 1 d'IMEX (IM-1313), préparée pour l'appareil ID 0 (télé) du code RC5. Or, avec la touche signalée d'une flèche à droite, utilisée pour augmenter l'angle

de teinte, elle envoie plus d'un code RC5, ce qui, en même temps, ramène à zéro la saturation. Quand cela arrive, les boutons de teinte n'ont évidemment plus d'effet. Si vous rencontrez la même mésaventure, servez-vous d'une vieille télécommande originale pour télé Philips comme on en trouve facilement aux puces. Le fonctionnement est garanti !

À l'aiguille chaude

Un regard au dessin du circuit imprimé (**fig. 2**), vous convaincra de laisser de marbre le fer à souder et de faire plutôt chauffer l'aiguille à souder. Ce disque compact de 57 mm de diamètre, vous le trouverez en semi-kit dans l'e-choppe [4] avec le contrôleur programmé, tous les CMS soudés, il ne reste plus qu'à y implanter le récepteur IR et les embases. Les codes source et hexadécimal ainsi que des conseils de programmation sont aussi à votre disposition [4]. Mais si vous ne comptez pas charger vous-même le contrôleur

Tableau 1.
Fonction des touches de la télécommande

Touche	Fonction
1	luminosité 1
2	luminosité 2
3	luminosité 4
4	luminosité 7
5	luminosité 11
6	luminosité 16
7	luminosité 22
8	luminosité 32
9	luminosité 252 (maximale)
0	luminosité 0
veille	mode veille, luminosité 0
rouge	choisir teinte rouge (0°)
vert	choisir teinte verte (120°)
jaune	choisir teinte jaune (60°)
bleu	choisir teinte bleue (240°)
haut	hausser la saturation
bas	réduire la saturation
à gauche	réduire l'angle de teinte
à droite	hausser l'angle de teinte
OK	la saturation de max à min

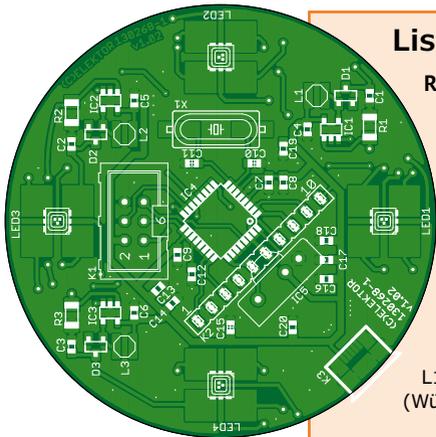


Figure 2.
Un circuit imprimé tout rond, plein de CMS.

Liste des composants

Résistances :

R1 à R3 = 10 Ω, 0,25 W, 1 %, CMS 1206

Condensateurs :

C1 à C6, C8, C9, C13 à C20 = 1 μF, 16 V, 10 %, X7R, CMS 0603
C7, C12 = 100 nF, 25 V, 10 %, X7R, CMS 0603
C10, C11 = 18 pF, 50 V, 5 %, COG/NP0, CMS 0603 (uniquement avec quartz)

Inductances :

L1 à L3 = 22 μH, 0,5 A, 20 %, RCC 0,575 Ω (Würth 744025220)

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = BAT54

LED1 à LED4 = LRTBG6TG-TU7 1+V7AW-36+ST7-68

(Osram, chez Mouser 720-LRTBG6TGTU71V7AW)

IC1 à IC3 = NCP5007

IC4 = ATmega328P-AU (programmé : 130268-41)

IC5 = TSOP31236

Divers :

K1 = embase droite à 2x3 picots, pas de 2,54 mm

K2 = embase droite à 1x10 picots, pas de 2,54 mm

K3 = connecteur micro-USB type B, à 90 °, pour montage CMS (Molex 47346-0001)

X1 = quartz (non utilisé)

circuit imprimé 130268-1

Autre option pour les LED :

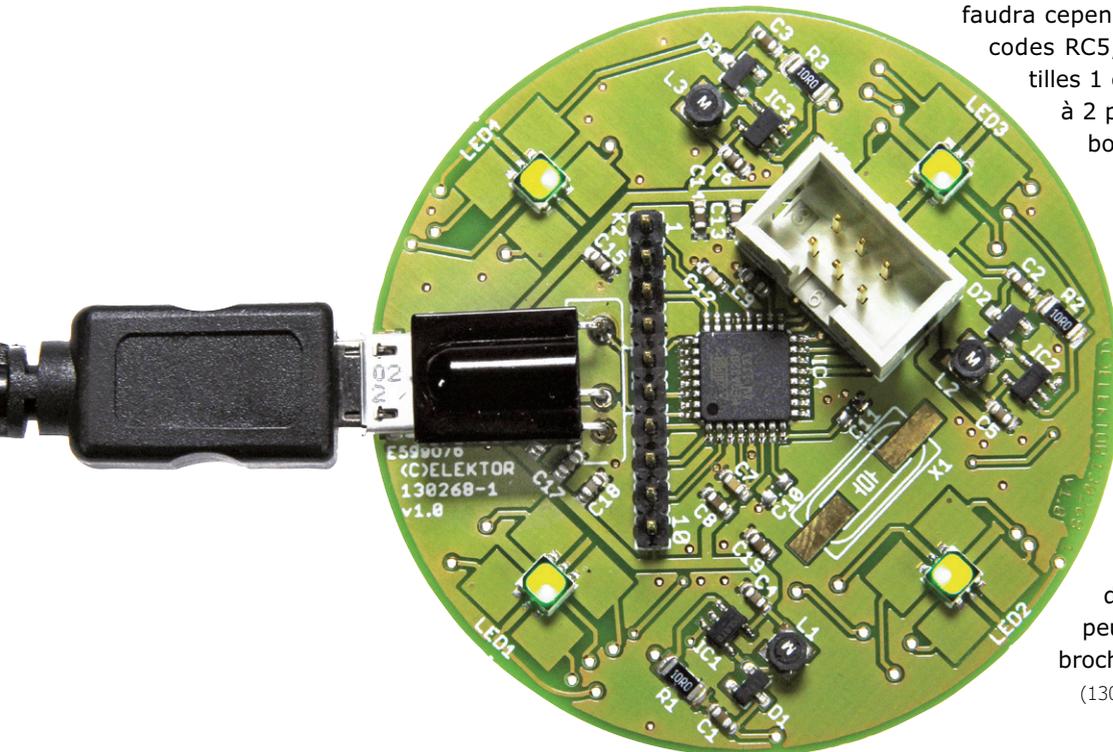
LRTBG6TG-TV-1+VAW-36+ST7-69-20-

R18-IB (Osram, numéro RS : 697-3682)



ni apporter de modifications (ce serait nécessaire si vous vouliez, par exemple, utiliser une télécommande prévue

pour une autre identité d'appareil), vous pouvez abandonner le connecteur ISP K1. Il en va de même pour le connecteur d'extension K2. Il faudra cependant, lors de l'apprentissage des codes RC5, établir la liaison entre les pastilles 1 et 2 de K2, à l'aide d'une embase à 2 picots ou temporairement avec un bout de fil.



Si vous désirez un diffuseur raffiné, montez le circuit dans un hémisphère d'acrylique transparent comme on en trouve dans les magasins de bricolage.

La consommation maximale du circuit à pleine intensité est d'environ 170 mA, ce que tout port USB peut soutenir sans difficulté. La connexion USB ne sert qu'à l'alimentation, aucune ligne de données n'y est raccordée. On peut aussi alimenter le circuit par les broches 10 (+) et 4 (-) de K2.

(130268 - version française : Robert Grignard)

Liens

[1] www.mouser.com/ds/2/311/RTB_G6TG_Pb_free-258912.pdf

[2] www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP5007-D.PDF

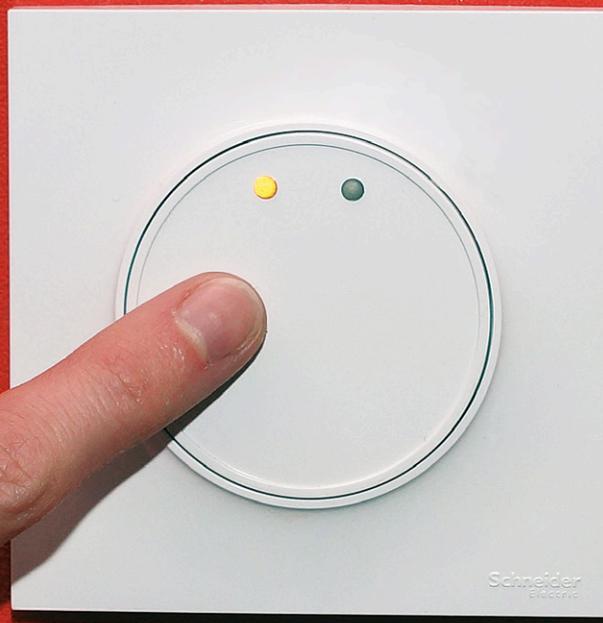
[3] http://fr.wikipedia.org/wiki/Teinte_saturation_lumière

[4] www.elektor-magazine.fr/130268

IMPACT

Interrupteur Mural Polyvalent À Commande Tactile

Effleurement et capacité



David Ardouin
(Vendée) [2]

Ce double interrupteur mural à effleurement par détection capacitive, encastrable dans les boîtes standard d'une installation électrique domestique, est analogique. Un seul modèle polyvalent, configurable à volonté, permet d'assurer les fonctions d'interrupteur à bascule simple, de va-et-vient ou de bouton-poussoir, sur deux voies indépendantes. Avec un coût de revient dérisoire, moderniser votre installation n'aura jamais été si tentant.

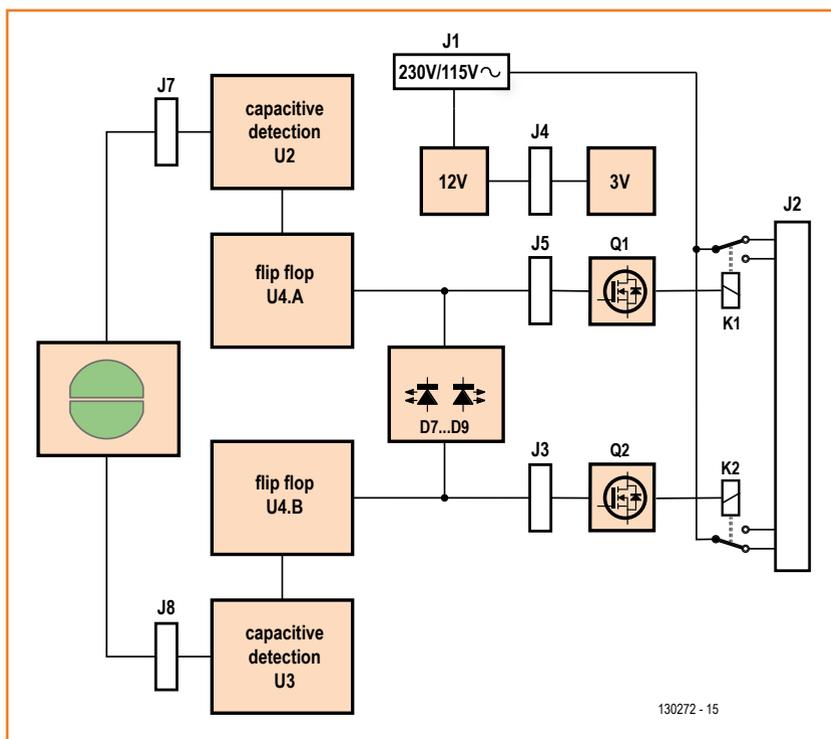
Caractéristiques

- interrupteur à bascule simple, en va-et-vient ou en bouton poussoir
- remplace un interrupteur mécanique dans sa boîte d'encastrement standard
- commande, au choix, un ou deux circuits d'éclairage indépendants
- témoin lumineux configurable
- esthétique moderne, facile à reproduire, 230 V/50 Hz ou 120 V/60 Hz
- aucun composant programmé
- configurable avec un simple fer à souder

À l'heure de la domotique et des installations électriques intelligentes, les fabricants rivalisent d'ingéniosité. La lutte est acharnée, à en juger par la prolifération des modèles d'interrupteurs muraux proposés, du simple « bouton » blanc à bascule, aux systèmes automatiques de contrôle de l'éclairage de toute l'habitation par téléphone ou tablette tactile, sans oublier les versions silencieuses, rondes, carrées, personnalisables à l'envi. Je rêvais de donner une touche de modernité à l'installation électrique de ma maison avec des

interrupteurs à effleurement, mais je n'arrive pas à me résoudre à dépenser près de 100 € pour ce genre d'accessoire, fût-il *classieux*. Voilà pourquoi j'ai décidé d'en concevoir un qui serait parfaitement conforme à mes exigences. Le nouvel interrupteur à effleurement :

- remplacera un interrupteur mécanique et s'intégrera dans une boîte d'encastrement standard, de façon esthétique et moderne, tout en étant facilement reproductible ;
- commandera, au choix, un ou deux circuits d'éclairage indépendants et fonctionnera en interrupteur à bascule simple, en va-et-vient ou en bouton poussoir ;
- possédera un témoin lumineux configurable, soit en veilleuse allumée en permanence soit en indicateur d'état de la sortie.



Vous pouvez chercher, même chez les grands noms du secteur, vous ne trouverez aucun produit avec ces spécifications.

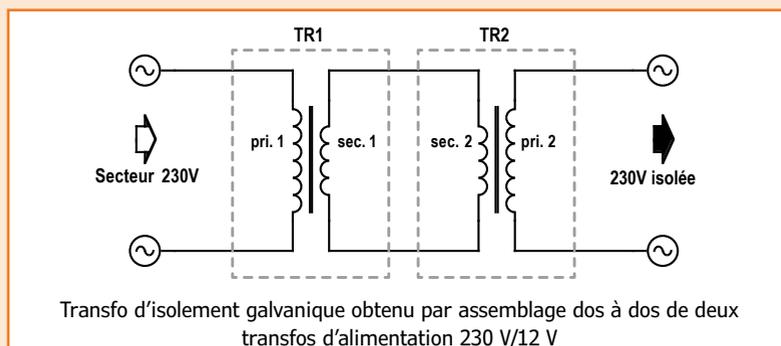
Je dois toutefois concéder que le passage à une version électronique implique inévitablement une consommation permanente de l'interrupteur, que j'ai réduite autant que possible. Cela impose aussi la présence d'un fil de neutre, souvent absent dans les boîtes du circuit d'éclairage.

Astuces

Je vous propose de découvrir le schéma (**fig1 a et b**) en suivant le cheminement intellectuel qui m'a conduit à cette solution. Le premier choix crucial a été celui d'une technique de commutation de puissance d'une centaine de watts. Exit le triac pour cause d'instabilité sous faible charge et de consommation monstrueuse de plusieurs dizaines de milliampères. Le procédé avec transistor MOSFET et pont de diodes promettait des pertes minimales, mais, fonctionnel sur une voie, il m'a posé des problèmes rédhibitoires avec deux voies en parallèle. De plus, à cause du pont de diodes, l'alimentation basse tension ne pouvait plus se faire par abaisseur capacitif classique. Il aurait fallu passer par une résistance de puissance au rendement déplorable. Pas question non plus d'utiliser un relais, à cause de son courant de maintien. Un relais classique non, mais peut-être un relais bistable ? Bien moins communs que leurs homologues monostables, les relais à verrouillage ne consomment de l'énergie que lors des changements d'état. Ainsi, une impulsion de quelques dizaines de millisecondes suffit à les faire basculer, puis ils

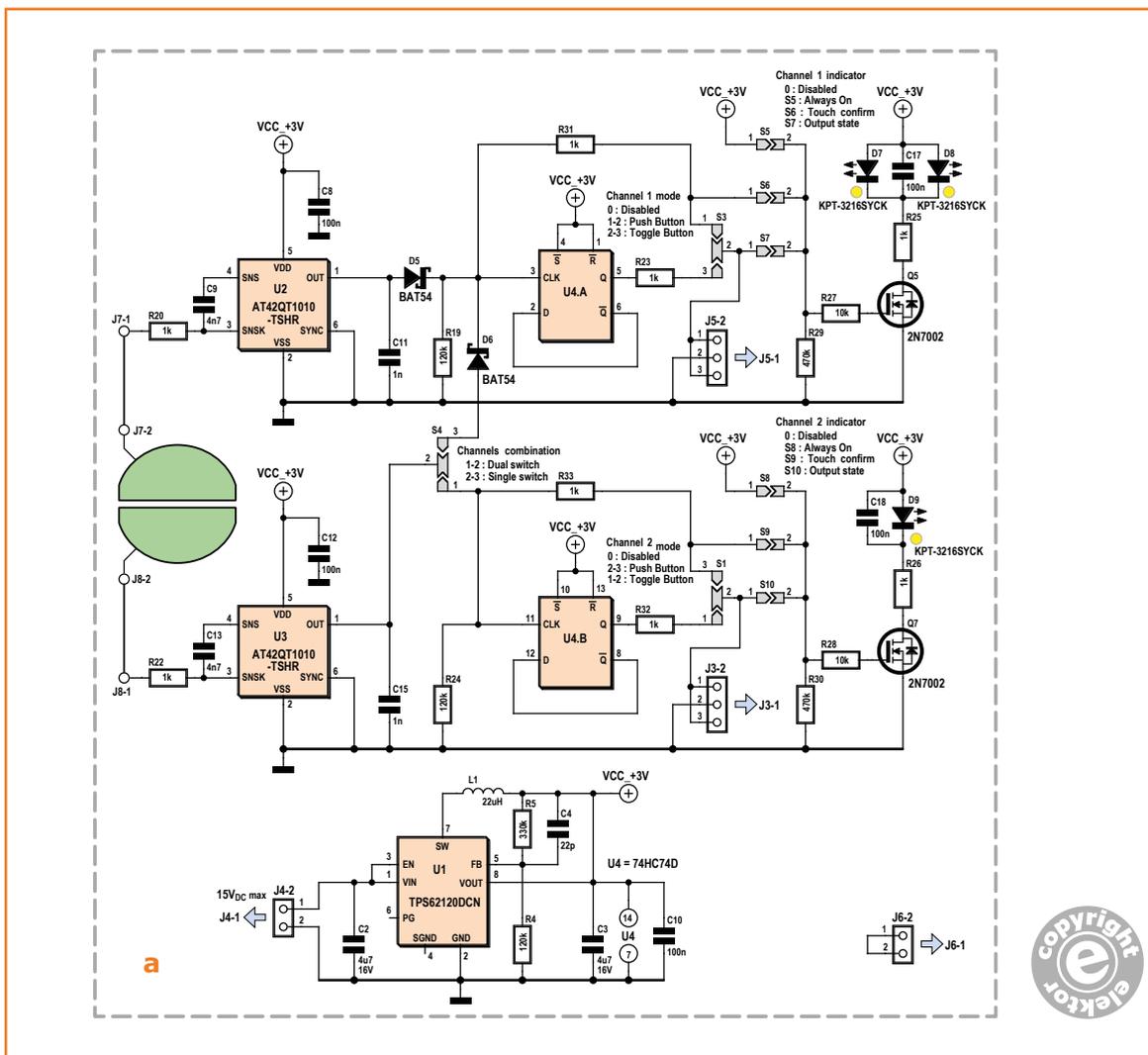
SÉCURITÉ

Du fait de l'absence de transformateur, une telle alimentation présente l'avantage d'un encombrement réduit, mais elle n'est pas isolée galvaniquement. Comme la masse électrique de tout le montage est directement reliée à la phase, il est donc strictement interdit de manipuler les circuits en présence de la tension du secteur, y compris la partie capacitive et les électrodes. La sécurité des utilisateurs n'est garantie qu'une fois que l'interrupteur est refermé dans sa boîte d'encastrement. Pour les tests et pour toute manipulation en présence de tension dangereuse, prenez la bonne habitude de mettre hors tension le circuit à tester avant d'y relier vos appareils de mesure, de le mettre sous tension ensuite, puis de lire la valeur mesurée et enfin, avant de passer à l'étape suivante, de couper d'abord le courant.



Pour les tests, je vous conseille de confectionner un transformateur d'isolement constitué de deux transformateurs 230 V/12 V de quelques VA montés dos à dos. La tension dangereuse sera toujours présente en sortie, mais, **tant que vous serez isolé de la terre**, vous ne risquerez rien en cas de contact accidentel. Cet accessoire vous facilitera vos vérifications du bon fonctionnement du montage. Vous pourrez commuter les relais, mais n'y connectez aucune charge.

Figure 1a et 1 b.
Schéma électrique en deux parties : à droite le circuit sous haute tension et à gauche le circuit sous basse tension. En l'absence de séparation galvanique avec le secteur, toutes les parties conductrices de ce circuit sont portées à des potentiels dangereux. En dépit de leur valeur élevée, C2 et C3 sont bien des condensateurs céramique *non* polarisés.



garanti sans microcontrôleur !

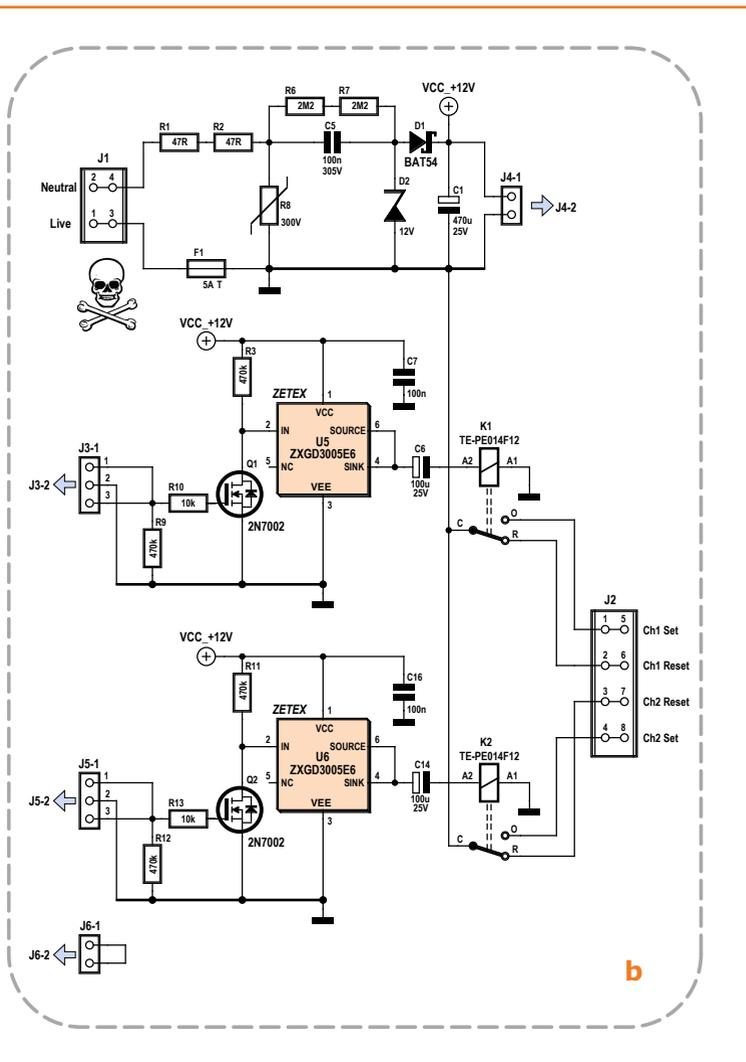
ne consomment plus rien jusqu'au prochain basculement. **Parfait !**

Pour basculer, les relais K1 et K2 (**fig. 1 b**), en version 12 V, demandent un courant de 18 mA pendant 20 ms. Une solution « de luxe » aurait été d'utiliser un pont en H pour le pilotage de la bobine. J'ai préféré stocker l'énergie nécessaire au basculement dans les condensateurs C6 et C14, qui assurent l'inversion de polarité selon le sens du front appliqué par U5 et U6. Ces derniers, aidés de Q1 et Q2, forment des translateurs de niveaux pour amplifier la tension du signal de commande et fournir le courant nécessaire aux relais. Ces compo-

sants sont habituellement utilisés pour commander des grilles de MOSFET, mais ils remplissent leur rôle à merveille ici pour un coût dérisoire.

L'alimentation par le secteur (J1) met à profit l'impédance d'un condensateur (C5) pour abaisser la tension à la valeur désirée, avec des pertes minimales. Le choix de ce composant dépend du type de réseau dont vous disposez ; choisissez le modèle 100 nF si vous recevez du 230 V/50 Hz ou la référence 150 nF pour un secteur en 120 V/60 Hz. Une diode de redressement (D1) et une zener (D2) assurent ensuite la régulation à 12 V. Malheureusement, que le reste du montage soit alimenté ou en veille, un tel circuit consomme





en permanence. Or, il était exclu que, pour fournir pendant de très courts laps de temps la vingtaine de milliampères nécessaire pour actionner un relais, je laisse un tel circuit dissiper en chaleur quelque 240 mW le reste du temps. Comme les relais ne consomment que lorsqu'on les sollicite, j'ai donc volontairement sous-dimensionné leur alimentation d'un facteur six. Elle charge, à son rythme, le gros condensateur réservoir C1 qui sert de tampon lors des appels d'énergie ; en pratique, cette réserve suffit pour résister même aux appuis les plus frénétiques !

Lorsque le montage est mis hors tension, R6 et R7 déchargent rapidement C5 afin d'éviter le stockage dans ce condensateur d'une énergie potentiellement mortelle. Pour des raisons de tenue en tension, la mise en série de deux

résistances est délibérée ; elles ne doivent en aucun cas être remplacées par une résistance unique ! Cette remarque est également valable pour R1 et R2 qui limitent l'appel de courant à la mise sous tension du montage. La varistance R8 protège le montage de parasites éventuels. Le fusible F1 est un modèle 5 A qui protégera d'éventuelles surcharges ou de mauvais câblages ; il correspond au courant maximal supporté par les relais K1 et K2. Préférez un modèle temporisé (T), plus robuste aux appels de courant des lampes à incandescence de forte puissance. Les connecteurs d'entrée et de sortie sont des bornes à ressort bien plus sûres que les traditionnels borniers à vis. N'oubliez jamais que toute intervention sur le secteur se fait hors tension.

Listing

Néant !

Finesses

Voyons à présent le circuit de commande (**fig. 1a**). Surprise : pas de microcontrôleur ici ! C'est un parti-pris, un peu nostalgique... La

détection capacitive est assurée par deux électrodes en forme de demi-lunes, placées derrière la façade de l'interrupteur et reliées à J7-1 et J8-1. U2 et U3 sont des circuits spécialisés dans la détection capacitive. Simples à première vue, ils intègrent pourtant plusieurs algorithmes pointus indispensables pour garantir durablement une détection sans faille. Leur sortie présente une particularité qui m'a donné du fil à retordre : pour confirmer le bon fonctionnement du circuit, quel que soit son état logique, la sortie se met régulièrement et brièvement *en haute impédance*, ce qui produit des impulsions de niveau logique erratique. Pour les filtrer, j'ai rajouté C11 et C15 dont la valeur n'est pas anodine ; elle est juste suffisante pour filtrer les impulsions sans trop dégrader le temps de montée, car ce serait préjudiciable à la bonne commutation des bascules

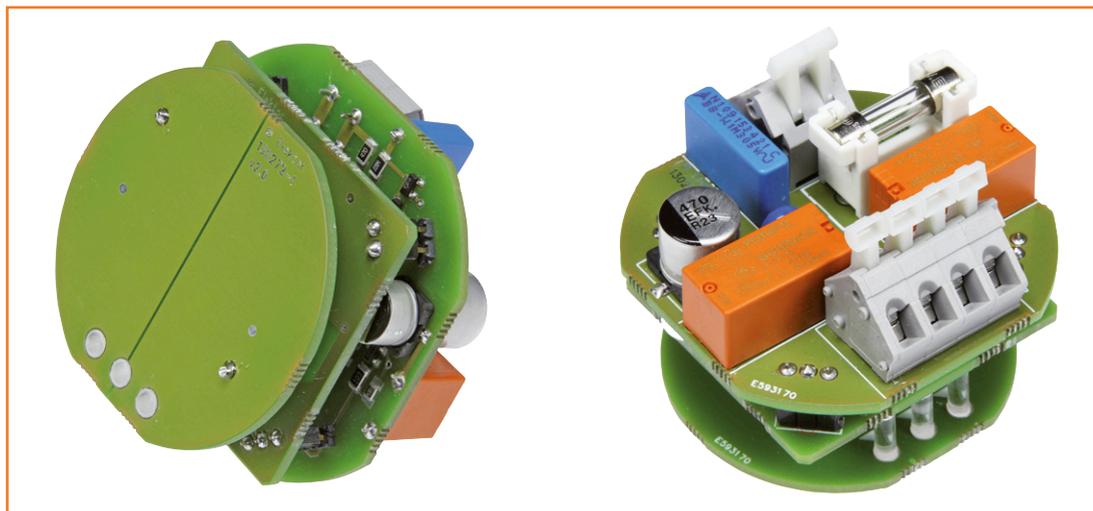


Figure 2.
Le double interrupteur
assemblé.

contenues dans U4. Les condensateurs C9 et C13 définissent directement la réactivité de la touche capacitive. Pour rendre la détection plus sensible, vous pourrez augmenter leur valeur jusqu'à 10 nF ou, au contraire, si vous observez des déclenchements intempestifs, la réduire jusqu'à 1 nF. Les diodes D5 et D6 forment un OU logique qui, selon la configuration du « grain de café » S4, permet de fusionner les sorties des deux détecteurs capacitifs pour ne former qu'une seule électrode pilotant seulement la première sortie. Un pont de soudure entre ses pages 2

et 3 activera le mode « interrupteur simple », entre 1 et 2 il permet d'obtenir deux canaux indépendants. De la même façon, S1 et S3 permettent de choisir entre le mode de fonctionnement à contact fugitif (pont entre 1 et 2 pour S1 et entre 2 et 3 pour S3) ou le mode de fonctionnement à contact verrouillé en sortie de bascule (pont entre 2 et 3 pour S1 et entre 1 et 2 pour S3). Le premier mode convient pour une installation où plusieurs boutons poussoirs cohabitent et activent un télérupteur ou une minuterie dans le tableau électrique. Les signaux de commande rejoignent alors la platine de puissance via les connecteurs J3 et J5.

