



elektor

DÉCOUVRIR > CRÉER > PARTAGER

Concours de projets ESP32 de 2018



Proposez votre projet !

Dans cette édition :
8 projets du labo
4 projets de lecteur
ESP32, ESP8266, LED,
HC-SR04, TPS251X

circuit intégré universel pour chargeurs USB

- tubes Nixie • émulateur DCF77 à ESP8266
- Rétronique : générateur de sinus HP650A •
- minuterie programmable** • ESP32 très basse consommation, coprocesseur ULP • **carillon pour l'horloge de sable Elektor** • machines de gravure laser : le match • **démarrage en douceur d'une alim** • KiCAD

- **RPi : installez un cloud dans votre salon** • supercondensateurs • **jauge de niveau d'eau sans fil** • hors-circuits : convertisseurs DC/DC • **minuterie pour le thermostat de bureau wifi** • secrets d'une batterie de secours • **amplificateur BF numérique simple**



testeur de bus série Platino « universel »
désormais le bus n'attendra plus



pollution électromagnétique causée par les lampes à LED
mesures sur 14 modèles de lampes



wattmètre RF
jusqu'à 10 GHz



Le temps de programmation est trop long pour vous ?

L'outil de débogage et programmation de nouvelle génération MPLAB® ICD 4 programme deux fois plus vite !



Utilisant un microcontrôleur 32 bits cadencé à 300 MHz doté de 2 Mo de mémoire tampon, le MPLAB® ICD 4 possède une vitesse de programmation deux fois plus rapide que son prédécesseur. La vitesse et la flexibilité constituent les facteurs les plus importants au moment de choisir un outil de débogage. Le MPLAB ICD 4 réduit le temps d'attente et améliore ainsi la productivité en phase de débogage. Doté de la vitesse, de la flexibilité, de la durabilité, de la compatibilité avec de nombreux composants ainsi que de l'environnement de développement maintes fois primé MPLAB X, l'outil MPLAB ICD 4 vous aide à concevoir un système optimal.

- ▶ Débogage deux fois plus rapide qu'avec l'ICD 3
- ▶ Boîtier métallique robuste avec témoin LED de statut bien visible
- ▶ Plage de tension cible plus large que sur l'ICD 3
- ▶ 1 A de puissance en option pour la cible
- ▶ Réglage de la vitesse de débogage programmable pour une programmation optimisée
- ▶ Compatible JTAG à 4 fils



MPLAB ICD 4
(DV164045)

microchip
DIRECT
www.microchipdirect.com

 **MICROCHIP**

www.microchip.com/ICD4

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

@ : service@elektor.fr

Téléphone : (+33) 01 70 61 27 41
du lundi au vendredi de 10h à 13h

Télécopie : (+33) 01 70 61 27 42

www.elektor.fr | www.elektormagazine.fr

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

Publicité :

Margriet Debeij
Tél. : +49 (0)241 955 09 174
margriet.debeij@eimworld.com

DROITS D'AUTEUR :

© 2018 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.



Confiance en soi ou dans la machine ?

- *Tu me laisses le volant ?*, demande Dorian
- *Hors de question !*, répond sèchement John

John est le héros de la série télévisuelle *Almost Human*. C'est un policier du futur. Dans sa vie, l'électronique et l'informatique sont omniprésentes : une jambe bionique, une maison domotisée de la cave au grenier, un bureau sans papier... Dorian, son coéquipier, est un androïde.

Cette série pullule de capteurs, de systèmes de surveillance et d'automatisation, de réseaux informatiques, de traitement des mégadonnées... Pourtant le héros garde un espace de liberté bizarrement vierge de toute intelligence artificielle : sa voiture, qu'il doit conduire lui-même ! Elle n'est ni autonome ni pilotée à distance.

Cette série d'anticipation est-elle anachronique ou visionnaire ? Les voitures autonomes existent, on a même vu des prototypes de camions, mais rares sont les automobilistes assez confiants pour lâcher définitivement le volant.

On a vu si souvent des fabricants s'enthousiasmer pour une technologie sans parvenir à convaincre ceux à qui elle était destinée. Voyez par exemple les téléviseurs 3D ou les casques de réalité virtuelle censés envahir nos salons, comme ils sont à la peine...

Et vous, lâcheriez-vous sans hésiter le volant d'une voiture autonome ?

Mariline Thiebaut-Brodier

Notre équipe

Rédactrice en chef :	Mariline Thiebaut-Brodier (redaction@elektor.fr)
Rédaction internationale :	Thijs Beckers, Jan Buiting, Jens Nickel
Laboratoire :	Ton Giesberts, Luc Lemmens, Clemens Valens (responsable), Jan Visser
Coordination :	Hedwig Hennekens
Ont coopéré à ce numéro :	Yves Georges, Robert Grignard, Denis Lafourcade, Denis Langrand, Guy Matt, Jean-Louis Mehren, Denis Meyer, Hervé Moreau, Helmut Müller, Kévin Petit, Xavier Pfaff, Guy Raedersdorf
Service de la clientèle :	Cindy Tijssen
Graphistes :	Giel Dols, Mart Schroijsen, Patrick Wielders
Elektor en ligne :	Daniëlle Mertens

un nuage en forme de framboise

installez un cloud dans votre salon

pollution électromagnétique causée par les lampes à LED

mesures sur 14 modèles de lampes



12

Pendant plus de cent ans, « lumière artificielle » a été synonyme de lampe à incandescence. Mais son faible rendement lumineux lui a valu des critiques et finalement son abandon par l'Union européenne. Les tubes luminescents ont un meilleur rendement, mais supportent mal l'allumage fréquent et le mercure qu'ils contiennent n'est pas très écolo-compatible. Lorsque le prix des lampes à LED est devenu plus abordable, on s'est rendu à l'évidence que l'éclairage à semi-conducteurs était clairement le successeur idéal. Alors, tout va bien ! Pas vraiment, car il existe des rapports sur les rayonnements parasites émis par certaines lampes à LED. Raison suffisante pour qu'Elektor mène l'enquête.

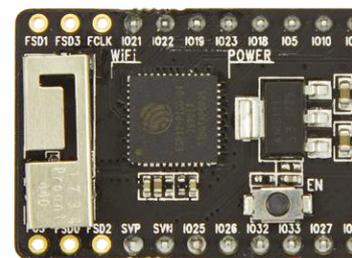
- 5 bientôt dans Elektor
- 11 Elektor : guide de connexion(s)
- 21 générateur de texte Tektronix
drôle de composant n°35
- 49 Q & R
(presque) tout ce que vous avez toujours
voulu savoir sur... les tubes Nixie
- 63 vol tous azimuts
pilote par Clemens Valens
- 101 agenda
mars-avril 2018
- 123 Rétronique
générateur de sinus HP650A (± 1948)
- 126 questions d'éthique
censure sur internet
pendant le référendum catalan
comment elle a été contournée
- 128 l'e-choppe d'Elektor
- 130 hexadoku
casse-tête pour elektorniciens

en coulisse

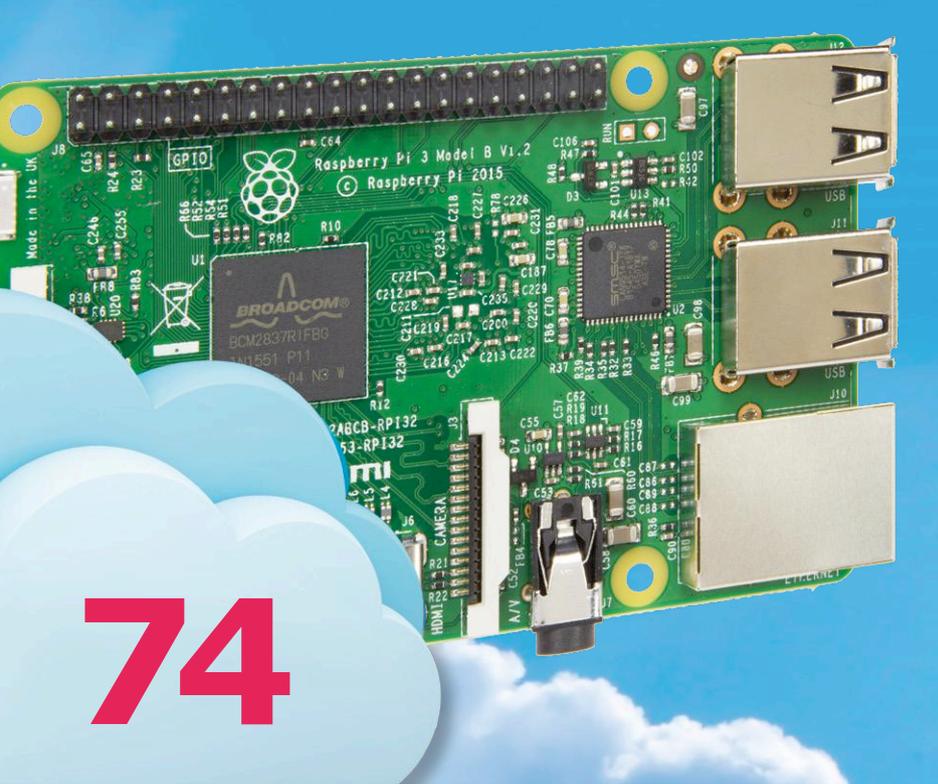
- 6 Concours vidéo
...les gagnants sont...
- 12 pollution électromagnétique
causée par les lampes à LED
mesures sur 14 modèles de lampes
- 30 bons baisers de Russie...
plus de 400 circuits sur 400 pages
- 32 ESP32 très basse consommation
programmation du coprocesseur ULP
- 52 machines de gravure laser : le match
que valent les graveurs laser chinois
bon marché ?
- 61 concours de projets ESP32 de 2018
- 66 KiCAD
un incroyable colosse

- 82 trucs et astuces
modification d'un enregistreur de
température
- 97 supercondensateurs
tension faible et courant fort... ou pas ?
- 105 bruits de labo...
secrets d'une batterie de secours
- 116 hors-circuits de R. Lacoste
le BA-B.A des convertisseurs DC/DC,
les inductances démystifiées
- 121 projet 2.0
corrections, mises à jour et
courrier des lecteurs

concours de ESP32



**2 500 € de
prix à gagner !**



74

wattmètre RF

jusqu'à 10 GHz

L'usage de radiocommandes pour le modélisme aérien, entre autres, est soumis à des règles strictes justifiées. Elles valent non seulement pour la fréquence d'émission, mais aussi, et surtout pour la puissance injectée dans l'environnement. Ce wattmètre radiofréquence vous permet de vérifier votre puissance d'émission, sans limites jusqu'à 10 GHz.

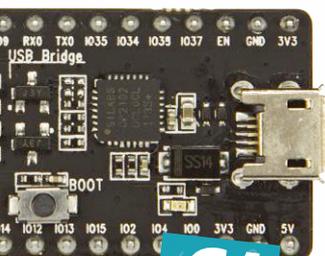


42

- 39 carillon pour l'horloge de sable Elektor
arrivée en fanfare des vibrations de lissage
- 42 wattmètre RF
jusqu'à 10 GHz
- 57 démarrage en douceur
protection de l'alimentation et la charge
- 74 un nuage en forme de framboise
installez un cloud dans votre salon
- 84 jauge de niveau d'eau sans fil
n'en perdez pas une goutte
- 88 testeur de bus série Platino « universel »
désormais le bus n'attendra plus
- 102 minuteries pour
le thermostat de bureau wifi
sept canaux de temporisation
d'une précision atomique
- 107 amplificateur BF numérique simple
quand les CMOS font de l'analogique
- 110 signalisation pour trains miniatures
feu vert au langage Ladder

 bientôt sur ces pages

projets
de 2018



61

 sur la scène : les projets

- 8 circuit intégré universel
pour chargeurs USB
juste six broches, pas de microcontrôleur
- 22 émulateur DCF77 à ESP8266
des ondes radio à l'internet
- 26 minuterie programmable
commande de 8 ou 16 canaux

Extrait du sommaire du prochain numéro :

- Horloge VFD avec ESP32
- Journal lumineux à ESP8266
- LC-mètre
- Mise à jour DAC audio
- Projets LoRa de télémétrie
- Radio DAB/DAB+
- Référence de 10 MHz à base de GPS
- Réveil à triple affichage
- Serre IdO
- Etc.

Sous réserve de modification.
Le numéro de mai-juin 2018 paraîtra le 19 avril 2018.

Concours vidéo



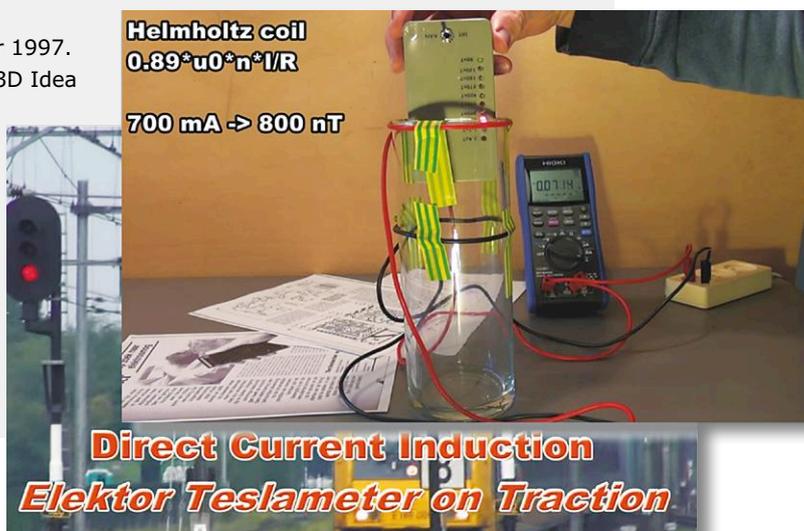
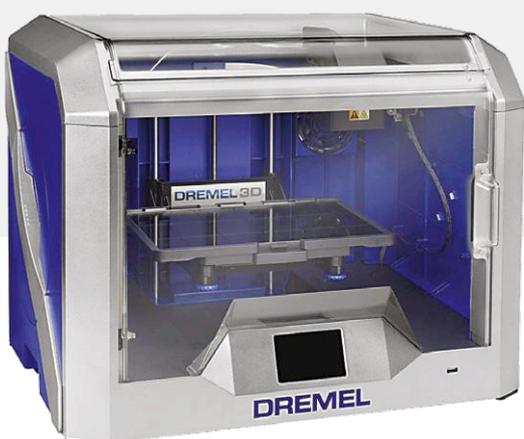
Dans le numéro de sep.-oct. 2017 d'Elektor, nous avons lancé, avec beaucoup d'espoir, un concours de vidéo – et nous avons mis au défi tous les Elektoriens de tourner une vidéo sur un projet Elektor et de nous l'envoyer. Pour rendre ce concours particulièrement attrayant, nous n'avons pas mégoté sur les prix.

Nous avons été très, très surpris ! Nous n'avons reçu que quatre envois (oui, vous avez bien lu). En outre l'un des participants a été immédiatement disqualifié (voir ci-dessous). Apparemment, les lecteurs d'Elektor préfèrent passer du temps avec un fer à souder plutôt qu'avec une caméra vidéo.

Les trois plus gros prix disponibles (sur un total de quinze) ont été attribués à ces trois participants. L'intention initiale du jury était de classer les quinze projets qui auraient reçu le plus de « coups de cœur ». Après de longues délibérations, le jury a décidé d'attribuer les prix comme suit :

Grand prix

La vidéo « Direct Current Traction – Elektor Teslameter on Traction » de **Mark van Helvoort** (Pays-Bas) a été visionnée plus de mille fois. Dans cette vidéo, Mark démontre que les trains néerlandais, qui roulent en courant continu, peuvent causer des interférences dans d'autres circuits et dispositifs. Il a utilisé pour cela le teslamètre d'Elektor, publié dans le numéro de janvier 1997. Mark est récompensé avec une luxueuse imprimante 3D Idea Builder 3D40 de marque Dremel, d'une valeur commerciale de 1.449 €.



Grand prix : <https://youtu.be/ZWnuH0qdly0>

1^{er} prix

La vidéo d'**Alexander Becker** (Autriche) sur son préamplificateur Elektor a été visionnée plus de 550 fois. Dans cette vidéo, Alexander montre comment il a construit son préamplificateur Elektor haut de gamme (dont le premier volet a été publié dans le numéro d'avril 2012) et il y présente les fonctions qu'il a ajoutées. Le jury a été particulièrement impressionné par la manière exemplaire dont le préamplificateur a



été construit. Le premier prix est un oscilloscope PicoScope 2208B 100 MHz d'une valeur commerciale de 1.099 €.

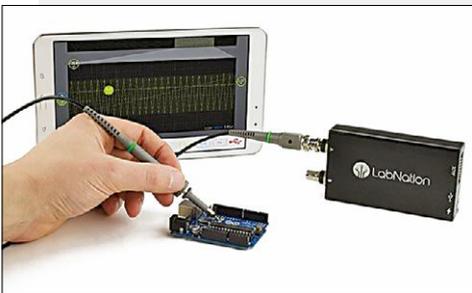


1^{er} prix : <https://youtu.be/3TOsPorZKx4>

2^d prix

Dans sa vidéo « Elektor Scherzartikel », **Rainer Schuster** (Allemagne) examine de plus près quelques-uns des fameux (ou tristement célèbres) circuits « cocasses » que les rédacteurs d'Elektor publiaient dans les numéros doubles d'été des années 70 et 80 du siècle dernier. La vidéo de Rainer a été visionnée plus de 400 fois.

Jan Buiting, rédacteur en chef de la rubrique « Rétronique », a été particulièrement séduit par cet envoi. Pour ceux qui ne s'en souviennent pas : le deuxième prix est un SmartScope Maker Kit de LabNation d'une valeur commerciale de 300 €.



2^d prix : <https://youtu.be/2f75IK12Wjo>

Disqualifié

Le règlement interdisait aux employés d'Elektor et à leur famille de participer au concours. Toutefois, le gourou de notre labo, **Clemens Valens**, a tenté sa chance. Déguisé sommairement en *Darth Vader*, personnage bien connu de *Star Wars*, il a essayé de tromper le jury avec sa vidéo sur le synthétiseur de musique MicroTesla (dont l'article est paru dans le numéro de janv.-fév. 2018). Heureusement, le jury ne s'est pas laissé abuser.

Cette imitation de Dark Vader (certes très bonne) a été disqualifiée. — <https://youtu.be/I2Lc8gIPMW>



Félicitations !

Toute l'équipe d'Elektor félicite chaleureusement les participants pour le temps qu'ils ont pris pour réaliser leur vidéo et nous leur souhaitons beaucoup de satisfaction avec le prix qu'ils ont gagné ◀

(160562)

circuit intégré universel pour chargeurs USB

juste six broches, pas de microcontrôleur

Tam Hanna

Vous travaillez plutôt avec des microcontrôleurs, des systèmes sur puce (SoC), des afficheurs LCD et autres contrôleurs d'écrans tactiles, mais parfois vous souhaitez (ou devez) intégrer à votre projet une tablette ou un ordiphone bon marché. Se pose alors la question de l'alimentation. Si vous voulez construire vous-même un chargeur USB, attendez-vous à en voir de toutes les couleurs. En effet, il ne suffit pas de connecter les lignes du +5 V et de masse d'une prise USB. En outre il existe une bonne demi-douzaine de spécifications de charge différentes, le processus de charge échouera si les exigences particulières d'un appareil mobile ne sont pas remplies. Mais un circuit intégré à seulement six broches vient à votre rescousse...

La construction d'un chargeur de 5 V pour appareil mobile est bien plus complexe qu'il n'y paraît. Les appareils mobiles ont leurs exigences et demandent bien plus que les 5 V présents au bout de leur câble de charge. C'est bien beau qu'aujourd'hui presque tous les appareils mobiles puissent accepter 5 V et être rechargés par un chargeur USB (voir la collection de la **fig. 1**), mais en plus de la tension, les broches de données du câble USB doivent également être correctement connectées, sans quoi l'appareil mobile dédaignera l'énergie proposée. Comme le montre la **figure 2**, certains fabricants ont leur propre standard sur les lignes de données, cette prolifération sauvage n'est pas particulièrement utile et ne fait qu'ajouter à la confusion.

Brouillamini de spécifications

Concevoir un chargeur simplement adapté aux spécifications de l'appareil que vous comptez utiliser, plutôt que de s'attaquer au fouillis des spécifications, n'est pas non plus une stratégie très futée. En effet la tablette ou l'ordiphone sera rapidement obsolète ; lorsque vous le remplacerez, le chargeur ne sera plus compatible. Un port de recharge (largement) universel est donc de loin la meilleure approche afin que l'on n'ait pas à modifier l'électronique pour l'adapter aux exigences des nouveaux appareils mobiles.

Il existe plusieurs manières de construire un chargeur USB complet sans microcontrôleur dédié. Selon la spécification



Figure 1. Divers chargeurs USB. De gauche à droite : chargeur Apple 10 W pour iPad, chargeur Apple 5 W pour iPhone, chargeur Logitech 5 W, chargeur Noname 5 W.

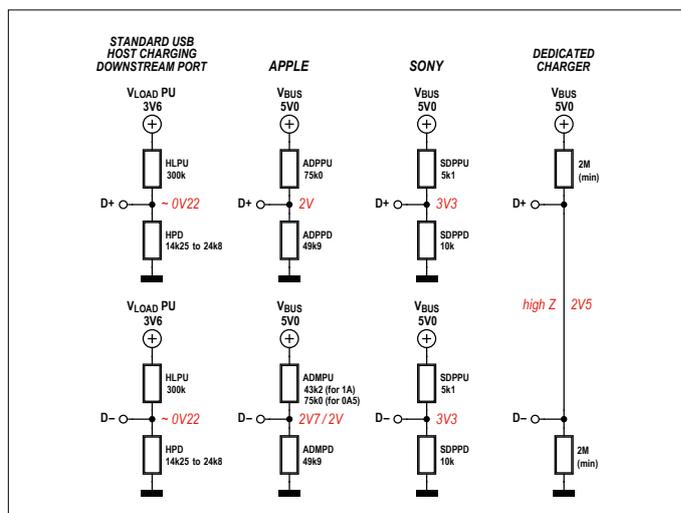


Figure 2. Certains fabricants gèrent différemment le câblage des lignes de signal du port USB. (Source : Maxim)

Caractéristiques techniques

- Courant de charge : 1 A (5 W) et 2 A (10 W)
- Tension : 5 V
- Spécification : DCP version 1.2
- Boîtier : CMS SOT23, six pôles

DCP, dans notre cas la version **Dedicated Charging Port 1.2**, la connexion des lignes de données différentielles devrait être réalisée comme l'indique la **figure 3**. On y voit comment un appareil mobile (à gauche) interagit avec un chargeur compatible DCP correctement câblé (à droite).

Malheureusement tous les fabricants ne respectent pas cette spécification, certains d'entre eux même pas du tout : Apple utilise par ex. des diviseurs de tension spéciaux (voir fig. 2). L'absence des tensions attendues sur les lignes de signal ne permet même pas de commencer la charge. Pourquoi Apple fait-il cela ? Bien entendu pour s'assurer que seuls les chargeurs de grande qualité de leur propre production soient connectés aux appareils coûteux d'Apple. En d'autres termes, Apple veut aussi garder le monopole du marché avec les chargeurs.

Six broches suffisent

Texas Instruments a de tout temps été actif dans tout domaine où il est question d'alimentation. Pas étonnant donc que TI propose une solution : les petits circuits intégrés de la série TPS251X. Il s'agit d'un groupe de CI spécialisés, connectés à un port USB. Ils analysent les lignes de signaux différentiels lors de la mise en route, et présentent ensuite à l'appareil mobile connecté la configuration souhaitée.

D'un point de vue technique, l'utilisation de ces circuits intégrés est presque triviale. Si vous envisagez d'utiliser un tel CI dans vos projets, il est important de noter que le CI indique à l'appareil mobile via les lignes de données si la source d'alimentation de 5 V en amont du chargeur est en mode habituel, à savoir 5 W, ou si celle-ci peut délivrer une puissance de 10 W (**fig. 4**).

Il est intéressant de noter que les descriptions du CI ne mentionnent rien sur la tension de charge ou la limitation de courant : TI propose à cet effet un composant approprié avec un autre CI de type TPS2561A, mais cela dépasse le cadre de cet article. La règle suivante s'applique donc : ce qui est annoncé à l'appareil mobile par le TPS251X doit pouvoir être fourni.

Expérimenter

Avec seulement six broches, les composants ne sont pas seulement merveilleusement simples, mais aussi très petits, car fabriqués par TI uniquement au format CMS SOT23. Ce n'est pas vraiment idéal pour bricoler ou expérimenter. Même si un tel CI peut être soudé à la main avec effort par un auteur souffrant de tremblement pathologique, il est recommandé pour les expériences de l'implanter d'abord sur une carte d'adaptation que l'on pourra raccorder ensuite facilement au montage à l'aide de fils, sans risque de court-circuit. L'auteur a utilisé à cette fin une carte d'adaptation disponible dans le commerce auprès d'Aries (**fig. 5**).

Dans un deuxième temps, le module est relié à une carte à trous. Mais attention : la plupart des connecteurs USB doivent être travaillés avant d'être soudés. Si vous souhaitez utiliser les systèmes de maintien (pattes du blindage de la prise USB)

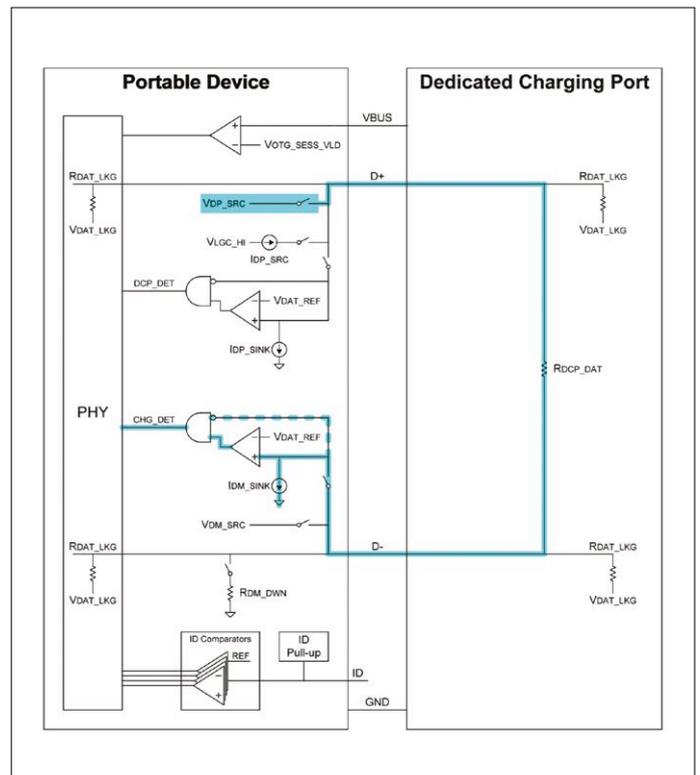


Figure 3. Un appareil mobile (à gauche) interagit avec un port de chargement compatible DCP (à droite). Illustration : USB Implementers Forum [1]

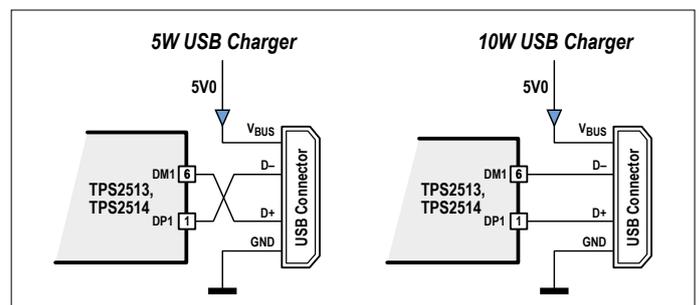


Figure 4. Selon le mode de connexion, les CI signalent à l'appareil mobile une puissance de 5 W ou 10 W.

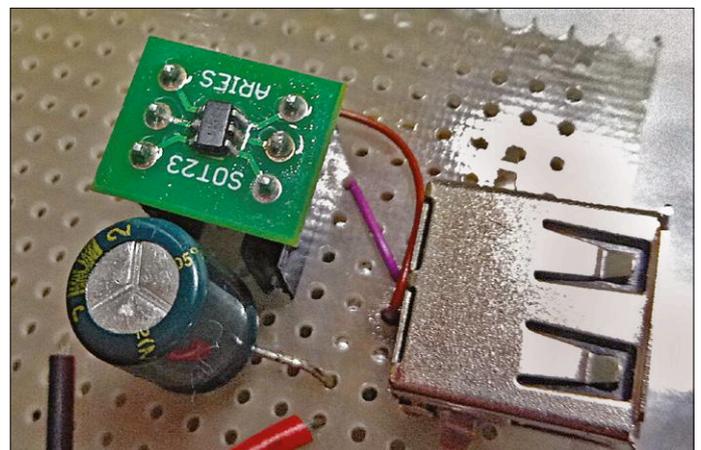


Figure 5. Carte de liaison pour boîtier CMS au format SOT23 d'Aries, équipée du CI de TI.

pour une meilleure stabilité, il vous faudra aussi percer les trous appropriés, ce qui revient à un fraisage à la main sans perceuse à colonne.