La configuration du comportement est effectuée (au fer à souder) par des ponts de soudure sur les *grains de café* S1 à S10.

Voie 1 :

S3	1-2	mode bouton poussoir
S3	2-3	mode interrupteur deux positions
pont en S5; S6 et S7 ouverts		voyant 1 toujours allumé (veilleuse)
pont en S6; S5 et S7 ouverts		voyant 1 allumé durant l'appui
pont en S7; S5 et S6 ouverts		voyant 1 selon l'état de la sortie
S5, S6 et S7 ouverts		voyant 1 désactivé

Voie 2 :

S1	1-2	mode interrupteur deux positions
S1	2-3	mode bouton poussoir
S4	1-2	voie 1 et voie 2 indépendantes
S4	2-3	voie 1 seule
pont en S8; S9 et S10 ouverts		voyant 2 toujours allumé (veilleuse)
pont en S9; S8 et S10 ouverts		voyant 2 allumé durant l'appui
pont en S10; S8 et S9 ouverts		voyant 2 selon l'état de la sortie
S8, S9 et S10 ouverts		voyant 2 désactivé

Sur les interrupteurs à effleurement, il n'y a plus le retour mécanique de leurs ancêtres ; d'où l'intérêt de voyants lumineux qui confirment l'action demandée. Pour un interrupteur simple, seule D7 sera montée en position centrale, tandis que D8 et D9 seront utilisées avec deux voies indépendantes. Les condensateurs C17 et C18 sont recommandés [1] pour le cas où les électrodes détectent des changements d'impédance (des transistors MOSFET Q5 et Q7 en l'occurrence) qui pourraient perturber leur fonctionnement. Les ponts S5 à S10 définissent le comportement des LED avec, au choix, veilleuse permanente, allumage lors de la détection ou recopie de l'état de la sortie (cf **tableau** ci-contre).

Pour abaisser la tension de 12 V présente en J4, j'ai choisi un régulateur abaisseur (U1) spécialisé dans les faibles puissances. Avec ses composants annexes, il fournit sous 3 V un courant maximal de 10 mA, bien suffisant pour alimenter ce petit monde.

configurable à 100 % au fer à souder

Fer à souder en main

La miniaturisation des composants montés en surface a un revers : ils sont bien petits sous nos gros doigts. J'ai donc utilisé des composants passifs au format 1206, un peu plus faciles à souder. Les trois circuits imprimés sont livrés en panneau (**fig. 2**), une astuce pour réduire les coûts de fabrication (au prix de quelques heures de travail de routage supplémentaires). Gardez-les assemblés durant les étapes de soudage, c'est plus facile. Commencez par souder tous les composants montés en surface sur la face supérieure puis poursuivez avec les CMS de la face inférieure. Si vous choisissez de n'utiliser qu'une voie de votre interrupteur, montez uniquement la LED D7. Pour deux canaux séparés, soudez D8 et D9, et pas D7. Sur le plan d'assemblage, le rectangle dans le coin du symbole des LED indique la position de leur cathode. Montez ensuite les composants traversants du circuit de puissance (130272-3). Les barrettes mâles et femelles qui forment J3 à J6 seront soudées plus tard, lors de l'assemblage. Le circuit de détection capacitive ne demande aucune soudure pour le moment, les deux électrodes cuivrées étant ses seuls composants.

Vérifications

Provisoirement, reliez J7-1 et J7-2 ensemble à l'aide d'un morceau de fil souple. Procédez de même pour J8-1 et J8-2. À l'aide d'une pile de 9 V ou d'une alimentation de laboratoire réglée sur cette tension, alimentez la partie logique par le connecteur J4-2 en veillant à respecter la polarité indiquée sur le cuivre. Si tout va bien, vous devriez mesurer une tension de 3 V aux bornes de C3. Posez votre doigt sur la face isolante de l'une des électrodes, la LED de la voie concernée doit s'allumer aussitôt ; ici la détection capacitive se fait toujours à travers une surface isolante, ne touchez pas directement les électrodes cuivrées, le fonctionnement serait erratique.

Côté «puissance», reliez un voltmètre aux bornes de J4-1 puis alimentez le circuit en amenant le secteur 230 V sur le bornier J1. N'oubliez jamais que la totalité du circuit est maintenant à un potentiel léthal et qu'il est dorénavant interdit d'y toucher. Vérifiez que sur J4-1 vous relevez une tension proche de 12 V.

Dégrapez maintenant les trois circuits à l'aide d'une pince coupante puis, avec une petite lime plate, ébarbez les bords découpés. Insérez J3 à J6 aux emplacements prévus, mais ne soudez qu'une seule des broches sur chacune des barrettes pour le moment. Empilez les deux circuits « commande » et « puissance » et vérifiez le bon alignement des connecteurs. Retouchez vos soudures si nécessaire, puis finalisez en soudant les broches restantes.

Assemblage final

Afin de donner un cachet professionnel et parfaitement intégré à un système électrique existant, l'électronique est intégrée dans un obturateur mural, habituellement utilisé pour masquer un raccord électrique. En accord avec mon installation domestique, j'ai choisi la gamme *Odace* de *Schneider Electrics*. Cet élément est constitué de trois pièces : le support mural gris clair, l'obturateur circulaire à clipper blanc et le cache de finition de couleur variable. Pour intégrer l'électronique, la première étape consiste à couper les deux ergots à l'arrière du support (**fig. 3**). Une scie à métaux ou un mini-disque à tronçonner feront parfaitement l'affaire pour cette tâche. Le premier des circuits imprimés, celui des électrodes, va pouvoir être collé dans l'obturateur circulaire (**fig. 4**). Appliquez une fine couche de colle époxy sur la surface cuivrée de ce circuit. J'insiste, il faut absolument que **toute la surface** soit recouverte de façon homogène pour éviter toute **zone d'air** préjudiciable à la détection capacitive. Vous pouvez insérer le circuit encollé dans l'obturateur en prenant soin d'aligner au mieux les deux pièces. Selon le nombre de voyants installés (D7, D8, D9), percez l'obturateur à l'aide d'un foret de 3 mm et insérez-y un ou deux guides-lumière (**fig. 4**). Pour terminer cette partie, soudez enfin dans les pastilles J7-2 et J8-2 deux fils rigides (queues de résistances) de 15 mm de long.

Le circuit de détection est assemblé à l'arrière du support gris par quatre points de colle époxy dans les angles (**fig. 5**), après avoir soigneusement inséré les deux pattes de connexion des électrodes dans les pastilles correspondantes.

Figure 3.
Modification de l'embase





Figure 4.
Assemblage des électrodes

Avant d'achever le collage, vérifiez que les LED tombent en face des guides-lumière de l'obturateur, une inversion est si vite arrivée. Soudez enfin les pastilles J7-1 et J8-1. Il n'y a plus qu'à insérer la partie puissance (**fig. 6**) sur les connecteurs prévus pour terminer le montage. La vue en coupe (**fig. 7**) montre les détails de l'empilement.

Les raccordements à effectuer pour une configuration en interrupteurs à deux états ou en boutons poussoirs apparaissent sur la **fig. 8a**. Avec

Liste des composants

Résistances (CMS1206 5 %) :

R1, R2 = 47 Ω ¼ W
R3, R9, R11, R12, R29, R30 = 470 kΩ
R4, R19, R24 = 120 kΩ
R5 = 330 kΩ
R6, R7 = 2,2 MΩ
R10, R13, R27, R28 = 10 kΩ
R20, R22, R23, R25, R26, R31, R32, R33 = 1 kΩ

Condensateurs céramique (CMS1206 20 %) :

C2, C3 = 4,7 µF 16 V
C4 = 22 pF 50 V
C7, C8, C10, C12, C16, C17, C18 = 100 nF 50 V
C9, C13 = 4,7 nF 50 V X7R
C11, C15 = 1 nF 50 V

Condensateurs divers :

C1 = 470 µF 25 V, Panasonic - EEEFK1E471AP, (1244419)
C5 = 100 nF 305 V X2 au pas de 15 mm, Epcos - B32922C3104M (1112840)
C6, C14 = 100 µF 25 V, Panasonic - EEEFK1E101AP, (1244416)

Inductances :

L1 = 22 µH 0,11 A, Multicomp - MCFT000190, (1711917)

Diodes :

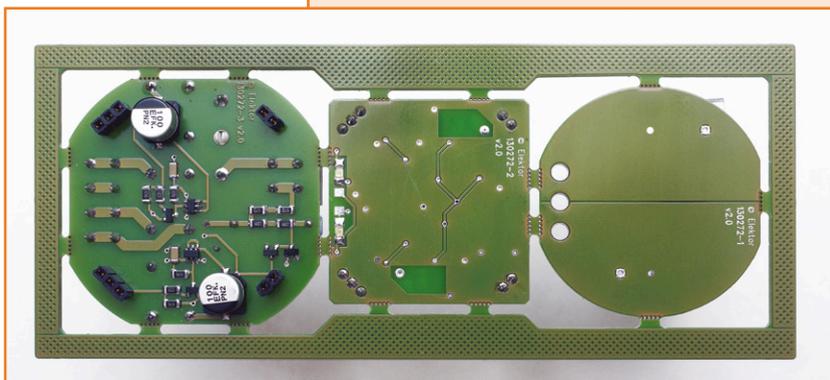
D1, D5, D6 = Schottky BAT54, (9526480)
D2 = zener 12 V BZX84C12, (1902445)
D7, D8, D9 = LED jaune, Kingbright - KPT-3216SYCK, (2099249)

Semi-conducteurs :

Q1, Q2, Q5, Q7 = 2N7002ET1G, (2317616)
U1 = TI - TPS62120DCNT, (1864820)
U2, U3 = Atmel - AT42QT1010-TSHR, (1841593)
U4 = TI - SN74HC74D, (9591680)
U5, U6 = Diodes Inc. - ZXGD3005E6TA, (1904033)

Divers :

F1-1 = support fusible, Littelfuse - 64900001039, (1271673)
F1-2 = fusible 5x20 mm 5AT, Schurter - 0034.3124, (1360818)
J1 = bornier à ressort 2 contacts au pas de 5,0 mm, Wurth - 691414720002, (1841365)
J2 = bornier à ressort 4 contacts au pas de 5,0 mm, Wurth - 691414720004, (1841367)
J3-1, J4-1, J5-1, J6-1 = barrette à broches bas profil, 10 contacts, au pas de 2,54 mm, (1668506)
J3-2, J4-2, J5-2, J6-2 = embase à broches bas profil, 10 contacts, au pas de 2,54 mm, (1668102)
K1, K2 = relais bistable 12 V, TE - PE014F12, (9913459)
R8 = varistance 300 V, Epcos - B72205S0271K101, (1004358)
GL1, GL2, GL3 = guide-lumière, Bivar - PLP2-375, (2293497)
circuits imprimés 130272-1 à 3 (disponibles en panneau **130272-4** chez elektorPCBservice.com)
obturateur prise murale série Odace, Schneider - S520666



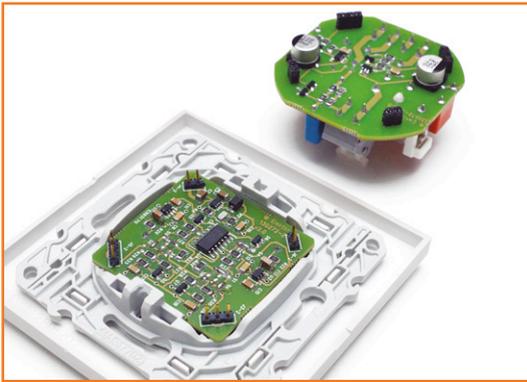


Figure 5. Assemblage du circuit « petits signaux »

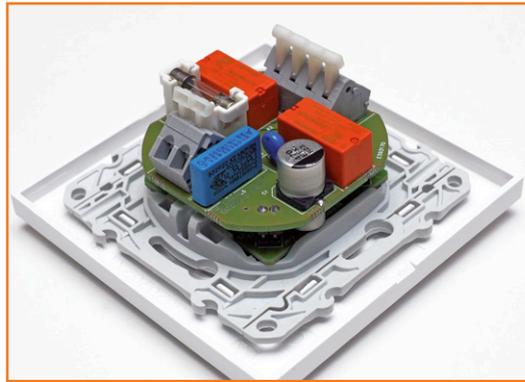


Figure 6. Mise en place de la partie « puissance »

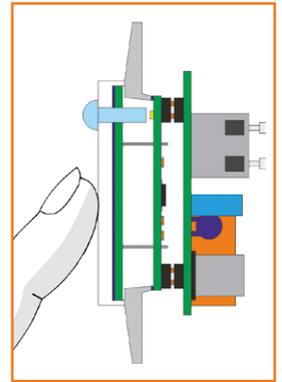


Figure 7. Vue en coupe de l'assemblage

la plupart des interrupteurs mécaniques, vous ne trouverez bien souvent dans votre boîte d'encastrement murale qu'un simple fil de phase (rouge ou marron) ; il vous faudra donc tirer également un fil de neutre (bleu) que vous récupérerez sur la prise de courant la plus proche par exemple. S'il vous arrivait d'intervertir par mégarde les connexions de phase et de neutre sur J1, la partie tactile, les LED et les relais réagiraient correctement, mais les charges commandées ne s'allumeraient pas. Revérifiez soigneusement ce câblage avant de refermer votre installation.

Les repères R et O se rapportent aux dénominations des contacts des relais *Reset* (= repos) et *Operate* (= travail). Si jamais l'état du voyant à LED était inversé par rapport à celui de la charge connectée, il suffirait d'intervertir les branchements entre ces bornes R et O. La **figure 8b** donne le câblage en va-et-vient avec d'autres interrupteurs mécaniques ou d'autres interrupteurs IMPACT. Comme la configuration de chacune des deux voies est indépendante de celle de l'autre, il est possible de mélanger les deux types de câblage sur un même interrupteur. Enfin, dans le cas d'une configuration en simple canal, la connexion s'effectuera uniquement sur les bornes O1 et R2. Si l'aventure vous tente, n'hésitez pas à m'envoyer les photos de vos réalisations [2] !

(130272)

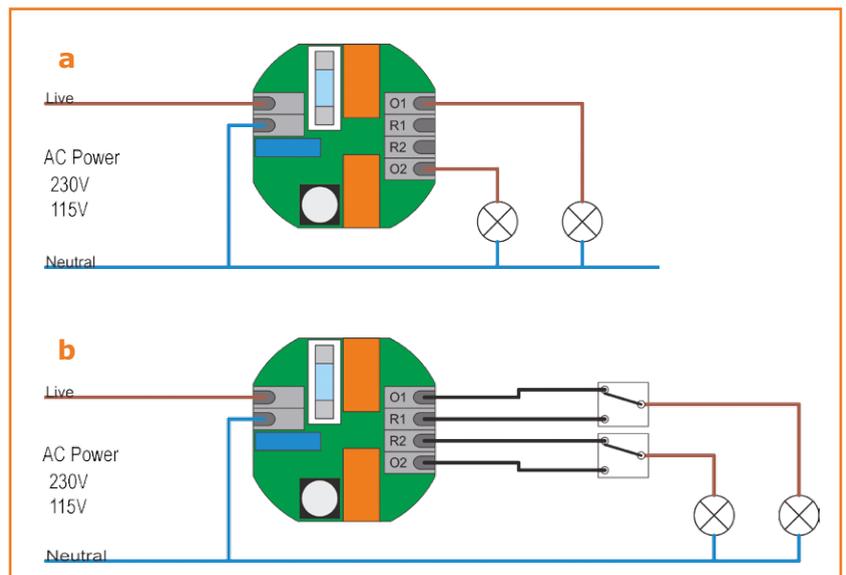
Liens

[1] Atmel - QTAN0079 "Sensor design guide" : www.atmel.com/Images/doc10752.pdf

[2] ardouin.david.projects@gmail.com



Figure 8. Câblage en mode interrupteur ou bouton poussoir (a) et câblage en va-et-vient (b)



Chiptuning pour modèles radiocommandés



Les balais, du vent !

Jörg Prim
Allemagne

Remplacer un moteur à collecteur et balais par un modèle sans balais, ou *brushless*, demande un peu de travail. Pourtant, l'entreprise tourne au jeu d'enfant pour peu qu'on mette en place le circuit décrit ici.

Beaucoup de fabricants de modèles réduits radiocommandés proposent des modèles peu coûteux « prêts à voler » (*Ready To Fly*). RTF signifie qu'aucun travail de bricolage n'est nécessaire. Il suffit le plus souvent avant le premier vol de placer la pile dans l'émetteur et de charger l'accumulateur. Ces modèles donnent de grandes joies et conviennent même pour les débutants. Mais on aspire souvent après les premiers vols à une propulsion plus puissante. Pour des raisons de coût, les modèles RTF sont équipés d'un moteur à courant continu classique. Une platine centrale porte le récepteur sur 2,4 GHz, le variateur de vitesse du moteur, et souvent les servos aussi.

Une mise à niveau ne devrait donc pas poser de problème ; ne suffit-il pas de remplacer simplement l'original trop faible par un moteur à courant continu plus puissant ? Quelque chose qui paraît aussi simple est en général voué à l'échec. En effet, le moteur plus puissant est aussi plus lourd et plus gourmand en courant, si bien qu'un plus gros accu devient nécessaire. Tout cela n'est pas viable, le moteur plus puissant n'est pas capable de compenser l'augmentation de poids du modèle.

Plus léger, plus fort, plus loin

C'est ici qu'on envisage les moteurs sans balais. Ces moteurs offrent davantage de puissance pour

le même poids et une usure moindre, puisqu'ils n'ont pas de collecteur. Le variateur du moteur à courant continu est commandé par des impulsions (à une fréquence d'environ 50 Hz) et alimente le moteur à courant continu par impulsions modulées à une fréquence d'environ 3 kHz. Pour une durée d'impulsion en entrée de 1 ms, le moteur est arrêté, pour 2 ms il tourne à plein régime. Un moteur *brushless* (BL) doit être alimenté en alternatif triphasé, le variateur du moteur CC ne convient pas. Le régime du moteur BL est proportionnel à la fréquence du courant triphasé. La construction du variateur BL est plus compliquée parce qu'il doit produire une fréquence donnée, mais aussi surveiller la rotation du moteur, de façon à accorder la fréquence et le régime. Heureusement, le commerce spécialisé nous propose de nombreux variateurs BL bon marché, si bien que le fer à souder peut (encore) rester froid. Il ne reste plus maintenant qu'un petit problème à résoudre : le variateur pour moteur BL attend à l'entrée un signal de servo (**figure 1**). Il s'agit d'une impulsion de durée comprise entre 0,9 et 2,1 ms, qui se répète toutes les 20 ms. Or le récepteur radio du modèle ne délivre pas de signal « servo » pour le moteur, puisque le variateur est incorporé à la platine. La sortie du récepteur a en principe l'aspect de la **figure 2**. Un MOSFET de puissance est commandé par un signal MLI (modulation de largeur d'impulsion, ou *Pulse Width Modulation*). Il s'agit en général d'un MOSFET à canal N, commandé par un signal référencé à la masse et qui commute le moteur à la masse. Le signal MLI est un rectangle à plusieurs kilohertz. La durée d'impulsion varie de 0 à 100 % (souvent seulement de 20 à 90%) le moteur convertit la commande pulsée en un niveau d'énergie motrice : plus l'impulsion est longue, plus élevé est le régime du moteur. À 100 %, le MOSFET est conducteur en permanence, le moteur tourne à vitesse maximale.

Signal de servo par microcontrôleur

Le circuit décrit ici convertit le signal MLI du variateur CC en un signal de servo pour le variateur BL (**figure 3**). L'entrée K2 est connectée au récepteur à la place du moteur à courant continu. Pour cela on utilise seulement la broche 1, qui est reliée à la masse par le MOSFET du variateur. La résistance de polarisation au niveau haut (pull up) R3 a une valeur relativement faible, de façon à donner des fronts aussi raides que possible au signal MLI présenté à l'entrée PB4 du microcontrôleur.

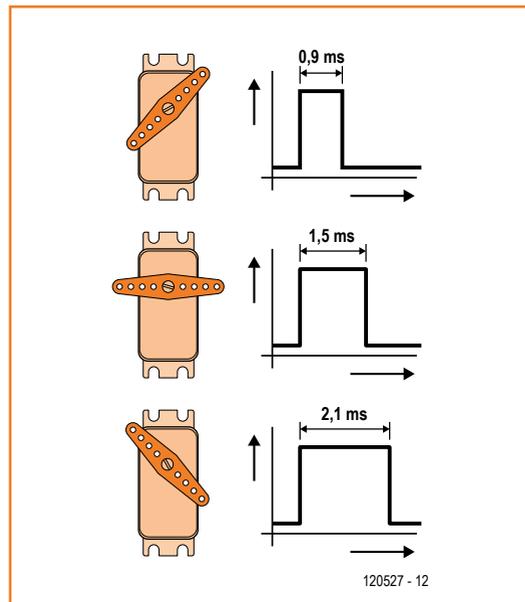


Figure 1. L'aspect du signal de servomoteur.

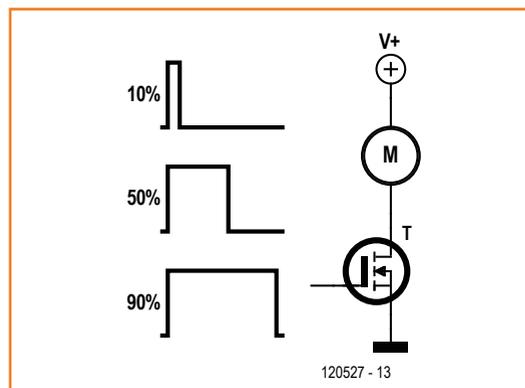


Figure 2. Configuration typique d'un variateur de moteur à courant continu.

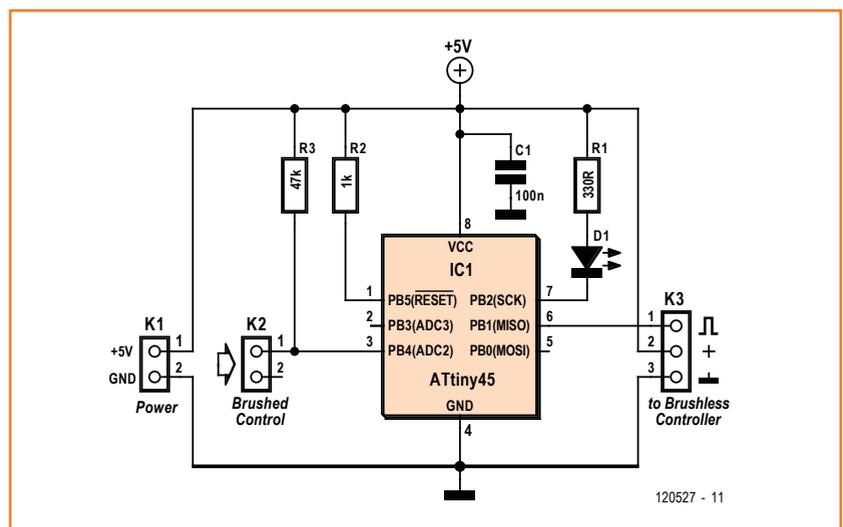


Figure 3. Un petit schéma pour un petit microcontrôleur.

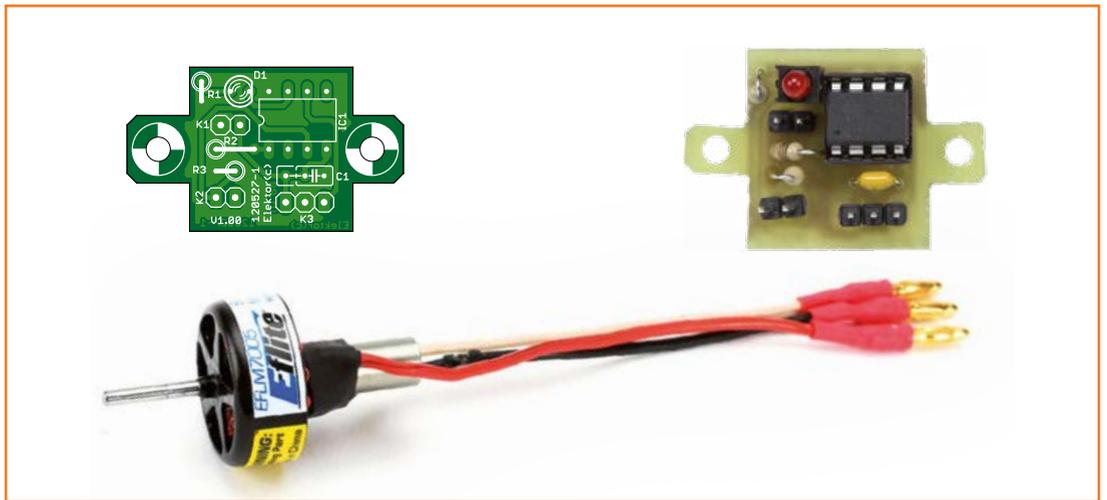


Figure 4.
Et un circuit imprimé
particulièrement petit...

On peut vérifier par D1 si le microcontrôleur fonctionne. Le variateur CC est connecté à K3 par un cordon de servo à trois fils. La broche 3 est la masse, la broche 2 l'alimentation positive (5 V) du variateur. La broche 1 conduit au variateur le signal de servo issu du microcontrôleur.

Le logiciel du microcontrôleur évalue le signal appliqué à PB4, il accepte les fréquences de récurrence comprises entre 500 Hz et 10 kHz. La sortie PB1 délivre un signal de servo accordé à la largeur d'impulsion du signal MLI d'entrée. Si le logiciel ne détecte pas de signal MLI valide, la sortie délivre un signal de 0,9 ms (arrêt du moteur). Le logiciel se calibre seul, c'est-à-dire qu'il faut donner brièvement une commande pleins gaz à la mise sous tension, pour permettre au logiciel d'« apprendre » la durée d'impulsion maximale. Naturellement, il faut à ce moment que les trois petits cochons cramponnent leur maison de paille. La LED clignote brièvement à la mise sous tension pour signaler qu'on peut démarrer. Au repos, la LED est éteinte, mais elle s'allume dès que le moteur tourne.

L'assemblage sur la petite platine simple face de la **figure 4** est un jeu d'enfant. Le microcontrôleur à huit broches ATtiny (*tiny* = minuscule) d'Atmel doit être monté dans un support de qualité aussi bonne que possible, de façon à maintenir le microcontrôleur en place même pendant les manœuvres les plus audacieuses. Le micro est en principe programmable *in situ*, mais pour des raisons d'encombrement, nous n'avons pas prévu d'interface *ad hoc* sur le circuit imprimé. Si vous n'avez pas la possibilité (ou l'envie) de programmer vous-même le microcontrôleur, vous pouvez vous le procurer, de même que la platine, prêt à l'emploi [1]. Le logiciel (source et .hex) est naturellement disponible aussi.

Attention : le circuit ne convient que pour des récepteurs avec moteurs commutés à la masse et des fréquences de récurrence MLI comprises entre 500 Hz et 10 kHz.

(120527 -- version française : Jean-Paul Brodier)

Liens

[1] www.elektor-magazine.fr/120567

Liste des composants

R1 = 330 Ω
R2 = 1 kΩ
R3 = 47 kΩ

Condensateurs

C1 = 100 nF

Semi-conducteurs

D1 = LED 3 mm rouge

IC1 = ATtiny45-20PU, programmé 120527-41

Divers

support de CI à 8 broches
K1,K2 = barrettes 2 points
K3 = barrette 3 points
circuit imprimé 120527-1

2^e édition revue et augmentée du livre

L'électronique pour les débutants

NOUVEAU : troisième kit d'initiation disponible

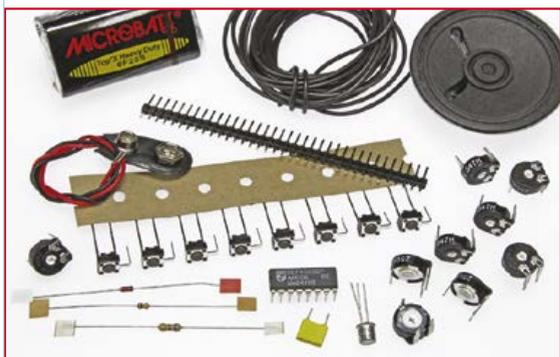
Le cadeau idéal pour partager votre passion de l'électronique avec vos enfants, petits-enfants, neveux... et autres *geeks*.