Passons à présent à l'électronique : le montage d'un condensateur céramique entre les deux broches « DM » et « DP » est explicitement recommandé par TI dans sa documentation, j'ai respecté cette consigne. Somme toute, on ne sait jamais ce que les appareils connectés produisent comme pics de tension qui pourraient endommager le CI.

Étape suivante : l'énergie nécessaire est fournie par toute source d'alimentation de laboratoire, chez l'auteur une alim HP 6624A. La tension est réglée sur 5 V et le courant est limité à 3 A. Compte tenu du courant en jeu, les câbles fins et longs sont à proscrire, sans quoi la chute de tension serait trop élevée. Si nécessaire, réglez la tension légèrement au-delà, à exactement 5,1 V (pas plus !). Un appareil mobile peut à présent être connecté.

Le premier appareil de test fut un BlackBerry Q10 : l'appareil se montre très pointilleux avec les chargeurs. Le branchement fut également l'occasion d'un message d'erreur selon lequel le câble de chargement était inapproprié pour le BlackBerry Q10, et donc que seule une charge lente serait réalisée. Ce message a cependant disparu en une à deux secondes, puis une consommation de 1 A a été affichée sur l'ampèremètre de l'alimentation de laboratoire : la charge était clairement « rapide ».

Même le Kindle Fire de la compagnie de l'auteur n'a fait aucune difficulté avec cette configuration, pour preuve une consommation de 1,6 à 1,8 A.

Dépannage

Les circuits à base d'USB peuvent causer de sérieux problèmes. Une des raisons en est que les tolérances de tension de la spécification USB sont serrées, alors que les chutes de tension sur les lignes et les circuits imprimés provoquées par des courants potentiellement élevés peuvent facilement dépasser les limites de ces tolérances.

Renoncez aux dominos !

Si vous insérez un domino entre le circuit électronique du chargeur et son bloc d'alimentation, vous risquez de provoquer des chutes de tension si les courants sont intenses ; ces chutes peuvent facilement atteindre plusieurs centaines de millivolts. Les appareils connectés seront contrariés : selon la spécification, ils l'interprètent comme une incitation à stopper ou ralentir le processus de charge (voir **fig. 6**).

Ne lésinez pas sur la qualité du câble !

La nuisance numéro deux, ce sont des câbles micro-USB de piètre qualité. Si les torons sont trop fins ou si le câble est trop long, la résistance résultante du câble devient trop élevée. La chute de tension à travers les lignes provoque alors une sous-alimentation de l'appareil connecté, ce qui entraîne également le passage de l'appareil à un mode de charge plus lent que nécessaire.

Conclusion

Si vous devez concevoir un chargeur USB pour un appareil particulier, vous n'êtes pas obligé d'utiliser le circuit intégré de TI. Mais comme précisé au début, cela en vaut souvent la peine. Le surplus de travail pour ajouter ce circuit au montage

Une horde de circuits intégrés !

Texas Instruments propose quatre circuits intégrés différents dans sa série TPS251X. La série TPS2513X peut contrôler deux ports de charge dédiés tandis que la série TPS2514X est conçue pour un seul port. Les versions avec le suffixe -A et les variantes sans suffixe diffèrent par leurs tensions de diviseur : certains ordinateurs et certaines tablettes supportent un mode de charge de 12 W, qui n'est maîtrisé que par la série A. Vous trouverez les caractéristiques détaillées dans les fiches de données correspondantes [2].

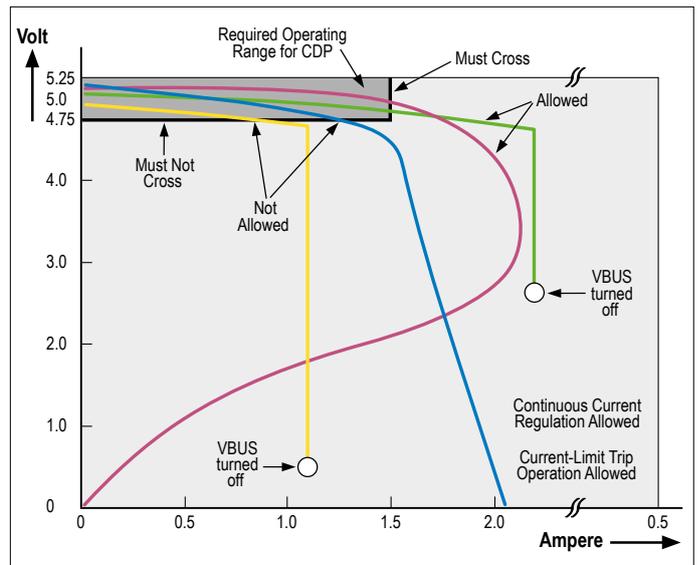


Figure 6. Conditions de fonctionnement autorisées pour un chargeur USB avec différents courants de charge. (Source : www.usb.org)

est acceptable et le coût du circuit intégré (env. 2 €) reste raisonnable. Grâce à ces six broches, votre montage sera plus flexible avec un chargeur plus universel.

Pour l'auteur, les circuits intégrés sont d'une grande aide pour son projet actuel : transférer des données d'un ordinateur sur une tablette par Wi-Fi. Dans un souci de pérennité et de flexibilité par rapport au matériel connecté, le port de charge a été réalisé avec ce circuit intégré réellement universel, car TI couvre pratiquement toutes les normes importantes avec sa série TPS-251X. ◀

(160360 - version française : Xavier Pfaff)

Liens

- [1] http://composter.com.ua/documents/BC1.2_FINAL.pdf
- [2] <http://goo.gl/wxSyJV>



DANS L'E-CHOPPE

→ 17597

carte de liaison USB pour expériences avec l'USB
www.elektor.fr/usb-breakout

la communauté d'Elektor

DÉCOUVRIR → CRÉER → PARTAGER

83

pays

248342

membres actifs

1045

experts & auteurs

514

publications

250000

visiteurs (par mois)

Elektor, c'est bien plus qu'un simple magazine. C'est une communauté d'électroniciens, du débutant au professionnel, désireux d'apprendre, de concevoir et de partager une électronique qui étonne.



Boutique en ligne d'Elektor : la caverne d'Ali Baba des électroniciens ! 10 % de remise permanente pour les membres GREEN et GOLD.
www.elektor.fr



Magazine Elektor : six numéros par an d'électronique inédite (projets, bancs d'essais, cours, trucs et astuces, actualité...)
www.elektormagazine.fr



Elektor PCB Service : gravure à la demande de vos circuits imprimés, en un ou plusieurs exemplaires.
www.elektorpcbservice.com



Elektor GRATUIT, version numérique : lettre d'information à l'affût des nouveautés.
www.elektor.fr/inscription



Elektor Academy : l'apprentissage par la pratique au travers de webinaires, séminaires, ateliers, DVD...
www.elektor.fr



Livres Elektor : Arduino, Raspberry Pi, ESP32, IdO, Linux et bien d'autres.
10 % de remise pour les membres !
www.elektor.fr



Elektor TV : présentations, comptes-rendus, déballage et évaluation de produits.
Pour y voir plus clair. www.elektor.tv



Elektor Labs : l'incubateur où partager ses projets et participer à ceux des autres. Nous faisons grandir vos idées !
www.elektormagazine.fr/labs

connectez-vous à notre communauté

formule

GREEN 1,78 €/semaine

- ✓ accès à l'archive d'Elektor
- ✓ 10% de remise dans l'e-shoppe
- ✗ 6x magazine imprimé
- ✓ 6x magazine numérique
- ✓ des offres exclusives
- ✓ accès à plus de 1 000 fichiers Gerber
- ✗ le DVD annuel d'Elektor

connectez-vous

www.elektor.fr/formule-greencard

formule

GOLD 2,45 € / semaine

- ✓ accès à l'archive d'Elektor
- ✓ 10% de remise dans l'e-shoppe
- ✓ 6x magazine imprimé
- ✓ 6x magazine numérique
- ✓ des offres exclusives
- ✓ accès à plus de 1 000 fichiers Gerber
- ✓ le DVD annuel d'Elektor

connectez-vous

www.elektor.fr/formule-goldcard

formule

GRATUITE

- ✗ accès à l'archive d'Elektor
- ✗ 10% de remise dans l'e-shoppe
- ✗ 6x magazine imprimé
- ✗ 6x magazine numérique
- ✓ des offres exclusives
- ✗ accès à plus de 1 000 fichiers Gerber
- ✗ le DVD annuel d'Elektor

connectez-vous

www.elektor.fr/inscription



facebook.com/ElektorFR



twitter.com/Elektor

pollution électromagnétique causée par les lampes à LED

mesures sur 14 modèles de lampes

Alfred Rosenkränzer (Allemagne)



Pendant plus de cent ans, « lumière artificielle » a été synonyme de lampe à incandescence. Mais son faible rendement lumineux lui a valu des critiques et finalement son abandon par l'Union européenne. Les tubes luminescents ont un meilleur rendement, mais supportent mal l'allumage fréquent et le mercure qu'ils contiennent n'est pas très écolo-compatible. Lorsque le prix des lampes à LED est devenu plus abordable, on s'est rendu à l'évidence que l'éclairage à semi-conducteurs était clairement le successeur idéal. Alors, tout va bien ! Pas vraiment, car il existe des rapports sur les rayonnements parasites émis par certaines lampes à LED. Raison suffisante pour qu'Elektor mène l'enquête.



Comme on vient de le noter, la période de gloire des tubes luminescents a été très courte. Il n'y avait pas que la présence de produits toxiques qui posait problème, leur « qualité de lumière » et surtout leur réaction aux allumages fréquents étaient loin de l'optimum. Après l'allumage, il leur fallait un certain temps pour atteindre leur luminosité nominale. Et leur durée de vie procurait des mauvaises surprises si on les allumait trop fréquemment. Ils ont été pratiquement balayés du marché dès que les lampes à LED ont atteint une puissance et un rendement suffisants et que leur prix est devenu abordable. Depuis, ces lampes sont devenues disponibles sous des formes, des culots et des températures de couleurs variés. Après l'allumage, elles sont (le plus souvent) immédiatement lumineuses, les allumages fréquents ne leur font pas (ou très peu) d'effet et, (sauf certains produits à bas coût suspects) leur durée de vie est fort réjouissante. Les lampes à LED sont donc écologiques aussi bien qu'économiques. Voilà qui est tout à fait satisfaisant et on peut donc tranquillement se tourner vers d'autres problèmes. Quoique...



Tableau 1. Liste des lampes à LED.

N°	Fabricant	Référence	Puissance	Lumen	Lm/W	Poids	Scintillement	f1	FM	OC
0	Osram	Incandescence	60,0 W	710	11,8	23 g	oui			
1	Osram	AB48940	9,5 W	806	84,8	43 g	—			
2	Blaupunkt	ILUA70-16WB B P	16,0 W	1521	95,1	72 g	—			
3	Philips	A60 7W12430	7,0 W	806	115,1	41 g	faible			
4	Müller Licht	400006	5,5 W	470	85,5	34 g	oui			
5	Müller Licht	Retro LED 400223	4,0 W	470	117,5	17 g	—			
6	Osram	LED Star Classic A60	7,0 W	806	115,1	29 g	—			
7	Toom	G60	10,0 W	806	80,6	63 g	—			
8	Opplé	LED-EG50-E27	6,5 W	470	72,3	82 g	—			
9	Sygonix	TLK-A60-806PM	9,5 W	806	84,8	94 g	—			
10	IKEA	Ryet 1000	11,5 W	1000	87,0	72 g	—			
11	IKEA	LEDARE 600	8,6 W	600	69,8	78 g	oui			
12	IKEA	Ryet 400	5,0 W	400	80,0	40 g	—			
13	IKEA	LEDARE 1000	13,0 W	1000	76,9	122 g	oui			
14	B1	LED Lampe	8,8 W	806	91,6	52 g	—			



Des problèmes ?

Début décembre 2017, Elektor reçut de la part d'un membre du DARC (Club des Radio-Amateurs allemands) une note sur la constatation d'un nombre croissant de perturbations radio, radioamateur et Wi-Fi dues à des lampes à LED. Elektor a rapporté les faits dans un article en langue allemande mis en ligne [1], qui a été consulté plus de 100.000 fois. Fin 2017, le DARC a mis sur son site web une liste de produits d'éclairage à LED avec des mesures de spectre [2] qui complétait la publication d'un article avec des mesures dans leur revue CQ DL (n°10/2017). L'organisation de consommateurs *Stiftung Warentest*

s'est également occupée des lampes à LED, mais pas du point de vue des perturbations électromagnétiques. Raison suffisante pour Elektor d'approfondir cette question : pour cet article, nous avons examiné quatorze lampes à LED. De plus, vous aurez droit à un petit mode d'emploi qui vous permettra d'évaluer, sans une grosse collection d'instruments de mesure, la pollution électromagnétique causée par vos lampes à LED.

Procédure

Pour commencer, nous avons acheté sur l'internet, chez IKEA et dans un magasin de bricolage local, une série de treize lampes à LED différentes avec un culot

E27, complétée par une lampe fournie par un collègue intéressé. Ces lampes sont considérées comme représentatives de beaucoup d'autres modèles. La série inclut des produits de sociétés renommées, des lampes sans marque et une marque de bricolage. Ce mélange n'est pas obligatoirement représentatif, mais c'est un bon exemple de ce qui est couramment disponible dans le commerce. Le **tableau 1** donne la liste des lampes examinées et, en plus des principales caractéristiques, le résultat qualitatif de l'évaluation par des couleurs (**bon**, **passable**, **médiocre**, **mauvais**). Mais voilà qui est loin de tout dire. Comme les électroniciens sont à juste titre curieux

du quoi, du comment et du pourquoi, les pages suivantes présentent les procédures et les méthodes de mesure, ainsi que beaucoup d'oscillogrammes.

Parasites

Il faut tout d'abord éclaircir pourquoi il peut se produire des parasites et de quel genre. Le secteur fournit une tension alternative pratiquement sinusoïdale de 230 V_{eff} et à une fréquence de 50 Hz. Dans l'idéal, c'est de la basse fréquence pure sans, dans le sens propre du terme, aucun harmonique. En réalité, il y a des réglages d'intensité lumineuse, des moteurs et des alimentations de PC, etc. qui, combinés aux composantes résistives et inductives du câblage domestique, déforment plus ou moins la belle sinusoïde. Ce qui cause un spectre d'harmoniques qui peut s'étendre jusqu'aux domaines des hautes fréquences et perturber les appareils qui exigent l'absence de ce type de parasites pour un traitement correct de l'information, comme les postes de radio ou les émetteurs-récepteurs de radioamateurs, pour ne citer que les principales catégories.

Aux temps pré-technologiques, il y avait moins de sources de parasites. Justement, la bonne vieille lampe à incandescence n'était au fond qu'une résistance pure qui ne déformait pas l'onde sinusoïdale. Pendant sa courte vie, elle n'était pas non plus complice de méfaits comme le décalage de phase. Par contre, il en va tout autrement avec les lampes à LED. On sait que les LED sont alimentées en courant constant, car dans le domaine de leur courant nominal elles exhibent, comme toutes les diodes, une impédance différentielle relativement faible et un coefficient de température négatif de la tension à leurs bornes. Dans le cas le plus simple, on contrôle ces effets par la mise en série d'une résistance adéquate et l'utilisation d'une tension d'alimentation plus élevée que nécessaire. La tension aux bornes d'une LED blanche à haut rendement s'établit à 3,3 V environ pour son courant nominal. Avec une résistance en série, on peut donc l'alimenter sans danger par une source de tension de 5 V. Mais comme on dissipe alors 1/3 de l'énergie en chaleur dans la résistance, cette procédure simple ne convient que pour des petites LED, les voyants lumineux par exemple. Mais attention : les rubans lumineux proposés par toutes les grandes

surfaces de bricolage sont composés de circuits associant trois LED et une résistance en série, pour alimentation sous 12 V. Ici, on gaspille 20% de l'énergie dans les résistances.

En tout cas, on peut dire que l'utilisation de tensions continues pour l'alimentation des LED, certes loin de l'optimum énergétique, est parfaite du point de vue de la CEM (compatibilité électromagnétique), car elle ne déforme pas le courant et ne provoque donc aucun rayonnement à haute fréquence. Mais les lampes à LED et leurs fabricants veulent impressionner par leurs rendements, ce qui interdit l'emploi des résistances série. La plupart des lampes à LED modernes misent sur la technique des alimentations à découpage. C'est là que les problèmes commencent !

Fonctionnement sur secteur

Commençons par une exception : dans l'article « Ainsi soient les LED » d'Elektor en janvier 2016 [3], Thomas Scherer a présenté la lampe à LED représentée sur la **figure 1**, qui lui a été vendue comme lampe de 10 W. Si elle n'était pas tombée en pièces détachées dans son emballage au cours du transport, il n'aurait jamais constaté la particularité du produit qu'il venait d'acheter : non seulement on avait fait l'économie d'une alimentation à découpage remplacée par un condensateur série, mais on distingue aussi clairement que la lampe était en fait un modèle de 7 W. L'avantage de cette technique économique : elle ne produit pratiquement pas de rayonnement parasite. On l'utilise volontiers pour les lampes dites à filament où, dans un style rétro, le filament est simulé par une chaîne de LED allongées.

Toutes les autres, soit largement plus de 90% des lampes à LED, possèdent une alimentation à découpage qui fournit le courant constant pour les quelques LED de puissance ou les nombreuses LED plus petites en série. Ces alimentations commencent par redresser le courant du secteur et charger un condensateur tampon à haute tension. Ensuite, cette haute tension continue est découpée pour alimenter un petit transformateur. Le courant qui circule à la sortie est évalué et sert de contre-réaction pour l'électronique de commande du transistor de puissance. La fréquence de découpage se situe dans le domaine de 30 à 100 kHz. Question haute fréquence, cela reste relativement bas, même pour les premiers harmoniques.



Fig. 1. Entrailles d'une lampe à LED bon marché : condensateur série, diode, condensateur de filtrage et résistance de décharge. L'inscription le montre : seulement 7 W au lieu des 10 W indiqués.

L'alimentation du transformateur n'est toutefois pas sinusoïdale, mais de forme carrée, avec des flancs bien raides. Cette commutation rapide engendre des spectres de hautes fréquences avec pas mal d'énergie dans les fréquences supérieures. Un découpage rapide est bon pour le rendement et une haute fréquence est bonne pour la taille de l'objet, les dimensions du transformateur diminuant avec la fréquence. Malheureusement ces deux aspects contribuent au taux d'émission de parasites à haute fréquence. Les supprimer par filtrage nécessiterait des composants supplémentaires, donc une augmentation du coût, et anéantirait l'avantage de la faible taille, c'est pourquoi de tels dispositifs ne sont utilisés que de façon limitée.

Test et mesure

Pour effectuer les mesures sur les différentes lampes dans les mêmes conditions, nous avons réalisé un banc de test. Sur la **figure 2**, on remarque tout d'abord la présence d'un transformateur d'isolement du réseau pour protéger l'auteur et ses instruments de mesure. Les quatre prises au secondaire de ce transformateur, avec un écart de 15 V, permettent d'évaluer si la luminosité de la lampe varie notablement avec les fluctuations du secteur.

La masse est reliée au conducteur de terre, qui est aussi le potentiel de masse de l'oscilloscope connecté. Le courant est mesuré par la chute de tension qu'il provoque dans une résistance de 1 Ω. La résistance supplémentaire de 50 Ω

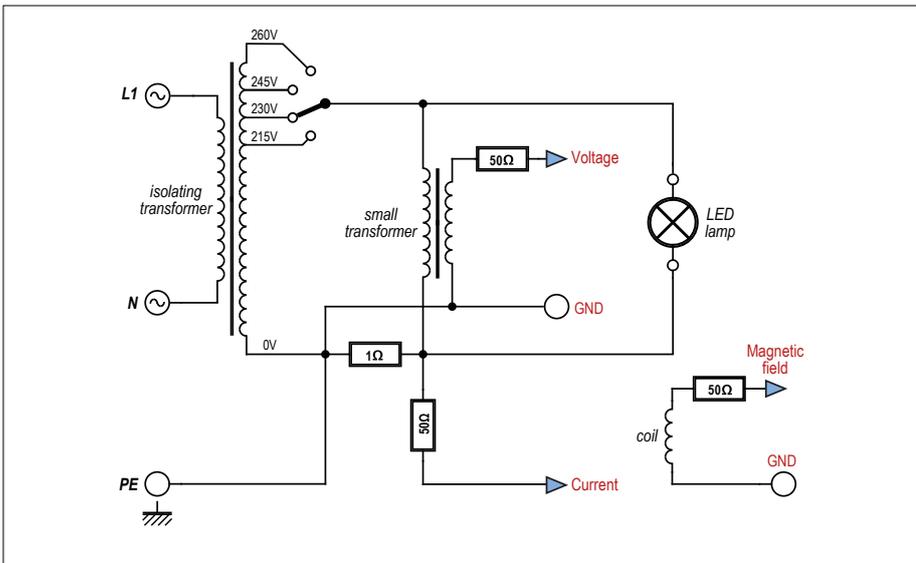


Fig. 2. Banc de test pour la mesure des lampes à LED. Ce montage n'est pas destiné à être reproduit – le contact avec le conducteur supérieur peut être mortel !

sert à l'adaptation d'impédance au câble BNC. Un petit transformateur en parallèle sur la lampe à LED fournit une valeur réduite de sa tension d'alimentation. Cela permet de surveiller les parasites sur cette tension et surtout de synchroniser facilement l'oscilloscope. Avec ce dispositif, on peut évaluer facilement et sans danger les évolutions

du courant et de la tension. Mais en complément, une bobine mesure le champ magnétique de fuite et il est prévu une antenne pour les champs électromagnétiques. Nous y reviendrons plus loin. Non seulement les variations temporelles des courants présentent un intérêt, mais aussi leur aspect spectral. Pour éviter la

confusion avec ces 14 lampes ainsi que la lampe à incandescence de référence, on a simplement numéroté les lampes selon le tableau 1 et indiqué ces numéros sur toutes les figures et copies d'écran. Les photos **sur les bords** du tableau 1 montrent les photos des lampes soumises aux mesures.

Courant dans le domaine temporel

Pour le contrôle, nous avons mesuré le courant d'une lampe à incandescence. Nous n'avons pas mis sa photo, mais ses courbes servent d'exemple de lampe exempte de parasites. Même si la sinusoïde du secteur est légèrement déformée, on constate (**fig. 3**) à la forme des courbes de la tension (en violet) et du courant (en jaune) d'une lampe de 60 W l'absence de toute perturbation. On a conservé ce code de couleurs pour les lampes à LED sur les **figures 4 à 17**. La courbe du courant apportera illico les premières surprises : la première lampe (**fig. 4**) montre au lieu d'un courant sinusoïdal ou même trapézoïdal de magnifiques pointes lorsqu'on atteint la tension de crête. C'est là que le condensateur tampon est chargé à la valeur de crête, ce qui explique la



Fig. 3. Courbes de tension et de courant de la lampe à incandescence.

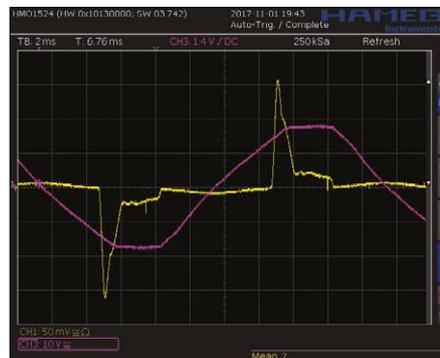


Fig. 4. Courbes de tension et de courant de la lampe 1.



Fig. 5. Courbes de tension et de courant de la lampe 2. Waouh !



Fig. 6. Courbes de tension et de courant de la lampe 3.



Fig. 7. Courbes de tension et de courant de la lampe 4.

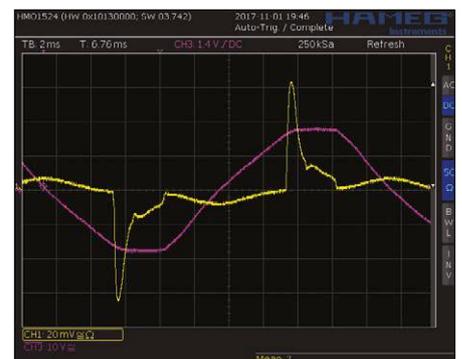


Fig. 8. Courbes de tension et de courant de la lampe 5.

présence des pointes. Le palier suivant, analogue à l'assise d'une chaise, correspond au courant consommé par les LED alors que la tension reste à peu près constante. Quand la tension commence à diminuer, le condensateur se met à alimenter l'électronique. Mais sa tension reste encore supérieure à celle du secteur, il n'y a donc pas de courant de charge jusqu'à la prochaine demi-alternance. Le tableau 1 indique que cette lampe perturbe légèrement la bande FM, alors que la forme des courbes n'a pas l'air aussi « haute fréquence ». Si déjà vous estimez le courant de la lampe 1 inesthétique, alors reportez-

vous à la **figure 5** : la lampe 2 ajoute à la courbe de charge une quantité de pointes aiguës, dont l'amplitude atteint le double de la pointe de charge. On craint le pire. Et, en effet, le tableau 1 la désigne comme le plus mauvais élève. On retrouve la forme de courbe de la lampe 1, avec quelques petites différences, sur les lampes 3, 4, 5, 6, 8, 9, 10, 12 et 14. Mais jetez un coup d'œil sur **figures 14 et 16** des lampes 11 et 13. On n'y voit pas de pic de charge, mais une courbe de courant relativement plate et légèrement déphasée. L'électronique intégrée doit donc charger le condensateur tampon avec un courant relativement

constant et donc plus faible, ce qui doit commencer à des tensions plus basses, de quelques dizaines de volts et durer proportionnellement plus longtemps. Le temps à courant nul est très court. On voit donc une forme trapézoïdale presque pure de faible amplitude, ce qui est idéal pour la haute fréquence. Conclusion : aucun parasite avec la lampe 13 ! Il pourrait en être de même avec la lampe 11 et assurer la *pole position* à Ikea, s'il n'y avait pas ces disgracieuses pointes sur la **figure 14**. Apparemment, Ikea n'a pas qu'un seul fournisseur. Le processus sur la **figure 10** n'est pas très clair. La lampe semble commencer à

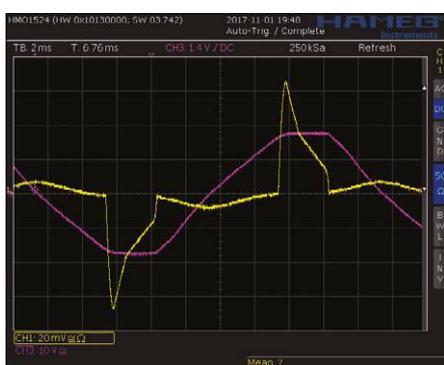


Fig. 9. Courbes de tension et de courant de la lampe 6.

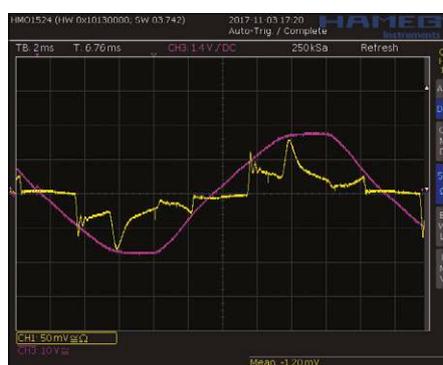


Fig. 10. Courbes de tension et de courant de la lampe 7.

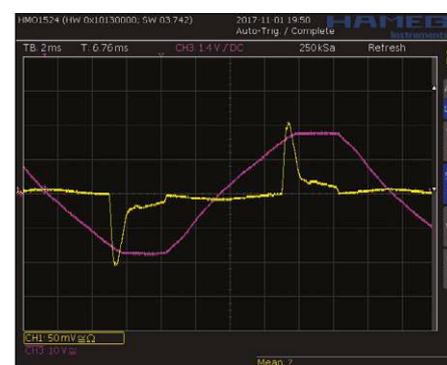


Fig. 11. Courbes de tension et de courant de la lampe 8.

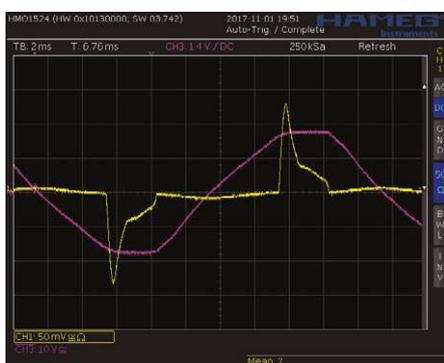


Fig. 12. Courbes de tension et de courant de la lampe 9.

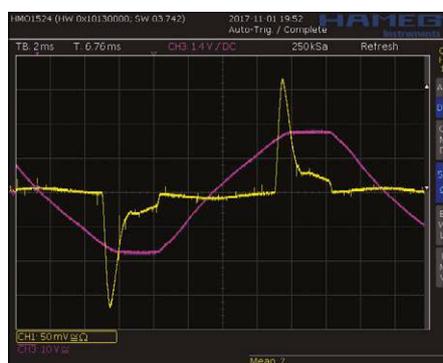


Fig. 13. Courbes de tension et de courant de la lampe 10.

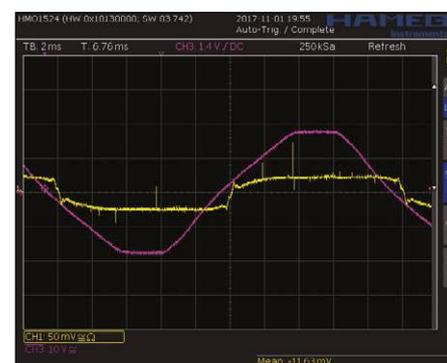


Fig. 14. Courbes de tension et de courant de la lampe 11.



Fig. 15. Courbes de tension et de courant de la lampe 12.

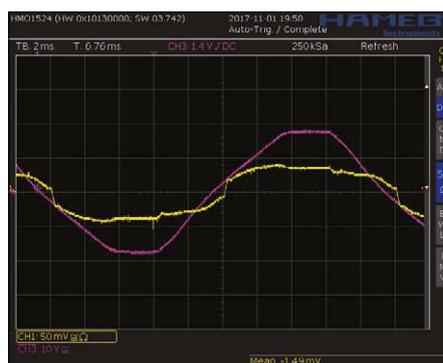


Fig. 16. Courbes de tension et de courant de la lampe 13.

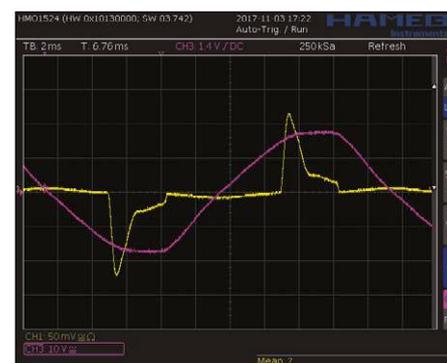


Fig. 17. Courbes de tension et de courant de la lampe 14.

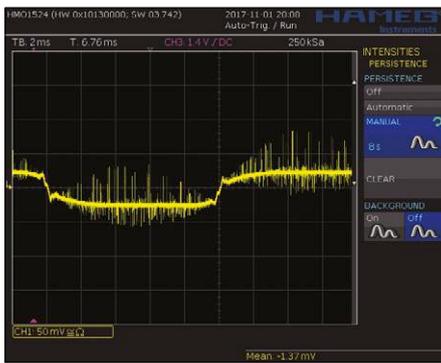


Fig. 18. Courbe de courant avec rémanence de la lampe 11.



Fig. 19. Courbe de courant avec rémanence de la lampe 2.

charger son condensateur à la moitié de la tension de crête, mais brutalement. Le courant de charge se termine tout aussi brutalement. Au milieu, on observe un

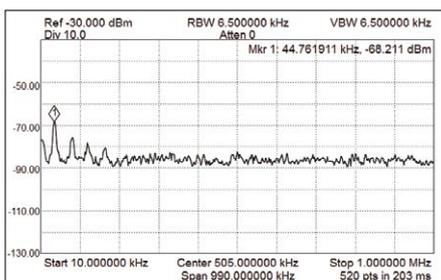


Fig. 20. Spectre de courant de la lampe 1.

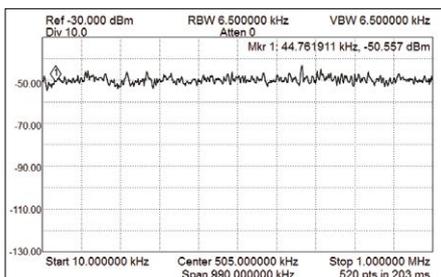


Fig. 21. Spectre de courant de la lampe 2. Rien d'étonnant...

pic de charge, comme pour la plupart des autres lampes. L'idée était peut-être bonne, mais sa réalisation est ratée. Les flancs raides laissent prévoir de la haute fréquence. En effet, cette lampe Ikea occupe dans le tableau 1 la seconde place des pires perturbateurs.

Courant en mode rémanent de plus de 8 s

Comme les pointes sont certainement responsables de la plus grande partie des parasites, nous avons répété l'enregistrement des courants avec l'affichage rémanent. Cela amplifie les pointes étroites et les rend plus facilement observables. Les pointes apparemment plutôt inoffensives de la figure 14 deviennent une petite forêt sur la figure 18. On s'explique ainsi mieux les parasites de la lampe 11.

L'image de la lampe 2 en devient impressionnante : la figure 19 montre une pollution HF quasi continue.

Analyse spectrale

Passons à la mesure des spectres du courant avec un analyseur du type USB-SA44B de Signalhound. Un condensateur de 220 nF bloque les tensions continues éventuelles et forme avec la résistance d'adaptation de 50 Ω un filtre passe-haut de 15 kHz environ, ce qui atténue sensiblement les composantes à 50 et à 100 Hz et les premiers harmoniques. Un balun additionnel du type FTB-1-6 de Mini Circuits, avec une largeur de bande de 10 kHz à 125 MHz, isole aussi galvaniquement l'analyseur du banc de test. Le domaine spectral analysé s'étend de 10 kHz à 1 MHz, car au-delà nous n'avons plus observé de niveau de signal significatif.

Le spectrogramme de la lampe 1 (fig. 20) est déjà intéressant : on y voit distinctement le pic de 44,76 kHz (la fréquence de découpage) et les harmoniques. À partir de f3, le bruit de fond augmente un peu, mais reste toujours sous -80 dB. Les spectres de beaucoup d'autres lampes ont un aspect très semblable et n'apportent donc pas de supplément d'information. Seule la lampe 12 sort un peu du lot avec un bruit de fond plus élevé de 8 dBm.

Il manque encore quelque chose ? Exact : le spectre de la lampe (perturbatrice) 2. La figure 21 montre un spectre effrayant avec des niveaux de perturbation jusqu'à -43 dBm. Même la fréquence

de découpage est complètement noyée dans cette mer de HF. Pas étonnant qu'on ait du mal à capter la radio à côté de cette lampe.

Champs magnétiques à basse fréquence

La figure 22 montre le dispositif de mesure des champs magnétiques de 10 kHz à 1 MHz : une bobine ouverte en ferrite du commerce de 68 μH mise à 5 cm de la lampe. Comme toujours, la lampe 1 sert de référence ; sur la figure 23, on voit que la lampe 10 présente aussi un bon spectre du champ magnétique. On voit à peine la fréquence de base et, plus haut, les niveaux de parasites restent heureusement bas. La courbe verte représente le niveau de référence pour tous les spectres, lampe éteinte.

Voyons maintenant les vauriens : la lampe 12 se trahit sur la figure 24 par un râle d'harmoniques sur toute l'étendue de la bande de fréquences. Et comme il fallait s'y attendre, la lampe 2 ne rate pas non plus sa cible sur le plan magnétique (fig. 25).

Notons qu'on ne détecte aucun champ magnétique avec les lampes 5 et 6 qui, comme déjà noté, ne contiennent probablement aucune alimentation à découpage.

Champs magnétiques à haute fréquence

Le domaine magnétique ne s'arrête évidemment pas à 1 MHz, c'est pourquoi nous avons mesuré le spectre entre 1 MHz et 110 MHz. Pour cela, la bobine en ferrite fut remplacée par une bobine à air mieux adaptée, de 5 spires et 3 cm de diamètre. Le spectre sans aucune LED active montre un pic à 24 MHz, qu'il nous faudra ignorer dans la suite.

Les lampes 10 et 13 (fig. 26 et 27) donnent des résultats intéressants. La lampe 10 se distingue par une augmentation du rayonnement magnétique dans une large bande, mais dont le niveau reste tellement bas qu'il ne parasite aucun appareil. La figure 27 est plus excitante avec le spectre de la lampe 13, où apparaissent des augmentations de niveau à 14 et 17 MHz. Comme toujours, la lampe 2 s'avère plutôt mauvaise : sur la figure 28, on n'arrive même pas à distinguer le pic de 24 MHz.

Champs parasites électromagnétiques

Mais ce qui est véritablement significatif, ce sont les parasites captés par une antenne. C'est pourquoi nous avons utilisé une antenne monobrin de 50 cm à une distance de 50 cm de la lampe comme sonde électromagnétique. Le domaine de fréquences fut aussi étendu à 220 MHz. Bien que les mesures aient été effectuées dans une pièce au sous-sol relativement à l'abri du rayonnement électromagnétique, beaucoup de fréquences arrivaient tout

dans leur poids. Comme le culot et l'ampoule en verre doivent avoir des poids voisins et que les composants électroniques, y compris les LED (mais pas leurs radiateurs) sont plutôt légers, on peut raisonnablement en conclure que les différences sont dues à des transformateurs et des bobines de filtrage, ce qui serait en rapport avec les résultats obtenus ici. Les poids sont mentionnés dans le tableau 1. La lampe 5 a la particularité d'être plus légère que la lampe à incandescence.



Fig. 22. Une petite bobine comme sonde magnétique à 5 cm de distance de la lampe.

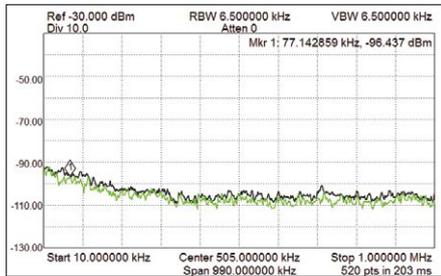


Fig. 23. Spectre magnétique BF de la lampe 10 : tout va bien.

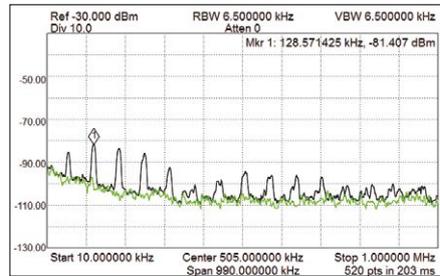


Fig. 24. Spectre magnétique BF de la lampe 12 : un râteau d'harmoniques.

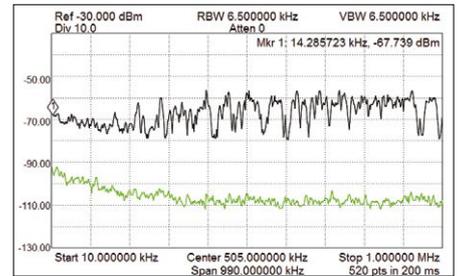


Fig. 25. Spectre magnétique BF de la lampe 2 : mauvais.

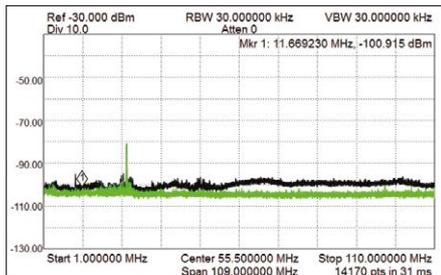


Fig. 26. Spectre magnétique HF de la lampe 10 : un peu plus de bruit vers les hautes fréquences

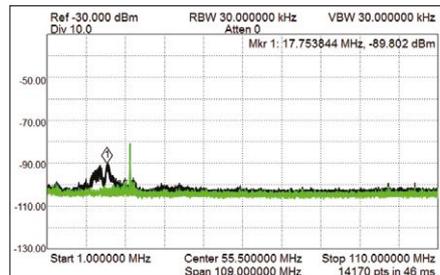


Fig. 27. Spectre magnétique HF de la lampe 13 : des pointes à 14 et 17 MHz.

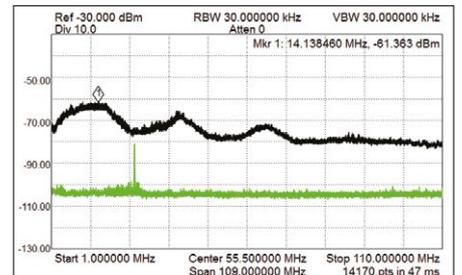


Fig. 28. Spectre magnétique HF de la lampe 2 : ça ne promet rien de bon.

de même à passer comme le montrent les courbes de référence vertes. Pour pouvoir mesurer un effet chez les bonnes lampes à LED, nous avons dû utiliser le préamplificateur de l'analyseur. On a alors vu les parasites à 10 MHz de l'alimentation du PC portable, dont la batterie a fini par s'épuiser au cours des longues séries d'essais.

Seules deux lampes fournirent des résultats intéressants. La lampe 11 (fig. 29) montra un niveau de parasites légèrement accru au-delà de 100 MHz. La lampe 2 (fig. 30) obtint encore une fois la plus mauvaise note. Au voisinage de ce générateur de parasites, il doit être pratiquement impossible de capter les émetteurs radio un peu faibles.

Divers

Lors de la manipulation des lampes, on constata des différences appréciables

Nous avons examiné au moyen d'une diode photoélectrique si la fréquence du secteur redressée (100 Hz) ou la fréquence de découpage étaient détectables dans le flux lumineux. Les résultats sont consignés dans la colonne « Scintillement » du tableau 1. Même la lampe à incandescence présente un faible scintillement à 100 Hz.

Les valeurs du courant et de la puissance consommée dans le tableau 1 proviennent des fabricants et ont été utilisées pour calculer le rendement lumineux relatif en lm/W. Outre la lampe 3, ce sont les lampes Retro 5 et 6 qui furent les plus convaincantes.

Le courant consommé n'est sinusoïdal pour aucune des LED. Pour vérifier que les indications de puissance consommée sont conformes à la réalité, la lampe 1 fut contrôlée avec un wattmètre (Votcraft 4500PRO D). Au lieu

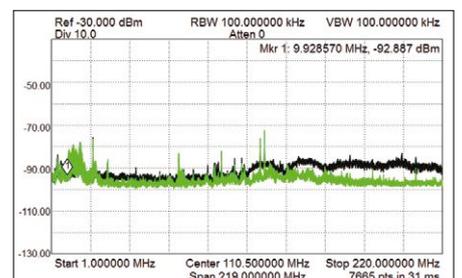


Fig. 29. Signal d'antenne pour la lampe 11.

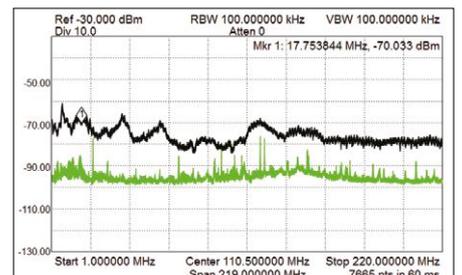


Fig. 30. Signal d'antenne pour la lampe 2 : un vrai émetteur de parasites.

Test de CEM avec un récepteur radio

Dans une pièce où la réception FM était très moyenne (le sous-sol de l'auteur), nous avons fait fonctionner un poste de radio à 20 cm environ des lampes à LED. Nous avons raccourci l'antenne jusqu'à ce que la station émettrice soit à la limite de réception correcte, puis nous avons allumé la lampe à LED (voir la figure). Allez voir le petit clip vidéo réalisé pour cet article [4]. Comme on s'y attendait, la lampe 2 a fortement perturbé la réception. La lampe 10 a perturbé légèrement, les lampes 1, 7 et 11 très peu et les autres pas du tout. Pour entendre les parasites, il fallait pratiquement coller l'oreille au haut-parleur. La sensibilité de ce test simple est étonnante. On peut même le conseiller aux profanes pour identifier les lampes per-



Fig. 31. Test de CEM avec un récepteur radio FM.

turbatrices (si l'on explique la procédure avec précision). Si l'on ne dispose pas d'un poste de radio, on peut utiliser le récepteur FM intégré à l'ordiphone. La lampe à LED peut prendre la place de l'ampoule dans une lampe de bureau ou autre.

Comme la FM n'est pas tout, nous avons répété le test avec un récepteur à ondes courtes sur la fréquence de 8 MHz. Résultat : la lampe 2 perturbe beaucoup, les autres pas du tout. Le test en FM est donc nettement plus sensible, mais ici aussi, la lampe 2 est à nouveau sortie du lot. Les temps modernes exigent des méthodes modernes. Aussi avons-nous effectué un troisième test avec l'autoradio de l'auteur, qui peut capter la RNT (*Radio Numérique Terrestre*). Résultat : même la lampe 2 n'a pas pu la perturber. Voilà qui en dit long sur l'insensibilité aux parasites de ce mode de transmission. Par contre, la réception FM de l'autoradio fut complètement perturbée par la lampe 2. Les autres lampes n'ont pas été testées.

des 9,5 W indiqués, ce fut 10 W, un écart tolérable. De même, des calculs directs de puissance à partir des courbes de courant et de tension, mesurées avec une précision largement suffisante, n'ont pas donné de gros écarts avec les données des fabricants.

Conclusion

Presque toutes les lampes à LED achetées pour ce test ont heureusement montré un niveau de parasites nul ou très faible, voisin du seuil de détection. Toutefois, la lampe 2 est un parfait émetteur de parasites ; elle n'aurait jamais dû être commercialisée. Nous

n'avons pas pu déterminer s'il s'agit ici d'une caractéristique d'une série, d'une exception ou d'un défaut. Mais il y a pire, comme indiqué dans l'encadré « **Transformateur électronique** ». Si vous-même soupçonnez l'une de vos lampes à LED d'être une émettrice de parasites, vous pouvez faire le test de l'encadré « **Test de CEM avec un récepteur radio** ». Si vous découvrez ainsi un malfaiteur et voulez en avoir le cœur net, signalez la chose à Elektor (redaction@elektor.fr) sous la référence « Lampe à LED polluante ». Si la lampe est d'un type qui n'a pas encore été testé, Elektor se fera un plaisir de la

transmettre à l'auteur pour analyse et parution ultérieure d'une éventuelle mise à jour de cet article et de sa liste de produits. ◀

(160610 – version française : Helmut Müller)

Liens

- [1] <https://goo.gl/DkVVQP>
- [2] <https://goo.gl/hiRa2Q>
- [3] www.elektormagazine.fr/150577
- [4] www.elektormagazine.fr/160610
- [5] www.elektormagazine.fr/080691

Transformateur électronique

Dans toute grande surface de bricolage, on devrait poser d'urgence un panneau avec l'inscription : « **Méfiez-vous des transformateurs électroniques** ». Cela n'a rien à voir avec les « Transformers » de la science-fiction, qui enthousiasmeraient plutôt les jeunes, mais avec ce qu'on désigne par transformateurs électroniques et qui servent à alimenter en 12 V des systèmes d'éclairage à petits spots halogènes (et aussi les spots et autres petits luminaires plus récents équipés de LED). Par rapport à leur puissance, ils sont petits, légers et très bon marché. Ils contiennent une petite alimentation à découpage qui est d'un type particulier, comme on s'en rend compte au second coup d'œil sur la photo, reprise d'un article de Thomas Scherer dans Elek-



Fig. 32. Transformateur électronique et son intérieur spartiate.

tor de décembre 2008 [5].

Il manque le condensateur tampon à l'entrée et le condensateur de filtrage à la sortie, ce qui fait qu'en sortie on trouve une superbe tension carrée de 12 V_{eff} (mais à 30 kHz) qui alimente plusieurs

spots au bout de quelques mètres de conducteurs non blindés, ce qui assure des conditions optimales de rayonnement. De plus, du fait de l'absence du condensateur tampon à l'entrée, on retrouve à la sortie une onde puissante à 100 Hz. L'émetteur de parasites ainsi acheté émet donc une onde HF modulée de toutes les façons imaginables par un « signal utile à 100 Hz », ce qui assure un joyeux ronflement sur les récepteurs. Étonnamment, cela n'est pas foncièrement interdit. Du moins à la vente. Le non-électronicien inconscient se réjouit et les radioamateurs voisins pestent. Il y aurait là une opportunité d'intervention régulatrice de l'Union européenne.

générateur de texte Tektronix

drôle de composant n°35

Neil Gruending (Canada)

Tektronix cherchait à afficher des paramètres sur le tube cathodique (CRT) de ses oscilloscopes de la série 7000, un vrai défi, car à l'origine ces oscilloscopes étaient de conception purement analogique. Alors qu'il était prévu d'utiliser une fibre optique pour créer une petite zone d'affichage à côté du CRT, un de leurs ingénieurs, Barrie Gilbert, eut une meilleure idée : pourquoi ne pas tracer directement les caractères sur le CRT ? Son prototype ayant conforté son idée, Barry continua et conçut ce générateur de texte avec des circuits intégrés spécifiques. Dans la solution de Barry, les modules greffés sur l'oscilloscope utilisent deux résistances pour sélectionner la ligne et la colonne du caractère à afficher dans une matrice de 10 × 11 caractères. Il est possible de composer et d'afficher dans la zone réservée du CRT des mots jusqu'à 10 caractères. Un circuit de temporisation attribue à chaque caractère un créneau de temps. Le caractère est décodé pour sélectionner le circuit générateur de caractère approprié et le dessiner sur le CRT. Le circuit de temporisation permet aussi de compléter des mots avec des zéros ou de sauter des mots.

Les puces de production des caractères utilisent une police vectorielle de 7 vecteurs par caractère. Un signal de balayage triangulaire est utilisé pour déterminer les coordonnées XY de chaque vecteur sur le CRT (**fig. 1**) [1] et activer un des 8 groupes de 3 transistors (cf. **fig. 2**) traversés chacun par un courant constant I_e .

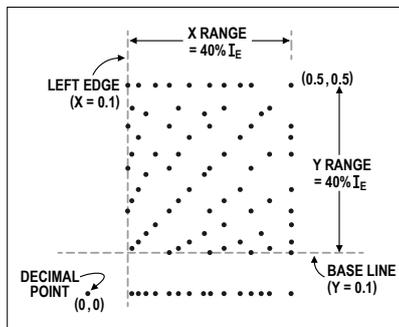


Figure 1. Le texte est « dessiné » en utilisant les coordonnées du CRT. (Reproduction du TekWiki [1])

Deux des transistors fournissent les signaux de courant X et Y du CRT, le dernier transistor redirige le courant inutilisé vers le substrat de la puce de sorte que

$$I_e - I_x - I_y - I_z = 0$$

Le signal triangulaire est primordial, car il permet de tracer des

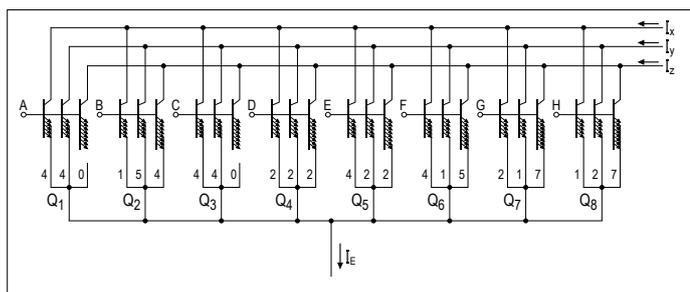
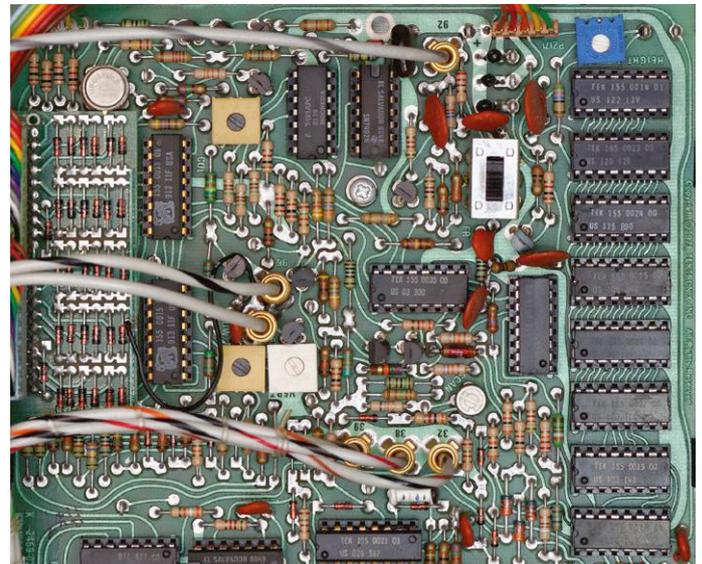


Figure 2. Exemple de cellule du générateur. (Reproduction du TekWiki [1])



Générateur de texte Tektronix 7904A. Les décodeurs de ligne et colonne sont en haut à gauche, les circuits intégrés de temporisation au milieu et les générateurs de caractères sur la colonne de droite. (Source TekWiki)

 Envoyez-moi vos idées en quelques lignes ou sous forme d'un article déjà rédigé : neil@gruending.net

lignes plutôt que des pointillés entre les points sur le CRT. Le circuit du générateur de caractères est aussi intéressant parce que les zones d'émetteur dans les masques sont les mêmes pour différentes versions de la puce. Chaque zone contient un nombre d'émetteurs de taille identique pouvant être connectés à la demande en changeant seulement les couches de métallisation. La même couche de silicium peut ainsi être utilisée pour toutes les versions.

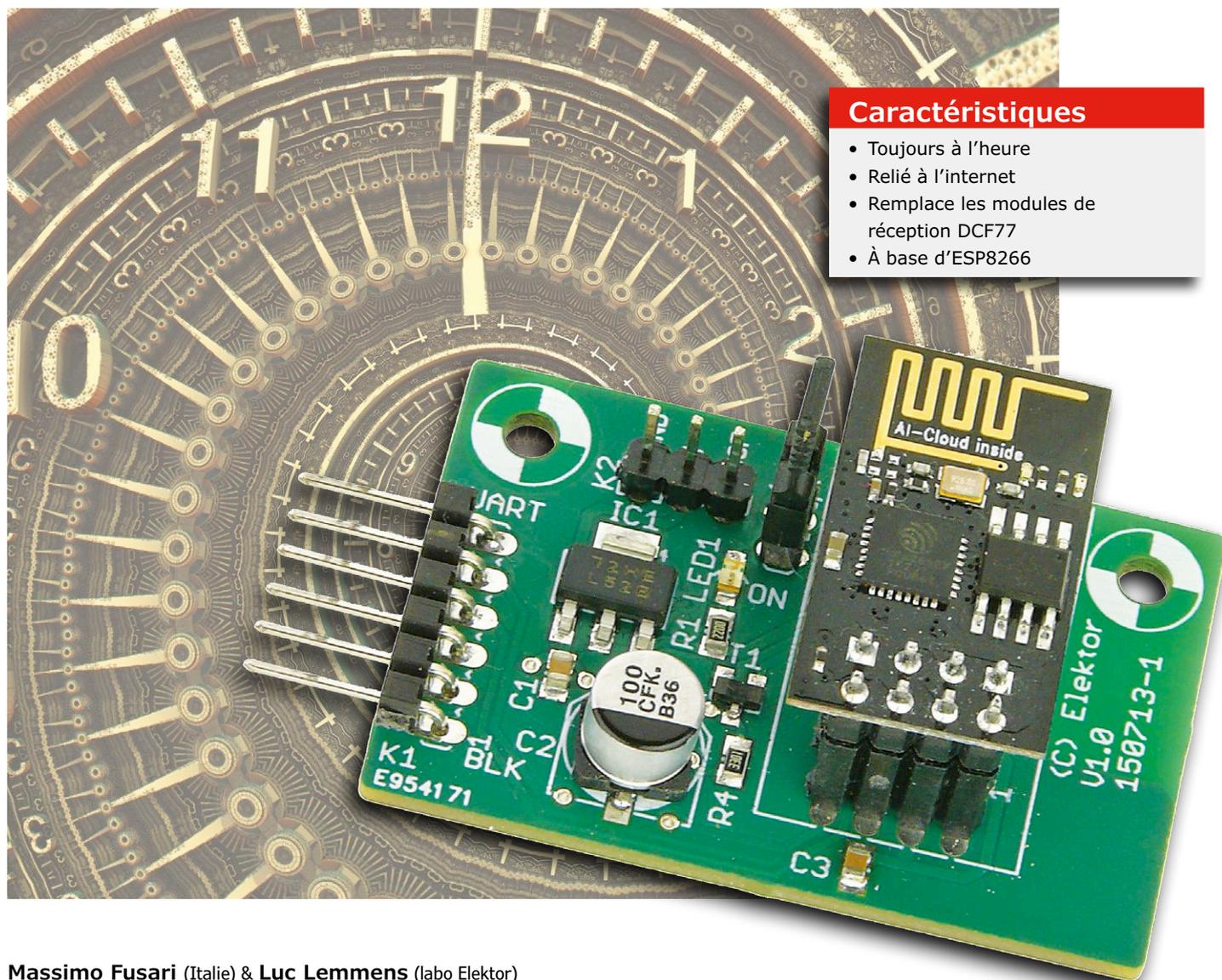
Je suis impressionné par ce que Barry a réalisé avec son greffon. Par chance, et pour votre plaisir, on trouve en ligne des copies des excellents manuels de maintenance Tektronix pour la série 7000 avec des explications détaillées du fonctionnement de ce circuit. Le TekWiki [2] ou le groupe Tekscopes [3] sont aussi d'excellentes sources d'information. Sachez néanmoins que les oscilloscopes Tektronix des séries 7000 n'utilisent pas tous ce circuit, car sur les modèles suivants, Tektronix a opté pour un générateur de texte numérique. ◀

(160528 - version française : Denis Lafourcade)

- Liens**
- [1] w140.com/tekwiki/wiki/7000_series_readout_system
 - [2] w140.com/tekwiki/wiki/Main_Page
 - [3] <https://groups.io/g/TekScopes>

émulateur DCF77 à ESP8266

des ondes radio à l'internet



Massimo Fusari (Italie) & Luc Lemmens (labo Elektor)

Il y a 20 ans, j'ai remis en état et modernisé une horloge à tubes Nixie construite par mon père dans les années 70. J'ai remplacé les circuits logiques par un microcontrôleur et la base de temps qui utilisait le 50 Hz par un récepteur DCF77.