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

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

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

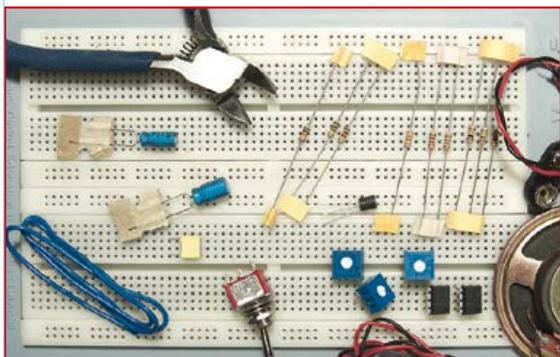
Kit n°1 : orgue | 119016-73 | **24,50 €**



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

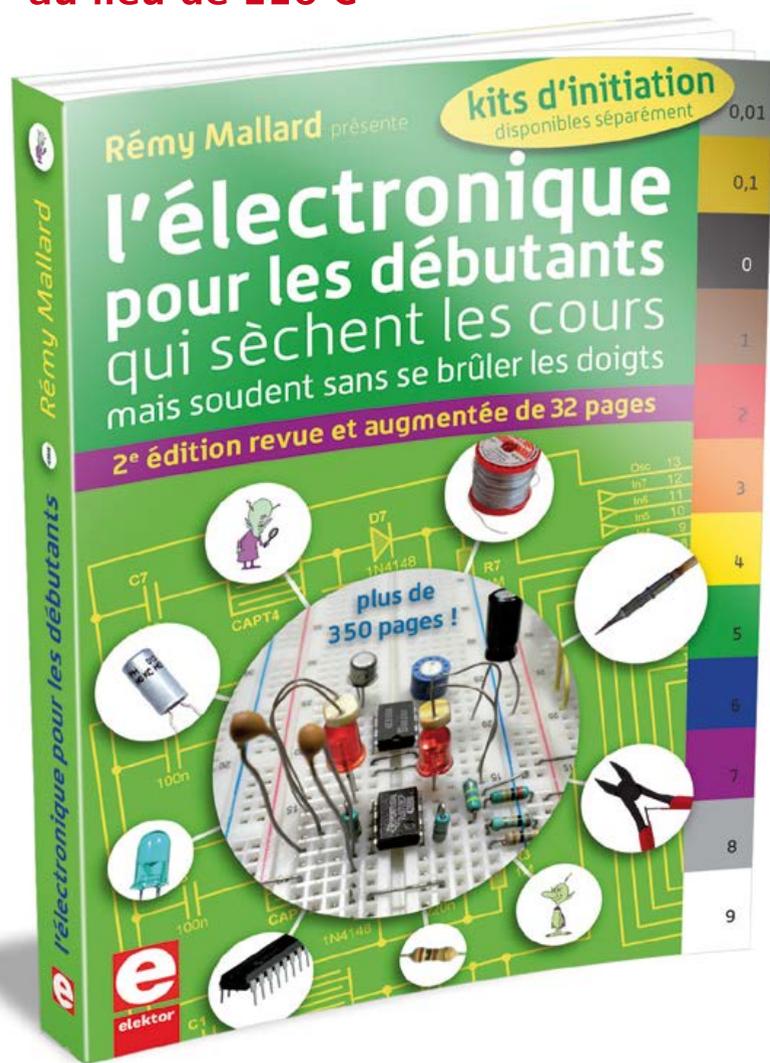


Kit n°1 : sirène | réf. 119016-71 | **24,50 €**



offre spéciale :

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



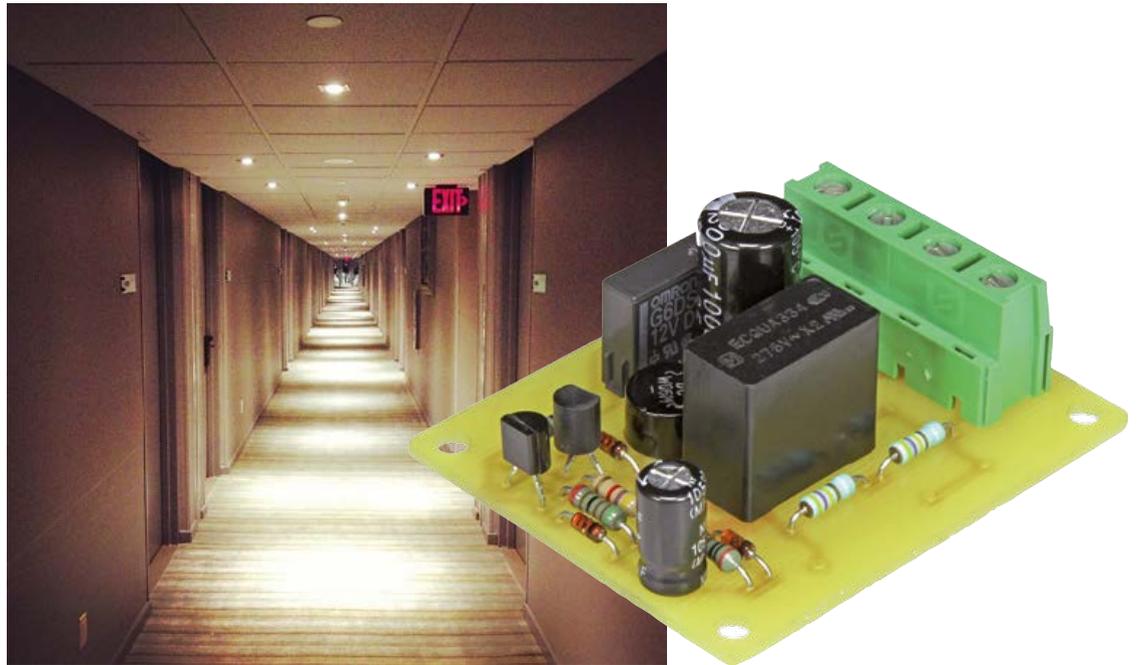
elektor

ISBN 978-2-86661-186-6

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

info et commande : www.elektor.fr/debut

commande d'éclairage à interrupteurs multiples pour couloirs et halls



Michael A. Shustov
(Russie)

Lorsque l'on souhaite commander l'éclairage d'un couloir ou d'un hall avec un grand nombre d'interrupteurs, le câblage devient vite un cauchemar. Je vous propose une solution basée sur un thyristor fait maison.

Sur le schéma (**fig. 1**), imaginez que la tension du secteur arrive sur K1 après avoir traversé une chaîne de poussoirs de type normalement fermé. Leur nombre peut varier de deux, pour un petit hall, à plusieurs dizaines répartis le long d'un couloir d'hôtel sans fin (comme dans *Shining*). Électriquement les poussoirs sont reliés en série sur la phase ou le neutre (préférez le neutre). LA est la charge, alimentée via les contacts RE1B du relais et le connecteur LA1.

Initialement la tension d'alimentation AC du circuit arrive sur le redresseur B1 à travers le condensateur C3 (ou C3||C4 pour du 115 VAC) shunté par R6/R7 et R5. La diode zener D3 en sortie du redresseur limite à environ 15 V la

tension alimentant le circuit de commande. La résistance R4 et le condensateur C2 (d'une capacité relativement faible) court-circuitent la diode zener. Le condensateur C1 (de forte capacité : 1000 µF) y est relié via la diode D2. Le quasi-thyristor formé par les transistors T1-T2 ainsi que la bobine du relais RE1A sont en parallèle avec C1. L'électrode de commande de notre pseudo-thyristor est reliée à la cathode de D2.

Lorsque l'un des poussoirs (non représentés) de l'alimentation AC est actionné, le condensateur C2 se décharge rapidement et l'électrode de commande de T1-T2 est alors reliée à C1. Le pseudo-thyristor se déclenche grâce à la décharge de C3. Cela excite le relais et alimente la charge (p. ex. une ampoule) LA1.

postez et gagnez

Clemens Valens
(elektor.labs)

Tout au long de l'année 2014, elektor.labs récompensera ses membres posteurs avec un cadeau choisi, différent chaque mois !* La bannière sur la page d'accueil d'elektor.labs vous fait-elle saliver ? Pensez à repasser devant de temps en temps, elle vous mettra en appétit.



Questions & Réponses en direct

Autrefois Elektor proposait le lundi après-midi une séance de questions techniques par téléphone pour répondre aux interrogations des lecteurs sur les montages publiés. Les moyens techniques limités de l'époque ne permettaient pas de recherches

rapides dans une base de données ; le rédacteur de service en était le plus souvent réduit à prendre note des questions pour se pencher dessus ultérieurement.

Ce service a été abandonné pour diverses raisons, au nombre desquelles figurent le stress auriculaire, les douleurs au coude et autres troubles musculo-squelettiques, mais l'idée n'a jamais été perdue de vue. Et maintenant elle redevient d'actualité, sous une forme idéalement interactive. Ce ne sera plus un service téléphonique, mais une espèce de webinaire ouvert. Nous prévoyons une séance de Q & A tous les mois. Des précisions seront données ultérieurement dans [elektor.post](http://www.elektor-labs.com/qa1) et sur www.elektor-labs.com/qa1

Copié-collé bloqué

Beaucoup d'utilisateurs d'elektor.labs rédigent leurs contributions sur leur ordinateur, dans un éditeur de textes tel que *Word* ou *Notepad*, avant de les copier sur la page concernée du site .Labs. C'est une bonne manière de faire, car ainsi vous ne perdez rien si jamais la communication avec le site venait à être interrompue avant que vous ayez eu le temps de sauvegarder. Nous ne saurions trop insister sur cet avantage. Il arrive cependant que le champ de saisie

de texte refuse qu'on y copié-collé du texte. On dirait que quelque chose ne tourne pas rond ! S'agit-il d'un défaut... ?

Ou peut-être plutôt d'une qualité ? Oui, c'est même une fonction de la sécurité du site qui empêche les logiciels malveillants de se propager par copié-collé. Saviez-vous que certains petits programmes enfouis dans des pages web peuvent se frayer un chemin jusqu'au bloc-notes de votre ordinateur et ne se privent pas d'en copier le contenu ? C'est pourquoi certains navigateurs bloquent cette fonction par défaut. Si vous éprouvez des difficultés de copié-collé, c'est probablement pour ça.



Dans ce cas, assouplissez les réglages de sécurité de votre navigateur. Selon son modèle et sa version, quand vous ferez un copié-collé, le navigateur vous demandera peut-être d'autoriser, pour cette page, l'accès à votre bloc-notes.

(130524)

* 1 (vous avec bien lu : un) cadeau par posteur par mois - www.elektor-labs.com/

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 fraisées ;
- 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

source de courant continu réglable de précision

avec voltmètre haute impédance intégré

Henri Morizot
(France)

Une source de courant réglable, c'est une source de tension et une résistance variable auxquelles on applique la loi d'Ohm, pas vrai ? Mais encore ? dit Elektor... Voici un projet qui ne se contente pas d'annoncer $I \text{ égale } U \text{ sur } R$. Il offre une précision et une versatilité concurrencées seulement par celles du matériel professionnel inabordable. Et encore, celui-ci a-t-il un calibre de 10 nA ?



Pour les sources de courant continu, il existe de multiples configurations possibles selon les caractéristiques requises : intensité du courant, fixe ou réglable, polarité simple ou double, charge à la masse ou flottante, précision, etc.

Le schéma de base est une simple source de tension associée à une résistance. Dès que l'on veut une certaine précision quelle que soit la charge, il faut un ou plusieurs amplificateurs opérationnels pour faire une conversion tension-courant [1].

Le principe

Pour nos besoins, notamment pour fournir de manière fiable un courant très faible, la mesure de

la tension aux bornes de la charge doit être faite sans soustraire de courant. La configuration est basée sur deux amplificateurs opérationnels (**fig. 1**) dont le premier (U1) fournit le courant tandis que le second (U2) isole de la charge la mesure de la tension de sortie. Montés en gain unité, ces deux amplificateurs ne nécessitent donc aucune résistance de précision.

Une source de courant annexe I_1 alimente une diode de référence D1 connectée à l'entrée de l'ampli U1 avec le retour de la diode relié à la sortie de l'ampli de mesure U2, dont l'entrée est reliée à la charge. Une résistance R_s est connectée entre la sortie de l'ampli U1 et la charge. Si on

néglige les termes d'erreur des amplificateurs, la tension en sortie de chacun d'eux est respectivement l'image de la tension présente en entrée. On retrouve donc aux bornes de la résistance R_s l'image de la tension de référence V_{ref} . Cette tension constante développée aux bornes de R_s engendre un courant constant

$$I = \frac{V_{ref}}{R_s}$$

fourni par l'ampli U1 et qui va s'écouler exclusivement à travers la charge Z_{Ld} , sous réserve que le courant de polarisation de l'ampli U2 soit négligeable.

Une commutation manuelle de différentes valeurs de R_s permet alors d'obtenir autant de valeurs de courant, et cela dans une très large gamme.

Le choix de la tension de référence n'est pas anodin. Comme c'est en quelque sorte une tension de déchet, on pourrait être tenté de la choisir très petite, mais c'est sans compter sur de multiples sources d'erreur. D'abord celles dues aux amplificateurs : tension de décalage initial et taux de réjection de mode commun (CMRR). En fait, la tension développée aux bornes de la résistance R_s n'est pas exactement l'image de celle aux bornes de la référence. Plus précisément, elle pourrait même atteindre la valeur suivante :

$$V_{(R_s)} = V_{ref} + V_{os(U1)} + V_{os(U2)} + \frac{V_{ex}}{CMRR_{(U1)}} + \frac{V_{ex}}{CMRR_{(U2)}}$$

avec

V_{os} = tension de décalage initial ;

V_{ex} = excursion de tension sur les entrées ;

CMRR = taux de réjection de mode commun.

Par exemple, si les deux amplificateurs sont spécifiés avec une tension de décalage de 2 mV et un taux de réjection de mode commun de 78 dB, et que l'excursion de tension est de 20 V, on peut obtenir dans le pire des cas : $V_{(R_s)} = V_{ref} + 9$ mV, et si on a choisi $V_{ref} = 100$ mV, on pourrait donc avoir jusqu'à 9 % d'erreur !

Bien sûr, du fait que les termes de la somme sont tous polarisés et peuvent se compenser, ce cas extrême est statistiquement peu probable, mais il donne une bonne idée de la dégradation possible de la précision.

En second lieu, il faut prendre en compte la commutation mécanique des résistances servant à définir le courant de sortie. Pour obtenir p. ex.

Caractéristiques principales

- Calibres bas : (10) 10 nA – 10 μ A
- Calibres hauts : (10) 20 μ A – 20 mA
- Précision tous calibres : 1,4 % + 100 pA
- Affichage LCD 3½ chiffres
- Alimentation par piles (4x R03)
- Utilisable en voltmètre haute impédance
- Sans microcontrôleur

un courant de 20 mA toujours avec une référence de 100 mV, il faut une résistance R_s de 5 Ω . Si le commutateur présente une résistance de contact de 100 m Ω , cela représente une erreur supplémentaire de 2 %, à laquelle il faut ajouter l'erreur induite par la résistance intrinsèque des pistes du circuit imprimé. À l'opposé, si on choisit une tension de référence plutôt élevée, p. ex. 10 V, en plus d'un gaspillage d'énergie, on va se heurter aux difficultés liées aux courants faibles. Tout d'abord la valeur de R_s : pour obtenir 10 nA, il faut une résistance de 1 G Ω , chère et difficile à obtenir avec une tolérance serrée. Ensuite, au niveau de la commutation des résistances, la résistance d'isolement du commutateur va se trouver en parallèle avec cette très grande résistance et en perturber la valeur. Et là encore, il ne faut pas oublier le circuit imprimé lui-même, qui n'est pas un diélectrique parfait. Finalement, il faut éviter toute valeur exotique pour la tension de référence (p. ex. 1,235 V) qui entraînerait des valeurs de résistances R_s elles-mêmes exotiques.

Dans ce projet, la tension de référence retenue est de 1,00 V, un compromis satisfaisant.

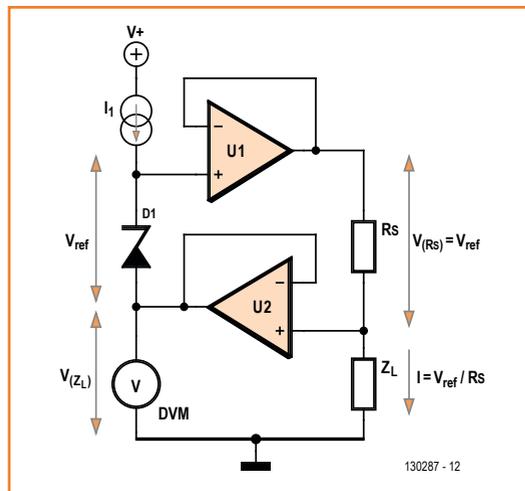


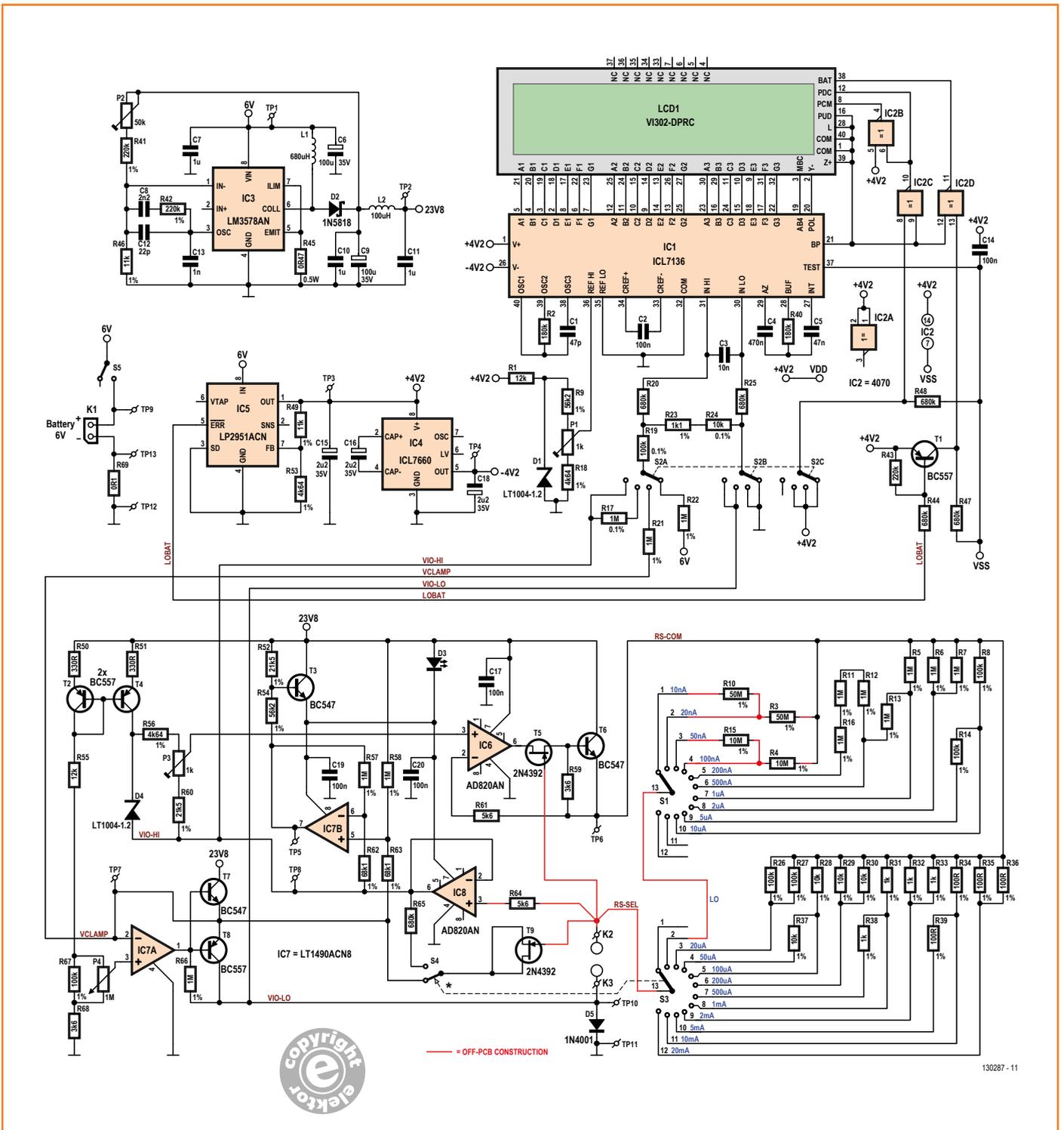
Figure 1. Principe d'une source de courant presque parfaite.

Au Paradis de l'Électronique Analogique

Pas l'ombre d'un microcontrôleur sur le **figure 2**. Cela mérite une discussion approfondie.

Références

Le courant nécessaire à la référence flottante de la source est obtenu à partir d'un miroir de courant constitué des transistors T2 et T4. Le courant pilote de 215 μA dans T2 est fourni à travers la



Ce circuit contient une diode FETiche

série de résistances R55, R67 en parallèle avec P4 et R68. R67 minimise l'impact de la large tolérance de P4 qui délivre la tension de réglage du limiteur de tension dont l'excursion nominale va de 0,8 V à 20,4 V.

Le miroir de courant au rapport 1:1 débite au collecteur de T4 le courant servant à alimenter la référence de tension D4 de 1,235 V. Les transistors T2 et T4 n'étant pas appariés, les résistances R50 et R51 placées sur les émetteurs permettent de minimiser un éventuel déséquilibre.

Le pont diviseur constitué par R56, P3 et R60 permet d'ajuster précisément la tension de référence de source à 1,000 V. La référence de tension choisie est une LT1004CZ-1.2 de *Linear Technology*, mais on peut aussi utiliser la LM385BZ-1.2 de *National Semiconductor* un peu moins bien compensée en température.

Amplificateur de mesure

Le courant de polarisation de l'ampli de mesure IC8 constitue un terme d'erreur qui vient s'ajouter algébriquement au courant fourni par la source, et il est donc important que sa valeur soit négligeable par rapport au courant minimal de 10 nA. Pour cette raison, l'ampli est un AD820AN d'*Analog Devices*, avec entrées JFET, offrant un courant de polarisation extrêmement faible. C'est déjà une antiquité (20 ans !), mais l'un des rares sinon le seul à accepter une alimentation unique jusqu'à 30 V avec une sortie rail à rail tout en offrant une précision plus qu'honorable. Serait-ce pour ça qu'il est toujours disponible, et même en boîtier DIP ?

La tension de sortie de l'ampli, câblé en gain unité, est l'image de la tension présente à son entrée, à la tension de décalage près. La sortie absorbe le courant de retour de la référence de tension, et fournit le courant pour l'atténuateur d'entrée du voltmètre et pour la branche négative de l'ampli différentiel de l'indicateur du limiteur de tension.

Dans le circuit de mesure, D5, intercalée dans le retour de la charge à la masse, joue un rôle crucial, en assurant une triple fonction. Son objet principal est de relever le potentiel de retour de la charge de quelques centaines de millivolts, permettant ainsi à l'ampli de mesure IC8 de toujours travailler dans une plage linéaire. Chacun sait que les amplificateurs à sortie rail à rail présentent des imperfections près du zéro ou de la tension d'alimentation, en particulier le gain en boucle ouverte qui chute drastiquement. Cela se traduit en sortie par un décalage de tension de quelques millivolts à plusieurs centaines, selon la conception de l'ampli et des conditions de charge, en particulier si la sortie doit fournir ou bien absorber du courant, ce dernier cas étant le plus défavorable au voisinage du zéro.

Le courant délivré par la source, même faible, traverse toujours D5, sauf dans le cas d'utilisation en voltmètre seul où ne circule que le courant consommé par l'atténuateur d'entrée du voltmètre, hélas proportionnel à la tension mesurée. Pour toujours obtenir une chute de tension appréciable aux bornes de la diode, on y ajoute un courant minimal constitué de deux composantes : d'une part le courant de collecteur de T8 défini par la résistance d'entrée R58 + R63 de l'ampli différentiel IC7b (et inversement proportionnel à la tension du limiteur), d'autre part le courant fourni par la sortie de l'ampli IC7a à travers R66 (et proportionnel à la tension du limiteur). La somme de ces deux courants est quasi constante et de l'ordre de 20 μ A, ce qui assure une chute de tension minimale d'environ 420 mV. En second lieu, la chute de tension dans D5 compense la chute de tension dans la "diode" (FET) T9 du limiteur de tension, ce qui rend la tension limite aux bornes de la charge indépendante du courant délivré. En fait, cette compensation est imparfaite, car elle n'intervient que pour les courants supérieurs au courant minimal forcé dans D5. D'autre part, les caractéristiques des diodes T9 et D5 sont sensiblement différentes et c'est pour cela que D5 est une 1N4001, dont la pente de tension en fonction du courant est beaucoup plus proche de celle de T9 que ne le serait celle d'une diode de signal genre 1N4148. Idéalement, D5 devrait être identique à T9, mais, étant donné le coût de cette dernière, cela n'est pas indis-

Figure 2. Schéma de la source de courant réglable de précision. Le circuit présente moult facettes de conception analogique astucieuse. Les liaisons rouges indiquent un câblage en l'air.

pensable, car cette compensation n'est qu'un paramètre de second ordre.

Finalement, dans le cas d'utilisation en voltmètre seul, D5, en association avec R61 et R64, protège les composants contre l'application d'une tension jusqu'à environ 30 V, que l'appareil soit ou non alimenté.

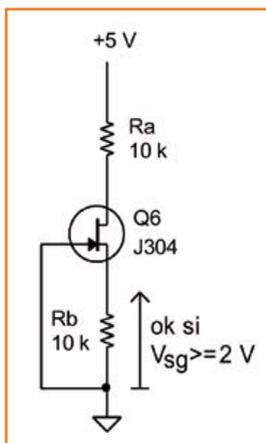
En principe, on ne se sert d'un voltmètre à haute impédance que pour des sources elles-mêmes à haute impédance et dont le courant de court-circuit très faible ne risque pas a priori d'occasionner de dégâts, mais on ne sait jamais...

Générateur de courant

Le courant de sortie est obtenu à partir de l'ampli IC6, du même type que celui utilisé pour l'ampli de mesure (AD820AN), les exigences étant sensiblement les mêmes. Il est câblé en gain unité et tamponné par T6, l'ampli seul n'étant pas à même de délivrer le courant maximal requis (20 mA). Négligeant la tension de décalage de l'ampli, la tension de sortie sur l'émetteur de T6 est l'image de la tension de référence au curseur de P3, et elle est reliée au point haut commun des résistances de sélection de courant. Par ailleurs, à travers l'ampli de mesure U8 en gain unité, le point bas de la tension de référence est lui-même l'image de la tension présente au point bas de la résistance de sélection de courant. On retrouve donc, aux bornes de la résistance de sélection de courant, l'image de la tension de référence, et c'est cette tension appliquée à ladite résistance qui engendre le courant souhaité.

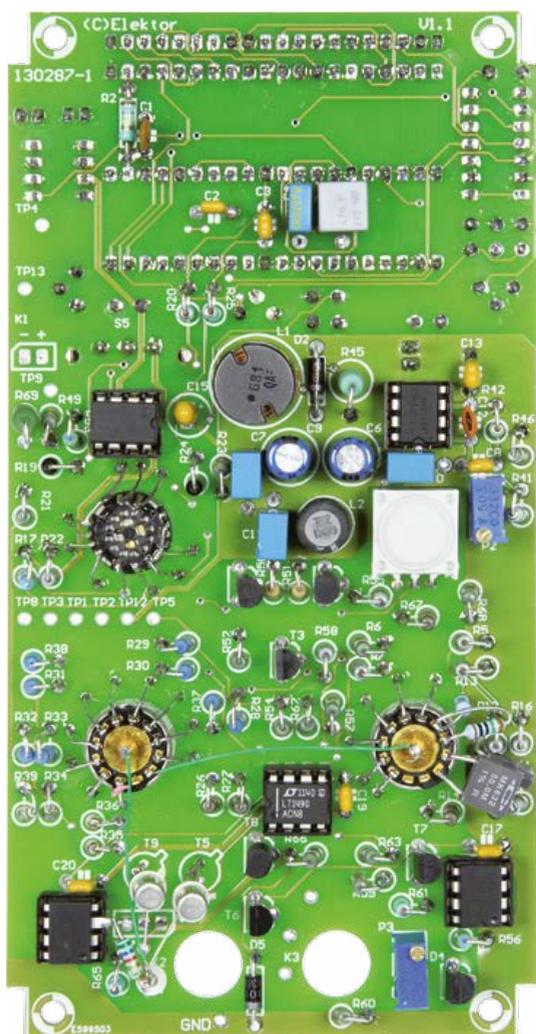
La résistance base-émetteur R59 sur T6 opère une sélection en fonction du courant de sortie. Pour les courants jusqu'à 100 μA , c'est l'ampli seul qui délivre le courant à travers cette résistance, mais à partir de 200 μA , le transistor entre en action.

De plus, R59 absorbe le courant de fuite de T6 s'il dépasse le courant souhaité. Ce phénomène peut se produire exceptionnellement dans les circonstances suivantes : si on génère le courant maximal de 20 mA pendant un laps de temps sur une charge nulle ou presque nulle, le transistor dissipant alors environ 460 mW verra sa température de jonction augmenter d'à peu près 115 °C, entraînant un courant de fuite significatif. Si immédiatement après, on veut générer le courant minimal de 10 nA, le courant de fuite peut être temporairement supérieur à cette valeur, auquel cas l'amplificateur devra non pas fournir un courant, mais absorber un excédent.



Limiteur de courant d'appel

Lorsque le rapport entre la tension en circuit ouvert et celle obtenue avec la charge est élevé, le courant d'appel peut dépasser largement sa valeur finale pendant les quelques microsecondes nécessaires aux amplificateurs pour se stabiliser. Malgré plus de 10 ans d'expérience sur la première version de l'appareil sans aucun dommage sur les composants testés, un limiteur de surcharge est ici présent sous la forme d'un transistor JFET qui intervient en isolant momentanément la charge du générateur de courant. Sachant que les transistors JFET présentent une grande dispersion des caractéristiques, il faudra s'assurer que le transistor destiné à être monté est capable de remplir correctement sa fonction. Ceci peut se vérifier facilement avec le montage dans la marge ci-contre à gauche.