L'horloge a bien fonctionné pendant toutes ces années, mais récemment la qualité de réception du signal DCF77 s'est dégradée, sans doute à cause de la prolifération des alimentations à découpage modernes et des interférences

qu'elles produisent. Il était temps de remplacer le récepteur DCF77 par un client NTP (*Network Time Protocol*). Un module ESP-01 à base d'ESP8266 convient parfaitement. Il est bon marché, rapide et se programme

facilement, à la manière d'Arduino avec tous les avantages des bibliothèques à sources ouvertes. Le résultat est un récepteur DCF77 émulé par un module ESP-01 relié à mon réseau Wi-Fi domestique. Une seule broche suffit

pour piloter la vieille horloge à Nixie. Ce projet repose sur une idée plutôt simple, mais sa réalisation l'est un peu moins. Vous devrez peut-être modifier le logiciel pour le rendre compatible avec votre horloge DCF77. Pour cela, Luc (labo d'Elektor) a conçu un petit circuit imprimé qui facilite grandement la (re)programmation éventuelle du module ESP-01. Le circuit présenté ici est donc un émulateur DCF77 ainsi qu'un programmeur d'ESP-01.

Le matériel est simple

Le schéma de l'émulateur (fig. 1) n'est pas compliqué. Le régulateur de tension 3,3 V à faible chute (IC1) alimente le module ESP-01 (MOD1). Le cavalier JP1 permet de placer l'ESP-01 en mode programmation.

LED1 indique la présence de la tension d'alimentation, mais comme l'ESP-01 possède sa propre LED, LED1 (ainsi que R1) pourront être omis.

K1 au brochage compatible avec un câble FTDI permet de relier un adaptateur USB/série de type **3,3 V**.

Le transistor T1 facilitera l'interfaçage avec votre horloge en traduisant le 3,3 V en sortie de l'ESP-01 vers la tension de prédilection de votre horloge DCF77. Vous pourrez omettre la résistance de collecteur R4 si l'horloge possède déjà une résistance de rappel vers le haut à l'entrée de son décodeur DCF77.

Le signal de sortie DCF77 est inversé par T1, mais le logiciel compense. Vous devrez peut-être jeter un coup d'œil à la documentation du module DCF77 de votre horloge pour déterminer si le signal doit être inversé ou non. Bien entendu, vous pourrez procéder par essais successifs pour déterminer la polarité qui convient, ou bien utiliser un oscilloscope pour déterminer la polarité du signal en sortie de votre récepteur DCF77.

ReadAndDecodeTime fait tout le boulot

Le programme est un croquis Arduino. Comme à l'habitude, il lance la fonction `setup` avant de répéter continuellement l'exécution de la fonction `loop`.

La fonction `setup` configure les entrées et sorties de l'ESP-01 et initialise certaines variables globales. Elle configure également un temporisateur déclenché toutes les 100 ms. Ce dernier est utilisé pour produire les données codées au format DCF77 (voir les détails du protocole DCF77 sur l'internet).

Enfin, une connexion au réseau Wi-Fi est établie.

La fonction `loop` est très simple et s'exécute une fois par minute. Soit elle se connecte au serveur de temps pour obtenir l'heure, soit elle tente de se reconnecter au réseau si le lien a été interrompu.

La fonction `loop` est sommaire parce qu'elle délègue le gros du travail à la fonction `ReadAndDecodeTime`. En effet c'est cette dernière qui se connecte au serveur NTP pour obtenir l'heure et qui la convertit ensuite un format qui permet enfin le codage au format DCF77. C'est la fonction `CalculateArray` qui se charge de la conversion finale des différentes valeurs qui composent une trame de zéros et uns positionnés correctement. Le temporisateur 100 ms mentionné plus haut appelle la fonction `DcfOut`. Cette fonction lit le tableau de bits rempli par `CalculateArray` et le transmet sous la forme d'impulsions sur la broche GPIO2 :

100 ms pour un 0, 200 ms pour un 1. La conversion de l'heure NTP en signal horaire DCF77 vous paraît peut-être triviale, mais c'est loin d'être le cas. Primo, le serveur envoie le nombre de secondes écoulées depuis 1900. Deuzio, la bibliothèque utilisée pour les calculs de temps fonctionne avec le temps Unix (le nombre de secondes écoulées depuis 1970) ; il faut donc convertir l'heure NTP en heure Unix. Tertio, le

INFOS SUR LE PROJET

DCF77

ESP-01 ESP8266

émulateur NTP Wi-Fi

débutant

➔ **connaisseur**

expert

Env. 2 h

Fer à souder pour CMS, ordinateur, EDI Arduino

env. 15 €

protocole DCF77 transmet l'heure à la prochaine minute (« Au quatrième top, il sera... »), pas le temps réel. Enfin, la valeur NTP reçue ne correspond sans doute pas à une minute exacte. Pour corriger cela, on soustrait deux minutes du temps reçu avant d'envoyer deux trains d'impulsions à l'horloge, ensuite on envoie une troisième minute complète

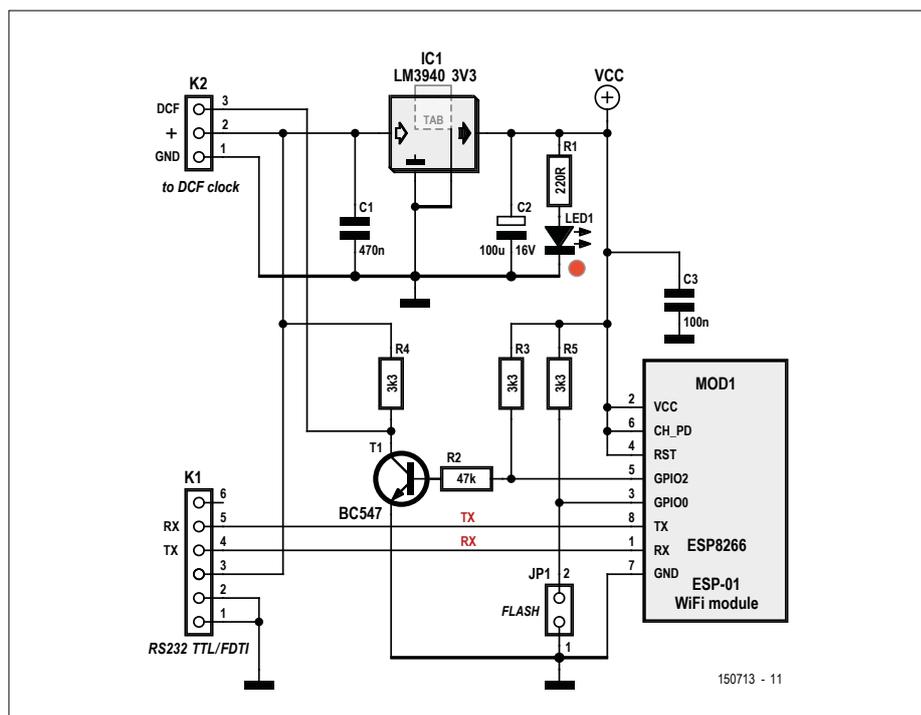


Figure 1. Le cerveau de l'émulateur DCF77 se trouve dans un module Wi-Fi ESP-01.

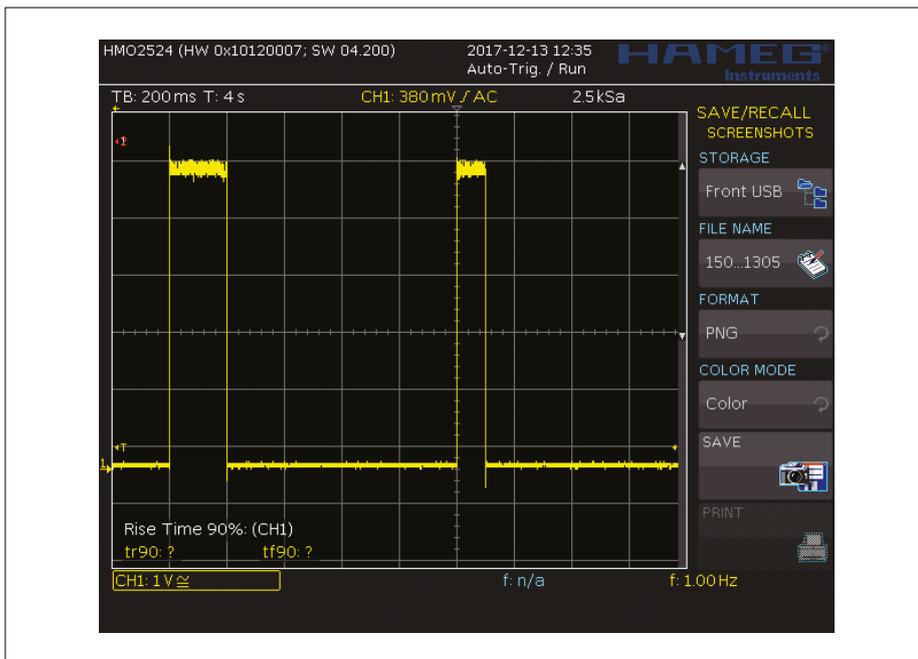


Figure 2. Les impulsions produites par l'émulateur sont parfaites : un 1 logique (à gauche) dure 200 ms, un 0, 100 ms et l'intervalle entre les deux dure 1 s.

dans un ultime train d'impulsions. Cela permet de garantir que l'horloge reçoit suffisamment de données pour pouvoir se synchroniser et extraire le temps correctement.

Construction

Même si certains composants sont des CMS, le soudage et l'assemblage ne seront pas trop difficiles.

La liste des composants inclut des barrettes sécables pour monter le module ESP-01, mais, pour économiser l'espace (en hauteur) et améliorer la stabilité mécanique, il est préférable de souder le module ESP-01 directement sur le circuit imprimé. Vous pourrez aussi monter un support temporairement et le retirer quand vous serez sûr que tout fonctionne correctement.

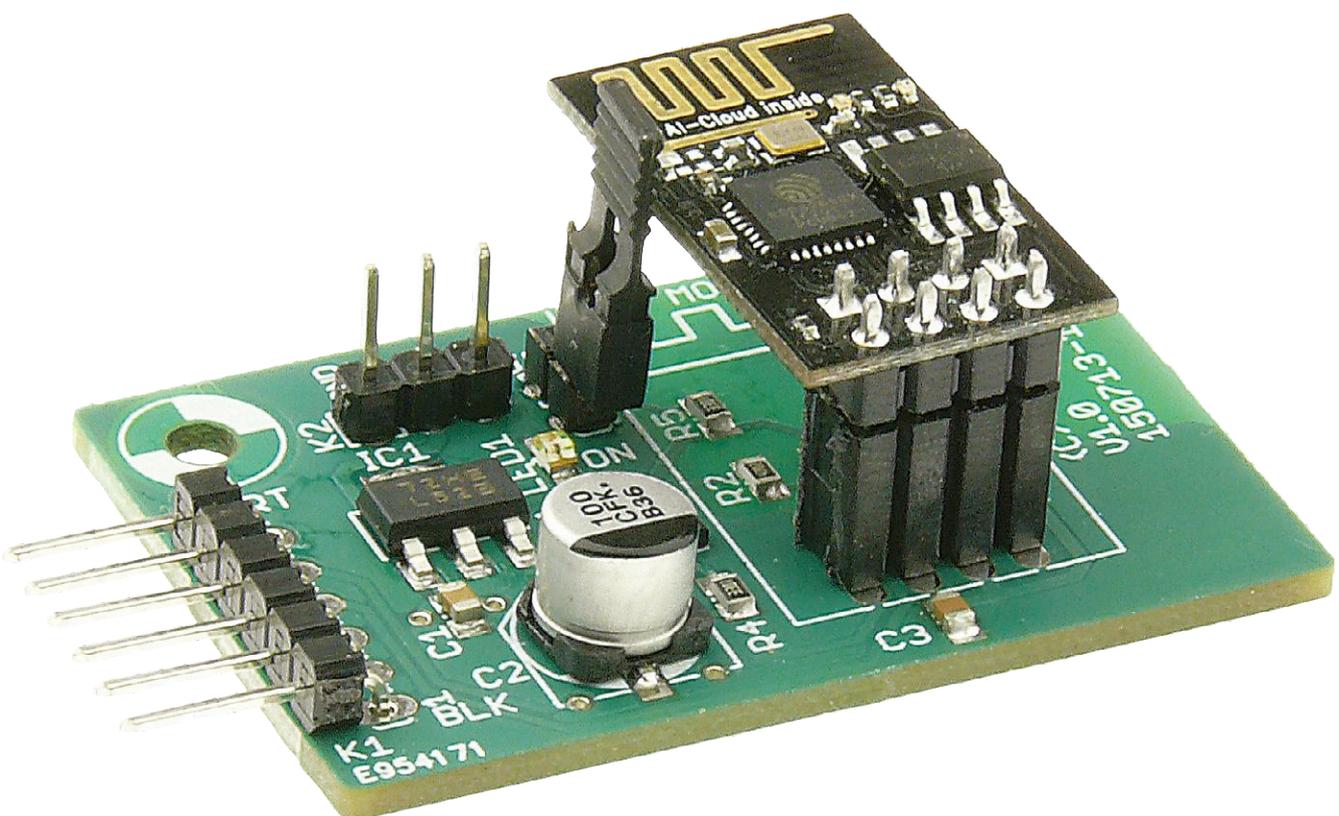
Vous devrez adapter le croquis

Une fois la carte assemblée, programmez le module ESP-01 avec le croquis Arduino *ESP8266_NTPtoDCF* (disponible gratuitement sur [1]). Si vous n'avez jamais programmé un module à base d'ESP8266 avec l'EDI Arduino, commencez par installer l'*ESP8266 Boards Package*. Vous pourrez trouver plus d'infos à ce sujet sur [2] ainsi que sur d'autres sites ou dans des articles. Vous devez configurer trois choses pour que le croquis fonctionne avec votre horloge DCF77 :

1. le Wi-Fi et le mot de passe correspondant
2. l'adresse du serveur de temps utilisé pour la synchronisation
3. la polarité de la sortie de l'émulateur DCF77

L'ESP-01 a besoin d'être relié à votre réseau Wi-Fi pour obtenir l'heure depuis un serveur NTP. Pour que cela fonctionne, saisissez les paramètres de votre réseau au début du croquis :

```
char ssid[] = "nom_de_votre_
réseau"; // SSID (nom) de
votre réseau
char pass[] = "mot_de_passe";
// mot de passe pour votre
réseau
```



Il faut également définir l'adresse du serveur de temps NTP :

```
const char* ntpServerName =  
    "0.nl.pool.ntp.org";
```

Ici c'est un serveur pour le fuseau horaire néerlandais, mais vous pouvez en changer.

La fonction `DcfOut` définit la polarité du signal de sortie de l'émulateur DCF77 :

```
case 0:  
    if (PulseArray[PulseCount]!=0)  
        digitalWrite(LedPin,0);  
    break;  
case 1:  
    if (PulseArray[PulseCount]==1)  
        digitalWrite(LedPin,1);  
    break;  
case 2:  
    digitalWrite(LedPin, 1);  
    break;
```

Le code reproduit ici correspond à la version « actif au niveau haut » (sortie au niveau bas au repos, impulsions au niveau haut). Pour un signal actif au niveau bas (sortie au niveau haut au repos, impulsions au niveau bas), il suffit d'inverser les 0 et 1 passés aux trois commandes `digitalWrite`.

Programmation de l'ESP-01

Avant de continuer, une remarque importante : ne reliez jamais une alimentation à K2 lorsque l'adaptateur USB/série alimente le circuit via K1 (l'inverse est également vrai), faute de quoi vous mettriez les deux alimentations en court-circuit et endommageriez potentiellement votre horloge DCF77, votre ordinateur, ou les deux. On vous aura prévenus !

Placez le cavalier JP1 et reliez un câble USB/série à 3,3 V compatible FTDI entre K1 et votre ordinateur. JP1 doit être en place avant la mise sous tension pour configurer le module ESP-01 en mode programmation. Dans l'EDI Arduino, sélectionnez *Generic ESP8266 Module* comme type de carte dans le menu *Outils* ainsi que le port COM correspondant à votre interface USB/série. Compilez et chargez le croquis.

Une fois le chargement terminé, ouvrez le *Moniteur série* depuis l'EDI Arduino (également depuis le menu *Outils*). Le module ESP enverra à votre ordinateur des informations utiles pour vérifier

que le simulateur DCF77 fait son travail correctement. Tout d'abord il vous dira s'il a pu se connecter à votre réseau. Si ce n'est pas le cas, vérifiez que le SSID et le mot de passe saisis dans le croquis sont corrects.

Une fois la connexion établie, le serveur de temps est contacté et l'heure décodée affichée. Vous remarquerez que l'heure affichée sur votre écran avance de deux minutes : ce décalage est nécessaire pour que l'horloge DCF77 ait le temps de se synchroniser !

Si la connexion au serveur de temps ne se fait pas, c'est sans doute à cause d'une erreur dans l'adresse. Corrigez-la dans le croquis.

Chaque fois que vous modifierez le croquis, il faudra le recompiler et le charger dans le module ESP-01. N'oubliez pas de mettre hors tension puis sous tension le circuit (débranchez et rebranchez K1) pour remettre le module en mode programmation.

Installation de l'émulateur dans l'horloge

Une fois que vous serez satisfait par les informations affichées via le port série, le circuit sera prêt à être installé dans votre horloge DCF77.

Débranchez le câble de programmation de K1 et retirez le cavalier JP1. Ôtez le vieux récepteur DCF77 de votre horloge. Souvent, ce sera un module séparé avec trois fils (alimentation, masse et signal DCF77). Reliez enfin K2 à l'entrée de votre horloge.

Si vous voulez vous assurer que la sortie de notre émulateur DCF77 produit un signal valide, vous n'aurez qu'à utiliser un des nombreux croquis de test avec un décodeur DCF77 pour Arduino que l'on trouve sur l'internet. Nous avons testé notre prototype avec le croquis trouvé sur [3]. ◀

(150713 - version française : Kévin Petit)

Liens

- [1] www.elektormagazine.fr/labs/dcf77-emulator-with-esp8266-elektor-labs-version-150713
- [2] <https://github.com/esp8266/Arduino>
- [3] <https://arduino-hannover.de/2012/06/14/dcf77-empfangen-mit-arduino-betreiben/>
- [4] www.elektormagazine.fr/150713



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

toutes 0805, 5 %, 0,1 W
R1 = 220 Ω
R2 = 47 kΩ
R3,R4,R5 = 3,3 kΩ

Condensateurs

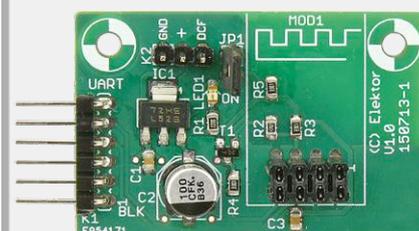
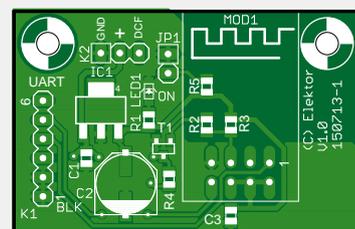
tous 0805
C1 = 470 nF
C2 = 100 μF, 16 V, radial CMS
à boîtier métallique, Ø = 6,3 mm
C3 = 100 nF

Semi-conducteurs

IC1 = LM3940IMP-3.3/NOBP
LED1 = LED, rouge, 0805
T1 = BC847C

Divers

JP1 = barrette sécable mâle, à 2 voies, au pas de 2,54 mm
Cavalier, 2 voies, au pas de 2,54 mm
K1 = barrette sécable mâle, à 6 voies, au pas de 2,54 mm
K2 = barrette sécable mâle, à 3 voies, au pas de 2,54 mm
MOD1 = module Wi-Fi ESP-01
MOD2 = barrette sécable femelle, à 2×4 voies, au pas de 2,54 mm
MOD2 = barrette sécable femelle, à 2×4 voies, au pas de 2,54 mm
Circuit imprimé réf. 150713-1



DANS L'E-CHOPPE

→ 150713-1

circuit imprimé nu de l'émulateur DCF77

→ 150445-91
module ESP-01

minuterie programmable

commande de 8 ou 16 canaux



Willem Tak (Pays-Bas)

Minuterie quand tu nous tiens... Que ce soit pour commander l'éclairage de l'aquarium, pour simuler une présence, ou pour que la pizza soit prête lorsqu'on rentre, on ne peut plus s'en passer, et on lui trouve toujours de nouvelles utilisations.

Pour un amateur d'électronique, la réalisation d'un programmeur n'a rien de sorcier, et on a vite fait d'en équiper sa maison. Il y a cependant une rançon au succès : on n'a pas le temps de dire ouf que la famille et les voisins en veulent aussi, et on doit se remettre à l'ouvrage. Cela devient vite lassant, et l'auteur a donc décidé de concevoir la *Rolls* des minuteriers programmables ; vous connaissez la suite : il en a déjà réalisé cinq ou six exemplaires, et son carnet de commandes est plein...

Pour commencer : 8 canaux

Deux versions du programmeur ont été réalisées, une à 8 canaux et une à 16. Dans la première, chacune des 8 sor-

ties commande un relais ; la minuterie de chaque canal peut être programmée entre minimum 1 min et maximum 23 h et 59 min.

En combinant plusieurs sorties, il est bien entendu possible de commander différents états d'une même charge sur la journée. Le circuit possède un module GPS, date et heure exactes sont donc toujours à la disposition des minuteriers. Cela permet aussi la programmation d'exceptions, par exemple pour les week-ends.

La programmation se fait à l'aide d'un codeur rotatif couplé à un interrupteur (Alps EC11B152442D) ; un afficheur à OLED complète le dispositif.

Enfin, il est possible de connecter un capteur lumineux au circuit, ce qui permet un mode de fonctionnement supplémentaire.

Matériel

Le schéma du programmeur à 8 canaux est repris en **figure 1**. Le circuit est relativement dépouillé, grâce à l'utilisation d'un microcontrôleur, ici un PIC 18F4685, choisi pour sa mémoire RAM généreuse. Il tourne à 11,1184 MHz, les données du GPS peuvent donc être lues sans problème.

Le module GPS est un EM-408, que l'on doit pouvoir trouver pour pas trop cher sur internet. On peut aussi utiliser un autre module, par exemple celui proposé dans l'e-choppe [1]. L'EM-408 est alimenté en 3,3 V, il faut donc une adaptation de niveau entre le module et le microcontrôleur ; cette tâche est confiée à un 74HCT00.

La commande de l'afficheur OLED est classique. Un potentiomètre connecté à une entrée analogique du PIC permet de régler la luminosité.

La photorésistance (Sparkfun SEN-09088) en option est connectée à une autre entrée analogique. Elle commande entre autres une LED dont l'intensité lumineuse est proportionnelle à l'éclairement de cette résistance : normale en plein jour, tamisée dans l'obscurité. Le niveau est réglable par un potentiomètre. Une autre LED s'illumine à la mise en service de la minuterie, elle clignote lors de la réception de données GPS valides. La commutation des charges est confiée à des relais (Finder 34.51.7.012.0010) qui supportent 6 A sous 230 V. Les relais sont eux-mêmes commandés via un ULN2803 (IC3).

Le circuit est alimenté en 12 V, tension nécessaire à la commande des relais et à l'afficheur. Deux régulateurs à découpage à trois pattes fournissent 3,3 V au module GPS et 5 V au reste de l'électronique.

Microgiciel

Le micrologiciel est assez complexe, un seul microcontrôleur étant mis en œuvre. Il n'est donc pas question d'imprimer le

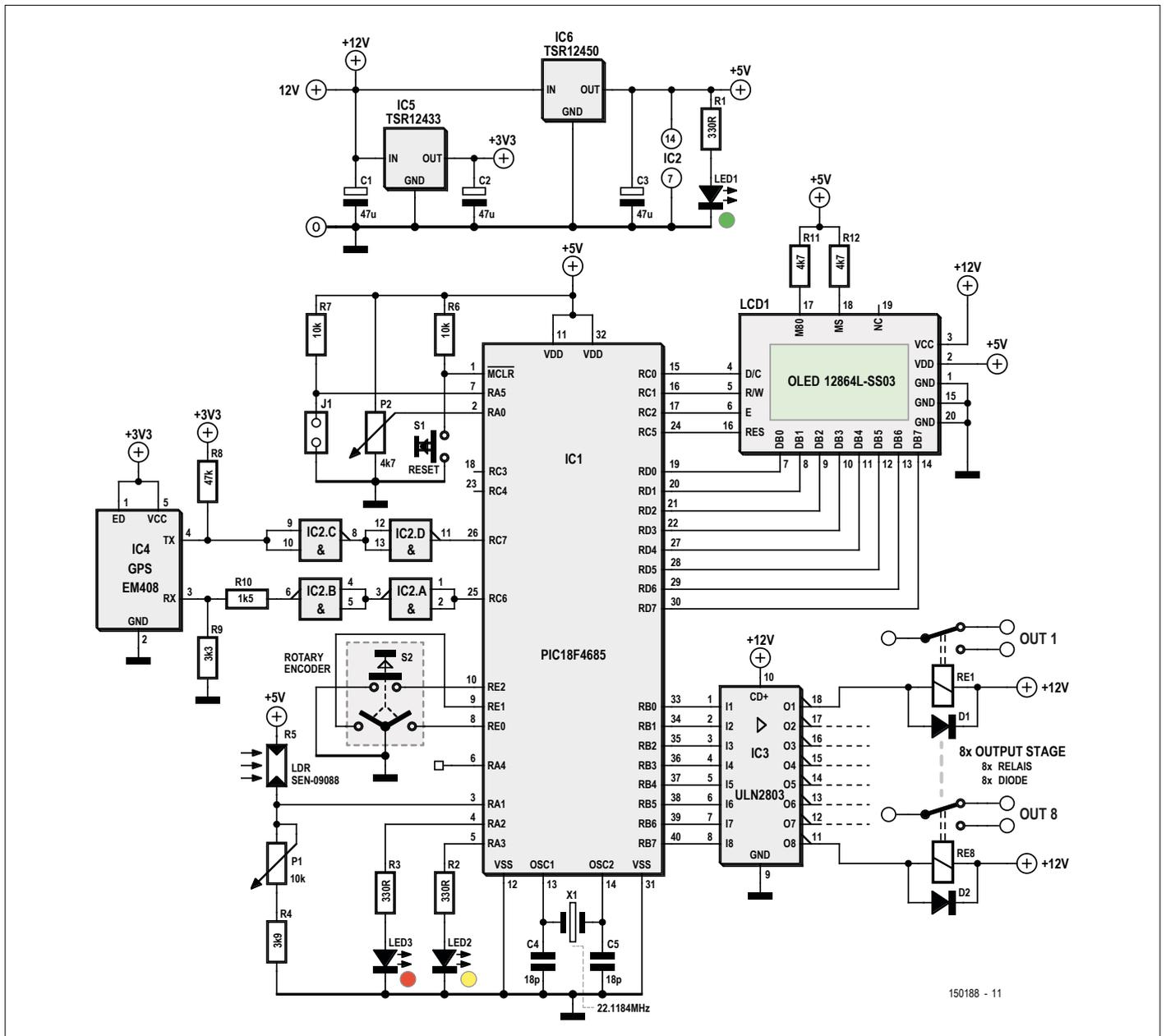


Figure 1. Le circuit complet du programmeur à 8 canaux.