Comme pour l'ampli de mesure IC8, le courant de grille de T5 est un terme d'erreur qui s'ajoute au courant délivré. Cela dit, avec le type de transistor indiqué, ce courant est extrêmement bas vu la faible tension inverse appliquée (1,7 V max.). Un autre moyen simple et efficace, mais plus contraignant, d'éviter toute surcharge consiste à régler le limiteur de tension au minimum avant d'appliquer la charge, puis ensuite à augmenter la tension jusqu'à l'extinction du voyant.

Sélecteurs de courant

La sélection du courant de sortie se fait par commutation manuelle de résistances. À cause du nombre élevé d'intensités de courant (20), cette sélection est partagée en deux gammes haute et basse, réparties sur les deux commutateurs S3 et S1 à 12 positions.

Une position «OFF» ne délivrant aucun courant

permet d'utiliser l'appareil comme simple volt-mètre haute impédance, moyennant certaines restrictions (voir la section voltmètre).

Dans ce mode, il y a aussi une option de déconnexion automatique du limiteur de tension constituée d'un microrupteur actionné dans la position «OFF».

Comme on peut le voir, l'étalement des valeurs de résistances de sélection de courant est très limité grâce à des associations série-parallèle, même si cela demande un peu plus de résistances. La précision de ces résistances affecte directement la précision du courant de sortie. Pour un tel appareil, une tolérance de 1 % est suffisante et facile à trouver.

Limiteur de tension

Le limiteur de tension est réalisé par l'ampli à gain unité IC7a tamponné par les transistors complémentaires T7 et T8, la sortie étant reliée à la charge à travers la "diode" de bridage T9. La limite de tension est réglable d'environ 1 V à 20 V par P4 accessible en façade.

Le transistor T8 commence à dériver le courant de sortie dès que la tension sur la charge dépasse celle de l'émetteur de T8, la diode de bridage T9 devenant alors polarisée dans le sens passant. Le transistor T7 ne sert que pendant la période de recouvrement inverse de T9 pour évacuer les charges qui s'y sont accumulées.

Cette fois, l'amplificateur choisi est un LT1490A de LT (il faut bien que tout le monde vive), une version double à faible consommation avec entrées et sorties rail à rail, acceptant une alimentation unique jusqu'à 44 V et existant encore en boîtier DIP.

Comme pour l'ampli de mesure, le courant de fuite de la diode T9 est un terme d'erreur qui doit rester insignifiant jusqu'à une tension inverse d'au moins 20 V. Dans la version précédente de l'appareil, cette diode était une diode picoampère BAV45, hélas quasi introuvable aujourd'hui. Une bonne alternative ici est d'utiliser la diode grille-source des transistors JFET des séries 2N4391...4393 ou J201...203 (la source reliée au drain constitue la cathode). Attention, à moins de les avoir triés, il faut éviter la série en boîtier plastique PN4391..4393 spécifiée avec un courant inverse jusqu'à 10 fois plus élevé.

Indicateur visuel de limite de tension

L'indicateur de limite de tension est composé de l'ampli IC7b, du transistor T3 et de la LED D3.

L'amplificateur mesure la différence de potentiel aux bornes de la "diode" T9, par le biais de l'ampli à gain unité IC8. La tension amplifiée apparaît entre la sortie de l'ampli et le + de l'alimentation, et non pas la masse comme on pourrait s'y attendre. Cette disposition réduit l'énergie consommée, le courant de la LED étant fourni par les courants d'alimentation des amplificateurs IC7 et IC8 (environ 1 mA au total), ces amplificateurs pouvant s'accommoder d'une tension d'alimentation un peu plus faible que celle requise pour la source de courant IC6. Il faut simplement choisir une LED rouge à haut rendement ayant une tension directe intrinsèquement faible (environ 1,6 V à 1 mA).

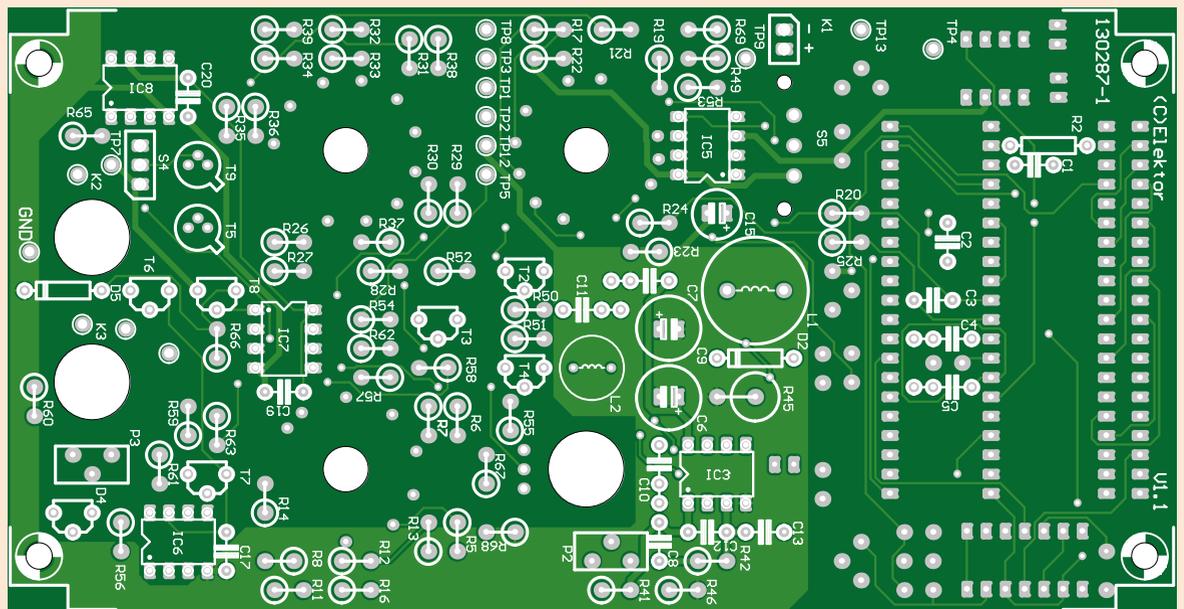
Cette configuration référencée au + de l'alimentation fournit en même temps par R58 et R63

l'une des composantes du courant minimal requis dans la diode D5.

Si la diode T9 est polarisée en inverse (limiteur inactif), la sortie de l'ampli IC7b part en butée haute, entraînant la conduction de T3 qui shunte alors la LED. Par contre, dès que la tension sur la diode T9 atteint environ 250 mV dans le sens passant, le niveau en sortie de l'ampli chute, entraînant le blocage du transistor et l'allumage de la LED. Ce seuil de 250 mV aux bornes de la diode correspond à un courant de l'ordre de 10 pA, soit 0,1% du courant de sortie minimal. Le voyant s'allume donc dès qu'il y a suspicion de limitation de tension.

On peut se demander pourquoi avoir du gain sur l'ampli IC7b et le tuer ensuite par un pont diviseur

Figure 3.
Le circuit imprimé est équipé sur les deux faces. Voir aussi les notes et les photos se rapportant aux composants en l'air.



Liste des composants

Résistances

R1,R55 = 12 kΩ 5 % 400 mW
 R2,R40 = 180 kΩ 5 % 400 mW
 R3,R10 = 50 MΩ 1 % 1 W
 R4,R15 = 10 MΩ 1 % 600 mW
 R5,R6,R7,R11,R12,R13,R16,R21,R22,R57,R58
 ,R66 = 1 MΩ 1 % 500 mW
 R17 = 1 MΩ 0,1 % 250 mW
 R8,R14,R26,R27,R67 = 100 kΩ 1 % 500 mW
 R19 = 100 kΩ 0,1 % 250 mW
 R9,R54 = 56,2 kΩ 1 % 600 mW
 R18,R53,R56 = 4,64 kΩ 1 % 250 mW
 R20,R25,R44,R47,R48,R65 = 680 kΩ 5 %
 500 mW

R23 = 1,1 kΩ 1 % 250 mW
 R24 = 10 kΩ 0,1 % 250 mW
 R28,R29,R30,R37 = 10 kΩ 1 % 500 mW
 R31,R32,R33,R38 = 1 kΩ 1 % 500 mW
 R34,R35,R36,R39 = 100 Ω 1 % 400 mW
 R41,R42,R43 = 220 kΩ 5 % 500 mW
 R45 = 0,47 Ω 5 % 1 W
 R46,R49 = 11 kΩ 1 % 500 mW
 R50,R51 = 330 Ω 5 % 500 mW
 R52,R60 = 21,5 kΩ 1 % 600 mW
 R59,R68 = 3,6 kΩ 5 % 500 mW
 R61,R64 = 5,6 kΩ 5 % 500 mW
 R62,R63 = 68,1 kΩ 1 % 600 mW
 R69 = 0,1 Ω 5 % 1 W
 P1,P3 = aj. 1 kΩ multitours
 P2 = aj. 50 kΩ multitours

P4 = 1 MΩ

Inductances

L1 = 680 μH 980 mA 0,46 Ω
 L2 = 100 μH 580 mA

Condensateurs

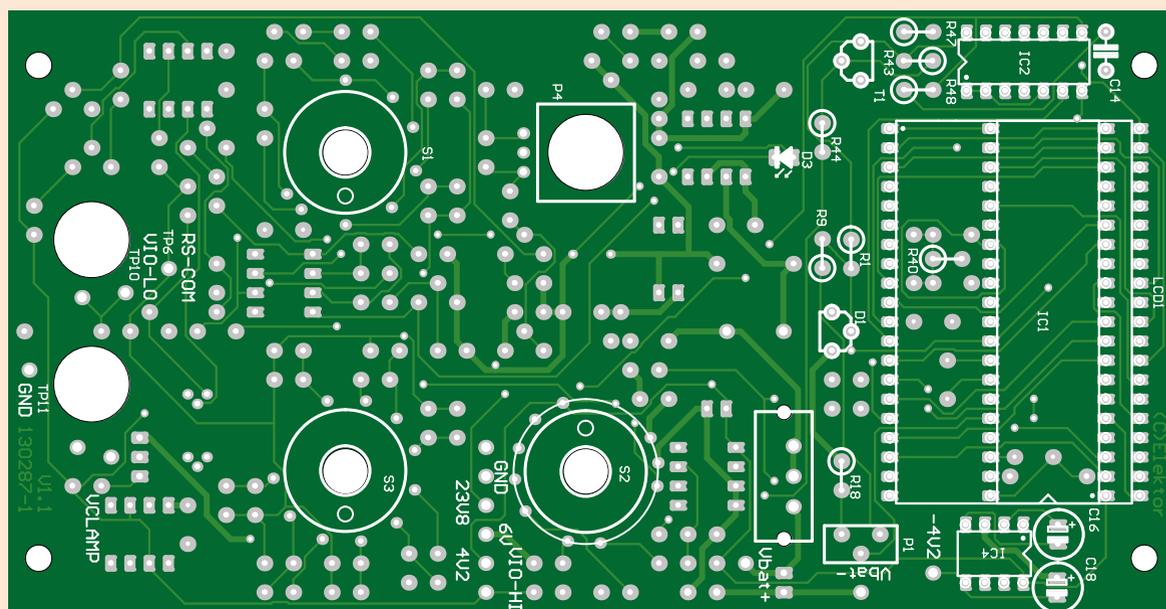
C1 = 47 pF 5 %
 C2,C14,C17,C19,C20 = 100 nF 20 %
 C3 = 10 nF 10 %
 C4 = 470 nF 5 %
 C5 = 47 nF 1 % 160 V polypropylène
 C6,C9 = 100 μF 35 V radial 20 %
 C7,C10,C11 = 1 μF 63 V 10 %
 C8 = 2,2 nF 100 V 10 %
 C12 = 22 pF 200 V 5 %

pour commander T3. Pourquoi pas le gain composite et une commande directe ? Simplement parce que la sortie de l'ampli ne pouvant dépasser sa tension d'alimentation, il serait impossible d'avoir sur la base de T3 une tension supérieure à celle de son émetteur, et la LED serait alors toujours allumée. Une seconde justification du pont diviseur est de ne pas atteindre la tension d'avalanche de la jonction base-émetteur de T3 si la sortie de l'amplificateur passe au niveau bas. Ceci peut se produire en cas d'utilisation en voltmètre seul avec l'option de déconnexion du limiteur de tension, si ce dernier n'est pas réglé à sa valeur maximale. Dans ce cas précisément, le voyant peut ainsi être utilisé comme indicateur de seuil de tension en réglant le limiteur en conséquence.

Alimentations

L'appareil est alimenté par 4 piles alcalines de 1,5 V LR03. Trois tensions internes sont délivrées : +23,8 V pour la source de courant, +4,2 V et -4,2 V pour le voltmètre.

La tension de 23,8 V est la valeur minimale requise pour assurer un bon fonctionnement dans le cas le plus défavorable. Cette tension est obtenue à partir d'un convertisseur élévateur à découpage classique type LM3578A de NS, et elle est ajustée avec P2. Un filtrage supplémentaire de la sortie par L2 et C11 assure un faible niveau de bruit sur l'alimentation de la source. La tension de +4,2 V est obtenue par un régulateur linéaire ajustable micropuissance type LP2951A de NS. La valeur de la tension est fixée par les résistances R49 et R53. Ce régulateur



C13 = 1 nF 100 V 5 %
C15, C16, C18 = 2,2 µF 25 V tantale radial

Semi-conducteurs

D1, D4 = LT1004CZ-1.2
D2 = 1N5818
D3 = LED, rouge, faible courant, 3 mm
D5 = 1N4001
T1, T2, T4, T8 = BC557B
T3, T6, T7 = BC547B
T5, T9 = 2N4392
IC1 = ICL7136
IC2 = CD4070
IC3 = LM3578AN
IC4 = ICL7660
IC5 = LP2951ACN

IC6, IC8 = AD820AN
IC7 = LT1490ACN8

Divers

S1, S3 = commutateur rotatif 1x12, Grayhill 56SD30-01-1-AJN (119-0375)
S2 = commutateur rotatif 3x4, TE Connectivity Alcoswitch (1186546)
S4 = microrupteur type V4, Omron SS5GL (103-444)
S5 = commutateur à glissière, montage circuit imprimé, Knitter Switch MFP201N (134-0113)
LCD1 = afficheur LCD 3,5 chiffres, 12,7 mm, réflectif, Varitronix VI302-DPRC (118-3159)

TP1, TP2, TP3, TP4, TP5, TP6, TP7, TP8, TP9, TP10, TP11, TP12, TP13 = broche de test, diamètre 1 mm, Stelvio Kontek 3110014000540
K2 = test terminal PTFE, ITT Canon 011-1004-040FB9 (1347796)
douille banane isolée 30 A, noire (2112490)
douille banane isolée 30 A, rouge (2112491)
bouton noir, pour axe 6,35 mm (1440976)
3 x bouton noir, pour axe 3,2 mm
2 x boîtier pour 2 piles R03
coffret Teko Coffre A/7, dim. 160x95x45 mm
4 x entretoises hexagonales M3 (voir texte)
circuit imprimé 130287-1 e-choppe Elektor

(références Farnell entre parenthèses)

Figure 4.

Non, ceci n'est pas un loupé de circuit imprimé: pour éviter les courants de fuite, des composants et un fil sont soudés directement sur le commutateur. Les pistes d'un circuit imprimé ne peuvent pas faire si bien.



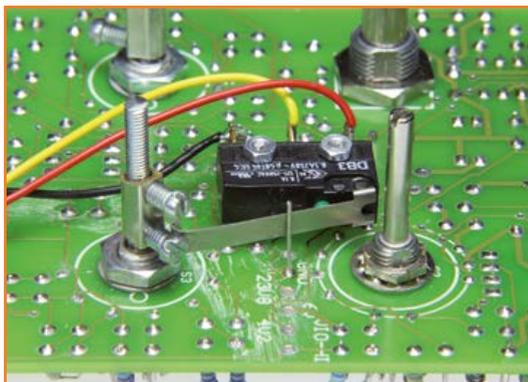
Figure 5.

L'entrée + de l'appareil est une connexion en étoile avec des composants câblés en l'air pour s'affranchir des fuites sur le circuit imprimé.



Figure 6.

Un microrupteur monté sur la carte et relié au circuit déconnecte automatiquement le limiteur de tension lors de l'utilisation en voltmètre seul.



intègre aussi un comparateur qui bascule lorsque la sortie chute de 5 % par rapport à sa valeur nominale. Ce comparateur commande l'indicateur de batterie faible sur l'afficheur du voltmètre. Le choix de 4,2 V entraîne l'activation de l'indicateur LO BAT lorsque la tension des piles chute au-dessous de 4 V, ce qui laisse une marge d'usage confortable, l'appareil restant totalement fonctionnel jusque vers 3,5 V.

La tension de -4,2 V nécessaire aussi à l'alimentation du voltmètre est obtenue à partir du +4,2 V par un convertisseur inverseur à pompe de charge type ICL7660 d'Intersil.

Voltmètre intégré

Le voltmètre intégré est un 2000 points très classique. Il utilise un convertisseur A/D type ICL7136 d'Intersil qui attaque directement un afficheur LCD de 3½ chiffres de 12,7 mm.

La tension de référence est obtenue à partir d'une diode de référence LT1004 identique à celle utilisée pour la source de courant. Le pont diviseur constitué de R9, P1 et R18 permet de l'ajuster précisément à 100,0 mV. Grâce au trimmer accessible en façade on calibre le voltmètre de l'extérieur.

La quadruple porte «ou exclusif» IC2 est nécessaire pour commander sur l'afficheur les 2 points décimaux et l'indicateur de batterie faible. Ce dernier est piloté par le comparateur dans IC5, par l'intermédiaire de T1 qui assure la translation de niveau.

La mesure de la tension aux bornes de l'appareil exploite la faculté intrinsèque de mesure différentielle du convertisseur A/D, le point bas de mesure n'étant pas relié à la masse, mais à l'anode de D5.

Le commutateur rotatif à 4 positions S2 associé à un atténuateur d'entrée permet de sélectionner l'un des deux calibres 2 V ou 20 V pour la tension d'entrée-sortie, et le calibre 20 V pour la mesure de la tension du limiteur et de la tension des piles.

Avec la possibilité offerte de déconnecter la source de courant, l'appareil peut donc être utilisé en voltmètre seul à haute impédance d'entrée. Toutefois, cet usage s'accompagne des quelques restrictions suivantes :

Figure 7. La carte et la face avant sont reliés par des entretoises hexagonales procurant un assemblage solide.

- le sélecteur de courant de sortie doit être en position «OFF»;
- le limiteur de tension doit être réglé à sa valeur maximale de 20 V (sauf si l'option de déconnexion automatique du limiteur est présente) ;
- la tension à mesurer doit respecter la polarité de l'appareil (toutefois, il est encore possible de mesurer une tension inverse jusqu'à environ 400 mV) ;
- la tension à mesurer ne doit pas dépasser 20 V (néanmoins, l'appareil alimenté ou non est protégé contre les tensions jusqu'à environ 30 V).

Construction

Le soin et la précision apportés à la conception de cet appareil doivent se refléter pleinement dans votre montage sur la carte 130287-1 dont les deux implantations (avant et arrière) sont représentées sur la figure 3.

Il est évident que les sélecteurs de courant doivent être exempts de mauvais contacts, jeu, mauvais isollements et capacités parasites. N'essayez donc pas de remplacer ceux préconisés par des modèles bon marché. Pour des raisons similaires, les résistances de 10 M Ω et 50 M Ω sont câblées directement sur le commutateur rotatif. Ce que vous voyez sur la figure 4 n'est pas un montage à la va-vite, mais une nécessité.

Une connexion en étoile est présente en K2, le point de mesure + du circuit. Observez la figure 5. Une douille banane isolée rouge est montée sur la face avant. Il y a un trou dans le circuit imprimé à côté de celui destiné au passage de la douille. Une borne isolée PTFE (Teflon) y est emmanchée à force, et les connexions suivantes y sont soudées :

- les grilles de T5 et T9;
- R64, qui est câblée "en l'air" entre cette borne et IC8. Notez que la broche 3 de IC8

Publicité



Android apprendre à programmer des applis

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

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

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

ISBN 978-2-86661-187-3

280 pages

33,50 €

 **elektor**

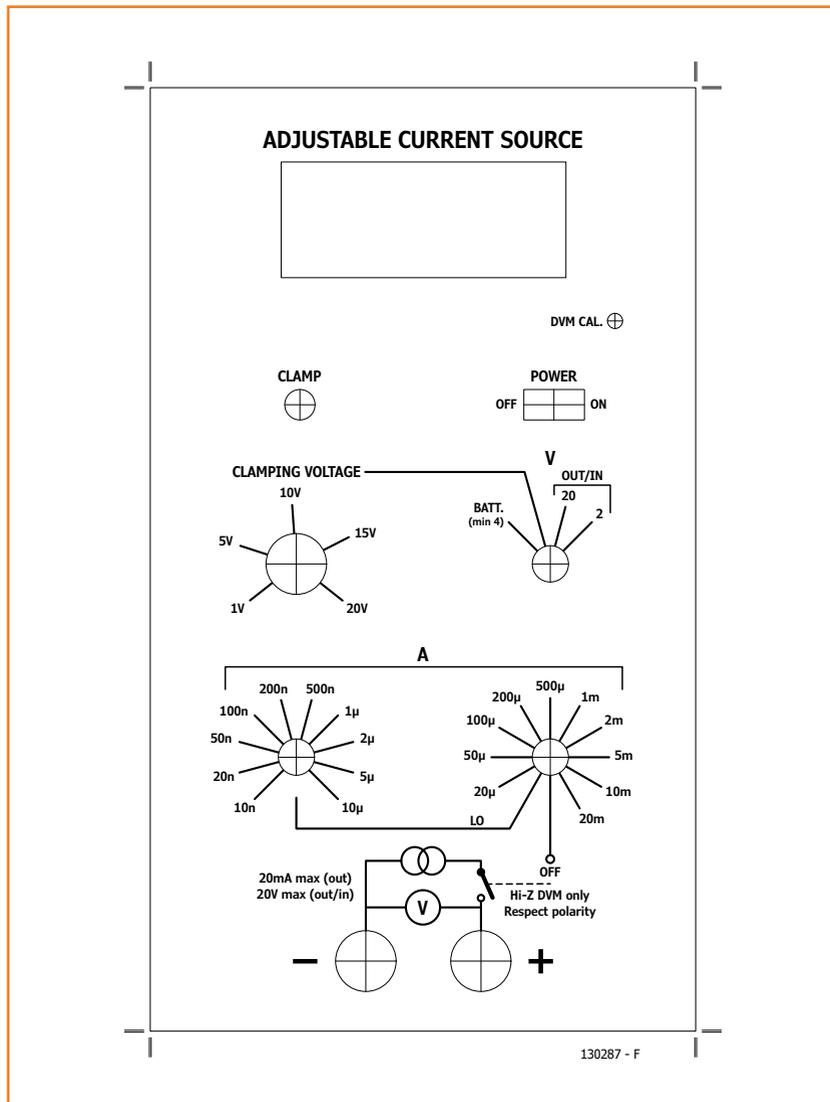
www.elektor.fr/android

est recourbée hors de son support pour être soudée directement à R64;

- un fil vers le contact commun de S3;
- un fil vers la douille banane rouge sur la face avant.

Les composants sont montés sur les deux faces de la carte. Pour voir quel composant va à quel endroit, suivez les implantations de chaque face et les illustrations sur les photos à différents endroits ici. L'afficheur LCD est monté par-dessus IC1 au moyen de deux supports de CI SIL empilés pour le positionner à la bonne hauteur. Quelques remarques au sujet de l'inverseur S4 qui sert à déconnecter automatiquement le limiteur de tension lorsqu'on utilise l'appareil en voltmètre seul. Note : sur le schéma, S4 est dessiné

Figure 8. Suggestion de dessin de la face avant imprimée ici à échelle réduite (80%).



en position "limiteur connecté". La solution la plus élégante (mais aussi mécaniquement plus complexe) est d'utiliser un microrupteur qui enregistre la position 1 du commutateur S3. Le microrupteur est fixé au circuit imprimé ou monté sous la face avant. Un prolongateur d'axe fixé sur l'axe de S3 (décrit ci-dessous) commande le levier du microrupteur. Luc, au labo Elektor, a collé deux vis M2 sur la carte — c'est assez délicat pour bien positionner le microrupteur, mais c'est faisable, voir la figure 6. S4 n'est pas du tout obligatoire, vous pouvez le remplacer par un strap pour valider en permanence le limiteur de tension, et cela n'empêche pas d'utiliser l'appareil en voltmètre seul (voir la section voltmètre).

Les axes des commutateurs S1 et S3 sont trop courts. Des prolongateurs au diamètre 3,17 mm sont difficiles à trouver et pas toujours adaptés. Alors on a utilisé une vieille astuce en utilisant le métal d'un domino électrique comme accouplement entre l'axe des commutateurs et un axe métallique de 3,2 mm (une vis M3 décapitée fait aussi l'affaire). L'espace entre la carte et la face avant est réduit, il faudra peut-être limer les extrémités de l'accouplement pour qu'il passe. Sur S3, l'accouplement peut être utilisé pour actionner le microrupteur S4.

Le circuit imprimé est fixé à la face avant par quatre entretoises hexagonales (12 mm de hauteur). Par souci esthétique, elles ont été collées sous la face avant avec une colle à 2 composants. Des vis à tête fraisée seraient plus solides.

Pour ajuster le montage du LCD au ras sous la face avant, on a ajouté quelques rondelles entre les entretoises et la carte (fig. 7). La disposition des commandes sur la face avant est représentée sur la figure 8.

L'interrupteur à glissière S5 (alimentation) est au départ un modèle bipolaire, mais on a coupé les trois broches du deuxième pôle pour gagner de la place sur la carte. Deux supports de piles en série pour chacun deux piles R03 alimentent l'appareil. L'un est monté en bas du boîtier à gauche, et l'autre à droite des condensateurs sous l'afficheur. Dans un boîtier plus grand, un support pour quatre piles (même des R6) ferait aussi l'affaire.

(130287)

Lien

- [1] Precision DC Current Sources, Jerald Graeme, Burr-Brown Corp., EDN April 26 and May 10, 1990.

transistors unijonction

drôle de composant n°5

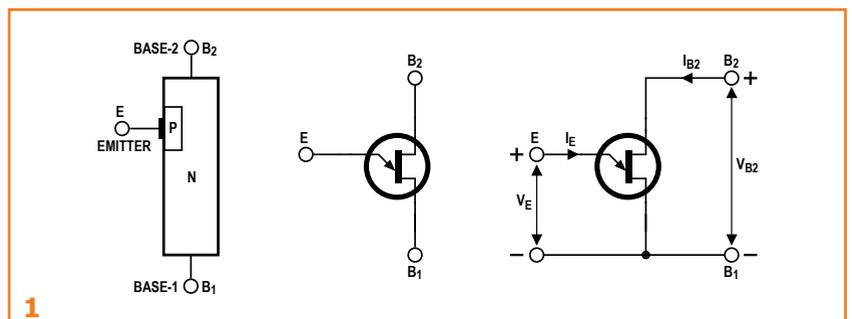
Si je dis « transistor », vous pensez aussitôt au modèle bipolaire. Les transistors unijonction (UJT) appartiennent au passé mais, il y a quelques décennies, ils étaient encore courants dans les oscillateurs à basse fréquence et les circuits de déclenchement de thyristors. Petit tour d'horizon de leur fonctionnement et présentation de leur remplaçant.

Neil Gruending
(Canada)

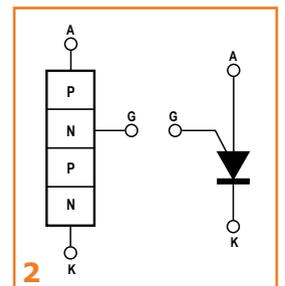
L'UJT est un composant à trois pattes qui ne comporte qu'une seule jonction PN. Vous trouverez sa structure interne, son symbole et un montage de base en **figure 1**. Deux des broches (B1 et B2) sont utilisées pour la base. Elles sont reliées aux deux côtés d'une barre de silicium dopé N dans laquelle un puits de silicium dopé P est aménagé pour la troisième broche que l'on appelle émetteur (E). Lorsqu'un UJT est bloqué il y a une résistance entre les deux bases et l'émetteur se comporte comme une diode. La base se comporte comme un diviseur de tension pour la diode et aucun courant ne peut s'écouler à travers l'émetteur tant que le potentiel qui y règne ne dépasse pas celui du diviseur. Lorsque le potentiel est suffisamment élevé, l'UJT devient passant et un chemin de faible résistance s'établit entre l'émetteur et B1. Ce point de basculement est appelé tension de pic et l'UJT continuera à conduire tant que la tension sur l'émetteur restera supérieure à un seuil appelé tension de vallée. Celle-ci est toujours inférieure à la tension de pic, ce qui confère aux UJT leur résistance négative et en fait le composant parfait pour être déclenché par de courtes impulsions.

Le pendant moderne des UJT est le transistor unijonction programmable (PUT). Il fonctionne similairement aux UJT mais sa structure interne est la même que celle d'un thyristor : quatre couches P-N. Il n'est dès lors pas surprenant qu'un PUT possède une anode, une cathode et une grille (**fig. 2**) à la place des broches que l'on trouve habituellement sur un UJT. Tout comme un UJT, un PUT possède une résistance négative lorsque le potentiel d'anode est supérieur à celui, programmé avec deux résistances montées en diviseur de tension, présent sur la grille.