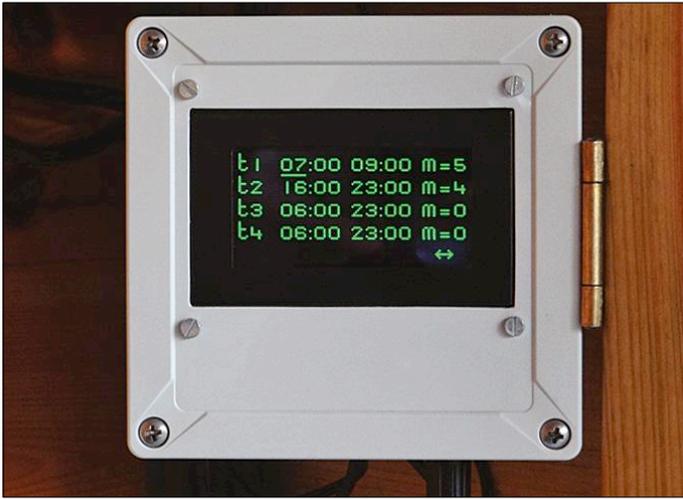


Figure 2. Le programmeur à 8 canaux dans un boîtier qui semble bien petit.

programme ici, un lien sur la page du projet [2] permet le téléchargement gratuit.

Les données horaires du GPS sont utilisées pour synchroniser l'horloge interne, qui rythme ensuite les opérations de minuterie. Plusieurs routines du logiciel veillent à ce que l'horloge interne ne s'écarte pas (trop) des date et heure du GPS.

1 440 octets de la RAM interne du microcontrôleur sont employés pour les huit canaux, soit un octet par minute d'une journée (60×24). Dans chaque octet, les canaux disposent d'un bit dont la valeur détermine la position du relais correspondant : au repos pour 0, activé pour 1. Une routine convertit l'heure actuelle (hh:mm) en minutes, et détermine ainsi l'adresse correcte de cette minute dans la mémoire.

Divers tableaux de consultation (*lookup tables*) permettent les conversions nécessaires ; il y a par exemple un tableau qui définit les samedis, dimanches et jours fériés jusqu'en 2024.

Mise en œuvre

Nous ne nous étendons pas outre mesure sur l'utilisation de l'appareil, les possibilités sont tellement nombreuses qu'il faudrait plusieurs pages du magazine. Un manuel détaillé est disponible sur la page du projet [2].

La **figure 2** montre un des exemplaires réalisés par l'auteur.

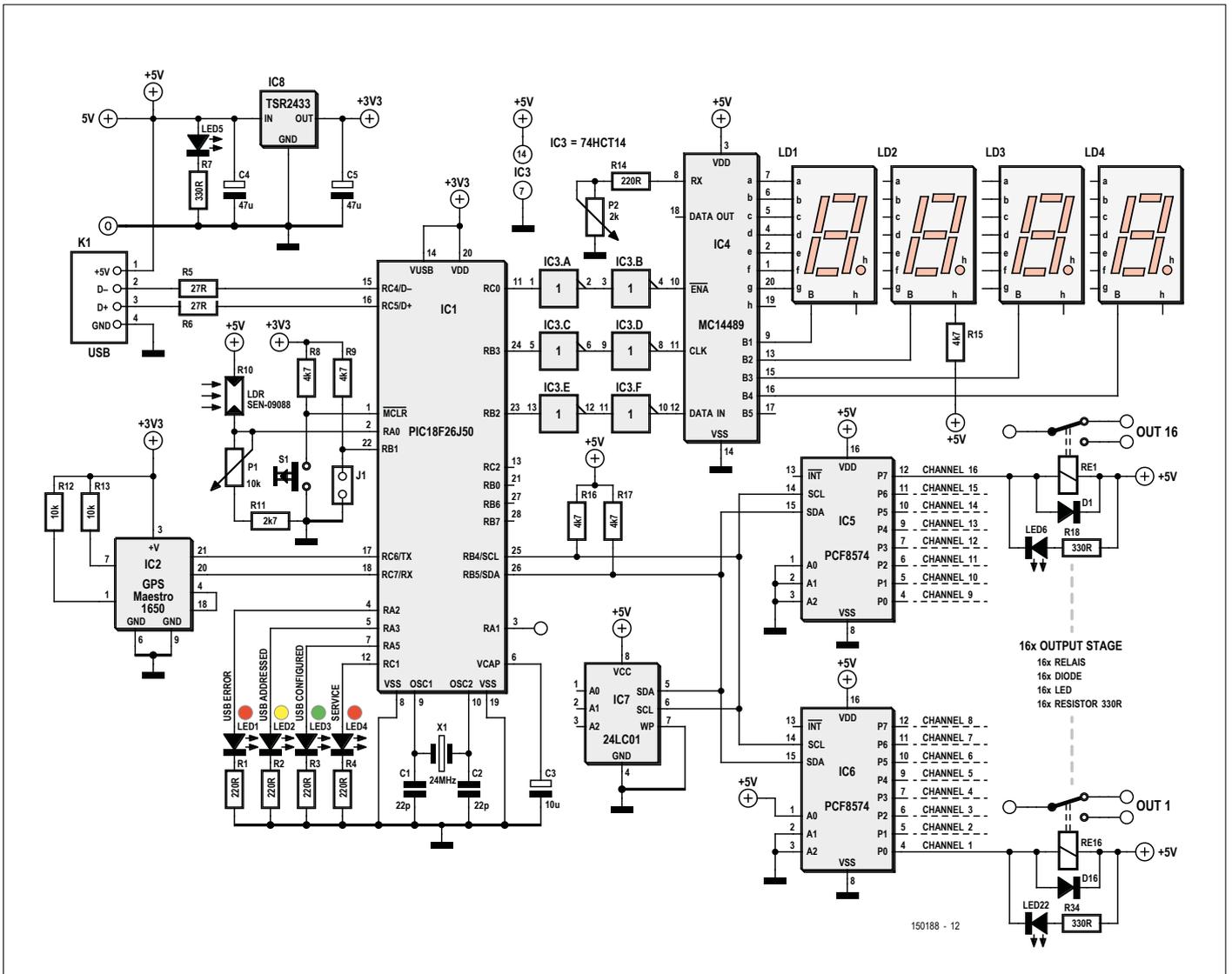


Figure 3. Le circuit du programmeur à 16 canaux paraît plus compliqué, mais les apparences sont parfois trompeuses.

Version à 16 canaux

Si le programmeur à 8 canaux était une *Rolls*, que dire alors de la version à 16 canaux ? Une *Formule 1* peut-être...

Le circuit est un peu plus étoffé, son schéma est repris en **figure 3**. Dans ses grandes lignes, le principe est identique à celui de la version à 8 canaux, mais les différences méritent que l'on s'y attarde.

Nous avons 16 minuteriers, qui commandent 16 relais ; chacune est programmable entre 1 min et 23 h et 59 min sur une période de 24 h. La combinaison de plusieurs sorties permet également la commande de différents états d'une même charge sur la journée. Un module GPS permet à nouveau l'exactitude des données horaires ; le fuseau horaire peut aussi être choisi librement. Chaque minuterier dispose d'une sélection de mode, pour les week-ends par exemple.

Les minuteriers sont programmés par un ordinateur via un câble USB. Le programmeur dispose de quatre afficheurs LED à 7 segments pour l'heure, et de 16 LED qui indiquent l'état des sorties. On peut connecter une photorésistance pour influencer le comportement d'une ou de plusieurs minuteriers.

Matériel

Le cœur du circuit est un microcontrôleur PIC 18F26J50, choisi pour la taille de sa mémoire RAM. Il est cadencé à 24 MHz, nécessaires pour la liaison USB. Le module GPS est un Maestro 2035, alimenté sous 3,3 V. Il peut être connecté directement aux lignes RS232 du PIC. À noter que la fréquence d'horloge de 24 MHz entraîne des valeurs de débit en baud (*Baud rate*) non standard, mais elles restent dans les tolérances.

La photorésistance est connectée à une autre entrée analogique. L'intensité lumineuse d'une des LED est proportionnelle à l'éclairement de cette résistance. Le niveau est réglable par un potentiomètre.

Des connecteurs sont prévus pour l'USB et une alimentation externe de 5 V. Celle-ci doit être déconnectée lorsque le programmeur est relié à un ordinateur. Les 3,3 V nécessaires au PIC et au module GPS sont obtenus à partir du 5 V via un régulateur à découpage à trois pattes, un TSR12433.

Les données de programmation envoyées par l'ordinateur sont entreposées dans une mémoire EEPROM 24LC01. Le PIC choisi ne dispose pas d'une EEPROM interne, mais bien d'une mémoire flash (*High Endurance Flash*) : une partie de la mémoire interne est réservée comme mémoire permanente. Il y a cependant quelques inconvénients : il faut tout d'abord effacer la zone où l'on souhaite entreposer des données, par blocs d'au moins 1 024 octets, et cela dure une « éternité » ; en tout cas beaucoup trop longtemps si on veut utiliser le bus USB en même temps.

Les lignes I²C, auxquelles la mémoire EEPROM est connectée, supportent une tension de 5 V, il ne faut donc pas d'adaptation de niveau. Deux PCF8574 sont également connectés au bus I²C, il s'agit d'extenseurs de bus qui peuvent commander les relais directement ; ceux-ci sont identiques à ceux de la version à 8 canaux.

Les afficheurs LED à 7 segments à cathode commune sont commandés par un MC144489, qui est lui-même commandé par trois lignes du PIC ; une adaptation de niveau de 3,3 à 5 V est obtenue par un 74HCT14. Un potentiomètre permet de régler l'intensité lumineuse.

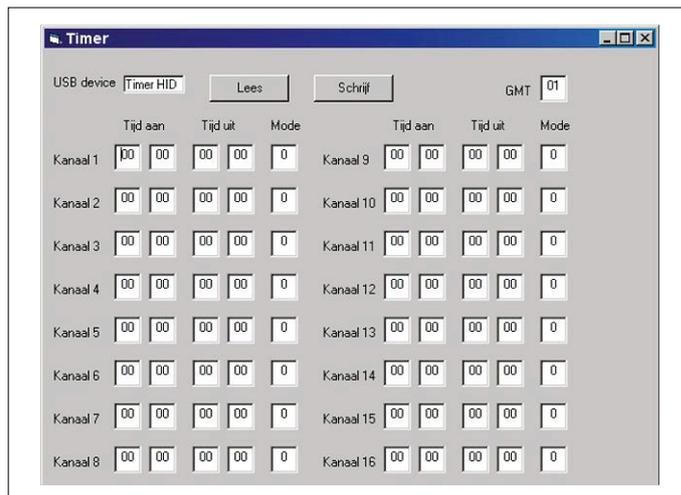


Figure 4. L'interface pour la programmation de la version à 16 canaux.

Microgiciel

Le programme est toujours aussi complexe et comprend deux parties : une pour la programmation des minuteriers via l'USB, une autre pour la gestion de l'appareil proprement dite.

Le choix du mode de fonctionnement se fait via l'alimentation. Lorsqu'un ordinateur (en marche) est connecté par un câble USB, le programme lance un processus d'énumération ; dès que le programmeur est reconnu comme interface humaine (*Human Interface Device*) la liaison avec l'ordinateur est établie. Il faut alors démarrer le programme *Timer_16*, qui fait partie du logiciel à télécharger, pour configurer les minuteriers. La **figure 4** montre l'interface de programmation.

Si on a omis de débrancher l'alimentation 5 V, le processus d'énumération ne pourra pas être effectué, et le programmeur retournera en mode de supervision. Il faut donc veiller à ne pas brancher simultanément alimentation et câble USB. Les principes résumés pour la version à 8 canaux restent valables ; deux blocs de 1 440 octets de mémoire RAM sont utilisés au lieu d'un seul.

Mise en œuvre

Il faudrait aussi de nombreuses pages pour détailler la mise en œuvre du programmeur à 16 canaux, nous vous renvoyons donc vers le manuel disponible sur la page du projet [2]. ◀

(150188 – version française : Jean-Louis Mehren)

Liens

[1] www.elektor.fr/gps-board-eb056

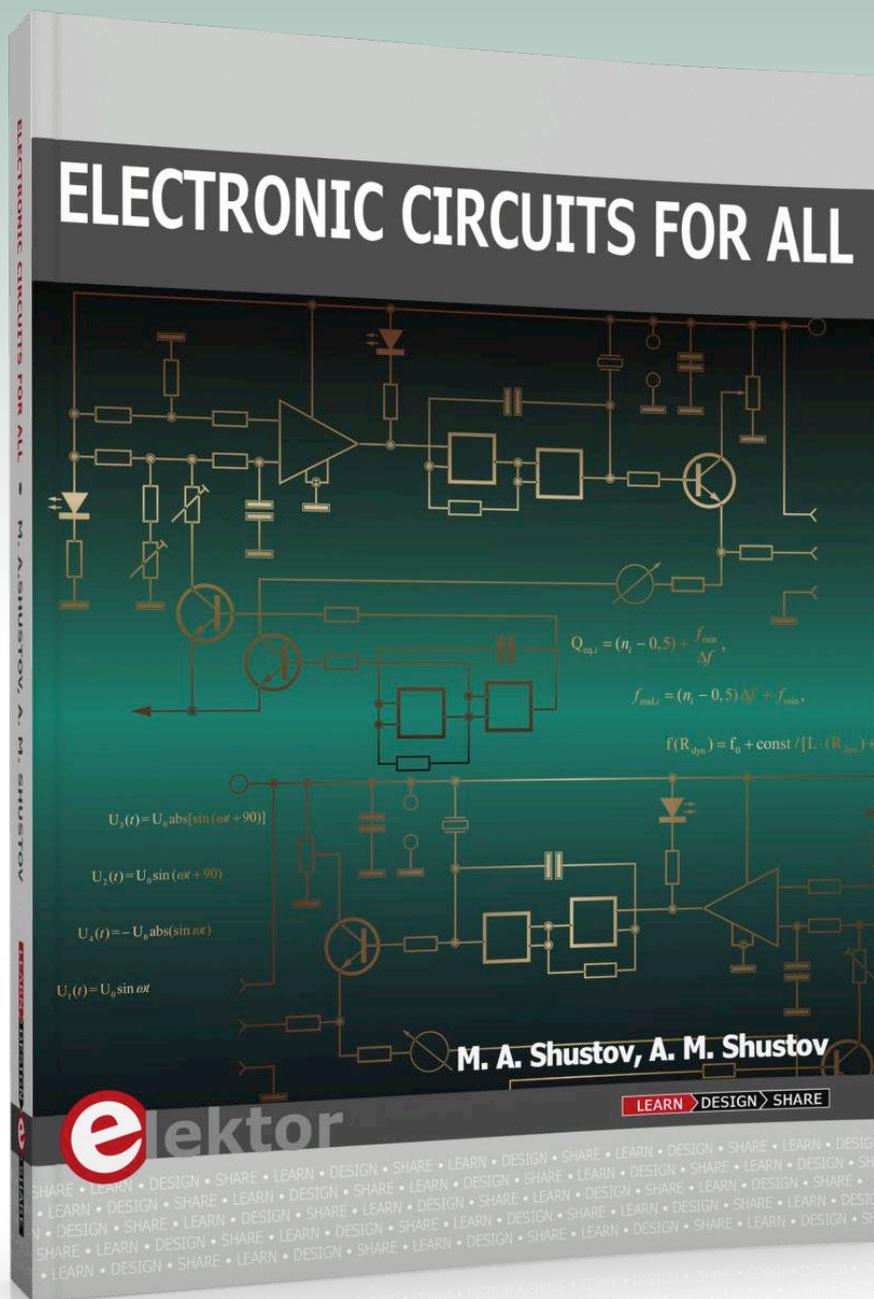
[2] www.elektormagazine.fr/150188

DANS L'E-CHOPPE
→ 150192
module GPS

DANS LES RAYONS DE L'É-CHOPPE

bons baisers de Russie...

plus de 400 circuits sur 400 pages



Rédaction d'Elektor

À notre époque, où le système embarqué est roi, on a un peu tendance à oublier qu'il fut un temps où il n'y avait que des composants discrets, que l'on pouvait manipuler et souder sans outillage spécifique...

une surprise que ce livre ait été mis sur le marché européen par Elektor l'année passée.

Baristor

Les Shustov ont reçu un prix en 2016, à l'occasion du *Fast Forward Award* du salon *Electronica* de Munich. C'était pour leur *baristor* (contraction de *Barrier Resistor*), un nouveau « composant », constitué de divers composants discrets et dont la caractéristique courant-

tension est reprise en **figure 1** : il se comporte comme un circuit ouvert jusqu'à un certain seuil et comme une résistance linéaire au-delà (ou bien l'inverse). Ce composant est bien entendu largement utilisé dans le livre, par exemple pour le circuit de la **figure 2**.

Minimalisme

Les schémas du livre semblent incomplets : il manque par exemple des condensateurs de liaison, des résistances de protection, ou des connexions à la masse pour les entrées non

C'est sans doute poussé par un brin de nostalgie que Michael Shustov et son fils Andrej ont écrit *Electronic Circuits for All*, un livre qui regroupe une collection de plus de 400 petits circuits simples, avec des composants conventionnels (désuets ?). Cet ouvrage s'inscrit dans la lignée des livres *3xx circuits* (où xx = 00 à 11) publiés par Elektor, avec un contenu très varié couvrant la plupart des domaines de l'électronique : alimentation, instrumentation, filtrage, (télé) communication, amplification, alarme, etc. Ce n'est donc pas

utilisées d'une porte CMOS. En fait les auteurs font totalement confiance au lecteur, qui n'oubliera (certainement) pas de les ajouter ! Les schémas sont vraiment pour les amateurs du « fait maison » : quand on gribouille un circuit sur un morceau de papier, on ne s'attarde pas non plus à ces « détails »...

Langage

Lors de la lecture, on se rend vite compte que l'ouvrage a été écrit ou traduit par quelqu'un dont la langue maternelle n'est pas l'anglais, mais bien le russe ; peut-être les auteurs eux-mêmes, ou un traducteur dont le nom n'est en tout cas pas mentionné. Les puristes en auront sans doute les cheveux qui se hérissent, mais les erreurs de vocabulaire (par exemple *capacity* ou *capacities* au lieu de *capacitance*) ou de grammaire n'empêchent heureusement pas la compréhension de la description des circuits.

Retour des TUP et TUN

Il n'y a pas que le style qui nous a fait penser à la série des *3xx circuits*. Les auteurs utilisent invariablement les transistors bipolaires BC547 (NPN) et BC557 (PNP), qui étaient des modèles pour petits signaux d'usage général et très répandus en Europe. Ce n'est pas pour rien qu'on les appelait *Transistor Universel PNP* (TUP) et *Transistor Universel NPN* (TUN), et ça renforce notre sentiment de nostalgie : les anciens parmi nous en ont encore vraisemblablement une boîte pleine chez eux... On peut cependant les remplacer sans problème par des transistors équivalents plus modernes, et c'est aussi valable pour le reste : pas de composants exotiques, rien que du standard que tout amateur a en stock. Il est donc en principe inutile de courir chez le détaillant en électronique du coin (désolé pour mon erreur, je me revoyais encore dans les années 70 ; ce que je voulais dire : sans devoir d'abord passer commande sur internet...).

Ésotérisme

Les auteurs ne s'en tiennent pas aux circuits traditionnels, et la dernière partie du livre couvre des sujets plus ésotériques : photographie Kirlian, prévisions météo, électrothérapie, détection aéro-ionique (quelqu'un connaît ?), et correction psycho-émotionnelle (figure 3). À l'époque du *Flower Power*, la revue *Elektuur* (en néerlandais, bien avant que l'édition française Elektor voie le jour) en a eu son lot aussi. On peut ergoter sur l'utilité de ces circuits, mais ils permettront certainement d'occuper une longue soirée d'hiver ou un dimanche après-midi pluvieux.

Conclusion

Mis à part quelques critiques bénignes, nous sommes très reconnaissants à Michael et Andrej d'avoir fait resurgir tous ces circuits du passé pour les faire découvrir aux électroniciens du 21^e siècle. Cela prouve, si tant est que ce soit nécessaire, qu'on peut se passer d'un microcontrôleur ou d'un RPi pour faire de l'électronique. Mesdames et Messieurs, ressortez la boîte où traînent vos vieux composants, et à vos fers à souder ! ◀

(160394 - version française : Jean-Louis Mehren)

Lien

www.elektor.fr/electronic-circuits-for-all

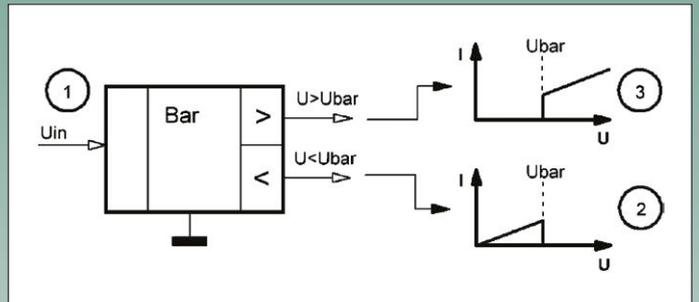


Figure 1. Le symbole du *baristor*.

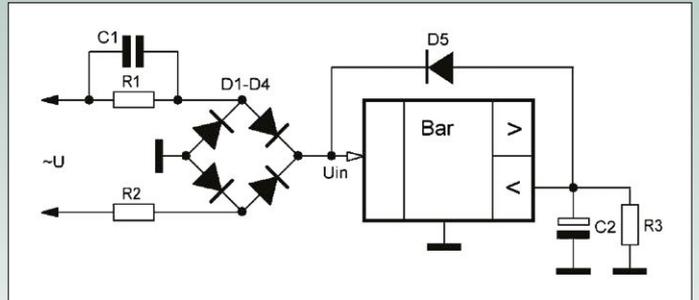


Figure 2. Alimentation sans transformateur avec un *baristor*.



DANS L'E-CHOPPE

→ Livre *Electronics Circuits for All* (en anglais)
de M.A. Shustov et A.M. Shustov

Elektor International Media - ISBN 978-1-907920-65-3
400 pages, broché - Réf. 18333, prix 39,95 €

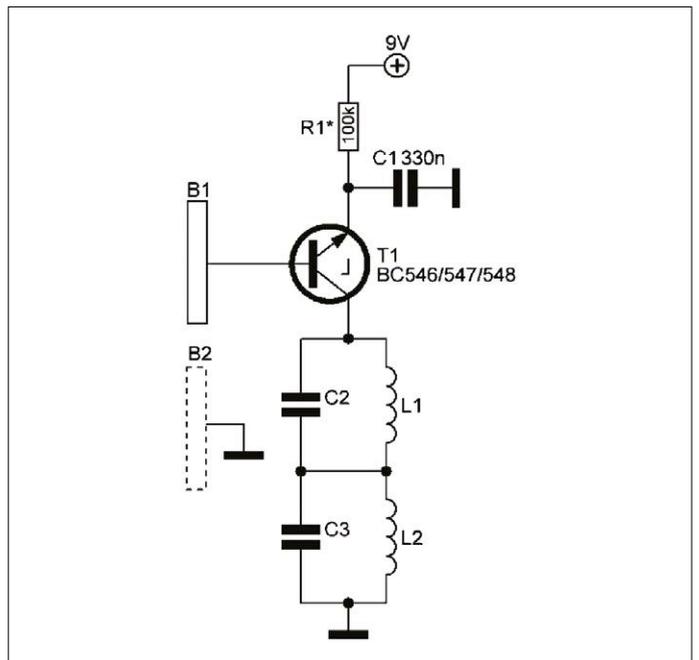


Figure 3. Circuit pour la « correction psycho-émotionnelle », quoique cela puisse signifier...

ESP32

très basse consommation

programmation du coprocesseur ULP

Tam Hanna

Beaucoup de développeurs qui travaillent avec l'ESP8266 ont critiqué sa consommation élevée. Le module ESP32 remédie à cette situation : il est équipé d'un coprocesseur ULP (*Ultra Low Power*, ultra basse consommation) qui, moyennant une réduction drastique de ses fonctions, procure une substantielle économie d'énergie. Toutefois il faut programmer l'ULP en assembleur – nous allons vous montrer comment.

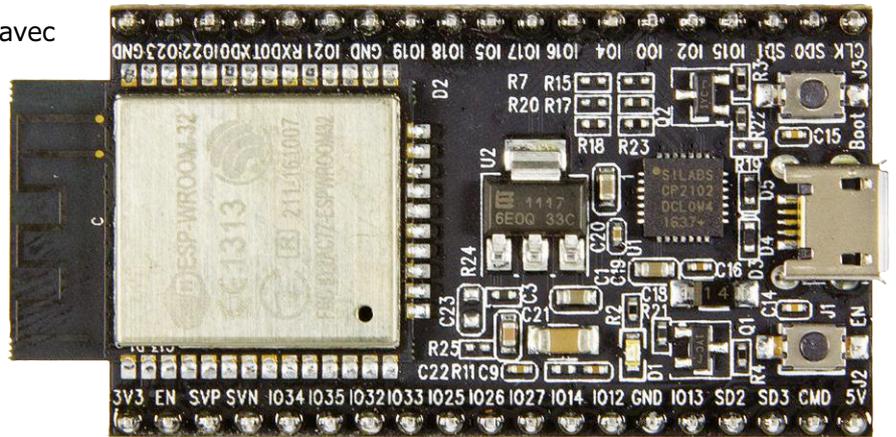


Figure 1. L'ESP32 DevKitC est une carte de développement bien pratique.

Dans cet article, nous utiliserons la carte de développement ESP32 DevkitC, qui comporte un connecteur micro-USB et qu'on peut se procurer facilement dans la boutique Elektor [1] (**fig. 1**). Nous avons déjà fait nos premiers pas avec l'ESP32 dans Elektor [2]. Cet article propose une introduction à l'utilisation de l'ULP.

Préparation

Que cela plaise ou non : le fabricant Espressif met régulièrement à jour son outil de développement IDF (*Integrated Development Framework*). Comme beaucoup

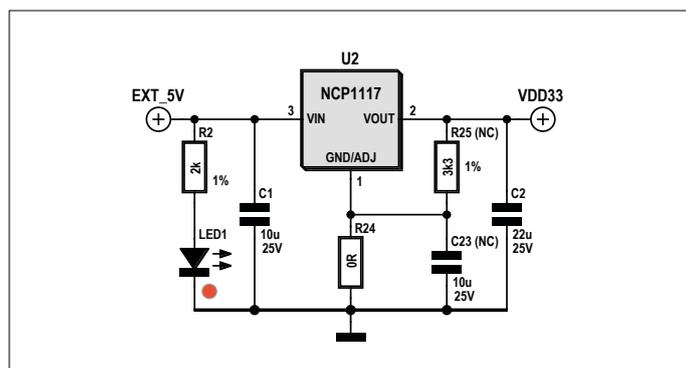


Figure 2. Schéma partiel de l'alimentation.

d'eau a coulé sous les ponts du Danube depuis la parution du dernier article sur l'ESP32 dans Elektor, il est recommandé de se procurer une version à jour de l'IDF. Vous trouverez pour cela un complément d'information sous [3].

Comme toujours, prenez garde au fait que la chaîne d'outils ESP est allergique au caractère « espace », ce qui cause toujours autant de désagrément avec certains répertoires des anciennes versions de Windows et toujours aussi peu de compréhension dans les forums du fabricant.

Pour les utilisateurs des cartes Spark-Fun étudiées sous [2], notez la modification suivante : le convertisseur FTDI utilisé précédemment est remplacé par le CP210x, avec des caractéristiques similaires, mais nettement moins cher. En principe, le pilote est disponible sans action particulière ; si, pour une raison quelconque, votre PC fait la tête, vous trouverez sous [4] des archives contenant les pilotes.

Connectez la carte au PC au moyen d'un câble micro-USB. La LED rouge s'allume immédiatement. Sous Ubuntu, vous pouvez trouver le chemin vers le port série virtuel dans le log du système – chez l'auteur, le DevkitC utilise le même port `ttyUSB0` que son prédécesseur :

```
tamhan@TAMHAN14:~$ dmesg
[19280.368821] usb 1-1.7: Product: CP2102 USB to UART
```

Bridge Controller

...

```
[19280.399519] cp210x 1-1.7:1.0: cp210x converter
detected
[19280.399840] usb 1-1.7: cp210x converter now
attached to ttyUSB0
```

Comme nom d'utilisateur et autres varient d'un PC à l'autre, l'outil de programmation ESP s'attend à trouver des variables d'environnement – l'utilisateur d'Unix peut les définir selon le modèle suivant :

```
tamhan@TAMHAN14:~/esp$ export IDF_PATH=~/esp/esp-idf
tamhan@TAMHAN14:~/esp$ export PATH="$PATH:$HOME/esp/
xtensa-esp32-elf/bin"
```

Ces deux commandes doivent être saisies manuellement lors de toute nouvelle ouverture d'une fenêtre terminal (si l'on ne veut pas modifier la configuration générale du système).