Je n'ai pas réussi à trouver des UJT pour expérimenter mais j'ai pu mettre la main sur quelques

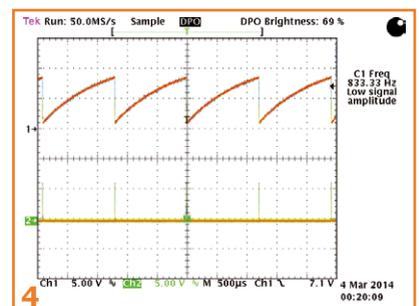
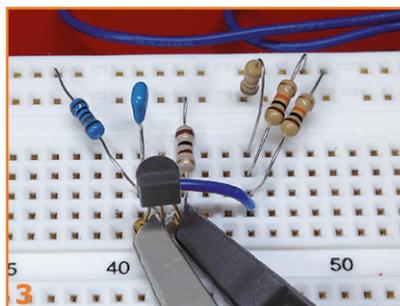


2N6027 (PUT) et ai donc assemblé un oscillateur à relaxation simple (**fig. 3**) et mesuré sa sortie avec un oscilloscope (**fig. 4**). La voie 1 représente la tension d'anode, la voie 2 la tension de cathode. L'anode est chargée par un circuit RC et lorsque la tension de seuil est atteinte, le thyristor s'active et décharge le condensateur très rapidement comme en témoignent les impulsions de la tension de cathode. Ce montage n'est pas très utile tout seul mais, si vous l'utilisez pour déclencher un thyristor, vous aurez la capacité de commander des charges beaucoup plus grandes.



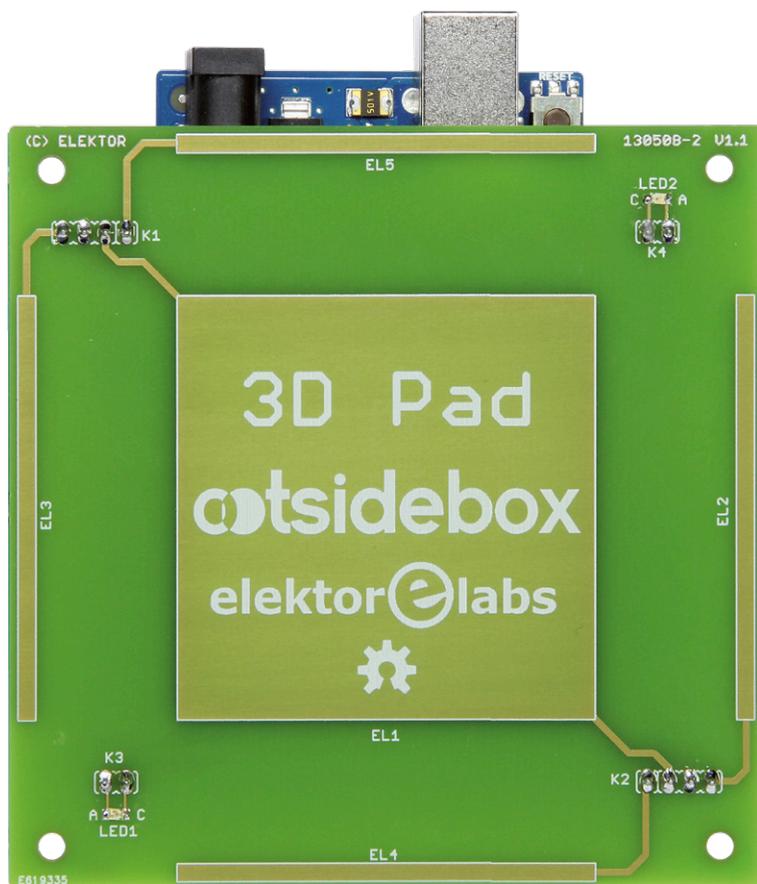
Les UJT sont pour ainsi dire obsolètes mais le simple fait qu'on les remplace par des PUT montre bien que la fonction qu'ils remplissaient est toujours utile.

(130477 - version française : Kévin PETIT)



3D-Pad : interface de commande par gestes (sans contact)

effet « Waouh » garanti



Jean-Noël Lefebvre (Lyon)

Vous pouvez réaliser facilement vous-même une interface de commande (sans contact) par geste (*Touchless Gesture Control*) capable de fournir fiablement des coordonnées en 3 dimensions (axes X, Y et Z). Ce dispositif expérimental simple, conçu en concertation avec l'équipe d'*elektor.labs*, consiste en un sandwich composé d'un circuit imprimé appelé plan d'électrodes, d'un *Arduino Uno* et d'un *shield*, avec le logiciel de commande.



Participez à la nouvelle révolution des interfaces personne-machine, qui a commencé il y a longtemps par... des cartes perforées, suivies par les claviers, les écrans, les manettes, les souris... Aujourd'hui les écrans tactiles sont omniprésents, avec une commande dite gestuelle, mais *avec contact* des doigts (pour zoomer, pour déverrouiller)... La nouvelle étape, celle qu'Elektor vous invite à franchir maintenant, c'est l'interaction *sans contact*, par des gestes en l'air et en trois dimensions. Ce n'est pas de la science-fiction, cet article est là pour vous prouver que c'est même à portée de... vos mains.

Principe de détection

Et si on « projetait » du capacitif ?

Pour détecter la proximité du corps humain (la main ou le doigt par exemple), nous faisons appel à la technique dite capacitif projeté [3]. C'est le principe de la quasi-totalité des écrans tactiles des téléphones et tablettes modernes, sauf que là, nous allons détecter les gestes en l'air, relativement loin de la surface du capteur (10 cm max.). Le principe est simple : habituellement, dans nos montages, nous attendons d'un condensateur qu'il présente le moins possible de fuites du champ électrostatique à l'extérieur de ses

armatures. Pour notre capteur de proximité, c'est juste le contraire. Il nous faut un condensateur le plus ouvert possible, réalisé sur une plaque d'époxy à l'aide de pistes de cuivre (que nous appellerons électrodes), afin d'obtenir ainsi un « effet de main » maximum (**fig. 1a**).

Oscillateur sous influence ?

Le condensateur formé par nos électrodes fait partie d'un oscillateur à portes logiques (**fig. 1b**) dont la fréquence est influencée par la proximité d'une main ou d'un doigt quand il pénètre dans le champ électrostatique. Cet intrus forme en fait une troisième électrode qui va couper les lignes de champ et détourner des charges électriques. L'une des électrodes, reliée à la sortie d'un inverseur, en basse impédance, est dite *émettrice*. L'autre, reliée au nœud de la résistance R et de l'entrée de l'inverseur est appelée *réceptrice*, elle est en haute impédance (selon la valeur de R). Résultat : plus la main s'approche des électrodes, plus la capacité entre les électrodes diminue, plus la fréquence de l'oscillateur augmente.

Quand la main est à 10 cm des électrodes, la fréquence de l'oscillateur ne varie que faiblement, de quelques centaines de ppm tout au plus (100 ppm = **0,01 % !**). Or, la fréquence d'un tel oscillateur est largement déterminée par d'autres paramètres aussi, notamment la température et la tension d'alimentation. Le défi principal de notre montage est donc de distinguer les très faibles variations de la fréquence d'oscillation engendrées par la main, de celles qui résultent des autres facteurs d'influence. Une partie de cette tâche est confiée au logiciel qui pour cela interrogera aussi deux électrodes de référence, pas (ou peu) influencées par la main, mais qui subissent tous les autres facteurs.

Oscillateur « permutable »

Comme il ne s'agit pas d'un simple détecteur de proximité, mais d'un système capable de fournir des coordonnées en trois dimensions (axes X, Y et Z), notre oscillateur sera connecté tour à tour à une électrode réceptrice parmi six. Ce dispositif compte quatre électrodes de spatialisation : haut, bas, gauche, droite, et deux électrodes de référence. Au centre du plan d'électrodes se trouve l'électrode émettrice, unique (fig. 1a). Pour assurer une bonne réactivité de l'interface personne-machine, l'ensemble des six électrodes sera scruté environ 200 fois par seconde, électrode par électrode, dans une opération qui s'ap-

Caractéristiques

- détection de gestes en 3D sans contact : translation, rotation (avec comptage/décomptage) et bouton virtuel
- capacité projetée par plan de quatre électrodes, axe Z = 10 cm
- shield et sketch Arduino
- licence *Creative Commons*

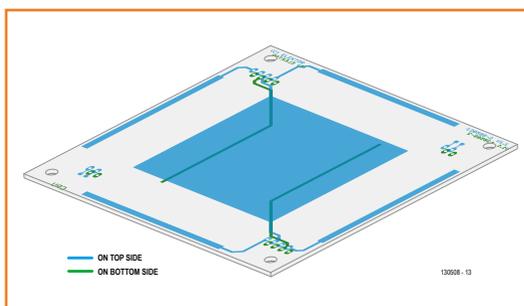


Figure 1a. La première étape, pour comprendre ce montage, consiste à se représenter les quatre électrodes comme des condensateurs : au milieu l'électrode commune, et autour les 4 électrodes de spatialisation (haut, bas, gauche droite)

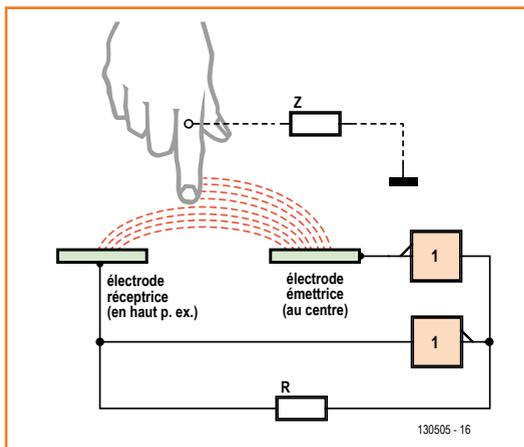


Figure 1b. En captant une partie du champ capacitif projeté des électrodes, la main perturbe la fréquence de l'oscillateur.

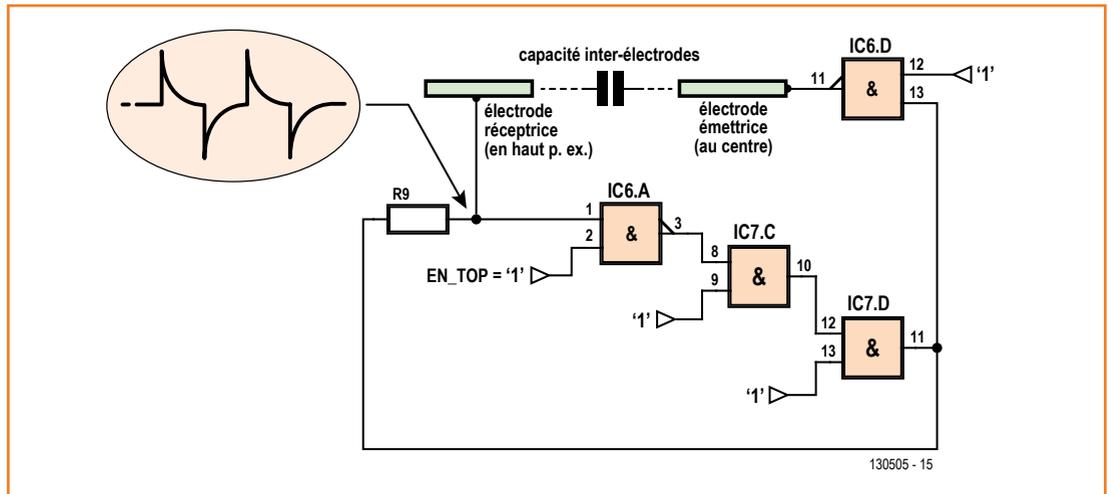
À quoi ça sert ?

L'éventail des applications est large, dans la cuisine p. ex., pour régler la puissance du four ou des plaques à induction sans rien toucher, les mains pleines de pâte ! Dans le milieu médical, quand le personnel soignant n'aura plus à toucher les appareils, le risque de maladies nosocomiales diminuera. Dans le vaste champ de l'expression artistique, avec des instruments de type *Theremin* qui se jouent avec des gestes dans l'espace. Dans le domaine des jeux, comme *Fruit Ninja* [1] où encore *Despicable Me - Minion* [1]. Au lieu de frotter l'écran de la tablette, on jouera bientôt avec des mouvements de la main dans l'air. Je compte sur vous et votre imagination, et suis impatient de découvrir vos créations autour du 3D-Pad !

À qui ça sert ?

À tous ceux qui voudront, car c'est un **montage très ouvert**. Pour en faciliter la réalisation et le partage, et surtout pour favoriser l'expression de votre créativité, il se présente sous la forme d'un **shield** pour Arduino. L'ensemble des documents de conception, schémas et logiciels, est **Open Source**, sous licence **Creative Commons CC BY-NC-SA 4.0** [2].

Figure 1c. Détail du schéma de l'oscillateur d'électrodes commutées de la figure 3. Ici, le circuit logique est configuré de sorte que l'électrode du haut (EN_TOP = 1) soit reliée à l'oscillateur.



parente vaguement à un multiplexage. À charge pour le logiciel d'analyser, à chaque étape de la scrutation, la fréquence de l'oscillateur avec chacune des électrodes successives.

La **figure 1c** représente l'oscillateur aux électrodes permutes dans l'état où il est à l'instant où l'électrode réceptrice du haut est en circuit. Le signal de commande EN_TOP est haut, tous les autres signaux de commande EN_X sont bas. Les trois portes IC6A, IC7C et IC7D ne forment plus qu'un simple inverseur. IC6D est aussi configuré en inverseur.

Ce circuit est donc l'équivalent de celui de « l'oscillateur influençable » de la figure 1b. Avec un peu de concentration, une fois que vous serez familiarisé avec le schéma, vous le retrouverez

sur le schéma complet de la **figure 3**, en repérant les opérateurs logiques ET et NON-ET (IC6, IC7 et IC8). Vous verrez aussi que les signaux de permutation et de sélection de l'électrode réceptrice (EN_X) viennent de la carte Arduino Uno (en haut à gauche). La fréquence nominale de notre oscillateur, hors influence de la main, est fixée par R9 à R14 à environ 1,6...1,8 MHz. Maintenant que nous avons un oscillateur dont la fréquence varie de quelques centaines de ppm en fonction de la proximité d'une main, il nous reste à en tirer, avec une solution si possible simple, un signal exploitable pour une application finale. Pour cela, il nous faut un comparateur de fréquences composé de :

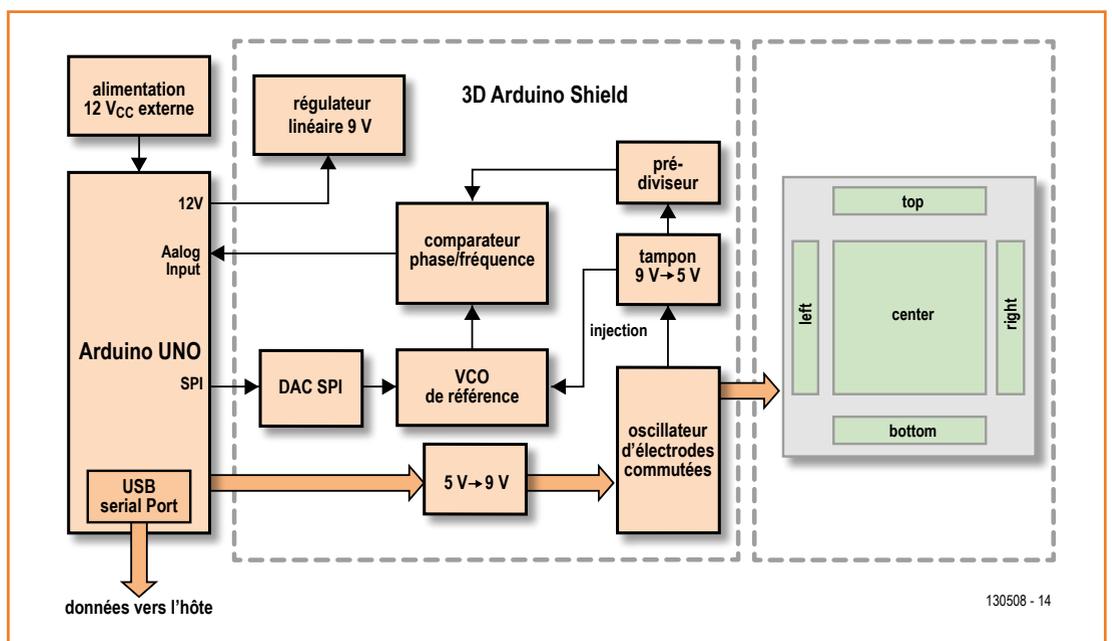


Figure 2. Distribution des rôles entre les trois cartes.

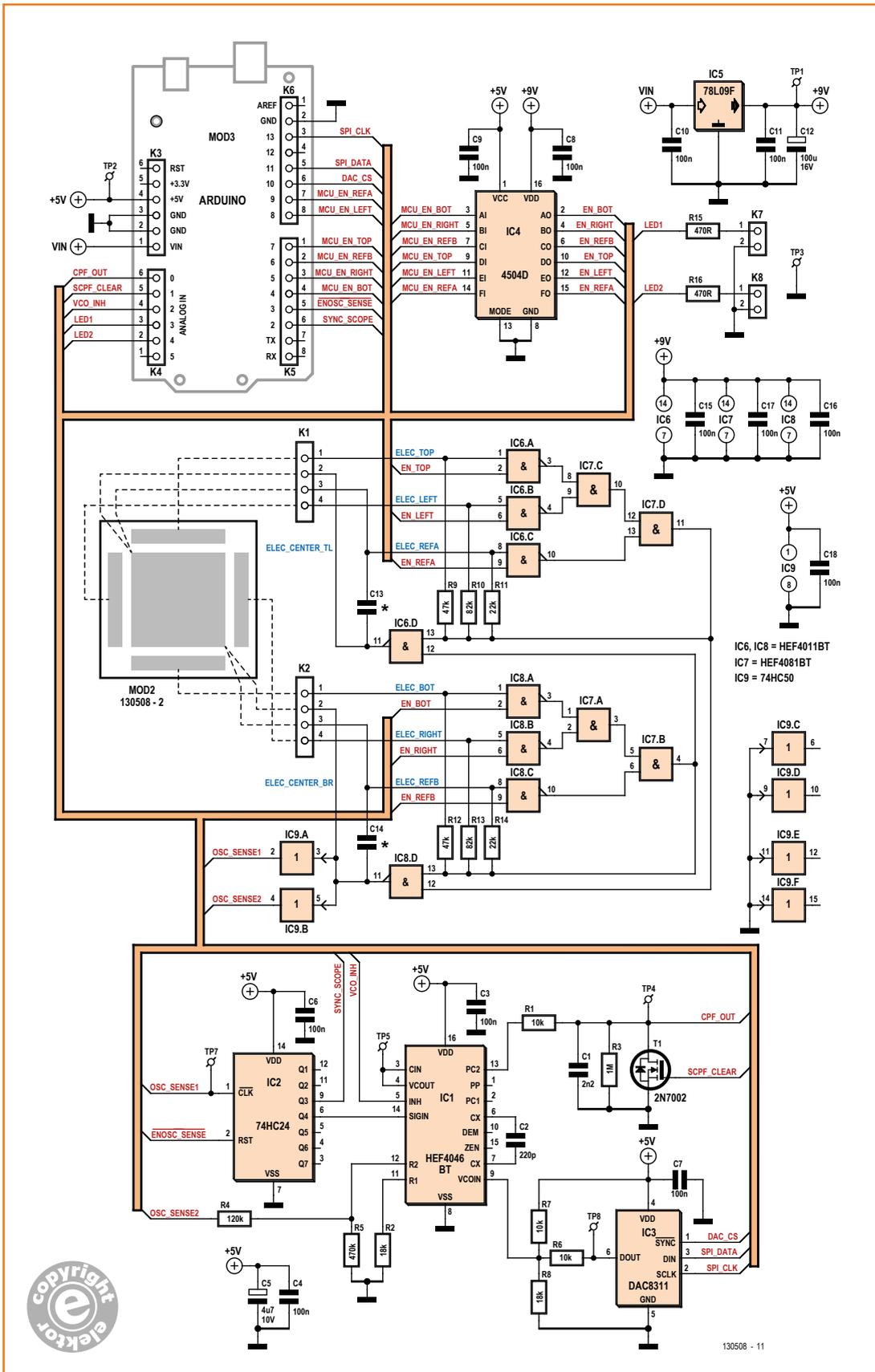
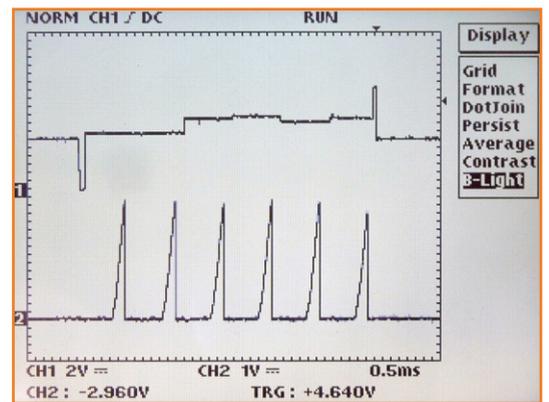
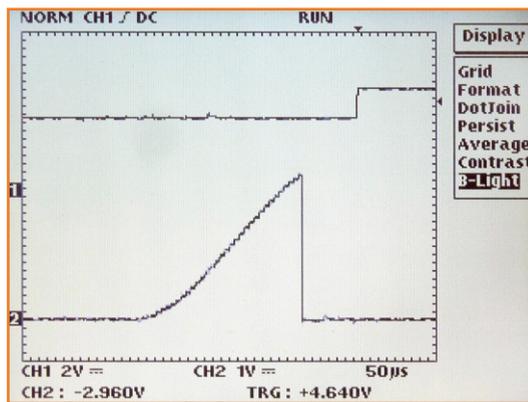


Figure 3. Schéma complet. En haut à gauche, la carte Arduino Uno et en dessous le plan des électrodes. Tout le reste se trouve sur le shield Arduino. La tension d'alimentation est celle de la carte Arduino Uno.



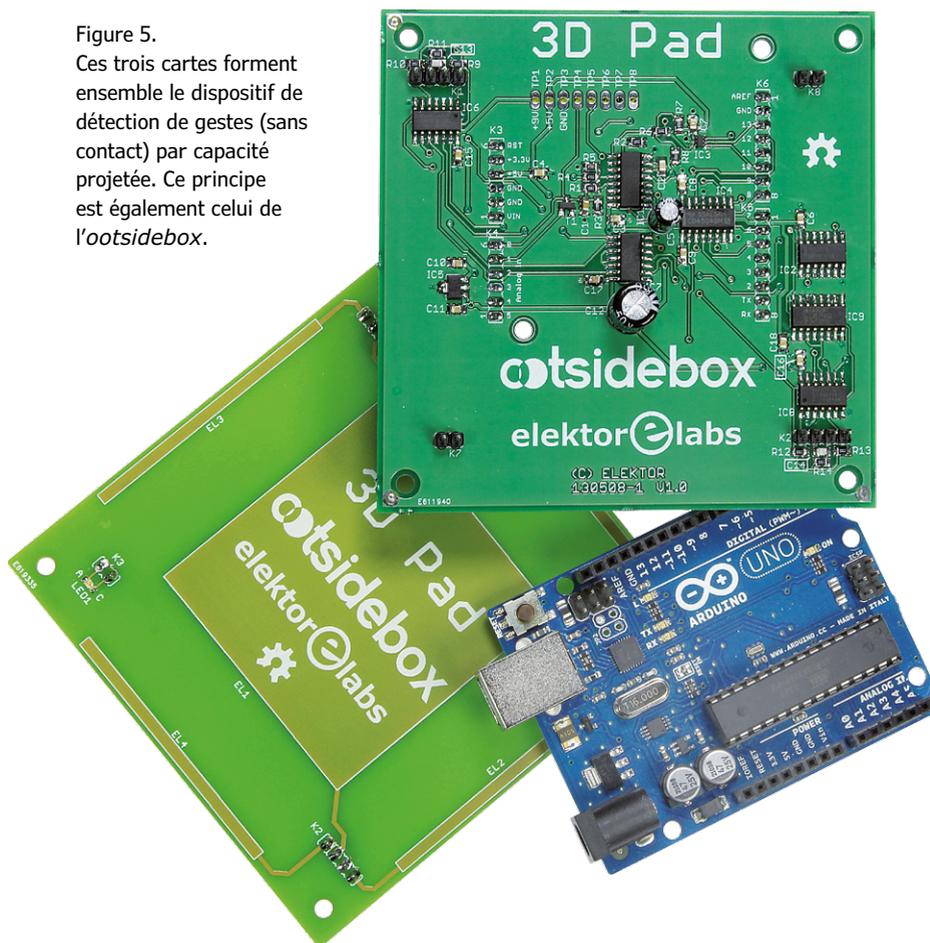
Figure 4. La scrutation de chaque électrode donne naissance à une dent de scie dont l'amplitude est une indication de la détection de capacité.



- un oscillateur de référence
- un comparateur phase/fréquence (ou P/F pour faire court)
- une logique de commande et d'asservissement

Vous avez déjà vu ça quelque part ? Oui, ces éléments, souvent utilisés pour les boucles à verrouillage de phase (PLL), sont réunis dans le 4046, un antique et prodigieux circuit intégré, bien connu et largement diffusé. Ici, il ne sera

Figure 5. Ces trois cartes forment ensemble le dispositif de détection de gestes (sans contact) par capacité projetée. Ce principe est également celui de l'outsidebox.



pas question de PLL, mais voyons sur le synoptique (**fig. 2**) comment sont utilisés l'oscillateur commandé en tension (VCO) du 4046 et son comparateur P/F. Ce dernier compare le signal du VCO, qui sera notre oscillateur de référence, à celui de l'oscillateur d'électrodes dont la fréquence est ramenée par le pré-diviseur (*prescaler*) dans une gamme compatible avec celle du VCO, soit une centaine de kHz. Ce système simple et largement éprouvé depuis des décennies nous permet d'apprécier les variations de fréquence de l'oscillateur formé par le système d'électrodes comparativement à la fréquence du VCO. La transformation de l'écart (*faible*) de fréquence en variation de signal en volts sera facile à exploiter. La fréquence du VCO est ajustée par l'intermédiaire d'un convertisseur numérique/analogique (DAC) commandé par Arduino via le port SPI. Voyons maintenant comment se déroule la séquence de scrutation de chacune des électrodes :

- Situation de départ : oscillateur d'électrodes au repos (aucun signal EN_X actif), VCO inhibé, aucune oscillation. La sortie du comparateur P/F est à zéro.
- Une valeur de consigne est appliquée au VCO telle que sa fréquence nominale soit proche de celle de l'oscillateur d'électrodes. Cette consigne reste la même pour la suite de la séquence.
- On débloque les deux oscillateurs et... on laisse évoluer le signal analogique en sortie du comparateur P/F pendant 300 µs environ (soit une trentaine d'impulsions à 100 kHz) et on arrête la scrutation pour capturer la valeur analogique en lançant une acquisition sur Arduino, puis on bloque les oscillateurs.

De cette séquence de scrutation d'une électrode résulte en sortie du comparateur P/F un signal analogique, une sorte de dent de scie (**fig. 4a**), dont la forme précise et surtout l'amplitude maximale sont directement fonction de l'écart de fréquence des deux oscillateurs. Une séquence similaire sera produite pour chacune des électrodes réceptrices, en démarrant l'oscillateur d'électrode avec le signal EN_X correspondant et en appliquant chaque fois au VCO la consigne appropriée à cette électrode (**fig. 4b**). C'est évidemment le logiciel qui détermine cette consigne.

Sur le synoptique (**fig. 2**), le signal nommé *injection*, issu de l'oscillateur d'électrodes avant pré-division, est envoyé sur le VCO pour opérer ce que l'on appelle un « couplage faible » (*injection locking* [4]) : un oscillateur qui injecte un peu d'énergie dans un autre tend à piloter le second quand certaines conditions sont remplies (il faut notamment que leurs fréquences nominales soient assez proches). En fait, l'oscillateur pilote tend à imposer sa propre fréquence à l'autre oscillateur. Ce principe fonctionne également sur une harmonique, c'est-à-dire sur un multiple de la fréquence fondamentale. Pour notre 3D-Pad, cela a pour effet d'influencer la relation de phase des deux oscillateurs et donc la forme de la courbe en sortie du comparateur P/F. Le bénéfice se trouve au niveau du rapport signal/bruit et de la robustesse par rapport aux perturbations CEM, c'est crucial compte tenu de l'extrême sensibilité de notre système.

En définitive, bien que réalisé avec des portes logiques, mon capteur délivre donc un signal analogique. Peut-être suis-je un peu ringard, mais de voir ce signal analogique directement sur l'oscilloscope constitue pour moi un avantage décisif. Quand vous testerez vous-même ce montage une fois que vous l'aurez réalisé, voilà ce que donnera le signal d'une des électrodes :

- Commencez par tenir la main à distance suffisante du 3D-Pad (au moins 15 cm) : le logiciel a stabilisé la valeur analogique de fin de séquence à 0,7 V.
- Approchez la main des électrodes : l'amplitude de la dent de scie évolue de 0,7 V (à 10 cm) à presque 5 V à 1 cm !

Et avec la scrutation rapide de toutes les électrodes en une passe, c'est simplement magique, vous verrez.

Notre 3D-Pad est constitué de trois cartes (**fig. 5**) : Arduino UNO (en version R3 ou anté-

rieure), carte principale *shield* 3D-Pad et enfin le plan d'électrodes. La distribution des rôles est clairement indiquée sur le synoptique (**fig. 2**).

Schéma

Maintenant que vous savez tout de son fonctionnement, voici encore quelques points de détail intéressants sur le schéma (**fig. 3**).