Programme de démo sans ULP

Occupons-nous maintenant de la mesure de la consommation électrique. Pour cela, l'exemple « Hello World » convient ; comme Espressif a eu la bonne idée de l'inclure dans le paquet de l'environnement de développement, il a été copié sur votre PC.

Sous Unix, on le met en œuvre au moyen des deux commandes suivantes. On commence par se mettre sous le « répertoire racine », puis on copie le code du projet depuis le répertoire `examples` dans le répertoire de l'environnement de programmation ESP32 :

```
tamhan@TAMHAN14:~$ cd ~/esp
tamhan@TAMHAN14:~/esp$ cp -r $IDF_PATH/examples/get-
started/hello_world .
```

Notez que le point à la fin de la commande de copie n'est pas un défaut typographique d'Elektor. Sous Unix, il représente le répertoire courant. Notre commande a demandé au système de copier le répertoire de l'exemple dans le répertoire de travail courant.

Au pas suivant, nous devons nous assurer que la compilation peut être effectuée correctement. Pour les pré-réglages nécessaires, nous utilisons la commande `menuconfig` lancée de la manière suivante :

```
tamhan@TAMHAN14:~/esp$ cd hello_world/
tamhan@TAMHAN14:~/esp/hello_world$ make menuconfig
```

Après la compilation automatique de quelques fichiers d'aide, choisissez dans le menu la rubrique `Serial flasher config > Default serial port`, où vous spécifiez le port à utiliser – sous Unix il est souvent déjà correctement présélectionné. Enregistrez ensuite les réglages et fermez `menuconfig`. La compilation du micrologiciel ESP32 est effectuée par `make` (ce qui est appréciable pour le développeur, car `make` dispose d'une capacité de traitement parallèle généralement très efficace) :

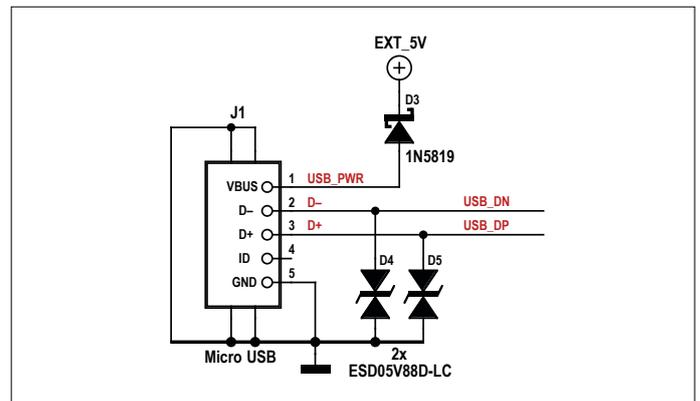


Figure 3. Repérage de la diode D3. Ici, on peut couper l'alimentation par l'USB.

```
tamhan@TAMHAN14:~/esp/hello_world$ make flash -j8
```

Le passage du paramètre `-j8` indique à l'outil d'utiliser huit fils. Sur la station de travail à huit cœurs de l'auteur, cela a donné une charge du système presque optimale.

`make flash` téléverse ensuite automatiquement le résultat de la compilation sur l'ESP32.

Dans le code de l'exemple « Hello World », on trouve une quantité d'appels à `printf` :

```
void app_main()
{
    printf("Hello world!\n");
    esp_chip_info_t chip_info;
    esp_chip_info(&chip_info);
    printf("This is ESP32 chip with %d CPU cores,
        Wi-Fi%s%s, ",
        ...

```

Si la liaison USB est active, la collecte des données de sortie est activée par la commande `make monitor`. Pour quitter l'environnement de développement, appuyez sur `ctrl + j`.

Consommation électrique

Nous voici prêts pour la mesure de la consommation électrique. On peut récupérer le schéma de notre DevKit sous [5] ; le schéma partiel de la **figure 2** montre que la tension d'alimentation de 3,3 V nécessaire est produite par un régulateur LDO (*Low Drop-Out*).

En théorie, on devrait maintenant couper l'alimentation par

Et boum !

Si vous alimentez – comme c'est mon cas – le montage d'essai avec une alimentation HP 6624A, prenez soin de débrancher physiquement l'alimentation. Après pression sur `Output Disable`, des courants d'équilibrage non négligeables circulent du port USB vers l'alimentation (en fonction du type de *hub* jusqu'à 5 A), ce que l'appareil de mesure risque de mal supporter. Le fusible du Solartron 7150 est calibré à 2 A, qui ne sont normalement jamais atteints ; mais si l'on utilise un petit multimètre à 200 mA, on est bon pour remplacer le fusible.

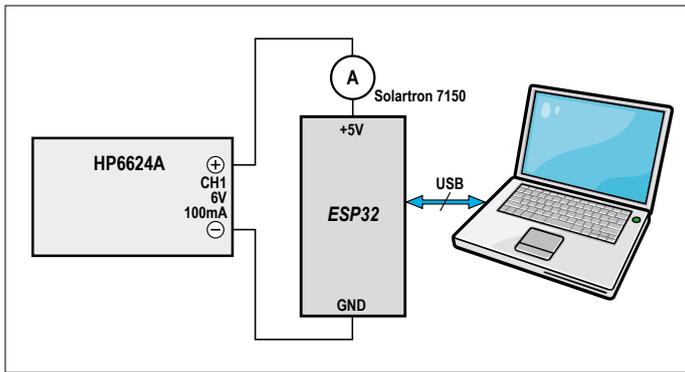


Figure 4. Ce circuit permet de mesurer le courant.

Mode	Min	Typ	Max	Unit
Transmit 802.11b, DSSS 1 Mbps, POUT = +19.5 dBm	-	240	-	mA
Transmit 802.11b, OFDM 54 Mbps, POUT = +16 dBm	-	190	-	mA
Transmit 802.11g, OFDM MCS7, POUT = +14 dBm	-	180	-	mA
Receive 802.11b/g/n	-	95 ~ 100	-	mA
Transmit BT/BLE, POUT = 0 dBm	-	130	-	mA
Receive BT/BLE	-	95 ~ 100	-	mA

Figure 5. Le Wi-Fi n'est pas un champion des économies d'énergie. (Source : Espressif, feuille de caractéristiques ESP32 [6])

USB issue du PC, mais alors, on perdrait aussi la liaison de débogage. Mais on peut s'en tirer autrement. La **figure 3** montre le câblage de la prise USB de la carte. Si l'on n'est pas très exigeant sur la précision de la mesure, on peut utiliser la diode D3 pour mettre l'alimentation du PC hors course. On connecte alors une alimentation de laboratoire à limitation de courant et un ampèremètre (**fig. 4**).

Pour une configuration correcte, le Solartron 7150 de l'auteur a mesuré une intensité de 40 mA – comme la DevKit C alimente aussi une LED et divers autres gadgets, on devrait pouvoir réduire cette consommation sur un circuit personnel de conception soignée. La feuille de caractéristiques indique que dans cet état appelé *Modem Sleep*, la consommation se situe entre 30 et 50 mA. Si l'on diminue la vitesse de l'unité centrale à 80 MHz, on s'en tire avec 20 à 25 mA ; à 2 MHz, la consommation diminue encore, entre 2 et 4 mA.

Ceci n'est évidemment valable que si l'émetteur Wi-Fi est éteint. S'il est allumé, la consommation dépend du mode de fonctionnement de l'ESP32. Comme la mesure est difficile dans ce cas, la **figure 5** reprend les informations de la feuille de caractéristiques [6].

Intervention de l'ULP

L'Arduino Yun a popularisé le principe du processeur combiné. L'idée est aussi simple que géniale : un microcontrôleur est assemblé à partir de différents modules qui sont activés indépendamment les uns des autres, selon les besoins.

Dans le cas de l'ESP32, il existe à côté de l'unité centrale principale appelée « Xtensa » un module complémentaire baptisé RTC, qui contient un coprocesseur ULP (*Ultra Low Power*). Il s'agit d'une puce auxiliaire équipée de sa propre mémoire de travail SRAM et capable de travailler indépendamment du processeur principal et même d'accéder à ses propres périphériques. L'idée

est de donner au développeur la possibilité d'arrêter au besoin le processeur principal et de déléguer la surveillance au module RTC à très faible consommation. Si celui-ci détecte un événement auquel il faut réagir, il réactive les processeurs puissants. Grâce à la mémoire partagée, une utilisation commune des données par RTC et Xtensa est aussi possible.

Pour en savoir davantage sur le module RTC, ne comptez pas trop sur la feuille de caractéristiques : chez Espressif, la description technique détaillée est consignée dans un manuel de référence disponible, au moment de la publication de cet article, au téléchargement sous [7]. Vous trouverez davantage d'informations pour la réalisation sous [8] – utilisez le fichier comme « squelette » pour vos propres réalisations.

C'est alors qu'on découvre que l'ULP est un automate à nombre d'états fini, équipé d'un registre de travail et de trois autres demi-registres et qu'il nous gratifie d'un langage assembleur très particulier : la programmation en C n'est pas possible.

Ici, faisons une petite démonstration de l'interaction de l'ULP avec le processeur principal. Pour cela, utilisons une variable compteur partagée qui sera utilisée de la même manière des deux côtés de l'ESP32.

Nous allons étendre notre exemple *hello_world* de la manière suivante. Commencez par créer un sous-répertoire « ulp », vide pour l'instant, dans votre répertoire « main ». Puis, ouvrez le fichier *main/component.mk* et mettez-le en conformité avec ceci :

```
# . . . .
# (Uses default behaviour of compiling all source
# files in directory, adding 'include' to include
# path.)
ULP_APP_NAME ?= ulp_$(COMPONENT_NAME)
ULP_S_SOURCES = $(COMPONENT_PATH)/ulp/
                ulp_source_file.S
ULP_EXP_DEP_OBJECTS := main.o
include $(IDF_PATH)/components/ulp/component_ulp_
                common.mk
```

Lorsque vous travaillez sur un programme ULP, vous pouvez simplement copier le *snippet* (fragment de code) *make* fourni par Espressif dans votre projet, sans autre forme de procès. Il utilise le fichier *ulp_source_file.S* situé dans le répertoire */ulp*, et l'inclut au cours du processus de compilation.

Une fois que le fichier assembleur est créé, il faut encore inclure trois fichiers d'en-tête, sans lesquels la chaîne d'outils Espressif, qui utilise un préprocesseur, signalerait diverses erreurs :

```
#include "soc/rtc_cntl_reg.h"
#include "soc/rtc_io_reg.h"
#include "soc/soc_ulp.h"
```

Le reste du premier fichier assembleur se présente comme suit :

```
.bss

.global acti_count
acti_count:
    .long 0
```

On trouve ici deux particularités importantes. D'abord la section (vide ici) `.bss`, dont l'absence fait que, même si le processeur ULP trouve le fichier, il refuse sans commentaire de l'exécuter. Ensuite, nous avons une séquence qui crée une variable globale partagée entre l'ULP et Xtensa. Nous pouvons alors poursuivre avec le code effectif :

```
/* Code goes into .text section */
.text
.global entry
entry:
    move r3, acti_count
    ld r0, r3, 0
    add r0, r0, 1
    st r0, r3, 0
```

Les processeurs ULP sont des machines à 16 bits. À la lecture, une partie du registre n'est pas prise en compte. Pour commencer, nous décalons l'adresse de `acti_count` dans le demi-registre R3, que nous utilisons pour lire la valeur. Celle-ci est incrémentée avec `add` et réécrite dans `acti-count`. Pour finir, nous réveillons le côté Xtensa. Ici, nous avons une petite difficulté : les commandes de réveil ne sont acceptées qu'une fois que le noyau a été arrêté avec succès. C'est pourquoi notre code n'exécute `wake` que lorsque le SOC (*système sur puce*) a confirmé sa mise en sommeil dans le registre concerné :

```
/* Check if the SoC has said INRI already */
READ_RTC_REG(RTC_CNTL_DIAG0_REG, 19, 1)
and r0, r0, 1
jump exit, eq
wake
WRITE_RTC_FIELD(RTC_CNTL_STATE0_REG, RTC_CNTL_
ULP_CP_SLP_TIMER_EN, 0)
halt

exit:
    halt
halt
```

Côté C

Ensuite, nous retournons au programme `hello_world_main.c` dans lequel nous incluons quelques fichiers d'en-tête :

```
#include "esp_sleep.h"
#include "nvs.h"
#include "nvs_flash.h"
#include "soc/rtc_cntl_reg.h"
#include "soc/rtc_io_reg.h"
#include "soc/sens_reg.h"
#include "soc/soc.h"
#include "driver/gpio.h"
#include "driver/rtc_io.h"
#include "esp32/ulp.h"
#include "ulp_main.h"
```

`ulp_main` est créé par Makefile : le fichier prépare les contenus nécessaires au traitement ou au dialogue avec le programme

de l'ULP du côté C.

Ici, la situation exige une réflexion approfondie. La partie Xtensa du microcontrôleur contient une quantité de registres dont la préservation du contenu exige une dépense d'énergie considérable. Pour minimiser cette dépense, Espressif coupe l'alimentation des registres, ce qui entraîne malheureusement la perte de leur contenu. La première action de notre programme est donc de déterminer la cause du réveil :

```
void app_main() {
    //Init check
    esp_sleep_wakeup_cause_t cause =
    esp_sleep_get_wakeup_cause();
    if (cause != ESP_SLEEP_WAKEUP_ULP) {
        printf("Clean boot\n");
        init_ulp_program();
    } else {
        printf("Start caused by ULP\n");
        printf("Counter %u \n", ulp_acti_count &
        UINT16_MAX);
    }
}
```

Il est important ici de masquer le contenu de `ulp_acti_count` qui, comme tous les registres de Xtensa, a une largeur de 32 bits. Comme l'ULP ne peut écrire que dans les seize premiers, il faut masquer le reste qui est « indéfini ».

Trop compliqué !

Si l'on rechigne à travailler au niveau de `make` (ou si l'on a affaire à de très vieux exemples de code), on peut utiliser les macros (mais elles ont depuis été abandonnées par Espressif). Dans ce cas, un programme ULP est produit à partir d'un tableau d'instructions :

```
const ulp_insn_t program[] = {
    I_MOVI(R3, 16),
    I_LD(R0, R3, 0),
    I_LD(R1, R3, 1),
    I_ADDR(R2, R0, R1),
    I_ST(R2, R3, 2),
    I_HALT()
};
```

La suite est constituée d'une séquence de code C plus ou moins standard qui calcule la taille du programme en instructions et fournit le résultat pour exécution. Il faut prendre garde à toujours faire le calcul de `size` comme indiqué ci-dessous – certaines macros sont interprétées par deux instructions séparées :

```
size_t load_addr = 0;
size_t size = sizeof(program)/sizeof(ulp_insn_t);
ulp_process_macros_and_load(load_addr, program,
    &size);
ulp_run(load_addr);
```

```
tamhan@TAMHAN14: ~/esp/hello_world
tamhan@TAMHAN14:~/esp/hello_world$ make flash
CPP main/ulp/ulp_source_file.S
ULP_AS build/main/ulp_source_file.ulp.o
make[1]: esp32ulp-elf-as: Command not found
make[1]: *** [ulp_source_file.ulp.o] Error 127
make: *** [component-main-build] Error 2
tamhan@TAMHAN14:~/esp/hello_world$
```

Figure 6. Ici, il manque un module...

RTC GPIO Num	GPIO Num	Pad Name	Analog Function		
			1	2	3
0	36	SENSOR_VP	ADC_H	ADC1_CH0	-
1	37	SENSOR_CAPP	ADC_H	ADC1_CH1	-
2	38	SENSOR_CAPN	ADC_H	ADC1_CH2	-
3	39	SENSOR_VN	ADC_H	ADC1_CH3	-
4	34	VDET_1	-	ADC1_CH6	-
5	35	VDET_2	-	ADC1_CH7	-
6	25	GPIO25	DAC_1	ADC2_CH8	-
7	26	GPIO26	DAC_2	ADC2_CH9	-
8	33	32K_XN	XTAL_32K_N	ADC1_CH5	TOUCH8
9	32	32K_XP	XTAL_32K_P	ADC1_CH4	TOUCH9
10	4	GPIO4	-	ADC2_CH0	TOUCH0
11	0	GPIO0	-	ADC2_CH1	TOUCH1
12	2	GPIO2	-	ADC2_CH2	TOUCH2
13	15	MTD0	-	ADC2_CH3	TOUCH3
14	13	MTCK	-	ADC2_CH4	TOUCH4
15	12	MTD1	-	ADC2_CH5	TOUCH5
16	14	MTMS	-	ADC2_CH6	TOUCH6
17	27	GPIO27	-	ADC2_CH7	TOUCH7

Figure 7. Liste des broches accessibles par l'ULP. (Source : Espressif [7])

La mise en sommeil s'effectue en deux étapes. D'abord, nous ordonnons à la logique de gestion de l'alimentation de prendre en compte les commandes de réveil émanant de l'ULP, ensuite, nous démarrons le programme ULP et mettons le processeur principal au lit :

```
//Good night
ESP_ERROR_CHECK( esp_sleep_enable_ulp_wakeup() );
ESP_ERROR_CHECK( ulp_run((&ulp_entry - RTC_SLOW_
MEM) / sizeof(uint32_t)));
esp_deep_sleep_start();
}
```

L'initialisation du programme ULP s'effectue aussi en plusieurs étapes. On commence par inclure deux constantes produites par *makefile*. Ensuite on appelle `ulp_load_binary` pour charger les ressources :

```
extern const uint8_t ulp_main_bin_start[]
asm("_binary_ulp_main_bin_start");
extern const uint8_t ulp_main_bin_end[]
asm("_binary_ulp_main_bin_end");
void init_ulp_program()
{
    esp_err_t err = ulp_load_binary(0, ulp_main_bin_
start, (ulp_main_bin_end - ulp_main_bin_start) /
sizeof(uint32_t));
    ESP_ERROR_CHECK(err);
}
```

...

Si l'on essaie de compiler notre programme dans son état précédent, on obtient le message d'erreur de la **figure 6** parce que les composants téléchargés « normalement » ne contiennent pas, au moment de la publication de cet article, les modules nécessaires.

Accédez au portail sous [9] et téléchargez le fichier correspondant à votre configuration. Extrayez l'archive vers `/esp` et ajoutez-la au chemin :

```
tamhan@TAMHAN14:~/esp$ ls
esp32ulp-elf-binutils esp-idf hello_world
xtensa-esp32-elf
tamhan@TAMHAN14:~/esp$ export PATH="$PATH:$HOME/esp/
esp32ulp-elf-binutils/bin"
```

Retournez ensuite à *make menuconfig* et activez l'option *Component Config-Y ESP32-Specific → Enable Ultra Low Power (ULP) Coprocessor. Make menuconfig* insère alors (512) *RTC slow memory reserved for coprocessor*. Cette allocation de mémoire sera conservée.

Marche – Arrêt !

Si l'on exécute le programme dans l'état précédent, on constate que le compteur est incrémenté de 3. Cela provient du fait que le délai court dès l'appel de `ulp_run` et qu'il faut du temps pour mettre le processeur principal en sommeil. Les commandes de réveil arrivant trop tôt sont ignorées et l'ULP s'enferme dans une espèce de boucle infinie, le temps de trois incréments. Pour régler ce problème, il suffit, lorsqu'on constate le non-endormissement, de sauter vers le haut dans une boucle de veille « active » :

```
exit:
/* Check if the SoC has said INRI already */
READ_RTC_REG(RTC_CNTL_DIAG0_REG, 19, 1)
and r0, r0, 1
jump exit, eq
wake
WRITE_RTC_FIELD(RTC_CNTL_STATE0_REG, RTC_CNTL_
ULP_CP_SLP_TIMER_EN, 0)
halt
```

Pour l'auteur, le désir de mesurer le temps de mise en sommeil de la MCU était irrésistible. Quelques broches GPIO de l'ESP32 sont des hybrides, qui peuvent être commandées aussi bien par le module RTC que par le processeur principal ; le tableau en **figure 7** donne la correspondance.

L'initialisation de ces broches s'effectue par une interface de programmation spéciale, qui se distingue par le préfixe RTC. Notez que les broches GPIO spécifiées ici (du côté ESP32) sont par leur désignation ESP32 :

```
void init_ulp_program() { . . .
    ulp_acti_count=0;
    rtc_gpio_init(cpu_num);
}
```

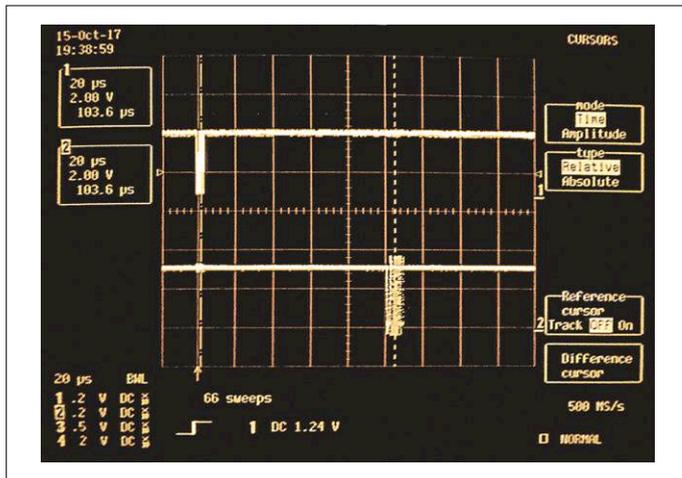


Figure 8. Entre la fin de la commutation côté ESP-Xtensa (CH1) et le début de l'activité côté ULP, il s'écoule 100 µs environ.

```
rtc_gpio_set_direction(cpu_num,
RTC_GPIO_MODE_OUTPUT_ONLY);
rtc_gpio_set_level(cpu_num, 1);
rtc_gpio_init(ulp_num);
rtc_gpio_set_direction(ulp_num,
RTC_GPIO_MODE_OUTPUT_ONLY);
rtc_gpio_set_level(ulp_num, 1);
```

Entre les blocs *Init check* et *Good night*, nous insérons du code qui produit une forme d'onde caractéristique, affichable sur un oscilloscope :

```
//BlinkBlink
rtc_gpio_hold_dis(cpu_num);
char bctr=0;
while(bctr<4){
    rtc_gpio_set_level(cpu_num, 0);
    rtc_gpio_set_level(cpu_num, 1);
    bctr++;
}
rtc_gpio_hold_en(cpu_num);
```

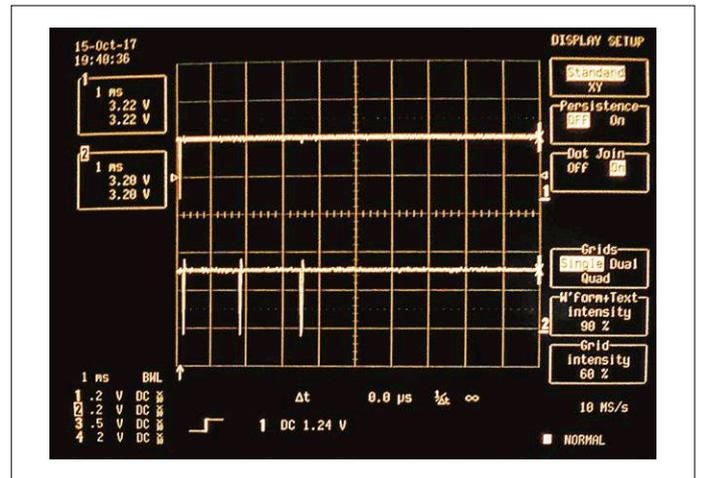


Figure 9. Les trois activations de la routine ULP sont clairement visibles.

Espressif équipe les broches GPIO d'une fonction dite *HOLD* : si l'on positionne le drapeau correspondant, on indique à la fonction GPIO de maintenir l'état de la broche même en cas d'aller-retour entre l'ULP et l'ESP32.

Ensuite, nous devons faire en sorte que la partie ULP de l'ESP32 apparaisse aussi sur l'oscilloscope. Dans *ulp_source_file.S*, nous remplaçons le code d'incréméntation par le bloc suivant qui gère une opération de commutation :

```
WRITE_RTC_REG(RTC_IO_TOUCH_PAD0_REG,RTC_IO_TOUCH_
PAD0_HOLD_S,1,0)
WRITE_RTC_REG(RTC_GPIO_OUT_WITS_REG,RTC_GPIO_OUT_
DATA_WITS_S+10,1,1)
WRITE_RTC_REG(RTC_GPIO_OUT_WITC_REG,RTC_GPIO_OUT_
DATA_WITC_S+10,1,1)
WRITE_RTC_REG(RTC_GPIO_OUT_WITS_REG,RTC_GPIO_OUT_
DATA_WITS_S+10,1,1)
```

Quand on charge le programme sur l'ESP32, on peut voir sur l'oscilloscope le temps écoulé entre la commande de mise en sommeil et l'activation du programme ULP (**fig. 8**). Le **figure 9** montre la même chose avec une base de temps plus grande. On

Liens

- [1] www.elektor.fr/esp32-devkitc
- [2] www.elektormagazine.fr/160454
- [3] <http://esp-idf.readthedocs.io/en/latest/get-started/index.html#get-started-connect>
- [4] www.silabs.com/products/development-tools/software/usb-to-uart-bridge-vcp-drivers
- [5] https://dl.espressif.com/dl/schematics/ESP32-Core-Board-V2_sch.pdf
- [6] http://espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf
- [7] http://espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_technical_reference_manual_en.pdf
- [8] https://github.com/krzychb/ulp-loop/blob/master/main/ulp/loop_blink.S
- [9] <https://github.com/espressif/binutils-esp32ulp/wiki#downloads>
- [10] www.elektor.tv

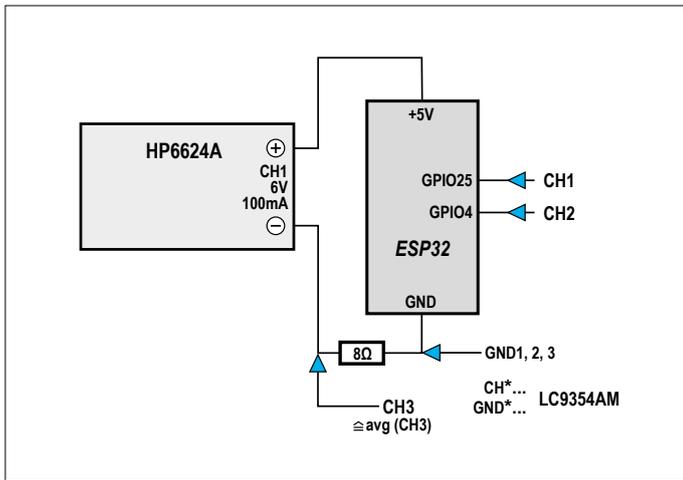


Figure 10. Ce circuit permet de montrer le courant économisé par la mise en sommeil du noyau Xtensa. Attention : les masses de l'oscilloscope sont reliées entre elles !

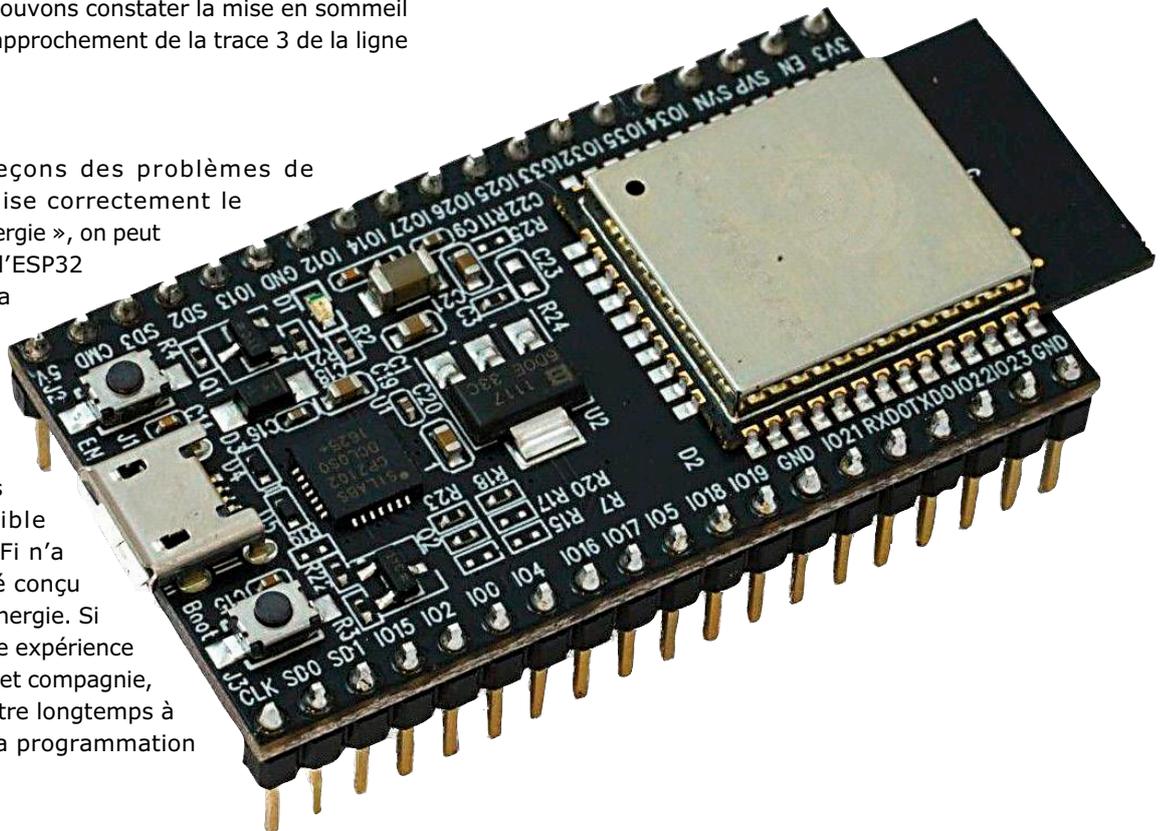
voit que le programme ULP est activé trois fois en tout (ce qui explique l'incrément de trois du compteur entre deux appels).