Si on modifie un tant soit peu la géométrie des électrodes ou même la technologie de réalisation du PCB (les capacités réparties ont une influence non négligeable) il faudra immanquablement jouer sur la valeur des résistances R9 à R14 qui permettent d'ajuster les fréquences de l'oscillateur d'électrodes (IC6, IC7, IC8). Si vous diminuez leur valeur, la fréquence augmentera : il faut se rapprocher le plus possible de 100 kHz. Les condensateurs C13 et C14 ne sont pas montés. Les tampons IC9A et IC9B (4050) adaptent le niveau de tension de l'oscillateur alimenté sous 9 V à celui des composants en aval alimentés sous 5 V. Le compteur IC2 (4024) joue le rôle de pré-diviseur du signal OSC_SENSE1 et fournit une fréquence plus basse (SIGIN) au comparateur P/F IC1. Sa sortie Q4 donne une fréquence divisée par 16. Le signal de sa sortie Q3 (SYNC_SCOPE) est dirigé vers une entrée d'Arduino. Ce compteur peut aussi être (et sera) remis à zéro par le μ C Arduino par le signal ($\overline{\text{ENOSC_SENSE}}$).

Les fonctions de VCO et de comparateur P/F sont réunies dans le même circuit 4046 (IC1) dont les

Je ne détaillerai pas ici la prise en main d'Arduino. Si vous avez besoin de vous familiariser avec cet outil polyvalent (ce qui était mon cas avant ce projet), je vous conseille les ouvrages suivants :

Arduino de Günter Spanner et *Maîtrisez les microcontrôleurs à l'aide d'Arduino* de Clemens Valens [5]. Ce dernier m'a fait gagner beaucoup de temps et il trône maintenant à portée de main, à coté de mon fer à souder. Sans oublier les autres articles d'Elektor déjà parus sur le sujet.



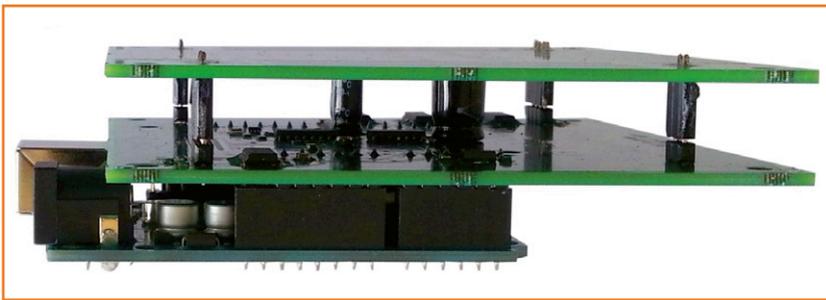


Figure 6. L'assemblage des trois cartes.

Figure 7. Aperçu du code du *sketch* `_3Dpad_sensor` avec à droite les trames de données correspondant aux mouvements détectés par les quatre électrodes.

```

Arduino IDE - _3Dpad_sensor | Arduino 1.0.5
Fichier Edition Croquis Outils Aide

_3Dpad_sensor

//*****
// Elektor Labs - 00T5IDEBOX project
// Touchless - Gesture 3D-pad
// JN Lefebvre 10 Mars 2014
// https://twitter.com/umshymot
// https://twitter.com/Outsidebox
//*****

#include <SPI.h>
#include <EEPROM.h>
#include <Automate.h>
#include <SendValueByUART.h>
#include <I2def.h>
#include <Primitive@par8.h>
#include <GestionDonneeFlash.h>
#include <Regulation.h>

struct _Automate AutomateData;

void Run(void);
void SetupPct(void);
unsigned int EL[NODE]; //tableau des consignes VCO
unsigned int VAL[NODE]; //tableau des valeurs resultantes
unsigned int FILTER[NODE][FILTERLENGTH];
unsigned int VALF[NODE];

unsigned int Node;
unsigned int ConsigneValue=CONSIGNE;

unsigned int BaseTempRegulation=BTREGUL;
unsigned char Prox=0;
unsigned char OldProx;
unsigned char IntoField=0;

void Run(void);
void Filter(void);
void Regulation(unsigned int BaseTempRegulation, unsigned char Touch);
    
```

deux fréquences extrêmes sont déterminées par R2, R5 et C2. La fréquence de l'oscillateur d'électrodes (avant pré-division) est injectée par R4, selon le principe de couplage (*injection locking*) évoqué. La tension de consigne du VCO vient d'IC3, un DAC à 14 bits, DAC8311, lui-même commandé par Arduino. Le réseau de résistances R6, R7 et R8, par lequel transite la tension de sortie du DAC, avant l'entrée de consigne du VCO, permet de s'affranchir des seuils de déchet du 4046, c'est-à-dire une tension minimum en dessous de laquelle la fréquence ne diminue presque plus, et une tension maximum au-dessus de laquelle la fréquence n'augmente (presque) plus.

Le comparateur P/F (IC1) voit sur son entrée CIN le signal du VCO et sur son entrée SIGIN la sortie Q4 du pré-diviseur. La tension analogique est formée grâce au réseau R1, R3 et C1, et sa décharge rapide est réalisée par T1, lui-même piloté par une sortie Arduino (SCPF_CLEAR). Sur TP4, on a la valeur analogique exploitable (CPF_OUT), aussi bien pour visualiser le fonctionnement sur oscilloscope que pour le logiciel Arduino, après conversion analogique/numérique.

Pour l'oscillateur d'électrodes, il faut 9 V, stabilisés par un régulateur linéaire (IC5) lui-même alimenté par une tension continue d'au moins 12 V. Celle-ci transite par l'Arduino, que l'on alimentera par un petit transfo d'alimentation (Arduino UNO est prévu pour ça). IC4 est un translateur de niveau éleveur (4504) qui permet au contrôleur Arduino de commander la sélection d'électrodes avec ses sorties en 5 V, alors que l'oscillateur d'électrodes est alimenté sous 9 V. Le lien entre notre *shield* et la carte Arduino UNO passe par K3, K4, K5 et K6.

Réalisation pratique

Comme tous les plans de la carte UNO sont accessibles en ligne, il serait concevable de la réaliser vous-même. Je vous conseille plutôt de faire l'acquisition d'une carte UNO assemblée et testée [6]. Idem pour les deux cartes double face du 3D-Pad, les typons sont disponibles sur le site d'Elektor, mais je vous conseille plutôt de les commander sur l'elektorPCBservice [7]. Quelques détails méritent une attention particulière, comme les condensateurs C5 et C12 dont la hauteur doit être inférieure à 6 mm, à défaut de quoi vous devrez les monter couchés. Il vous faudra un fer adapté à la soudure de composants CMS, et vous montrer particulièrement précis pour le soudage d'IC3 : le DAC8311 est si petit qu'il faut une loupe pour voir le repère de sa broche 1.

Les connecteurs du plan d'électrodes doivent être montés sur la face *bottom*, de telle façon que la sérigraphie de cette carte une fois enfichée dans la carte *shield* 3D-Pad, se trouve au-dessus (**fig. 6**).

Pour le boîtier, il faut du plastique, pas de métal. Si vous avez la chance de posséder une imprimante 3D, ou une Fab-Lab près de chez vous, éclatez vous à dessiner un boîtier original et futuriste. J'ai utilisé un boîtier FIBOX ABS 125/35 LT (réf. RS 498-4306) dont le couvercle est transparent.

Logiciel [11]

Le logiciel (*sketch*) à télécharger dans l'Arduino UNO se compose d'un fichier nommé `_3Dpad_sensor.ino` et d'une bibliothèque `ElektorLabs3DPad`, à installer classiquement dans l'IDE Arduino. Ce programme envoie les données vers le terminal par le port USB qui est alors utilisé en port COM (**fig. 7**). La trame de données contient les quatre valeurs de mesure des électrodes :

```
>IN/OUT EL_Gauche EL_Droite EL_Haut EL_Bas<
IN/OUT indique quand la main est perçue comme étant (IN) ou non (OUT) dans le champ de détection.
```

Le programme sur la carte UNO a deux fonctions principales : d'une part la scrutation et la mesure séquentielle des électrodes, d'autre part la régulation, c'est-à-dire le maintien du point de fonctionnement, prenant en compte les deux électrodes de référence. Le principe est le même que celui de capteurs *Touch*, p. ex. ceux d'ATMEL. On procède à une régulation du niveau hors détection, ce qui permet de s'affranchir des variations lentes (provoquées par les changements de température essentiellement) puis, quand la détection est active, cette régulation est en général bloquée. Dans notre cas, cela implique essentiellement que les consignes VCO pour chaque mesure d'électrodes sont en permanence corrigées [8]. Il m'est impossible de détailler ici la description du logiciel, il faudrait un article au moins aussi long que celui-ci... Voici néanmoins les états successifs du 3D-Pad :

- **Autocalibrage** : (à la première mise en service ou sur commande via une liaison série) le système recherche le point de fonctionnement de chaque électrode, puis mémorise les consignes en EEPROM sur l'Arduino.
- **Setup** : à chaque mise sous tension, ou sur commande par la liaison série, le système recherche rapidement (moins d'une seconde) le point de fonctionnement en partant des consignes lues dans l'EEPROM. Il y a aussi des conditions de configuration automatique, p. ex. en cas de saturation des électrodes.
- **Run** : l'état de fonctionnement normal, toujours enchaîné après une configuration réussie.

Les autres tâches du logiciel sont :

- **L'interpolation des coordonnées** : à partir des valeurs de mesure des électrodes haut, bas, gauche et droite, il calcule des coordonnées 3D : X, Y et Z.

- **La reconnaissance gestuelle** : il reconnaît le balayage dans les quatre directions (haut, bas, gauche et droite), les gestes de rotation avec comptage/décomptage et l'appui sur un bouton virtuel (*Push*).

Et pour le test, avec le fichier `_3Dpad_test.ino` chargé à la place de `_3Dpad_sensor.ino`, on dispose de commandes qui permettent d'activer les oscillateurs en permanence, en choisissant l'électrode utilisée. Cela permet de vérifier les fréquences et d'ajuster les résistances R9 à R14 si nécessaire. Il y a aussi une commande pour faire fonctionner le VCO avec pour consignes : 0, Max et $\frac{1}{2}$ (c'est-à-dire, en sortie du DAC, 0 = 0 V, $\frac{1}{2}$ = 2,5 V et Max = 5 V).

En bonus, je propose pour PC sous *Windows* (XP et *Seven*) un programme d'application très simple, mais assez complet : il visualise les coordonnées 3D sous forme d'un curseur dont la position sur l'écran reflète X et Y tandis que l'axe Z est représenté par le diamètre du curseur ; il affiche aussi les mots *Air Swipes* quand il détecte un balayage de la main en translation sur un des quatre axes, ou le mot *Push* quand on fait le geste d'appuyer sur un bouton-poussoir (axe Z) ; et enfin il indique le sens des rotations de la main ou du doigt qu'il détecte, et le nombre de tours (bien pratique pour faire des réglages).

Il vous sera facile de vous inspirer de ce programme en *Visual Basic 6* pour vos propres applications.

Mise en route

Votre carte Arduino UNO est opérationnelle et vous avez installé le logiciel dans l'IDE Arduino. Il vous faut un voltmètre, un oscilloscope et un fréquencemètre (ce dernier est inutile si vous mesurez les fréquences avec l'oscillo). Une fois les composants correctement soudés, je vous recommande les vérifications d'usage : orientation des circuits intégrés et des composants polarisés, examen des soudures à la loupe (surtout pour le DAC IC3).

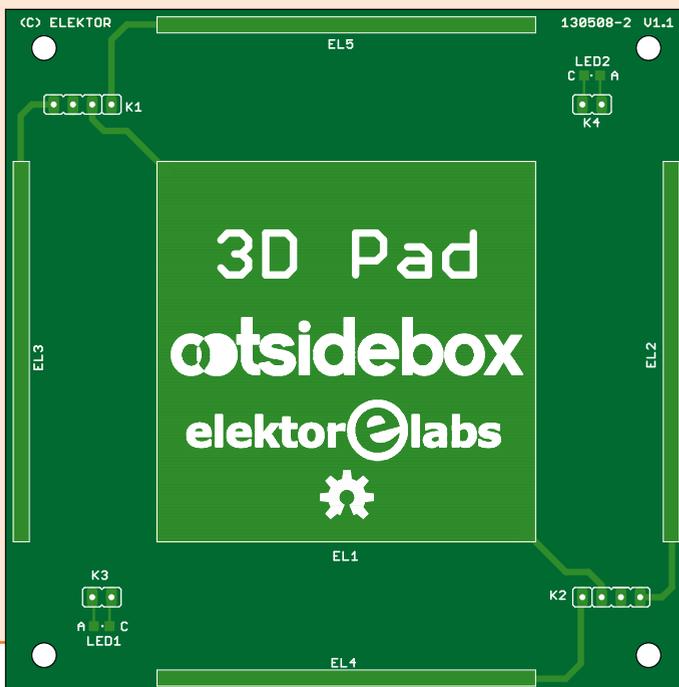
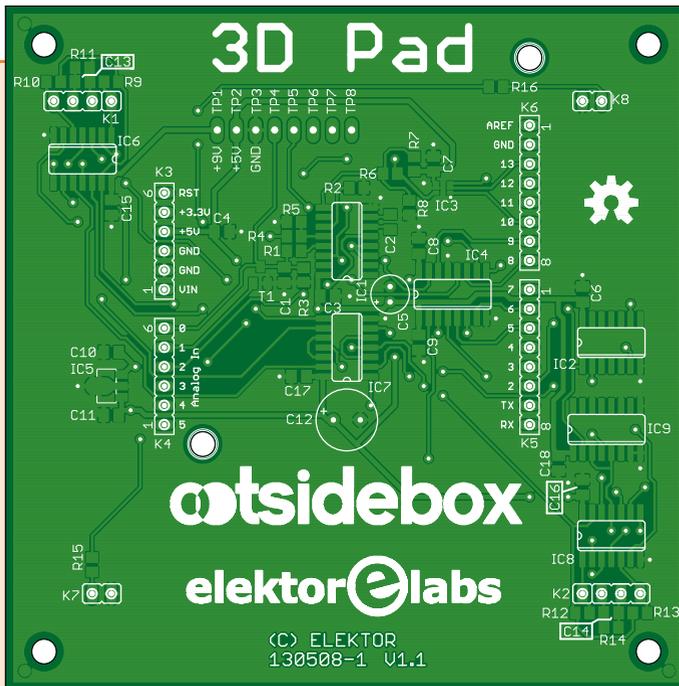
La tension monte : Enfichez toutes les cartes pour former la pile de PCB (**fig. 6**) puis branchez le transfo d'alimentation 12 V sur le jack d'alimentation externe de l'Arduino UNO. Il est bon de contrôler les tensions d'alimentation : 12 V sur K3-1, 9 V sur TP1 et 5 V sur TP2.

Tout va bien ? Alors téléchargez et lancez `_3Dpad_test.ino`. Ouvrez la connexion avec le terminal réglé à 115.200 bauds, un menu des commandes disponibles apparaît.

Vérifions le fonctionnement des oscillateurs :
VCO : tapez la commande pour activer l'oscillateur VCO avec une consigne ½ : vous devez relever 2,5 V sur TP8 et un beau signal carré de fréquence 100 à 110 kHz sur TP5 (selon la tolérance des composants).

Électrodes : veillez à dégager les alentours du plan d'électrodes. Pour chacune des six électrodes, envoyez avec le terminal, via la liaison série,

la commande correspondante (p. ex. « T » = top pour l'électrode du haut, ou « B » = bottom, pour l'électrode du bas) et contrôlez le signal d'oscillation en TP6. La fréquence doit être proche de 100 à 110 kHz également. Les autres commandes sont documentées dans le code source du logiciel. Si ces vérifications sont satisfaisantes, chargez le programme normal `_3Dpad_sensor.ino` à la place du programme de test. Un bon moyen de



Liste des composants

3D-Pad shield Arduino

Résistances :

(0805, 0,125 W)
 R1, R6, R7 = 10 kΩ
 R2, R8 = 18 kΩ
 R3 = 1 MΩ
 R9, R12 = 47 kΩ
 R4 = 120 kΩ
 R5 = 470 kΩ
 R10, R13 = 82 kΩ
 R11, R14 = 22 kΩ
 R15, R16 = 470 Ω

Condensateurs :

(0805 sauf indication autre)
 C1 = 2,2 nF
 C2 = 220 pF
 C3, C4, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C15, C16, C17, C18 = 100 nF
 C5 = 4,7 μF, 16 V (pas de 2 mm)
 C12 = 100 μF, 16 V (pas de 3,5 mm)
 C13, C14 = [condensateurs supprimés]

Semi-conducteurs :

IC1 = HEF4046BT
 IC2 = CD74HC4024M
 IC3 = DAC8311 ou AD5641AKSZ
 IC4 = CD4504BM
 IC5 = 78L09 (SOT-89)
 IC6, IC8 = HEF4011BT
 IC7 = HEF4081BT
 IC9 = CD74HC4050M
 T1 = 2N7002

Divers :

K5, K6 = barrette sécable mâle, 1 rangée, 8 voies*
 K3, K4 = barrette sécable mâle, 1 rangée, 6 voies*
 K1, K2 = barrette sécable mâle, 1 rangée, 4 voies*
 K7, K8 = barrette sécable mâle, 1 rangée, 2 voies*
 circuit imprimé réf. 130508-1

Plan d'électrodes

Semi-conducteurs :

LED1, LED2 = LED verte CMS 0805 Kingbright KPT-2012SGC

Divers :

K1, K2 = embase femelle sécable SIL, 4 voies*
 K3, K4 = embase femelle sécable SIL, 2 voies*
 circuits imprimés 130508-1 et 2

* au pas de 2,54 mm



inventeur et entrepreneur en série

Jean-Noël Lefebvre a appris l'électronique fer à souder en main et en lisant les revues et ouvrages spécialisés (dont Elektor bien sûr !). Le 3D-Pad décrit ici est basé sur ses propres brevets. Adepte du « faites-le vous même », il adhère pleinement au concept des *HackerSpaces* et autres *Fab-Labs*, en lien avec le mouvement des *Makers*.

Depuis un an, Jean-Noël se consacre à l'OOTSIDEBOX, une *start-up* qui proposera des dispositifs comme le 3D-Pad, et aussi un accessoire pour tablettes Android qui en permet la commande par gestes sans contact. Ce projet sera lancé prochainement sur le site de financement participatif Indiegogo. Vous pouvez participer à son projet et l'aider.

Suivez @ootsidebox sur Twitter : twitter.com/Ooutsidebox

ou bien postez un LIKE sur Facebook : www.facebook.com/ootsidebox

en.wikipedia.org/wiki/Hackerspace

www.ootsidebox.com

edutechwiki.unige.ch/en/Fab_lab

www.indiegogo.com

en.wikipedia.org/wiki/Maker_culture



contrôler le 3D-Pad en fonctionnement consiste à brancher une sonde d'oscillo sur TP8 (sortie du DAC) et une autre sur TP4. La synchro se fera sur TP8. À la première mise en marche, ou bien suite à la commande d'autocalibrage (envoyer « A » sur le terminal), le niveau de tension sur TP8 va descendre doucement : c'est la recherche des consignes pour chaque électrode. Au bout de quelques instants, cette trace doit être stabilisée (fin d'autocalibration) et votre écran d'oscilloscope doit ressembler à celui présenté en fig. 4b. Approchez votre main du plan d'électrodes : vous devez voir évoluer les dents de scie sur TP4 et aussi les valeurs de mesures qui défilent sur le terminal [9]. On peut à tout moment déclencher

une reconfiguration, soit avec la commande R par le terminal, soit en saturant les électrodes en approchant la main à plat à quelques millimètres du plan d'électrodes.

Je serai là pour vous aider si vous avez besoin d'aide lors de la mise en route ou de renseignements pour une application particulière, ou si vous avez des proposition d'évolution du projet. Pas d'hésitation, contactez moi sur Twitter [10], je serais heureux de vous répondre personnellement (en français ou en anglais).

(130508)

Liens

[1] jeux

Fruit Ninja : <http://fruitninja.com/>

Despicable Me -Minion Rush : <https://play.google.com/>

[2] CC BY-NC-SA 4.0 <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>

[3] www.embedded.com/design/prototyping-and-development/4008781/Getting-in-touch-with-capacitance-sensor-algorithms

[4] injection locking : http://en.wikipedia.org/wiki/Injection_locking

[5] www.elektor.fr/arduino

[6] carte UNO assemblée et testée dans l'e-choppe d'Elektor : www.elektor.fr/arduino-uno

[7] www.elektorPCBservice.com

[8] www.rtcmagazine.com/articles/view/101626

[9] <http://youtu.be/11QGUXFYq8> et <http://youtu.be/Eoqj1DyjiHA>

[10] @junowhynot + #3DpadElektor : <https://twitter.com/junowhynot>

[11] www.elektor-magazine.fr/130508



10^e jour : modèles de contours personnalisés

Neil Gruending
(Canada)

Ré-importons notre circuit imprimé dans notre modèle 3D et amusons-nous un peu.

Lors des deux jours précédents (qui se sont mystérieusement transformés en mois dans Elektor), nous avons conçu un circuit imprimé adapté à un boîtier Hammond 1551N à l'aide de DesignSpark PCB et DesignSpark Mechanical. Aujourd'hui nous allons réimporter notre carte dans DS Mechanical et nous amuser un peu.

Importer le C.I. dans DesignSpark Mechanical

La dernière fois nous avons terminé le contour de carte ; il est maintenant temps d'exporter un fichier IDF depuis DS PCB à l'aide du menu *Output->DesignSpark Mechanical (IDF)*. Cela ouvrira la fenêtre d'export dans laquelle vous pourrez indiquer un nom de fichier ainsi que l'épaisseur de la carte. Vous remarquerez que lors de l'export la hauteur par défaut des composants sera de 1 mm à moins que le composant de la bibliothèque ne comporte une indication autre. Nous en verrons un exemple plus loin.

Importons maintenant le fichier IDF dans notre modèle DS Mechanical à l'aide de l'outil d'import (*Insert tab->File*), le résultat devrait ressembler à la **figure 1**. DS a déjà sélectionné le contour de carte pour vous et il ne vous restera qu'à le placer au bon

endroit dans le boîtier. Dans notre cas, ça sera très facile à faire : il suffira d'aligner le nouveau contour de carte avec le modèle d'origine. La première étape est de déplacer le point d'ancrage de déplacement vers un coin de la carte à l'aide de l'outil *Anchor*. Sélectionnez ensuite l'outil *Up To* et le même coin du contour d'origine. Ces deux outils sont disponibles en mode déplacement dans la partie gauche de la fenêtre de dessin.

Le modèle modifié devrait maintenant ressembler à la **figure 2**. Tout a une bonne tête à part nos trous de montage qui sont recouverts par des carrés. C'est parce que nos trous de montage sont des composants sur le C.I. et que DS PCB leur a appliqué la hauteur par défaut de 1 mm qu'ils sont recouverts par des parallélépipèdes carrés. Comme DS Mechanical a également importé la structure des composants depuis le C.I., il suffira d'une seule édition rapide pour enlever le carré des deux trous automatiquement. J'ai déplié la structure du modèle dans la **figure 3** pour que vous puissiez voir les composants représentant les trous de montage. Vous y verrez également à quoi ressemble le C.I. importé après avoir été nettoyé. Ajoutons maintenant des composants à notre carte pour obtenir un rendu complet de notre projet.

Ajout des composants du C.I. à notre modèle

J'ai choisi d'ajouter quelques transistors SOT23 et deux résistances 0603 (**fig. 4**) puis importé la carte dans DS Mechanical (**fig. 5**). En expérimentant avec les hauteurs des composants du C.I., j'ai rencontré des problèmes pour les importer correctement dans DS Mechanical. La solution a été d'effacer tous les fichiers dans le dossier d'export IDF.

La **figure 5** vous montrera également ce à quoi ressemble un C.I. doté de composants de hauteurs différentes une fois importé dans DS Mechanical. Les trous de montage seront entourés de leurs petits parallélépipèdes comme avant ; les boîtiers 0603 et SOT23 auront respectivement des hauteurs de 0,5 mm et 1,12 mm. Le truc pour spécifier les hauteurs de composants dans DS PCB c'est d'ajouter une valeur nommée *Height* aux propriétés des composants. Je vous conseille de le faire dans les bibliothèques afin de ne pas

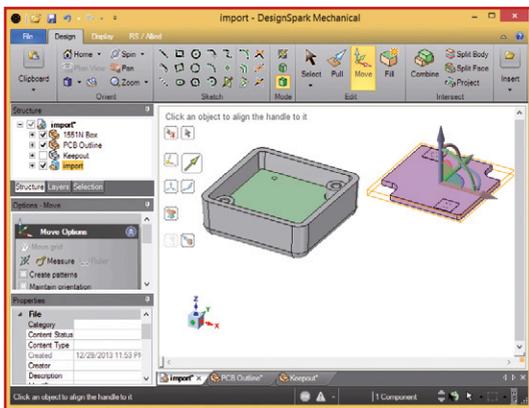
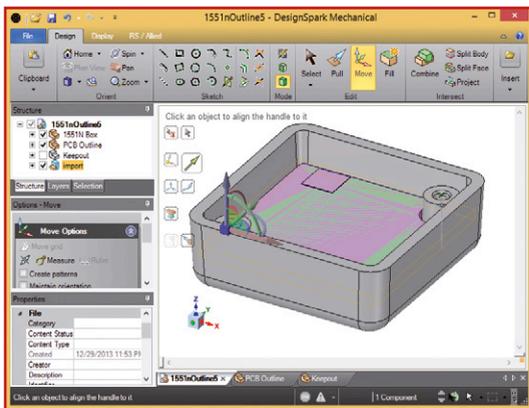


Figure 1. Contour de carte importé.

Figure 2. Position de la carte corrigée.



oublier après. Ma carte était configurée pour le système métrique et j'ai pu saisir les hauteurs sans unités : 0.5 pour 0,5 mm.

Comment faire pour que notre C.I. 3D importé ait l'air un peu plus réaliste ? La première chose qu'il nous faudra c'est des modèles en 3D pour les composants. Il est possible de les dessiner vous-même dans DS Mechanical mais pour cet article j'ai utilisé des modèles STEP téléchargés sur 3D Content Central [1]. DS comprend également beaucoup de modèles 3D accessibles via Modelsource [2]. La seule contrainte sur les modèles est qu'ils utilisent les mêmes coordonnées d'origine et la même orientation que les composants du C.I. si l'on veut qu'ils s'alignent correctement. Comme j'aime bien utiliser le centre des empreintes de composants comme origine du composant, j'ai utilisé des modèles 3D avec comme origine le milieu de leur plan inférieur. Vous remarquerez que DS Mechanical ne permet pas d'éditer les modèles STEP et parfois il vous faudra essayer plusieurs modèles avant de trouver celui qui conviendra.

Nous sommes maintenant prêts à mettre à jour le modèle 3D du C.I. Ouvrez le C.I. importé à l'aide de la commande *Open Component*, cela ouvrira le C.I. dans sa propre fenêtre de visualisation. Vous pouvez maintenant sélectionner les composants à changer dans la fenêtre *Structure*. Cliquez sur le composant avec le bouton droit, sélectionnez *Source->Replace Component* puis choisissez le fichier du modèle 3D que vous souhaitez utiliser. DS Mechanical échangera alors le modèle courant avec le nouveau et le fera pivoter si nécessaire. C'est pour cela qu'il est important d'utiliser des modèles qui correspondent aux empreintes C.I. Le résultat ressemblera à la **figure 6** après une légère édition. Assurez-vous de vérifier la position du modèle 3D du composant si celle-ci est critique.

Conclusion

Aujourd'hui nous avons utilisé DesignSpark Mechanical pour réaliser un modèle en 3D de notre C.I. terminé. La prochaine fois nous nous concentrerons sur l'utilisation de DesignSpark PCB pour des circuits plus complexes.

(130575 - version française : Kévin PETIT)

Liens

[1] www.3dcontentcentral.com

[2] [www.tracepartsonline.net/\(S\(rhrqx-sieinz4vp45g4eluh55\)\)/content.aspx?fwsid=DESIGNSPARK&Lang=&P=](http://www.tracepartsonline.net/(S(rhrqx-sieinz4vp45g4eluh55))/content.aspx?fwsid=DESIGNSPARK&Lang=&P=)

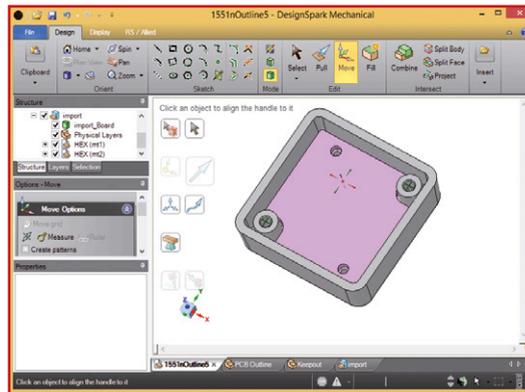


Figure 3.
L'import de la carte est terminé.

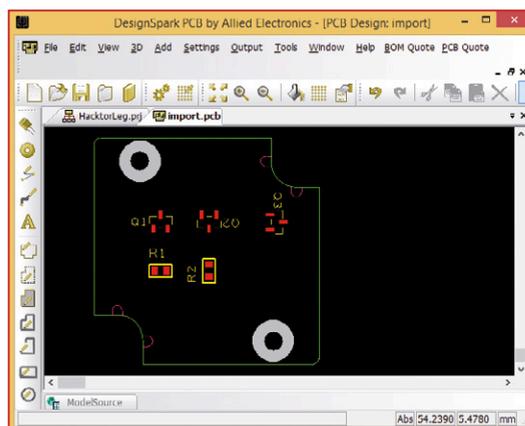


Figure 4.
Les composants ont été ajoutés au C.I.