Mais nous voulons encore voir si nous faisons effectivement une économie d'énergie ! Pour cela, insérons en série une résistance de 8 Ω du côté de la masse et réalisons le circuit de mesure de la **figure 10**.

Sur l'oscilloscope, nous pouvons constater la mise en sommeil du noyau Xtensa par le rapprochement de la trace 3 de la ligne zéro volt (**fig. 11**).

Conclusion

Espressif a tiré les leçons des problèmes de l'ESP8266 : si l'on utilise correctement le « processeur frugal en énergie », on peut effectivement employer l'ESP32 dans le domaine de la basse consommation. C'est à cause de ses nombreuses fonctions qu'il ne peut pas vraiment concourir dans la catégorie des véritables processeurs à très faible consommation – le Wi-Fi n'a tout simplement pas été conçu comme interface basse énergie. Si vous avez déjà acquis une expérience de l'assembleur avec PIC et compagnie, vous ne devriez pas mettre longtemps à vous y retrouver dans la programmation



Un clip vidéo !

Si vous n'êtes pas à l'aise avec l'utilisation de *make*, vous trouverez sous [10] un petit clip vidéo fourni par l'auteur, qui explique comment se servir de cet outil.

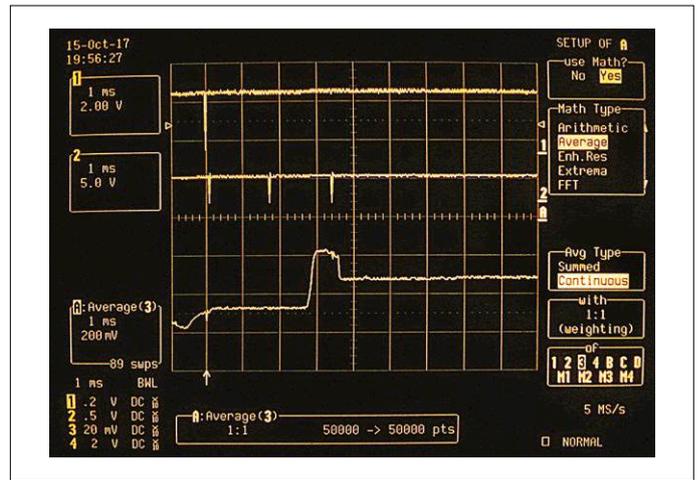


Figure 11. On reconnaît la mise en sommeil du noyau Xtensa au rapprochement de la trace 3 de la ligne du zéro.

de l'ULP. Ceci est une confirmation (tardive) pour tous ceux qui – comme ma modeste personne – sont d'avis que la programmation en assembleur des puces à 8 bits est une bonne préparation au travail avec des langages évolués sur microcontrôleurs. ◀

(160549 – version française : Helmut Müller)



DANS L'E-CHOPPE

→ Carte de développement ESP32 DevKitC
www.elektor.fr/esp32-devkitc

carillon pour l'horloge de sable Elektor

arrivée en fanfare des vibrations de lissage



Christopher R. Lee (France)

J'ai acheté l'horloge de sable d'Elektor dès sa sortie. Cette horloge, parfaite comme cadeau de Noël insolite, ne passe pas inaperçue dans un bureau ou un salon à cause du bourdonnement de ses vibrations. En la dotant d'un carillon, nous allons la rendre encore plus bruyante.

Une fois l'horloge de sable [1] assemblée, j'ai voulu, comme pour tout gadget « utile », la doter d'accessoires en tous genres ou – plus évident ici – d'un carillon ! Comme il est préférable de ne pas être trop ambitieux quand on a un objectif précis, mon carillon sera, malheureusement..., numérique.

Sélection d'un système de sonorisation

Une horloge mécanique à l'ancienne sonne tous les quarts d'heure, la mélodie s'al-

longeant au fur et à mesure qu'approche l'heure pleine. Si vous connaissez bien Big Ben (forcée au silence actuellement), vous reconnaîtrez la séquence de motifs à quatre notes, les fameux *quarts d'heure de Westminster*, mais vous pouvez créer d'autres mélodies. Le « mécanisme » de l'horloge « sait » quand démarrer le carillon, juste avant chaque quart d'heure, le premier *boing* (ou *coucou*) de la cloche de l'heure étant censé retentir exactement à l'heure sonnante.

J'ai pensé à actionner le pantographe

aux moments appropriés par le biais des commandes fournies, mais pour l'instant j'ai abandonné l'idée, car cela requerrait un mécanisme d'échappement pour lequel il me manquait les compétences requises (celles d'un horloger, ou d'un facteur de clavecin ou de piano).

Le logiciel ne se substituera jamais à d'authentiques instruments de musique, toutefois une modeste tentative consiste à faire en sorte que la famille Arduino produise des sons « acceptables » à l'aide de la bibliothèque de synthèse de son Mozzi [2].

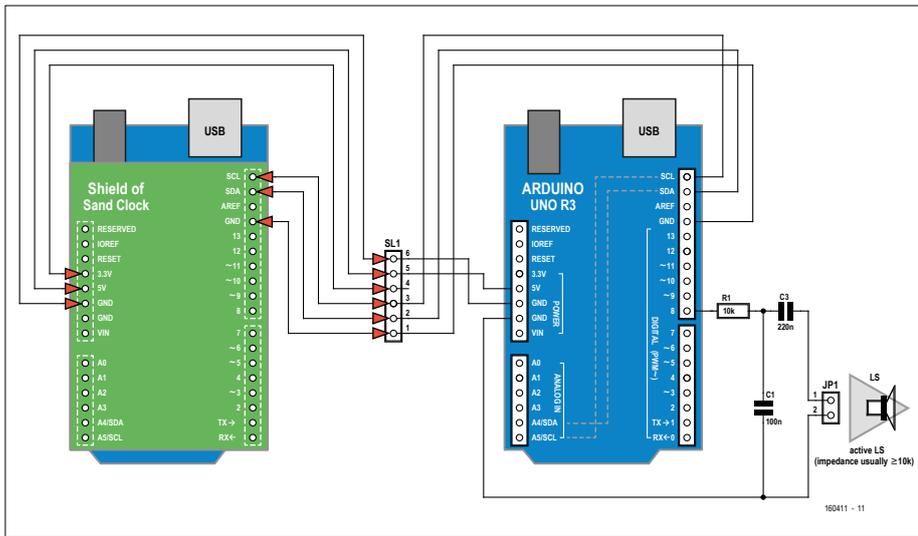


Figure 1. Voici comment j'ai relié un Arduino « esclave » à l'horloge de sable.

Pour un premier essai, j'ai choisi d'utiliser la fonction `Tone` intégrée à Arduino.

Interfaçage avec l'horloge de sable

Respectueux des meilleures pratiques, j'ai fait le minimum d'adaptations au matériel et au logiciel de l'horloge de sable et j'ai envoyé les données pertinentes à un Arduino Uno distinct. Tout Arduino devrait convenir à cette application simple ; pour un dispositif fixe, opter pour le moins cher. Cependant, ici (fig. 1), il faut que ce soit un modèle compatible 5 V.

La transmission se fait par le bus I²C car déjà « déclaré » pour les communications entre l'horloge matérielle sur le *shield* et l'Arduino. Pour la transmission des heures et des minutes, j'ai soudé directement aux broches SCL, SDA et aux lignes d'alimentation du *shield* pré-assemblé un connecteur pour câble en nappe à 6 fils



Figure 2. Un étiquetage clair des connecteurs permet d'éviter les erreurs de câblage.

(fig. 2) à embase femelle. Si vous n'avez pas encore commencé le montage, il se peut qu'il y ait l'espace suffisant pour des connecteurs soudés, plus faciles à déconnecter ; les connecteurs Arduino classiques sont trop hauts. Le ruban ainsi que les connecteurs ajoutés pour rendre le lit de sable détachable sortent par une fente découpée dans la plaque arrière (fig. 3).

Bonne pratique en cas d'interconnexion de microcontrôleurs : toujours utiliser un isolateur

J'ai effectué des connexions directes entre les broches SCL et SDA de l'I²C des deux Arduinos, avec le retour de masse sur le même câble plat. Le *shield* de l'horloge de sable comporte déjà les résistances de rappel vers le haut.

Attention : ce raccordement direct n'est possible qu'entre cartes Arduino avec la même tension de service (5 V ici) ; un modèle sous 3,3 V risque sa peau. En fait, ce type de câblage est fortement déconseillé parce que les câbles USB utilisés pour le test et la commande créent une boucle de masse avec les connexions d'alimentation 0 V. Bonne pratique en cas d'interconnexion de microcontrôleurs : toujours utiliser un isolateur. Ces composants ne coûtent pas cher, mais je n'ai pas trouvé de modèle traversant dans les catalogues et me sens trop vieux pour jouer avec les CMS. Plutôt que de payer 20 € pour un circuit imprimé prêt à l'emploi comme celui décrit dans Elektor Labs [3], j'ai pris le risque de faire l'impasse. Une alternative aurait été d'utiliser

la bibliothèque `SoftwareSerial` (le port série matériel piloté par interruption est utilisé) car je réalise déjà, pour des applications MIDI, mes propres interfaces isolées optiquement. Mais `Serial` n'est pas pratique et je trouve que c'était une mauvaise idée d'ajouter au programme de l'horloge de sable du code avec un *timing* précis.

La sortie audio de la broche 8 est connectée à un haut-parleur actif au travers d'un filtre passe-bas. La figure 4 vous présente mon prototype.

Les croquis

Le logiciel pour ce projet est téléchargeable depuis [4]. Le croquis `sandclock-BigBen.ino` est une version du logiciel de l'horloge de sable original avec quelques lignes de code additionnelles qui envoient simplement les quatre octets des chiffres des heures et des minutes via la bibliothèque `Wire` à l'Arduino qui joue le carillon avec `BigBenI2C.ino`.

Pour la conception et les tests, j'ai utilisé le croquis `wire_master_clockV2.ino` pour envoyer quatre octets via I²C depuis un autre Arduino, chaque fois qu'un caractère provenant du terminal est reçu. Il y a aussi un croquis de test du récepteur `slave_receiver_clockV2.ino`. J'ai exécuté les deux instances d'Arduino sur le même ordinateur, sans isolateur I²C (voir ci-dessus).

Le maître I²C est l'Arduino de l'horloge de sable, donc sans adresse. L'Arduino du carillon est paramétré en esclave à la première adresse disponible, 0x08. Cette adresse n'a d'importance que si vous connectez des modules supplémentaires (station météo...) à adresses fixes. L'horloge en temps réel (RTC) intégrée au *shield* de l'horloge de sable possède l'adresse fixe 0x51. D'ailleurs, bien que ce module soit compensé en température et très précis, vous pouvez placer une horloge avec une référence externe sur le même bus, probablement à l'aide d'un Arduino peu coûteux additionnel.

Intervalle de 15 min

À l'origine, l'horloge de sable écrit l'heure dans le sable toutes les minutes. En réponse à des objections concernant le bruit (acoustique), le croquis `sandclockBigBen15min.ino` vibre et écrit dans le sable toutes les 15 min (ou tout ce que l'on programmera). Le lit de sable est soumis à vibration juste avant la dernière minute. (J'ai gardé la valeur par défaut de 5 s, mais j'aurais probablement dû en

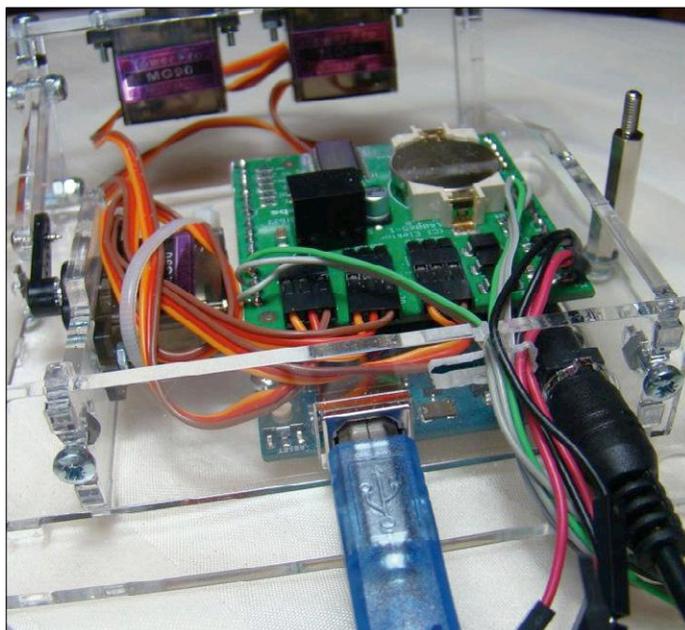


Figure 3. Même si je ne suis pas le meilleur spécialiste en plaques acryliques (Plexiglas™) au monde, j'ai réussi à faire passer les fils sans rien casser.

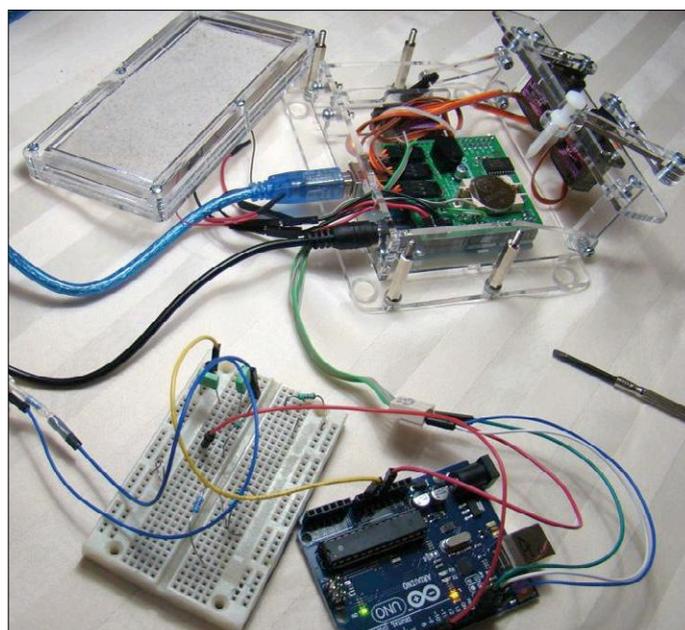


Figure 4. Vue éclatée de mon prototype.

faire une variable lue à partir de l'horloge de sable.) Nous supposons que le carillon sera assez court pour débiter chaque 14^e, 29^e, 44^e et 59^e minute et finir à temps pour le lissage du lit de sable.

Créez vos propres mélodies

La fonction `Tone` d'Arduino produit une onde carrée de la fréquence de note et de la durée spécifiées. La fréquence de chaque note est lue à partir du fichier de la bibliothèque `pitches.h`, que vous pouvez modifier pour obtenir des intervalles harmoniquement purs au lieu des intervalles par défaut de tempérament égal, voire créer des notes bizarrement fausses. Mon logiciel est convivial pour le musicien, les durées de notes étant calculées à partir des valeurs de notes (4 = noire, etc.). Comme les mélodies de carillon sont courtes, j'ai omis de prévoir une interface vous permettant de saisir les vôtres. Si vous voulez le faire, il faudra modifier les valeurs dans les tableaux correspondants (à savoir `melodyx[]` et `noteDurationx[]`) et recompiler. Il y a de la place pour des mélodies plus longues à arranger en modifiant les

tableaux `note0nx[]` et `noteLenx[]`. Les durées et les chronologies sont calculées automatiquement (j'ai trouvé cela difficile et il se peut que le code soit maladroit). Chaque instruction `Tone` doit être suivie d'un délai au moins égal à la durée calculée. J'ai ajouté 2 ms supplémentaires de sécurité.

Autres améliorations de l'horloge de sable

Selon les concepteurs de l'horloge de sable, le problème mécanique le plus difficile à résoudre fut celui du lissage du sable. Le positionnement des moteurs du vibreur est un processus empirique, et avec mon kit, le sable migrerait parfois vers une extrémité du lit. Les raisons de ce problème, ainsi que la tendance qu'ont à se séparer des sables non classés par granulométrie, ont été expliquées par le prix Nobel Pierre-Gilles de Gennes. Pour cette partie critique dans le fonctionnement, il faut une solution plus prévisible. Je propose que le pantographe soit équipé d'un outil supplémentaire qui ratisse le sable comme c'est le cas dans une fosse de saut en longueur olympique.

Il se peut que quelqu'un ait déjà conçu un petit robot indépendant qui pourrait monter jusqu'au bac à sable quand on le lui demande. Si oui, merci de nous le faire savoir.

Enfin, la RTC de l'horloge de sable, le PCF2129A, est un composant assez précis qui possède plusieurs fonctions (alarme (*Alarm*) et tampon horodateur (*Timestamp*)) qui n'ont pas encore été exploitées. Il pourrait être intéressant de mettre ces options à la disposition de matériel externe. ◀

(160411 – version française : Guy Raedersdorf)

Liens

- [1] Article de l'horloge de sable : www.elektormagazine.fr/160065
- [2] Bibliothèque de synthèse de son Mozzi : sensorium.github.io/Mozzi/
- [3] Isolateur I2C : www.elektormagazine.fr/150089
- [4] Page de cet article : www.elektormagazine.fr/160411

DANS L'E-CHOPPE

→ 160065-71
kit partiellement assemblé
de horloge de sable avec Arduino
Uno R3

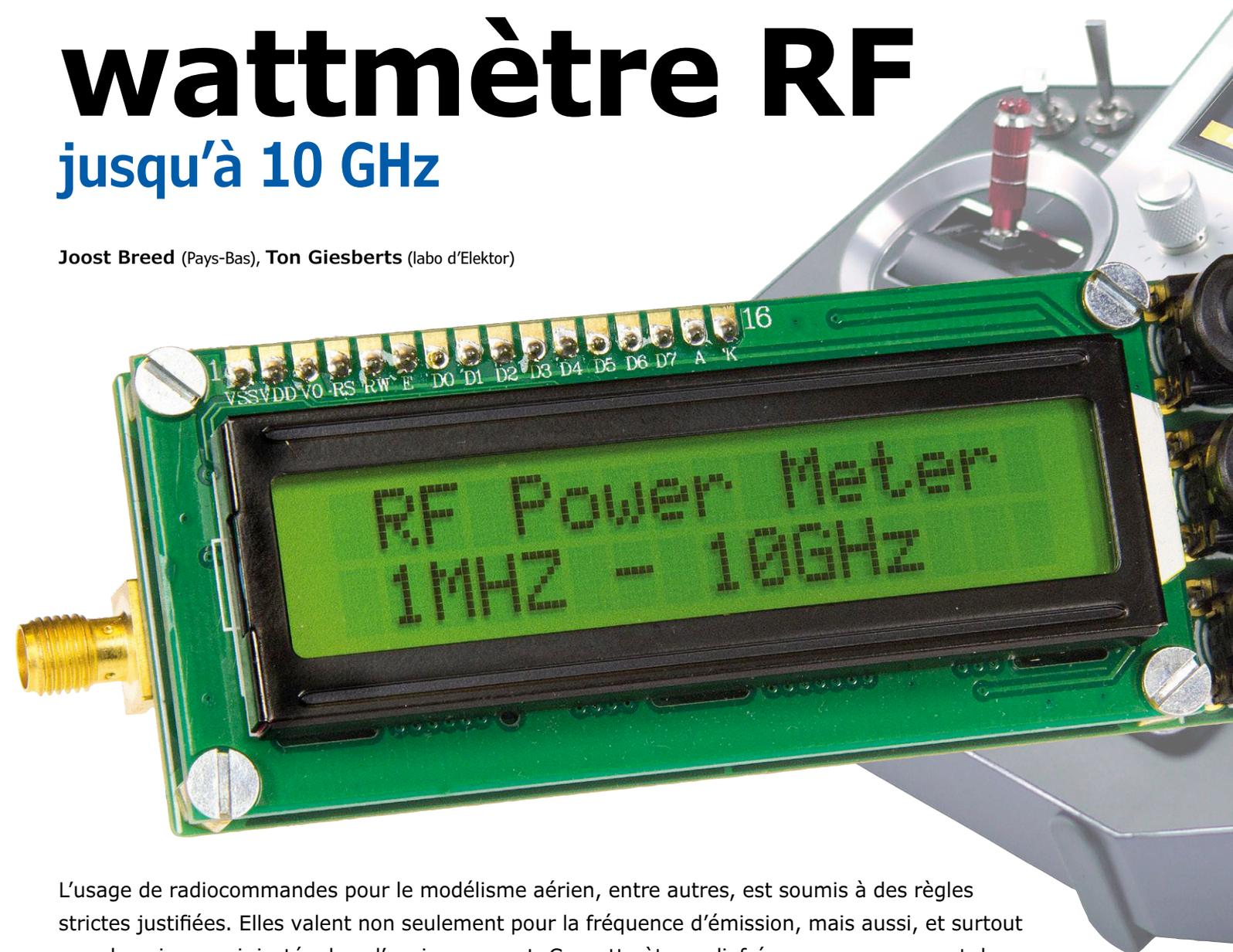
→ 150089-91
isolateur universel pour bus I²C avec
adaptateur de niveau

→ 15877
carte Arduino Uno R3

wattmètre RF

jusqu'à 10 GHz

Joost Breed (Pays-Bas), Ton Giesberts (labo d'Elektor)



L'usage de radiocommandes pour le modélisme aérien, entre autres, est soumis à des règles strictes justifiées. Elles valent non seulement pour la fréquence d'émission, mais aussi, et surtout pour la puissance injectée dans l'environnement. Ce wattmètre radiofréquence vous permet de vérifier votre puissance d'émission, sans limites jusqu'à 10 GHz.

Caractéristiques techniques

- wattmètre RF
- largeur de bande de 1 MHz à 10 GHz
- domaine de dynamique de 55 dB
- compact : env. 95 × 36 × 30 mm

Je suis un membre enthousiaste du club FMS, la **F**édération des pilotes **M**odélistes de **S**paarnwoude (province de Hollande-Septentrionale) et l'heureux

possesseur d'un octocopteur d'une envergure d'un mètre, équipé d'une caméra et d'une liaison vidéo directe. La commande radio du modèle opère à 5,8 GHz avec une puissance maximale d'émission de 25 mW. Plus qu'il n'en faut pour des appareils qui ne peuvent pas dépasser les 100 m d'altitude et doivent rester en permanence sous contrôle visuel.

Comme la base propre de la FMS est proche de Schiphol, le plus grand aéroport des Pays-Bas, voisin d'Amsterdam, il convient de redoubler de prudence pour ne jamais dépasser la limite

de puissance permise et éviter les tracas avec les autorités.

Bien sûr, rien n'empêche d'acheter un wattmètre RF tout fait, mais ce genre d'instrument coûte quand même quelques centaines d'euros. Il y a donc intérêt à le fabriquer soi-même...

Le projet

Toutefois, ne vous méprenez pas : il ne s'agit pas d'un projet de construction anodin ! Pour rester dans les limites de l'art de la soudure « de pointe », le wattmètre RF sera réparti sur deux circuits



la tête RF dans d'autres applications ou la placer plus près de la source de signal.

La carte principale

La **figure 1** montre le schéma remarquablement simple de la carte principale. C'est l'Arduino Nano (MOD2) qui en constitue le cœur. Sur les broches D2 à D8, on branche un module LCD standard (2 lignes de 16 caractères), avec P1 pour régler le contraste. Nous avons ajouté R5 pour améliorer la précision.

On utilise le wattmètre au moyen des boutons-poussoirs S1 à S3, avec les résistances de rappel vers le bas R1 à R3 (cf. ci-dessous). L'alimentation continue provient de l'extérieur, un bloc de 7 à 12 V branché sur K1, ce qui procure à la carte

INFOS SUR LE PROJET

	<div style="border: 1px solid gray; padding: 2px; margin-bottom: 2px;">Haute fréquence</div> <div style="border: 1px solid gray; padding: 2px; margin-bottom: 2px;">Arduino Nano</div> <div style="border: 1px solid gray; padding: 2px;">CMS</div>
	<div style="border: 1px solid gray; padding: 2px; margin-bottom: 2px;">débutant</div> <div style="border: 1px solid gray; padding: 2px; margin-bottom: 2px;">connaissseur</div> <div style="border: 1px solid gray; padding: 2px;">expert</div>
	<div style="border: 1px solid gray; padding: 2px;">env. 4 h</div>
	<div style="border: 1px solid gray; padding: 2px;">Station de soudage pour CMS, station à air chaud ou four à refusion, adaptateur de programmation</div>
	<div style="border: 1px solid gray; padding: 2px;">env. 50 €</div>

Arduino Nano un très bon 5 V pour alimenter les divers modules. La diode D1 protège d'une inversion de polarité.

imprimés, disons même trois : une carte principale pour les commandes de service et l'affichage (LCD), plus une tête à radiofréquence sous forme d'une carte de liaison compacte à monter sur la carte principale. Et la troisième carte, alors ? C'est celle du microcontrôleur, à savoir une carte Arduino Nano, à installer également sur la principale. Nous avons opté pour la Nano parce qu'elle est petite, de faible prix, assez rapide et dispose d'une puissance de calcul à la mesure de l'application. En outre cette répartition des fonctions offre toute latitude pour utiliser

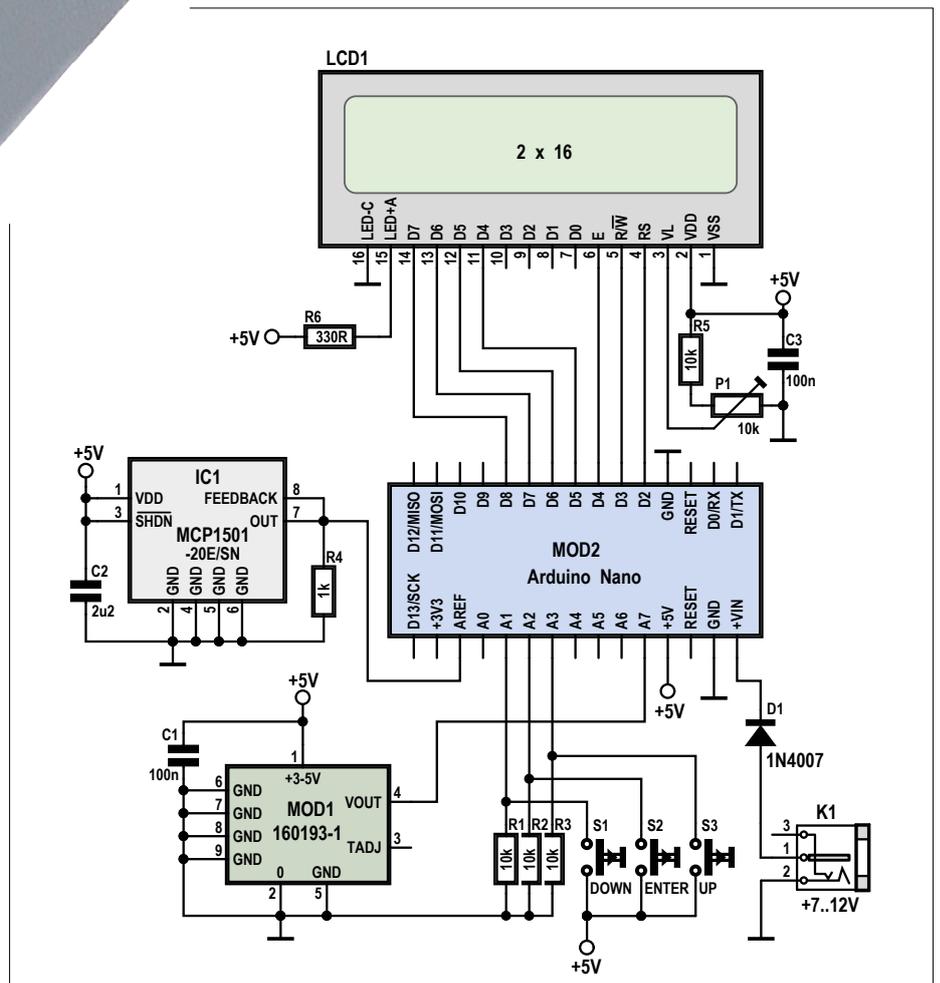


Figure 1. Le schéma de la carte principale ne révèle en fait que trois modules.