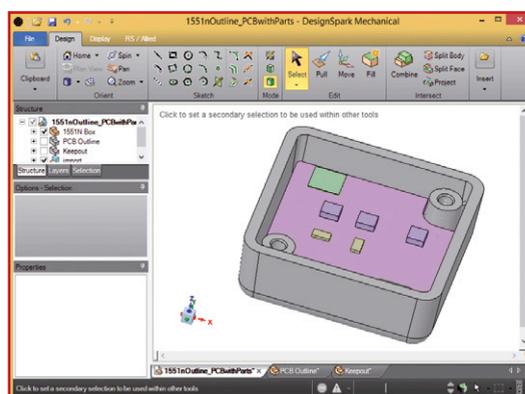


Figure 5.
Modèle en 3D du C.I.

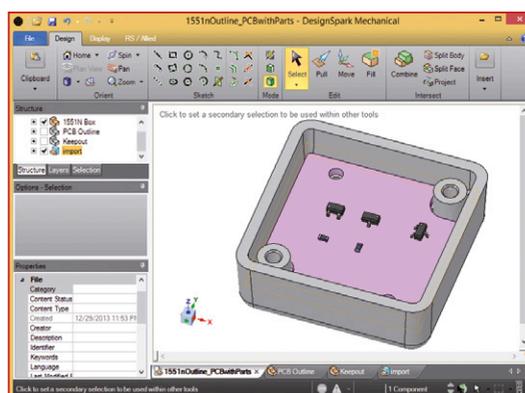
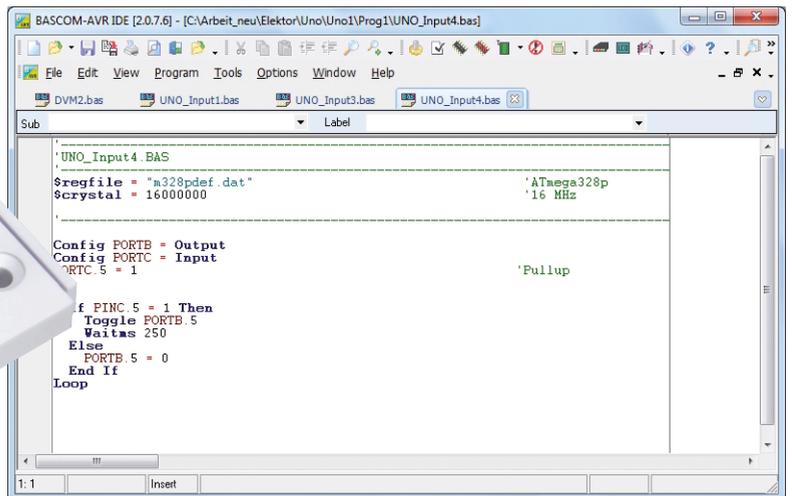
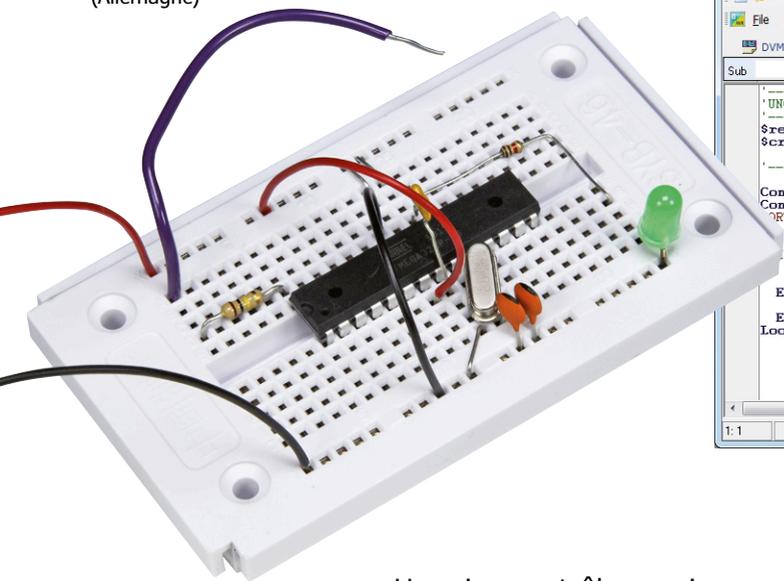


Figure 6.
Modèle du C.I. terminé.

l'atelier du microcontrôleur (2)

entrées numériques

Burkhard Kainka
(Allemagne)



Un microcontrôleur qui ne reçoit aucune information de l'extérieur est condamné à tourner en bourrique. Nous avons nos cinq sens pour détecter un changement dans notre environnement et y réagir, le microcontrôleur est équipé d'entrées.

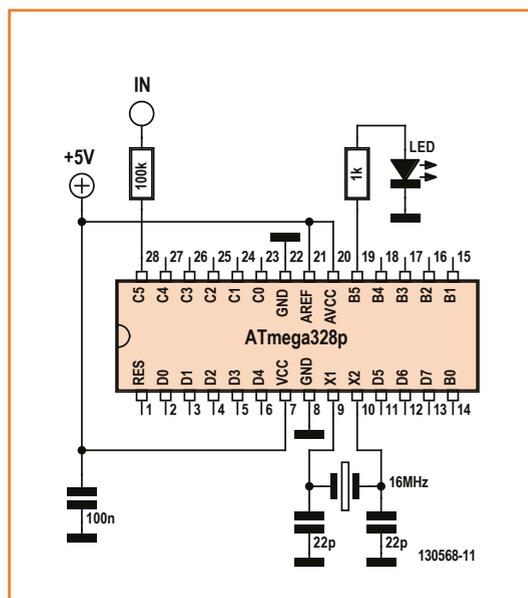


Figure 1.
Une entrée numérique.

Les nombreuses entrées de l'ATmega328 de la carte Arduino Uno se classent en deux types : les entrées analogiques, qui permettent de mesurer une tension, et les entrées numériques, qui servent à distinguer l'état haut de l'état bas d'une ligne, et que l'on utilise p. ex. pour lire l'état d'un bouton.

Une entrée numérique

Nous l'avons vu lors du premier article [1], chaque broche de l'ATmega328 peut être définie en tant qu'entrée ou sortie. Nous utiliserons ici la broche C5 (fig. 1) comme entrée numérique. La définition du sens des broches se fait au moyen d'instructions spéciales qui positionnent les bits des emplacements mémoire (les registres) dans lesquels les broches et leurs états sont représentés sous forme binaire. D'autres commandes permettent de lire les bits de ces registres, et

donc de connaître la configuration du microcontrôleur. Nous y reviendrons.

Les développeurs de la carte Arduino sont partis du principe que les ports PC0 à PC5 seraient utilisés comme entrées analogiques. Les E/S correspondantes de la carte sont donc nommées A0 à A5 (A comme *Analog*). Le port PC5 est relié à A5, connexion facile à repérer puisque placée à l'angle opposé du bouton *reset*. C'est d'ailleurs parce qu'il est placé près du bord et si facile à trouver que j'ai choisi PC5 lorsque nous avions écrit notre premier programme. La **figure 2** montre les E/S de l'ATmega328, leur nom officiel (PC6, PD0, etc.), les fonctions spéciales qui y sont associées (sur lesquelles nous reviendrons tout au long de cette série) ainsi que leurs noms abrégés (RESET, 0, etc.)

Après un démarrage ou une initialisation (*reset*), chaque E/S du port C se comporte comme une entrée CMOS à haute impédance, c'est-à-dire présente les mêmes caractéristiques que celles des composants de la série CMOS 4000. Il ne paraît donc pas superflu de les protéger contre les surtensions et les décharges électrostatiques à l'aide d'une résistance de 100 kΩ.

Diodes de protection

Les circuits modernes à composants CMOS sont protégés des surtensions par deux diodes de protection qui les relient à chacun des potentiels de l'alimentation, une à la masse, l'autre à V_{CC} . Ces diodes de protection n'existaient pas sur les premiers CI de la série 4000 quand ils firent leur apparition. À cette époque, toucher par mégarde la broche d'un CMOS hors circuit pouvait avoir pour conséquence immédiate sa destruction, avant même sa première mise sous tension. Des charges capacitives s'accumulent en effet dans nos doigts, mais comme il ne circule pas ou très peu de courant, le potentiel qu'ils portent peut s'élever démesurément par rapport à la terre (100 V ou plus). La grille d'un MOSFET ne supporte pas les décharges et claque dès 50 V. Ces mésaventures sont normalement de l'histoire ancienne, les diodes de protection sont désormais implantées de façon systématique. Vous pouvez vérifier leur présence avec un ohmmètre.

C'est donc uniquement grâce aux diodes de protection que nous pouvons toucher une entrée CMOS ouverte via une résistance de 100 kΩ. Le corps humain, lui-même bon conducteur mais isolé des autres conducteurs que sont les câbles et les prises électriques autour de lui, forme

donc par rapport à eux un nœud de capacités multiples. C'est ainsi que le ronflement de la tension alternative du secteur (50 Hz) passe par notre corps, et plus précisément nos doigts quand nous touchons un circuit. Si c'est une entrée audio sensible, ce ronflement deviendra audible. Les diodes de protection (**fig. 3**) réduisent déjà l'ample ondulation sinusoïdale à une petite onde rectangulaire de $5 V_{SS}$. Sceptiques, sortez votre oscilloscope. La valeur exacte est $6,2 V_{CC}$, car avec une alimentation de 5 V les diodes de protection ne conduisent l'une qu'à partir de $-0,6 V$ et l'autre à partir de $+5,6 V$.

Lire l'état d'une entrée

Le programme *UNO_Input1.Bas* (**listage 1**, [2]) lit l'état du port PC5 et le transmet à la LED via PB5. La ligne `Config Portc = Input` définit comme entrées numériques l'ensemble du port C (PC0 à PC5). Elle est à vrai dire inutile puisque le port C est déjà configuré comme entrée au démarrage. Cette ligne n'est donc là que pour bien nous rappeler d'où l'on part.

Figure 2. Les broches de l'ATmega328 et leurs noms Arduino.

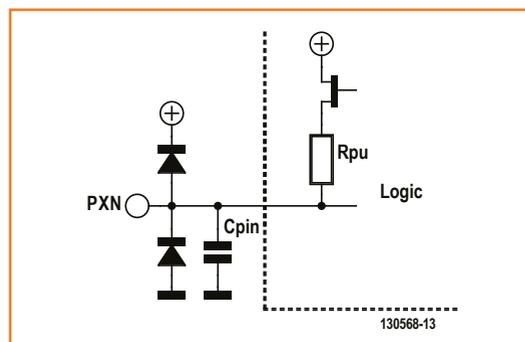
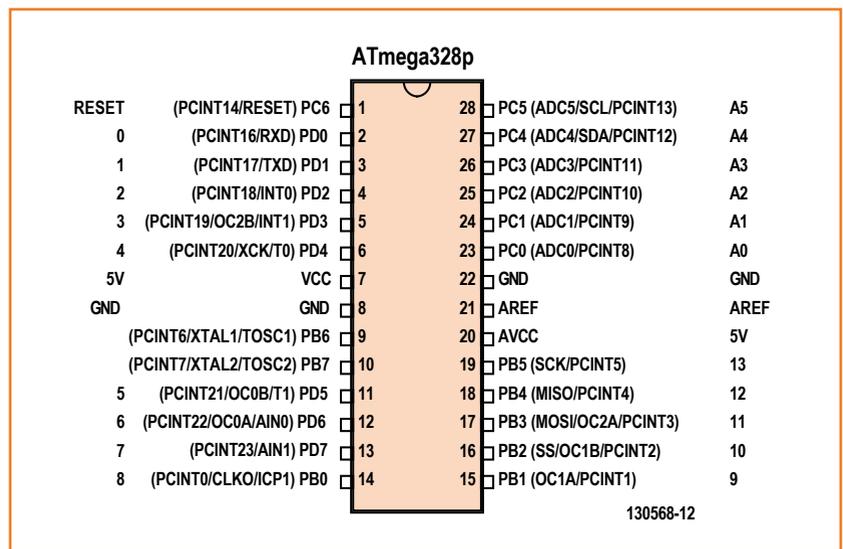


Figure 3. Diodes de protection en entrée.

Bits et octets

Le format des registres de l'AVR est d'un octet (*byte* en anglais), soit huit bits. Un bit ne peut prendre que les valeurs 1 ou 0. Un octet permet donc de représenter 2^8 , soit 256 valeurs différentes, p. ex. n'importe quelle valeur décimale comprise entre 0 (0000 0000) et 255 (1111 1111).

L'octet d'un registre se lit de droite à gauche. Le premier bit est le bit 0, le dernier est le bit 7. Le bit d'un registre représente souvent l'état d'une broche. Dans le registre PORTD p. ex., le bit 7 représente la broche PD7 et son état, haut ou bas. Le bit 0 représente de même la broche PD0.

De nombreux langages de programmation ont des instructions pour modifier un bit particulier d'un registre. D'autres commandes permettent d'écrire une valeur dans le registre, donc de modifier à l'aide d'une seule instruction tous les bits de l'octet.

En Bascom p. ex., `Portb.5 = 1` met à 1 le bit 5 (de l'octet) du registre PORTB, ce qui force la ligne reliée à PB5 au niveau haut. Les autres bits ne sont pas modifiés. Pour modifier avec une seule instruction tous les bits du registre PORTB, nous utiliserions la commande `Portb = &B00100000` (en Bascom, &B est le préfixe qui sert à indiquer un nombre codé en binaire). Aucune différence ici pour le bit 5, dans les deux cas la LED jaune de la carte Arduino serait mise sous tension. Le choix de l'une ou l'autre instruction n'est cependant pas sans conséquence sur les autres lignes. Avec la première, certains bits pourraient avoir été à 1 et le resteraient. La seconde les

forcerait tous à 0.

Nous pourrions de même remplacer la ligne `Portb.5 = Pinc.5` du listage 1 par `Portb = Pinc`. Le résultat serait identique avec le même circuit si l'on ne considère que le bit 5. Différence notable toutefois, les 8 bits représentant l'état du port C seraient copiés en bloc dans PORTB. La sortie PB0 serait donc modifiée si l'entrée PC0 avait changé d'état avant cette instruction.

Outre la notation binaire, Bascom autorise les notations hexadécimale et décimale. La commande `Portb = &B00100000` peut donc aussi s'écrire `Portb = &H20` (&H = préfixe pour le codage hexadécimal) ou `Portb = 32` (pas de préfixe pour les nombres décimaux).

Le système binaire utilise la base 2 pour représenter les nombres, ce qui signifie que chaque chiffre ne connaît que deux états possibles. Imaginons un registre de 4 bits : la plus petite valeur contenue serait 0000, la plus grande 1111. Ces valeurs se lisent de droite à gauche. À chaque bit est associé un poids qui correspond à une puissance de 2 : le poids du bit 0 est $2^0 = 1$, le poids du bit 1 est $2^1 = 2$, le poids du bit 2 est $2^2 = 4$, etc. Le poids double donc à chaque changement de position vers la gauche. Pour convertir en décimal un nombre à codage binaire, on fait la somme des bits multipliés par leurs poids associés. Le système hexadécimal utilise 16 symboles pour représenter les nombres : les chiffres 0 à 9 et les lettres A à F.

La sortie d'un port peut être commandée grâce à un registre particulier de l'ATmega (PORTx) dans lequel les broches et leurs états sont représentés par les huit bits d'un octet (voir l'**encadré Bits et**

octets). L'accès direct aux bits du registre PORTx depuis le programme permet de positionner un bit particulier, c.-à-d. de mettre la broche correspondante au niveau logique 1 ou 0. Un autre registre (PINx) adopte la valeur réelle (en cours) des broches. Une lecture de PORTx récolte la dernière valeur écrite pour la broche correspondante, mais la lecture du registre PINx permet de connaître sa vraie valeur, c.-à-d. son état réel, haut ou bas.

Du point de vue du programmeur, les registres PORTx et PINx associés au port « x » sont des emplacements mémoire qui peuvent être écrits ou lus. Côté matériel, ce sont des circuits bien réels, dotés de connexions vers l'extérieur. Un troisième registre, appelé DDRx (*Data Direction Register*, registre de direction de données, p. ex. DDRB pour le port B), permet de configurer les broches d'un port en entrées ou en sorties. Cette configuration se fait en mettant à 1 ou à 0 les bits de l'octet qui représentent les broches.

Pas d'écriture directe de ce registre DDRB dans notre code Bascom, l'opération est masquée derrière la simplicité de l'instruction `Config Portb = Output`. Cette ligne met tous les bits

Listage 1 : copier une entrée sur une sortie.

```
'-----
'UNO_Input1.BAS
'-----
$regfile = "m328pdef.d"    'ATmega328p
$crystal = 16000000      '16 MHz
'-----

Config Portb = Output
Config Portc = Input

Do
  Portb.5 = Pinc.5      'Copy Input to Output
  Waitms 19            '19 ms
Loop
```

<< 8 >>	<< 4 >>	<< 2 >>	<< 1 >>	décimal	hexadécimal
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1
0	0	1	0	2	2
0	0	1	1	3	3
0	1	0	0	4	4
0	1	0	1	5	5
0	1	1	0	6	6
0	1	1	1	7	7
1	0	0	0	8	8
1	0	0	1	9	9
1	0	1	0	10	A
1	0	1	1	11	B
1	1	0	0	12	C
1	1	0	1	13	D
1	1	1	0	14	E
1	1	1	1	15	F

L'adoption, dans la vie de tous les jours, du système décimal et de sa base 10 découle d'un aléa darwinien (10 doigts aux mains). Les poids de la représentation décimale sont 1, 10, 100, 1000 etc.

Pour faciliter la lecture d'un nombre binaire et sa conversion en hexadécimal, il est bon de séparer les huit bits d'un octet en deux groupes de 4 bits (appelés quartets). Exemple :

le binaire &B00100000 (0010 0000) s'écrit &H20 en hexadécimal.

Comme le laissent supposer le préfixe (grec) *hexa-* et le préfixe (latin) *déci-*, le système hexadécimal repose sur la base 16. Les poids sont donc cette fois-ci (en commençant par le symbole de droite) : 1, 16, 256, 4096, etc. Le nombre &H20 vaut donc $(0 \times 16^0) + (2 \times 16^1) = 32$.

Connaître par cœur les huit poids d'un octet est utile quand on convertit souvent des nombres binaires en nombres décimaux, puisque cela évite d'avoir à calculer mentalement les puissances de 2.

position	7	6	5	4	3	2	1	0
poids	128	64	32	16	8	4	2	1

Quelle est donc la plus grande valeur décimale que puisse représenter un octet ? 255, oui ! Après ces pérégrinations arithmétiques vous ne serez pas surpris d'apprendre qu'en Bascom on peut aussi écrire `Config Portb = Output de la façon suivante : Ddrb = 255`. En forçant à 1 tous les bits du registre de direction de données du port B (DDRB), cette instruction définit comme sorties les lignes PB0 à PB7.

de DDRB sur 1, et nous permet ainsi d'utiliser toutes les broches du port B comme des sorties. Lancez le programme et reliez l'entrée à la masse (GND) : la LED reste éteinte. Reliez le +5 V, elle s'allume. L'état de l'entrée est copié sur le port de sortie, tout est clair. Maintenant, touchez l'entrée avec un doigt, en veillant à ce que votre corps soit bien isolé : la LED se met à clignoter régulièrement ! À première vue le résultat n'est pas vraiment celui que laissait deviner le code. C'est qu'il y a imbrication de fréquences, ou effet stroboscopique : le doigt injecte un signal de 50 Hz par couplage capacitif. Comme la boucle du programme comporte un délai de 19 ms, la différence de 5 % entre les périodes de 20 ms (la période du signal de 50 Hz) et de 19 ms donne un signal de sortie de 50 Hz x 0,05 = 2,5 Hz.

Quand un 1 est-il un 1 ?

La sortie d'un microcontrôleur, comme celle de n'importe quel circuit numérique, ne connaît que deux états, nommés selon le contexte ou l'auteur : actif et inactif, 1 et 0, haut et bas, *HIGH* et *LOW*. Une entrée numérique ne connaît

elle aussi que ces deux états. En pratique, une tension peut toutefois prendre n'importe quelle valeur comprise entre GND et V_{cc} . On pourrait penser que tout ce qui est au-dessus de 2,5 V est considéré comme un état haut, et que tout ce qui est en dessous est vu comme un état bas. Que dit donc la fiche technique de l'ATmega328 ? Que toute valeur supérieure à $0,7 \times V_{cc}$ (soit 3,5 V) est vue comme « niveau haut », et que toute valeur inférieure à $0,3 \times V_{cc}$ (soit 1,5 V) est vue comme « niveau bas ». En fait de garantie, on a plutôt l'impression de lire la clause d'un contrat cherchant à rejeter comme injustifiée toute plainte relative à un prétendu dysfonctionnement : *toute personne qui relie une entrée à une tension comprise entre 1,5 V et 3,5 V ne doit s'en prendre qu'à elle-même*. Mais que se passe-t-il en réalité ?

Essayez de le découvrir par vous-même ! Vous aurez besoin d'un bloc d'alimentation qui délivre exactement 5 V (attention, la plupart des alimentations USB ne délivrent que 4,5 V !). Reliez un potentiomètre (**fig. 4**), et faites varier la tension d'entrée entre 0 et 5 V. J'ai observé le phénomène suivant : la tension a augmenté

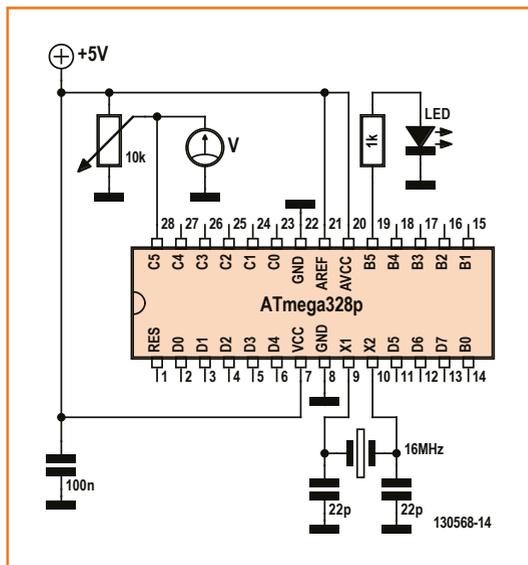


Figure 4. Mesure de la tension d'entrée.

lentement, la broche a basculé au niveau haut à 2,7 V et la LED jaune s'est allumée. La tension a ensuite diminué lentement, et à 2,2 V la broche a repris son état bas. Ces valeurs étaient les mêmes à chaque essai. Les deux points de commutation sont donc séparés de 0,5 V. La plage comprise entre 2,2 V et 2,7 V n'entraînait aucun changement. Il y avait donc une hystérésis de 0,5 V. La fiche technique reste muette sur ce point, peut-être parce que personne chez Atmel n'a voulu prendre ses responsabilités et admettre que l'on puisse exploiter cette caractéristique. Quoi qu'il en soit, cette propriété est utile puisqu'avec elle l'entrée se comporte comme une bascule (ou *trigger*) de Schmitt, un composant inventé pour transformer un signal d'entrée de forme quelconque en signal de sortie numérique bien carré.

Figure 5. Une boucle d'asservissement.

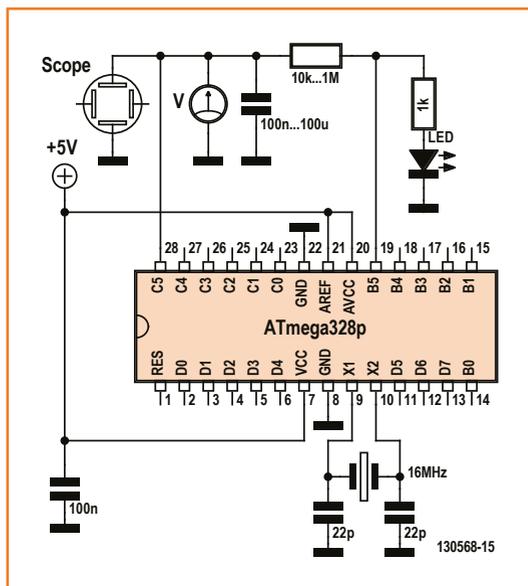


Figure 6. Courbe de la tension d'entrée.

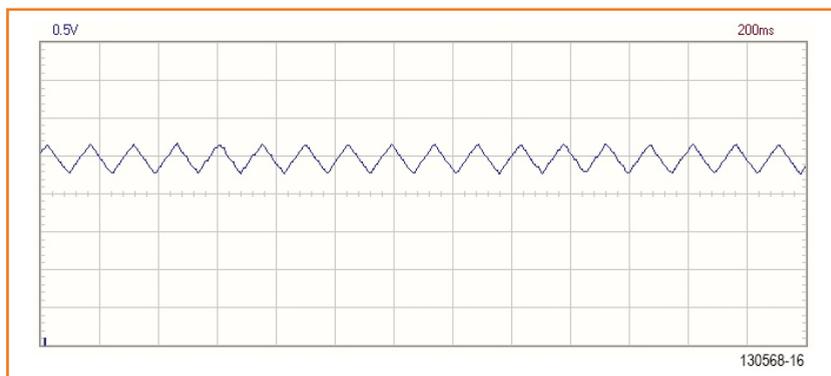
Histoire de tampon

On peut se passer du potentiomètre et automatiser l'ensemble en laissant le microcontrôleur trouver lui-même ses deux points de commutation. Sur le schéma de la **figure 5**, la broche de sortie B5 charge un condensateur relié au port d'entrée C5 via une résistance. Chaque fois qu'un 1 est détecté en entrée, la sortie est mise sur 0, et vice versa. Le circuit forme ainsi un régulateur à deux positions. Modifions le code précédent en conséquence (**listage 2**) : la fonction NON (Not) inverse un état et joue donc le rôle d'un inverseur. La fonction `waitms` disparaît ici, car le programme doit réagir immédiatement à chaque détection d'un nouvel état, ce qui lui prendra environ une microseconde.

Le potentiomètre du précédent schéma est utilisé ici avec un circuit RC. La constante de temps peut être choisie dans un large intervalle de valeurs. Utilisez par exemple 100 nF et 10 kΩ si vous vous servez d'un oscilloscope. La **figure 6** montre le résultat : un signal triangulaire et une hystérésis bien visible. Si vous effectuez la mesure avec un multimètre à haute impédance, utilisez 100 μF et 1 kΩ ; la tension variera lentement et vous lirez sans peine les extrema.

On peut bien sûr se passer d'un appareil de mesure puisque les entrées analogiques de l'Arduino permettent de mesurer des tensions. La résolution de ces entrées est d'environ 5 mV pour toute valeur comprise entre 0 et 5 V. Nous en verrons le principe au prochain numéro.

Il suffit du reste de relier le circuit RC entre PB5 et PC5 pour déterminer précisément le temps



de réponse du programme. On observe alors sur l'oscilloscope un signal carré d'environ 500 kHz, soit effectivement un temps de réaction d'une microseconde pour chaque changement d'état de l'entrée.

Tout de même, n'avez-vous pas remarqué quelque chose d'étrange ? Le signal de 500 kHz est symétrique, la LED jaune de la carte Arduino devrait donc être allumée la moitié du temps, or elle reste éteinte. L'explication est à chercher dans le schéma de principe de la carte Uno. On y découvre que la LED interne est reliée à PB5 via un tampon formé par un des AOP du LM358. Inhabituel pour une application numérique, ce double AOP a ici un rôle bien défini. Le premier AOP est utilisé comme comparateur pour la tension d'alimentation, ce qui permet une désactivation automatique de l'alimentation par USB lorsque l'utilisateur relie une alimentation externe à la carte, une option bien pratique. C'est l'autre AOP, en sa qualité de tampon doté d'une entrée de haute impédance, qui permet d'utiliser également le port PB5 (la broche Arduino n° 13) comme entrée. Les 500 kHz de notre signal sont toutefois un peu trop pour un AOP standard, et voilà pourquoi la LED de la carte reste éteinte. Si vraiment vous ressentez le besoin de voir briller une LED, reliez-en une comme sur la fig. 1.

Branchement conditionnel

Un microcontrôleur est capable de prendre des décisions, en ce sens qu'il peut exécuter une série d'instructions si une certaine condition est satisfaite. En Bascom, une telle structure conditionnelle a la forme `If <condition> Then <instructions> End If`. Le programme passe immédiatement à l'instruction qui suit `End If` si la condition n'est pas satisfaite.

Le code (**listage 3**) utilise également l'instruction `Toggle`. En anglais *toggle* signifie basculer, dans le sens d'alterner entre deux positions. L'instruction `Toggle` fait ce que son nom indique : elle inverse l'état de sortie d'une broche. Si donc la broche PC5 est à 1, soit à un potentiel de 5 V ou supérieur à 2,7 V, la LED clignote. L'état de la LED ne sera par contre pas modifié si PC5 est au potentiel de la masse, donc à l'état 0, autrement dit la LED restera en permanence ou bien allumée, ou bien éteinte.

Le circuit associé est le même que celui de la figure 1, et vous pouvez là aussi faire des essais avec 0 V, 5 V ou votre doigt. Il est intéressant de noter que le doigt agit comme

un niveau haut : toucher le port ouvert avec un doigt déclenche un clignotement régulier. C'est l'insertion de l'instruction `Waitms` dans un bloc `If` qui l'explique. Chaque fois qu'un niveau bas est lu sur PC5, le programme saute en un rien de temps à `End If`, et l'instruction suivante (`Loop`) le ramène au début de la boucle. Un niveau 0 entraîne donc la répétition rapide de nouvelles scrutations (lectures de la broche). Et lorsque le doigt porte un signal de 50 Hz, il ne faut pas plus de 10 ms avant qu'un niveau 1 ne soit lu. La LED est alors commutée, et le programme

Listage 2 : inversion du signal d'entrée.

```
'-----
'UNO_Input2.BAS
'-----
$regfile = "m328pdef.dat" 'ATmega328p
$crystal = 16000000      '16 MHz

'-----

Config Portb = Output
Config Portc = Input

Do
  Portb.5 = Not Pinc.5    'Inverted Input to Output
Loop
```

Listage 3 : une structure If.

```
'-----
'UNO_Input3.BAS
'-----
$regfile = "m328pdef.dat" 'ATmega328p
$crystal = 16000000      '16 MHz

'-----

Config Portb = Output
Config Portc = Input

Do
  If Pinc.5 = 1 Then
    Toggle Portb.5
    Waitms 250
  End If
Loop
```

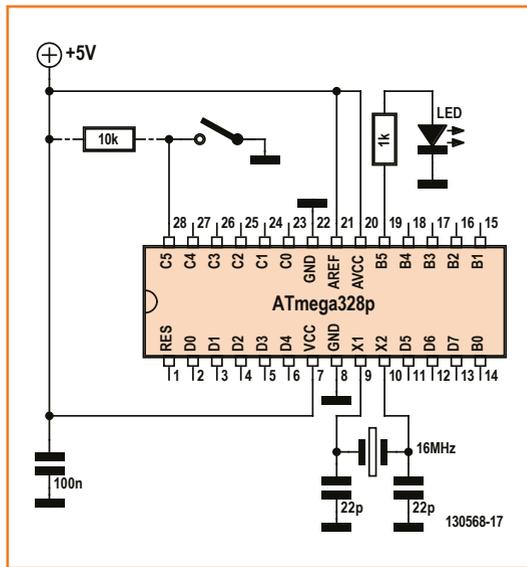


Figure 7.
Une résistance de rappel (*pullup*).

attend un quart de seconde avant d'effectuer la prochaine scrutation.

Les entrées laissées en l'air sont sources de déboires, en particulier lorsqu'on ne les remarque pas. Le code serait donc plutôt un exemple de ce qu'il ne faut pas faire : son comportement est imprévisible lorsque rien n'est connecté à l'entrée. Celle-ci pourrait être au niveau 1, et dans ce cas la LED clignoterait. Elle pourrait être au niveau bas, rien ne clignoterait. Impossible également

de dire si la LED sera allumée ou éteinte au lancement du programme. Si une personne porteuse de charges statiques s'approche du circuit, le champ électrique et le déplacement de charges qu'il entraîne pourront commuter le port. Un observateur non averti pourrait en déduire la présence d'un mauvais contact, voire douter de la fiabilité du microcontrôleur. Quel électronicien, même expérimenté, n'a pas un jour cherché pendant des heures l'origine d'un défaut furtif de ce genre avant de réaliser que le coupable était simplement une entrée mal polarisée ?

Scrutation d'interrupteur et *pullup*

Si leur état est mal défini, les entrées ouvertes posent donc des problèmes de lecture. Un interrupteur ouvert doit ainsi être dans un état sans équivoque si on veut le scruter sans erreur possible. En général, on utilise pour cela une résistance qui force l'entrée au potentiel V_{CC} . Grâce à cette résistance de rappel (dite *pullup*), l'état de repos de l'entrée est un niveau 1. Si le microcontrôleur lit un état 0, il sait que l'interrupteur a été fermé.

La résistance de rappel externe (en pointillés sur la **fig. 7**) peut être omise, puisqu'une telle résistance est déjà intégrée pour chaque broche du port de l'ATmega. Il nous suffit de l'activer. Pour commander cette activation, de nombreux microcontrôleurs utilisent d'ailleurs un registre supplémentaire spécifique. Pas les AVR, ils se débrouillent avec seulement trois registres par port (PORTC, PINC et DDRC). Voici comment ça marche. En mettant à 0 tous les bits du registre DDRC, nous configurons les broches du port C comme entrées. Puis on force tous les bits du registre PORTC à 1 comme s'il s'agissait de sorties à mettre au niveau haut. C'est d'ailleurs ce qu'il se passe : les broches sont maintenant forcées au niveau haut, mais à travers des résistances de rappel internes d'environ 30 k Ω (Rpu sur la **figure 3**). Le registre PINB ne contient dès lors que des 1, sauf sur les broches qu'un contact externe relie à la masse.

Dans le code du **listage 4**, la ligne `Portc.5 = 1` active à elle seule la résistance de rappel de PC5. Les autres entrées du port C resteront forcées au potentiel de l'alimentation, mais peu importe, le programme ne scrute pas leur état. Notre programme est cette fois-ci prévisible : une entrée ouverte sera lue comme un 1 et la LED clignotera. Pour que le comportement du

Listage 4 : scrutation de port avec *pullup*.

```

'-----
'UNO_Input4.BAS
'-----
$regfile = "m328pdef.dat" 'ATmega328p
$crystal = 16000000      '16 MHz
'-----

Config Portb = Output
Config Portc = Input
Portc.5 = 1             'Pullup

Do
  If Pinc.5 = 1 Then
    Toggle Portb.5
    Waitms 250
  Else
    Portb.5 = 0
  End If
Loop

```

programme soit également univoque lorsque l'interrupteur est fermé, nous avons ajouté un bloc Else à la structure If. Les lignes entre Then et Else sont les instructions exécutées lorsque l'interrupteur est ouvert ; l'instruction entre Else et End If est celle exécutée lorsque l'interrupteur est fermé : éteindre la LED.

Au fait, la fiche technique de l'ATmega « précise » que la valeur de la *pullup* vaut entre 20 kΩ et 50 kΩ. Si vous préférez la précision à la loupe plutôt qu'à la louche, reliez un ampèremètre en parallèle avec l'interrupteur (ou à sa place). J'ai

mesuré 140 μA, soit une résistance de $5 [V] / 0,14 [mA] = 35,7 [k\Omega]$. Pile au milieu de la plage spécifiée par Atmel !

(130568 - version française : Hervé Moreau)

Liens

[1] www.elektor-magazine.fr/120574

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

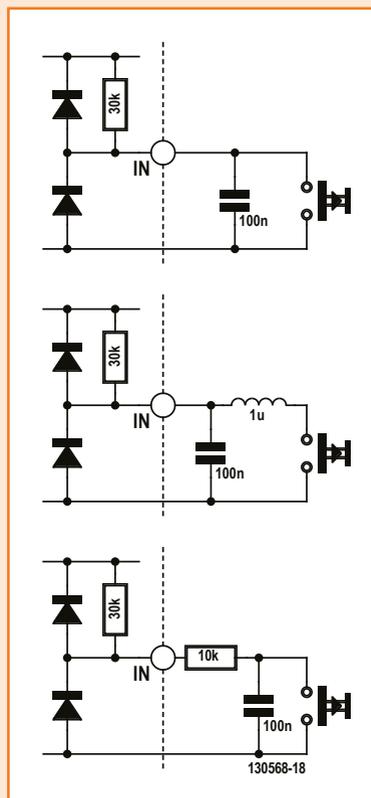
L'effet thyristor

Lorsqu'une tension d'entrée menace de dépasser la tension d'alimentation V_{CC} d'un circuit, on peut se servir de diodes pour protéger les E/S du microcontrôleur qui ne supporteraient pas ce dépassement.

Exemple RS-232 : la sortie de l'interface série d'un PC porte un signal de -12 V et +12 V, parfois un peu moins. Ces valeurs sont incompatibles avec les niveaux de 5 V supportés par une entrée CMOS. Une solution expéditive consiste à injecter directement le signal dans l'entrée via une résistance de protection de 10 kΩ ou de 100 kΩ, comme sur la figure 1, et à laisser les diodes de protection s'occuper du reste.

La solution a beau être rapide, elle n'en est pas moins sournoise ! Dans ce cas le courant de fuite qui traverse les diodes de protection ne doit en effet jamais excéder quelques milliampères, car tout circuit CMOS dissimule en son sein un thyristor parasite qui peut s'autoamorcer sous certaines conditions. Cet effet thyristor (*latchup* en anglais) a pour origine une sorte de sous-produit indésirable de la structure même des CMOS : un transistor NPN et un transistor PNP. Ce thyristor

peut aussi bien être déclenché par un courant de fuite de 100 mA que de 1000 mA, impossible de le savoir. Par contre une impulsion de courant extrêmement brève suffit. Les conséquences d'un effet thyristor dépendent uniquement de la valeur de la tension d'alimentation. Lorsqu'il survient, le composant CMOS draine tout le courant qu'il peut et se met à chauffer de façon dangereuse. S'il est brûlant, mettez vite le circuit hors tension et patientez quelques minutes. Avec un peu de chance le CI s'en sortira, mais souvent c'est trop tard. Dans ce cas, la résistance mesurée entre GND et V_{CC}



n'est plus que de quelques ohms, tout a grillé.

Une impulsion peut p. ex. survenir lorsqu'une personne chargée d'électricité statique touche l'entrée. Beaucoup de CI modernes peuvent subir sans dommage la décharge d'une tension statique de 15 kV, en admettant une résistance superficielle cutanée de l'ordre de 1 kΩ. La limite de déclenchement serait alors de 15 A, a priori improbable. Méfiez-vous tout de même, par exemple d'un câble de 12 V qui traînerait sur une table, surtout si l'alimentation a un gros condensateur de sortie. Qu'il touche le port, et le μC sera détruit.

Le premier schéma ci-contre est-il suspect ? A priori non, on y voit un anti-rebond classique avec condensateur d'entrée : en se fermant, le contact du bouton rebondit plusieurs fois et produit plusieurs impulsions. On intercale donc un condensateur et une résistance afin que le μC ne détecte qu'un seul changement de niveau. Ce schéma ne montre toutefois ni la longueur des lignes, ni leur inductance.

Remplaçons donc (schéma du milieu) le fil par une inductance, et souvenons-nous de l'émetteur à étincelles de Marconi : la fermeture de l'interrupteur amorce un circuit oscillant dont la fréquence d'émission vaut 500 kHz (avec $C = 100 \text{ nF}$ et $L = 1 \text{ }\mu\text{H}$). L'énergie est suffisante, car le condensateur a été préalablement chargé à travers la résistance de rappel. La diode de protection se prend la première oscillation de plein fouet. Si les conditions sont défavorables, le diabolique effet thyristor peut alors surgir. Le schéma du bas montre la parade : une résistance de limitation qui absorbe l'excès d'énergie.

modem acoustique Speedy 1200+

et David mit la pression aux Goliath des autorités des télécoms

Gerd Kowalewski
(Allemagne)

Certains d'entre vous ont peut-être entendu parler de modems capables, dans un passé obscur, de mettre un PC en communication avec des *BBS* sur le réseau téléphonique. Cela se faisait avec un coupleur acoustique. Au début des années 80, il a soulevé la poussière dans quelques bureaux des autorités de régulation des télécommunications.



D'abord, établissons le dialogue (ACK) pour ne pas larguer les moins de 40 ans : *BBS* signifie *Bulletin Board System*, *modem* est une abréviation de modulateur-démodulateur et *PC* signifie *Personal Computer*.

Les coupleurs acoustiques du début des années 80 étaient utilisés pour la communication numérique *via* les bons vieux combinés téléphoniques POTS (*Plain Old Telephone Service* [sans blague, note de la rédaction]) et même sur le réseau automobile allemand C-Netz (*Autotelefon*), pour atteindre un modem distant connecté quelque part par le réseau public commuté (*Public Switched Telephone Network*). Un tel appareil s'appelait un coupleur acoustique, ou *MUFF* aux États-Unis, avec le micro et l'écouteur du combiné logés dans des coussins de mousse en guise de joints acoustiques pour empêcher les bruits extérieurs d'interférer avec les données transmises par le canal vocal, une fois établie la communication avec le système distant.

Histoire et technique

Techniquement, cet appareil est un simple modulateur-démodulateur FSK (*Frequency Shift Keying*) connecté par une liaison sérielle asynchrone (USA : RS232C ; UE : CCITT V.24/V.28) à un ordinateur de bureau souvent construit par l'utilisateur du modem.

Probablement inoubliable : cette scène du film de John Badham, en 1983, *War Games*, avec les caractères qui défilent à la vitesse d'un escargot (300 bps) à travers un écran cathodique vert, quand un ado essayait de jouer à un jeu nommé *Thermo Nuclear War* contre le cerveau d'un superordinateur militaire, après avoir craqué le port modem d'une ligne secrète. Avec deux paires de fréquences compatibles avec le canal vocal pour une modulation FSK conforme à la norme étasunienne Bell 101 – rien moins que 300 bauds en full duplex – ou Bell 202 – « grande vitesse » à 1200 bauds HDX (*half duplex*) – ou encore les normes européennes équivalentes CCITT V.21 FDX et V.23 HDX, ces appareils établissaient une communication principale, ou même deux, dans la bande passante étroite du réseau téléphonique (300 Hz à 3,4 kHz, plus souvent 2,5 kHz), variable en fonction des lignes commutées et fortement parasitée. Le mode *full duplex* désigne une communication dans les deux sens simultanément ; le *half duplex* est une communication alternée, avec un changement de direction soumis à un protocole commun aux deux ordinateurs hôtes (qui se souvient de *Kermit*, *Xmodem*...?).

Il y avait même un mode mixte dans la norme CCITT V.23, le mode dit séparé (*split mode*) avec un canal de réception (RX) « rapide, à haut débit » à 1200 bauds et un canal d'émission (TX)

EST^D 2004

Rétronique est une rubrique mensuelle sur les pages glorieuses et jaunies de l'électronique, avec occasionnellement des montages de légende décrits dans Elektor. Si vous avez des suggestions de sujets à traiter, merci de les télégraphier à redaction@elektor.fr

lent à 75 bauds. Cette technique était utilisée en Allemagne pour le télétexte (*Bildschirmtext*) basé sur Datex-P de *Deutsche Bundespost*, ou le *Minitel* de *France Telecom*, deux des premiers réseaux numériques publics.

C'était le marché visé par EXAR avec les puces XR2206 de renommée mondiale (octobre 1976 !) et XR2211, de même qu'au moins une douzaine d'autres, comme l'AM7910 *Worldchip* d'AMD ou les séries 73K22x de *Silicon System*. EXAR/TI, *Rockwell*, AT&T et *US Robotics* devinrent vite les acteurs majeurs des solutions spécialisées à DSP pour les modems « pompes à données ».

Utilisation intelligente de la norme CCIT V.22

Le coupleur Speedy 1200+ était l'un des quelques types testés avec succès par le réseau *C-Netz*, la troisième génération de réseau allemand de radiotéléphone mobile, utilisée par des hommes d'affaires en vadrouille. Nous reparlerons des réseaux A, B et C dans une prochaine livraison. Ce Speedy 1200+ exploitait pour la première fois un type de modulation DPSK pour une liaison *full duplex* à 1200 bauds conforme à la norme CCITT V.22, en faisant un meilleur usage de la bande passante variable du canal vocal. Caractéristique unique en son temps, l'appareil utilisait un couplage inductif (choisi par un commutateur à glissière) au lieu du microphone traditionnel pour capter le signal par les fuites magnétiques de la bobine de l'écouteur. C'est ce qui évitait de capter des parasites acoustiques du côté à signal faible de l'appareil. Le commutateur de sélection était nécessaire pour la compatibilité avec les écouteurs piézo-électriques qui, eux, ne créent pas de champ magnétique.

Le système fonctionnait aussi en mode FDX 300 bauds CCITT V.21, avec sélection par commutateur *Originate* ou *Answer*.

Côté matériel, nous trouvons à l'intérieur du Speedy 1200+ un DSP 73K222 de *Silicon Systems Inc.* (plus tard *TDK Semi. Corp.*), un μ C 80C39, une eeprom de 8 Ko quelques puces d'interface V.28, amplis op., LED et interrupteurs.

Autres pays, autres normes

J'ai reçu de mon frère ce Speedy 1200+, il débarquait son bazar et l'a retrouvé encore dans sa boîte ! Or, vers 1986 j'ai travaillé quelques années pour son fabricant, CPV GmbH à Hambourg. C'était le temps des pionniers en Allemagne, dans l'agitation du changement à l'œuvre

dans tout le monde des télécommunications. Pour permettre la concurrence au niveau national, les réglementations européennes obligeaient l'autorité de tutelle allemande, *Deutsche Bundespost* (DBP), à ouvrir son réseau national et à assouplir quelques-unes de ses règles techniques très strictes. Ces jours passionnants virent la confrontation entre l'industrie et le ministère des postes et télécommunications au sujet de la rupture des structures encroûtées du monopole. En particulier le laboratoire d'essais ZZF (*Zentralamt für Zulassungen im Fernmeldewesen*) situé à Sarrebruck, se montrait efficace pour empêcher les compagnies étrangères de décrocher une homologation pour la vente en Allemagne de leurs appareils de communication. C'était aussi l'époque où un modem 300 bps FDX/1200 bps HDX, fonction-



L'inventeur et précurseur

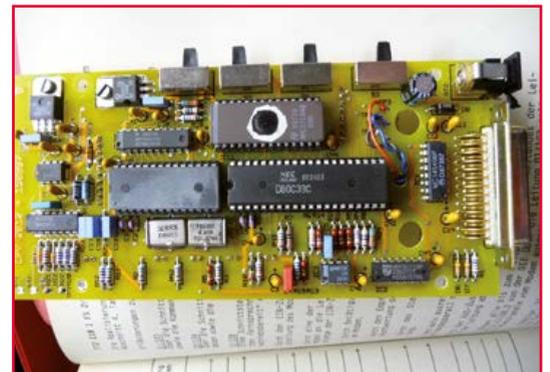
Robert Weitbrecht (1920-1983), sourd de naissance, physicien et radioamateur passionné, réalisa son premier appel à longue distance à l'aide de son invention nommée *acoustic coupler device*, connectée à un télétype (TTY) en mai **1964**. Son téléphone TTY, dit *deaf TTY*, fut le pionnier des télécommunications entre sourds autour du globe. Des machines à écrire légères et portatives combinées à des coupleurs acoustiques (comme le Silent 700 de TI) remplacèrent bientôt les antiques et monstrueux télétypes électromécaniques [1]. L'idée a été reprise et exploitée par la génération d'ordinateurs suivante.

nant en CCITT V.21 et V.23, portait, en plus de l'agrément ZZF, une étiquette de prix à hauteur de 3 000 DM. Les fabricants américains et asiatiques jetaient l'éponge devant le prix et les difficultés de l'homologation par type dans la vieille Allemagne.

Même des années plus tard, quand apparurent les ordinateurs portables, les normes étasuniennes semblaient dominer le monde des modems pour réseau commuté et pourtant seuls quelques-uns arboraient l'homologation ZZF, c'est-à-dire le pictogramme du cor de poste et le numéro d'agrément de l'appareil.

Exactement au même moment, la compagnie naine CPV GmbH prenait le train en marche. CPV

concevait de nombreux modems avec toutes les homologations allemandes, autant pour de nombreux fabricants de portables connus internationalement que pour quelques fabricants allemands. Il faut noter qu'à l'époque, il n'y avait rien qui ressemblât à une harmonisation des réglementations. Chaque pays européen, Suisse comprise (hors CE), avait sa propre procédure d'enregistrement et d'agrément technique. Rien d'étonnant à ce que cette diversité européenne ait rendu fous – et continue à le faire – les fabricants de gros volumes de matériel de communication ! Entretemps, les normes européennes et nationales ont été largement assouplies. Un modem



pour ligne commutée coûte environ 15 € ; c'est bon à savoir si d'aventure vous vouliez de nouveau en utiliser un le jour où votre ligne à large bande en Mbits/s ou Gbits/s sera hors service.

Versions suivantes

Pour cet appareil particulier, les PTT allemandes ont dû créer une nouvelle classe pour l'approbation – parce que personne n'avait pensé à appliquer la norme V.22 avec un coupleur acoustique ! Qu'importe, il a eu son étiquette avec le pictogramme du cor, ce qui l'autorisait à utiliser le réseau commuté public allemand. Une version postérieure améliorée est arrivée sur le marché, avec la première interface de ligne optique agréée en Allemagne, prévue initialement pour l'espace réduit des ordinateurs portables. Une autre version, cette fois avec une interface agréée FCC68, compression de données et correction d'erreurs MNP4, fit même son chemin jusqu'au COMDEX – pas étonnant qu'il fit un flop complet sur le marché étasunien.

130465 – version française : Jean-Paul Brodier

Lien ouèbe

[1] Deafness.about.com/od/peopleindeafhistory/a/weitbrecht.htm

Autres lectures

Une petite galerie de coupleurs acoustiques se trouve à :

[Commons.wikimedia.org/wiki/](https://commons.wikimedia.org/wiki/)

`Category:Acoustic_couplers?uselang=en`

Avec entre autres :

Dataphone S21 (Woerltronic, Cadolzburg)

CX-21 (Epson)

AK2000 (EDV-Kontor GmbH)

Datenklo (Chaos Computer Club, 1985)

AM211 (Anderson-Jacobson)

"307" (TRANSDATA)

Silent 700 (Texas Instruments— from RCS/RI collection)

Et encore :

Telecoupler II (Road Warrior Intl.) (claims 33.4 kbps)

Carterphone (1959) — historic acoustic coupling device

•bientôt dans Elektor



**BOB-FT311D :
interface USB
Android**

Un terminal Android est un accessoire très utile pour afficher des données reçues d'un circuit électronique quelconque, ou pour afficher les commandes à envoyer à ce circuit. Elektor propose ce petit circuit qui permet de communiquer directement avec un terminal Android. Il est construit autour du FT311D de FTDI, un circuit hôte USB Android.



**détecteur
d'activité
sismique**

Ce circuit donne un signal lumineux et sonore quand il détecte un tremblement de terre ou plus généralement un choc. Il consiste en un capteur piézo-électrique, un conformateur d'impulsions, un dispositif de signalisation et un relais. Grâce à un émetteur-récepteur (433 MHz), il est possible de transmettre sans fil le signal d'alerte.



**compte-tours à
afficheur OLED**

Sur un tour ou une fraiseuse, il est bon de connaître avec précision la vitesse instantanée de l'arbre. Pour cela nous proposerons un *shield* qu'il suffit d'associer à une carte Arduino. La détection des rotations est assurée par un couple LED-phototransistor. L'afficheur OLED donne aussi bien le nombre de tours que la durée totale d'utilisation.

Informations préliminaires sous réserves
Parution du numéro de juin : 21 mai

Publicité

Schaeffer
AG

FACES AVANT ET BOÎTIERS

Pièces unitaires et petites séries à prix avantageux.

A l'aide de notre logiciel – Designer de Faces Avant * – vous pouvez réaliser facilement votre face avant individuelle. GRATUIT: essayez-le! Pour plus de renseignements, n'hésitez pas à nous contacter, des interlocuteurs français attendent vos questions.

*Vous en trouverez la dernière version sur notre site internet.

- Calcul des prix automatique
- Délai de livraison: entre 5 et 8 jours
- Si besoin est, service 24/24



Exemple de prix: 34,93€
majoré de la TVA/
des frais d'envoi

Schaeffer AG · Nehmitzer Damm 32 · D-12277 Berlin · Tel +49 (0)30 805 86 95-0
Fax +49 (0)30 805 86 95-33 · Web info@schaeffer-ag.de · www.schaeffer-ag.de

DVD annuel 2013



Ce DVD-ROM réunit tous les articles d'ELEKTOR, le mensuel d'électronique et de micro-informatique appliquées, parus au cours de l'année 2013.

Il contient non seulement le texte des articles ainsi que les schémas, mais aussi tous les dessins des circuits imprimés, sous forme de fichiers à haute résolution.



ISBN 978-90-5381-277-8 • 27,50 €

elektor Pour commander en ligne :
www.elektor.fr/dvd2013

hexadoku

gymnastique mentale pour électroniciens

Lâchez tout, tondeuse, binette, bêche, sécateur... vous allez vous faire mal. Gare à votre dos ! Et à vos articulations... Ouh, que c'est dangereux tout ça. Mettez-vous donc plutôt à l'ombre dans un coin du jardin. Prenez un bon crayon, une gomme, une boisson fraîche, et installez-vous. Oui, comme ça, les jambes un peu en l'air pour que le sang afflue vers le cerveau... Car vous allez en avoir besoin, de votre cerveau. C'est l'heure de votre gymnastique *hexadokophile*. Remplissez la grille selon les règles, et envoyez-nous votre solution. Vous gagnerez peut-être. Et si vous ne gagnez pas, au moins vous ne vous serez pas coupé un doigt, ni tordu une cheville ou crevé un oeil.

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} juin 2014** à l'adresse **hexadoku@elektor.fr**

Les gagnants

La solution de la grille du numéro de mars (429) est : **0E4D6**
 Les cinq bons Elektor d'une valeur de **50 €** vont à : **Adrie van de Ven** (Pays-Bas), **Ola Sandin** (Suède), **Jose Carlos Negro** (Espagne), **Saudin Dizdarevic** (Bosnie-Herzégovine) et **Kiss Tibor** (Hongrie).
 Bravo à tous et félicitations aux gagnants !

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

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

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.

WIZnet

CONNECT THE MAGIC 2014 DESIGN CHALLENGE

LAUNCH: MARCH 3 / DEADLINE: AUGUST 3

Your mission?

Join the IoT revolution by designing an innovative 'Net-enabled electronics system using WIZnet's WIZ550io Ethernet module or W5500 chip.

Your reward? **A share of \$15,000 in cash prizes** and worldwide recognition from WIZnet, *Circuit Cellar*, and *Elektor*!

Anyone with a WIZ550io Ethernet module or W5500 smart Ethernet chip is encouraged to participate. The competition starts on March 3, 2014 at 12:00 PM EST and ends on August 3, 2014 at 12:00 PM EST. Get started today!

www.circuitcellar.com/wiznet2014

WIZnet's WIZ550io module is a complete Ethernet solution that includes the W5500 smart Ethernet chip (10/100 MAC/PHY, hardware TCP/IP, 32KB RAM buffer) and network interface (transformer and RJ-45) along with built-in MAC and default IP addresses.

For technical support: wizwiki.net/forum
To purchase: shopwiznet.com or shop.wiznet.eu

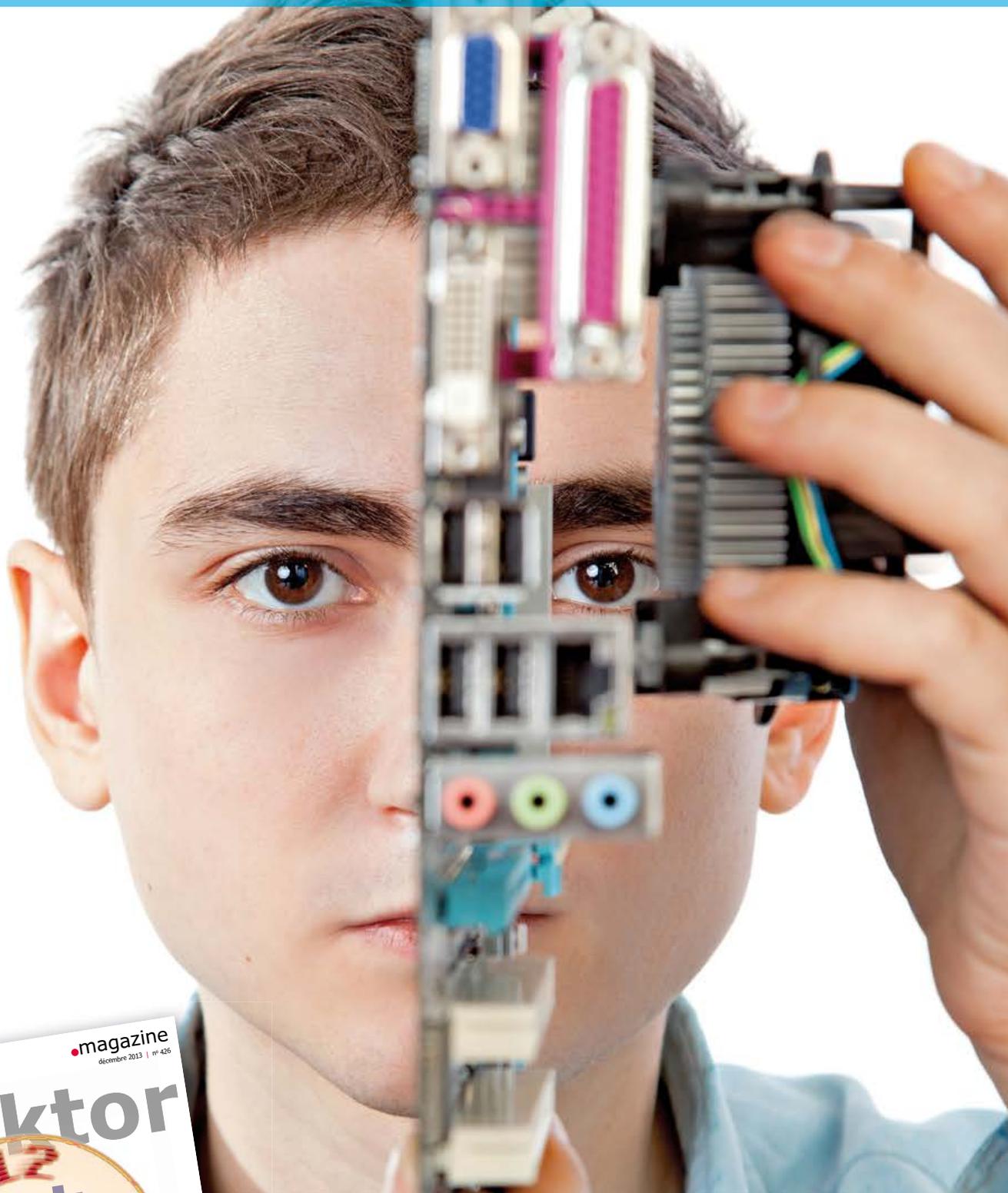
POWERED BY



Sign up for CC.Post to receive announcements and notifications!



le XXI^e siècle vient seulement de commencer



explorez l'électronique,
lisez **elektor**

www.elektor.fr/abo