Mesures

Nous avons effectué quelques mesures sur le prototype de la mini-carte de liaison (sans la carte principale). Pour ce faire, nous avons utilisé le générateur de poursuite d'un vieil analyseur de spectre Tektronix 2710. Sa fréquence maximale est de 1,8 GHz. Les amplitudes vont de -48 dBm à 0 dBm.

Nous avons mesuré la tension de sortie du module RF à 100 MHz, 1 GHz et 1,8 GHz.

Pour la première série de mesures (**tableau 1**), nous avons mis le module dans la configuration suivante : adaptateur N/BNC sur l'analyseur, 50 cm de câble BC RG058, adaptateur BNC/SMA sur le module.

Tableau 1

V_{in} [dBm]	100 MHz (21,3 mV/dB)		1 GHz (22,1 mV/dB)		1,8 GHz (22 mV/dB)	
	V_{out} [V]	mV/dB	V_{out} [V]	mV/dB	V_{out} [V]	mV/dB
0	0,423		0,417		0,391	
-10	0,610	18,7	0,624	20,7	0,601	21
-20	0,834	22,4	0,832	20,8	0,786	18,5
-30	1,052	21,8	1,067	23,5	1,044	25,8
-40	1,274	22,2	1,292	22,5	1,244	20,0
-48	1,447	21,6	1,480	23,5	1,445	25,1

La deuxième série de mesures (**tableau 2**) a eu lieu sans câble : adaptateur N/BNC sur l'analyseur, adaptateur BNC/BNC (2× femelle), adaptateur BNC/SMA sur le module.

Tableau 2

V_{in} [dBm]	100 MHz (21,3 mV/dB)		1 GHz (22,1 mV/dB)		1,8 GHz (22 mV/dB)	
	V_{out} [V]	mV/dB	V_{out} [V]	mV/dB	V_{out} [V]	mV/dB
0	0,421		0,409		0,380	
-10	0,608	18,7	0,614	20,5	0,583	20,3
-20	0,832	22,4	0,821	20,7	0,770	18,7
-30	1,050	21,8	1,057	23,6	1,027	25,7
-40	1,272	22,2	1,283	22,6	1,233	20,6
-48	1,445	21,6	1,471	23,5	1,434	25,1

Nous avons encore testé deux autres câbles. Le premier (BNC—35 cm RGU400—SMA) a donné à 1,8 GHz une atténuation supplémentaire d'environ 0,2 dB ; le deuxième (BNC—1 m RG223—SMA) a fourni une atténuation supplémentaire d'un peu moins de 0,6 dB.

Tableau 3, encore quelques autres résultats de mesure :

Tableau 3

V_{out} max	1,718 V (sans signal d'entrée)
V_{out} min	0,359 V (mesuré à +10 dBm et 15 MHz)
puissance d'entrée max	+12 dBm (selon fiche technique)
V_{in} min (K1)	6,6 V (à plus basse tension, celle du régulateur de 5 V diminuée)
consommation	85 mA

La tension de référence interne de la Nano est trop peu précise pour atteindre notre but, aussi avons-nous mis en jeu une référence séparée de 2,048 V, c'est IC1, un MCP1501-20E/SN, une puce de Microchip qui présente l'excellente précision de 0,1 %. Un fonctionnement stable réclame une charge résistive, c'est R4. L'entrée AREF de la Nano est découplée par un condensateur de 100 nF qui se trouve sur la carte Arduino.

Dans le schéma, regardons finalement la tête RF, à savoir MOD1. Il ne lui faut pas plus de trois fils pour se raccorder à la carte principale : alimentation et masse, plus une tension de sortie qui constitue une mesure de la puissance RF.

Mini-carte de liaison

La conception du plan de la tête RF s'est révélée plus simple que prévu (ou redouté). On trouve dans le commerce

des puces dites *Log Detector* qui traduisent la puissance mesurée en tension de sortie analogique. Une part importante du projet a été d'en trouver une adéquate. Au bout du compte, nous avons choisi l'AD8317 d'Analog Devices [2]. Ce circuit jouit d'une largeur de bande plus que suffisante : de 1 MHz à 10 GHz avec un domaine de dynamique de 55 dB. Le schéma, représenté à la **figure 2**, suit les recommandations de la fiche technique.

Le signal entre par K1. Au maximum, le signal d'entrée est d'environ 0 dBm, il faut donc déjà un atténuateur pour des puissances supérieures à 1 mW. La résistance R1 veille, de concert avec l'impédance d'entrée de l'AD8317, à une impédance d'entrée de 50 Ω sur une large bande. Les condensateurs C1 et C2 retiennent une éventuelle composante continue et forment ensemble avec l'impédance d'entrée un filtre passe-haut dont la fréquence de transition est à 68 kHz environ.

La résistance R2 sert à la compensation en température ; la valeur indiquée dans le schéma est recommandée pour des mesures autour de 5,8 GHz. Pour d'autres valeurs, reportez-vous à la fiche technique. TADJ est aussi sorti sur le connecteur K2, mais nous n'en ferons rien dans la présente application. C3 participe au filtre passe-bas du démodulateur du signal de sortie Vout. Comme la démodulation ne nous intéresse pas ici, c'est la valeur standard de 8,2 pF qui est installée.

La tension de sortie V_{out} est ramenée à l'entrée VSET à travers le diviseur de tension R4/R5. Le schéma donne pour R5 une valeur de 0 Ω, alors que R4 n'est pas présente (NM = non monté). Ce diviseur de tension peut éventuellement augmenter la raideur de la tension de sortie au-delà de la valeur minimale de 22 mV/dB. Ici aussi, reportez-vous à la fiche technique pour trouver d'autres détails.

La construction...

La **figure 3** donne un aperçu du wattmètre RF complètement construit. Mais nous n'en sommes pas encore là, il reste d'abord du travail d'ajustement à effectuer. Commençons par le plus facile : la tête

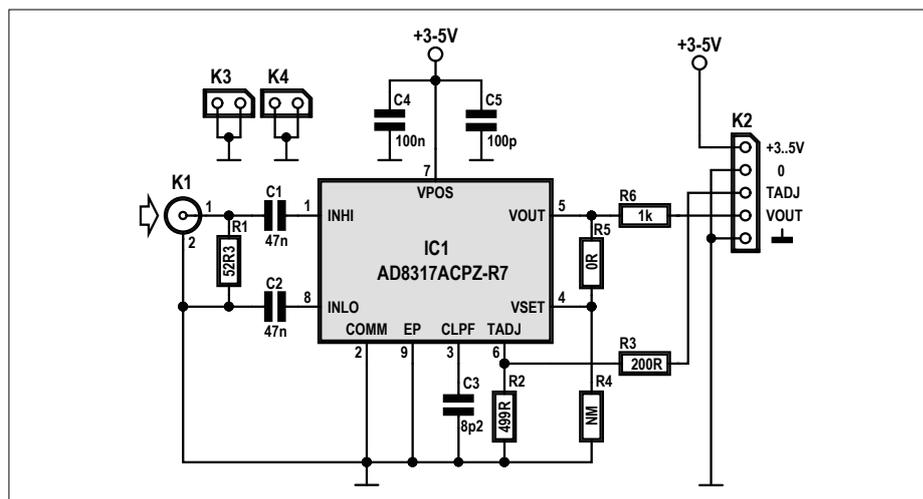


Figure 2. Le module RF est fait d'une seule puce et de menu fretin.

▶ large bande passante et domaine de dynamique étendu



RF. Pour elle, nous avons prévu un petit circuit imprimé, il est à la **figure 4**. Mais attention : il s'agit d'un circuit imprimé à quatre couches, c'est absolument indispensable pour un circuit qui monte à 10 GHz. L'une des couches « cachées »

ne sert qu'à la tension d'alimentation positive. La capacité parasite entre elle et le plan de masse assure un découplage supplémentaire de la tension d'alimentation. Encore un avertissement : n'essayez pas de greffer ici quelque chose,

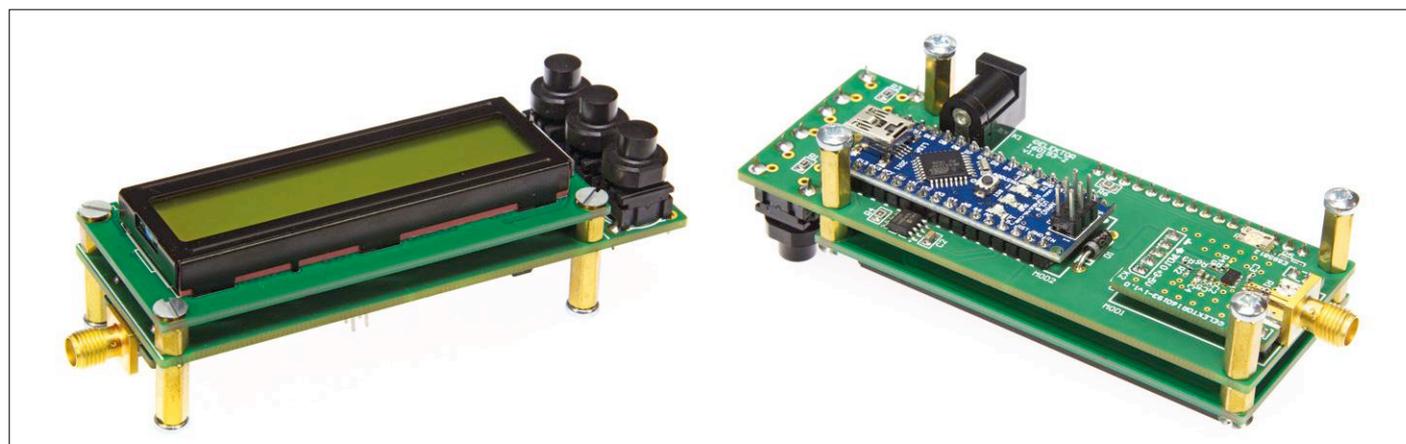


Figure 3. Le module complet est particulièrement compact.



LISTE DES COMPOSANTS

160193-1 (module RF)

Résistances (CMS 0402) :

- R1 = 52,3 Ω, 1 %, 100 mW (ERJ2RKFS2R3X, Panasonic)
- R2 = 499 Ω, 1 %, 62,5 mW
- R3 = 200 Ω, 1 %, 62,5 mW
- R4 = pas montée
- R5 = 0 Ω, 1 %, 62,5 mW
- R6 = 1 kΩ, 1 %, 62,5 mW

Condensateurs (CMS 0402) sauf mention contraire :

- C1, C2 = 47 nF, 10 %, 25 V, X7R
- C3 = 8,2 pF, ±0,5 pF, 50 V, COG/NP0
- C4 = 100 nF, 10 %, 16 V, X7R, CMS 0603
- C5 = 100 pF, 10 %, 16 V, COG/NP0



Figure 4. Pas moins de quatre couches pour le circuit imprimé du module RF !

Semi-conducteur :

IC1 = AD8317ACPZ-R7, CMS LFCSP_VD (CP-8-1)

Divers :

K1 = connecteur femelle SMA, 50 Ω, droit, montage sur bord (142-0701-801, Johnson/Cinch)

K2 = embase mâle à 1×5 picots, verticale,

au pas de 2,54 mm, traversant

K3, K4 = embase mâle, à 1×2 picots, verticale,

au pas de 2,54 mm, traversant

Circuit imprimé réf. 160193-1

cela compromettrait le (bon) fonctionnement de tout le circuit !

En raison des fréquences élevées, toutes les résistances et tous les condensateurs sont au format 0402, à l'exception de C4, un exemplaire en 0604.

Le seul inconvénient de l'AD8317 utilisé apparaît ici : le boîtier CP-8-1. Les huit pattes sont à peine visibles et en dessous du boîtier, il y a encore une surface (*Exposed Pad*) à relier à la masse. N'y allez jamais avec un fer à souder ordinaire, aussi fine que puisse être la panne. La seule manière de souder cette puce, c'est avec une station de soudage à air chaud ou dans un four. En tout cas, n'utilisez pas trop de pâte à souder ! Sinon, un circuit imprimé déjà garni est disponible.

Après la mini-carte de liaison, la carte principale est un jeu d'enfant : on n'y trouve que des composants CMS « ordinaires ». La **figure 5** montre le circuit imprimé que nous avons conçu pour elle, pratiquement de même taille que le module d'affichage. Commencez par installer les composants ordinaires, mais attendez un peu pour les deux modules et l'afficheur.

... et l'assemblage

Sur notre prototype, nous avons d'abord monté des barrettes de bus (*bus strips*) pour les deux modules et l'afficheur. Même si ce circuit fonctionne bien, ce n'est pas un assemblage recommandable, parce que l'ensemble fait presque 4,5 cm de haut, mesure prise depuis l'afficheur jusqu'à l'embase ICSP du Nano. Lorsque les modules et l'afficheur sont soudés directement sur la carte principale, l'ensemble ne fait plus que 28 mm d'épaisseur. Voici comment procéder. Installez d'abord les deux modules (retournez voir la figure 3), insérez les broches de l'afficheur dans les bons trous et vissez ensuite l'afficheur à sa place à l'aide de quatre entretoises (mâle/femelle) de 5 mm. Ce n'est qu'ensuite qu'il faut souder les broches de l'afficheur.

Micrologiciel et utilisation

Le logiciel du wattmètre RF est assez simple. Dans la boucle principale du programme, on prélève 15.000 échantillons, après quoi on détermine la puissance moyenne, celle de pointe, la minimale

pendant les dix dernières secondes, pour finalement calculer l'indice de modulation. C'est alors que l'on envoie les résultats à l'affichage, puis un nouveau cycle de mesures reprend.

Avant d'obtenir les bonnes mesures, il faut sélectionner l'atténuation et la fréquence. On a implémenté pour cela une structure de mesure simple, qui fait appel aux boutons-poussoirs *up* et *down* (et la touche d'entrée pour confirmer le choix). Les fréquences possibles sont : 900 MHz, 1,8 GHz, 2,2 GHz, 3,6 GHz, 5,8 GHz et 8 GHz. La conversion de la tension d'entrée du convertisseur A/N et le calcul de la puissance effective en dBm sont une fonction linéaire d'une pente de -22 mV/dB, mais le point de départ de la fonction est différent pour chaque fréquence (cf. fiche technique).

Le logiciel donne un avertissement quand la puissance d'entrée est trop grande ou trop petite. Selon la fiche technique, une puissance trop faible conduit à de grosses erreurs de mesure.

Les atténuateurs

Nous utilisons deux atténuateurs de Mini-Circuits : le VAT-20W2+ (20 dBm) [3] et le VAT-30W2+ (30 dBm) [4]. Ils sont livrés complets avec fiche technique. Les caractéristiques de ces deux atténuateurs sont utilisées dans le micrologiciel. Pour mémoire : une fonction d'étalonnage est aussi prévue dans le micrologiciel de manière à pouvoir utiliser des atténuateurs différents des deux modèles choisis et programmés d'avance.



DANS L'E-CHOPPE

→ 160193-1
circuit imprimé du module RF

→ 160193-2
circuit imprimé de la carte principale

→ 160193-91
module RF assemblé

→ 17002
carte Arduino Nano

→ 18241
carte Nano de Franzis

→ 120061-77
LCD à 2×16 car., blanc sur bleu

→ 120061-74
LCD à 2×16 car., standard

Pour finir

Nous n'avons jusqu'ici fait qu'effleurer les modalités d'utilisation du projet. En revanche, le téléchargement gratuit lié à cet article [5] propose un mode d'emploi (en anglais) très étendu, sept pages A4 au format PDF, et richement illustré. Bien entendu, le micrologiciel fait également partie du lot. ◀

(160193 – version française : Robert Grignard)

Liens

- [1] ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20005474D.pdf
- [2] www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8317.pdf
- [3] www.minicircuits.com/pdfs/VAT-20W2+.pdf
- [4] www.minicircuits.com/pdfs/VAT-30W2+.pdf
- [5] www.elektormagazine.fr/160193



LISTE DES COMPOSANTS

160193-2 (carte principale)

Résistances (CMS 0805) :

R1, R2, R3, R5 = 10 k Ω , 0,1 W, 5 %

R4 = 1 k Ω , 0,1 W, 5 %

R6 = 330 Ω , 0,1 W, 5 %

P1 = 10 k Ω , 0,25 W, 20 %, CMS (3314G-2-103E, Bourns)

Condensateurs (CMS 0805) :

C1, C3 = 100 nF, 50 V, 10 %, X7R

C2 = 2,2 μ F, 25 V, 10 %, X7R

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4007, 1 000 V, 1 A, THM

IC1 = MCP1501-20E-/SN, CMS SOIC-8

Divers :

K1 = connecteur d'alimentation CC, 3 A, 1,95 mm (NEB 21 R Lumberg)

S1, S2, S3 = bouton-poussoir PCB SPST-NO (RA3FTH9 Multimec)

S1, S2, S3 = capuchon rond pour bouton-poussoir, noir, hauteur 16 mm (1S09-16.0 Multimec)

LCD1 = module LCD à 2x16 car., 80x36 mm, trous de montage de 3 mm

LCD1 = embase mâle à 1x16 picots, verticale, au pas de 2,54 mm, traversant

MOD1 = module RF, réf. 160193-1

MOD2 = carte Arduino Nano Circuit imprimé, réf. 160193-2

En option (pas recommandé) :

Pour LCD1 : 1x barrette de bus (« bus strip », à 1x16 contacts, verticale, au pas de 2,54 mm

4x entretoise de 12 mm M3, femelle-femelle

4x vis de 3 mm (longueur > 6 mm)

Pour MOD1 : 2x barrette de bus à 1x2 contacts et 1x à 1x5 contacts, verticale, au pas de 2,54 mm

Pour MOD2 : 2x barrette de bus à 1x15 contacts, verticale, au pas de 2,54 mm

En cas de montage du wattmètre RF dans un boîtier, il faut plus d'entretoises M3 (mâle-femelle) et des vis et écrous M3.

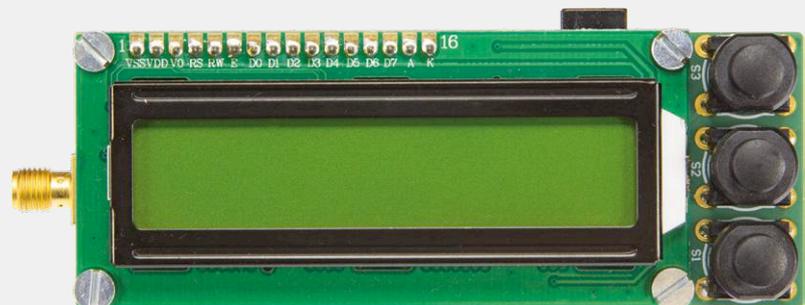
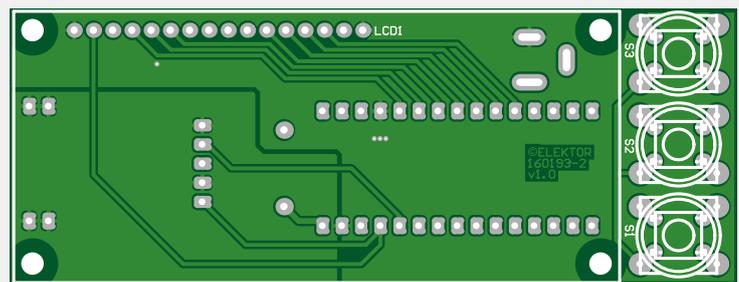
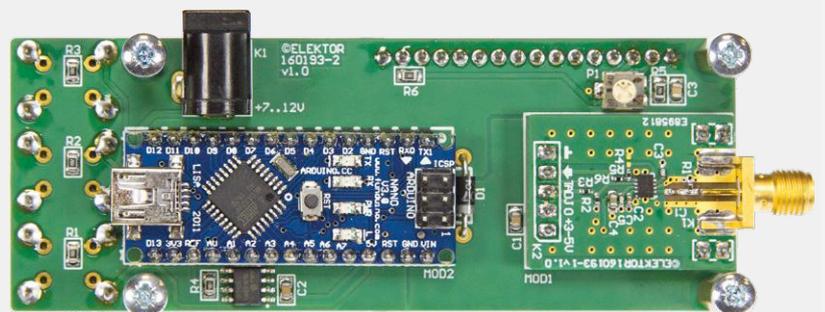
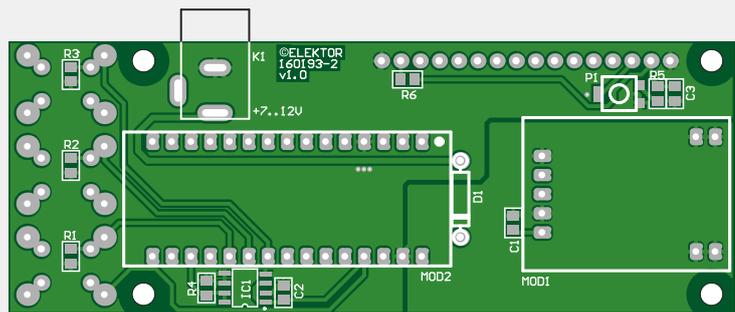


Figure 5. La carte principale du wattmètre RF.



electronica
fast forward
powered by elektor

the startup platform

PROPULSEZ VOTRE **PROJET NOVATEUR**

SUR

**LE MARCHÉ
INTERNATIONAL !**

● Participez à l'édition 2018
du concours

du 13 au 16 novembre 2018
à Munich

Les prix du concours electronica fast forward sont offerts par

Informations détaillées :
www.elektormagazine.com/e-ffwd



electronica



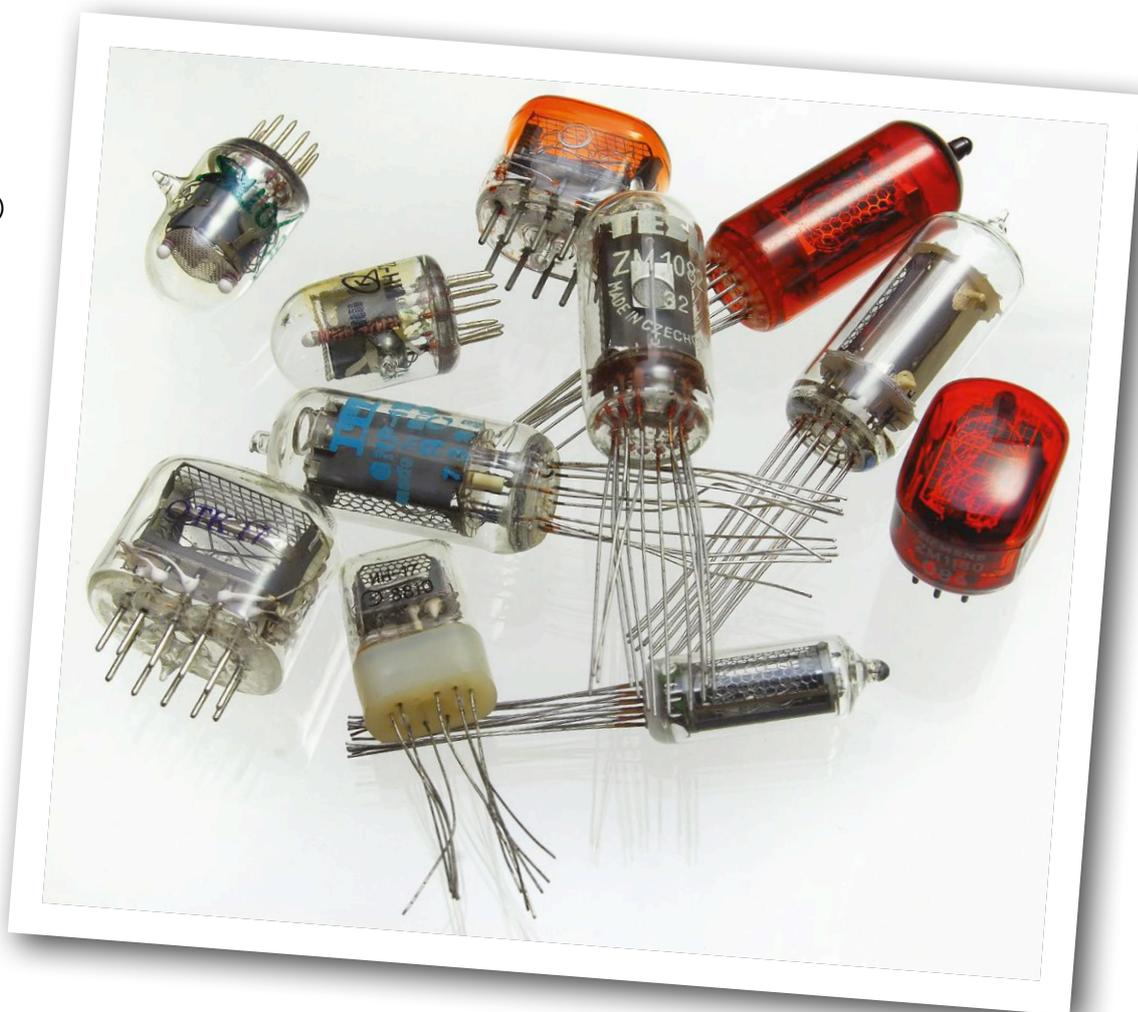


(presque) tout ce que vous avez toujours voulu savoir sur...

les tubes Nixie

Ilse Joostens (Belgique)

Pour retrouver la chaleur du tube et le chatoiemment des chiffres qui sautent d'avant en arrière dans une vapeur électronique, rien de tel que le bon vieux Nixie.



Q Au fait, d'où lui vient ce nom bizarre ?

R Pour le savoir, il faut remonter dans le passé [1]. Dans la première moitié du XX^e siècle et particulièrement à l'issue de la Seconde Guerre mondiale, l'industrialisation et la progression de l'électronique ont suscité un besoin croissant d'afficheurs électroniques. La demande du premier brevet pour un afficheur du genre Nixie date du 9 mai 1934, introduite par Hans G. Boswau de Galion (Ohio). Il a encore fallu attendre jusqu'en 1954 la commercialisation par National Union du GI-10 sous le nom d'Inditron [2]. À peu près au même moment, les frères George et Zoltan Haydu, venus de Hongrie, s'employaient ardemment au développement de toutes sortes de tubes. Quand en 1954 leur entreprise a été reprise par Burroughs, un dessinateur a écrit sans arrière-pensée le nom « NIX-I » sur les dessins du tube d'affichage. Le sigle est en fait la contraction de *Numerical Indicator eXperimental n°1* et a vite été remodelé

en Nixie. La production en a commencé en 1956 et, comme dit le poète : le reste, c'est l'histoire...

Q Produit-on encore des tubes Nixie de nos jours ?

R Actuellement, les tubes Nixie ne sont plus fabriqués commercialement (à grande échelle, du moins). Il semble qu'on en ait encore produit jusqu'en 1992 dans l'ancienne Union soviétique, en Russie, puis en Ukraine. Aujourd'hui, le Tchèque Dalibor Farny [3] en produit toujours en petites séries. D'autres en sont au stade expérimental. Cependant, si vous en achetez, sachez qu'ils ne sont pas bon marché.

Q Où peut-on encore se procurer des tubes Nixie ?

R L'offre la plus étoffée, particulièrement en tubes Nixie russes, est sur e-Bay, auprès de vendeurs de l'ancien bloc



Figure 1. Les cathodes « empilées » sont bien visibles ici.

de l'Est. Des sites internet européens et américains, de même que des vendeurs sur e-Bay proposent des Nixie (russes), mais ils sont souvent très chers. Les stocks s'épuisent progressivement, donc quand l'offre diminue, les prix augmentent. De nombreux tubes non russes deviennent de plus en plus rares et tombent dans les objets de collection.

Q Comment piloter les tubes Nixie ?

R Les tubes Nixie sont généralement alimentés avec une tension continue voisine de 170 V ; toutefois le courant passant dans le tube est limité par une résistance d'anode. Pour



Figure 2. De gauche à droite : un tube Nixie, un VFD et un Numitron.

la commande des cathodes (**figure 1**), on fait souvent appel au célèbre, et toujours en production chez Integral, pilote de Nixie russe K155ID1. Cette puce est issue de l'ancien 74141, un décodeur BCD à décimal et pilote de Nixie.

Bien sûr, il est toujours possible d'utiliser des transistors discrets comme le MPSA42 fort connu ou un registre à décalage/pilote haute tension comme le HV5812 de Microchip.

Si les tubes Nixie sont multiplexés (cf. la question suivante), ce sont souvent des paires de transistors discrets, MPSA42 et MPSA92 qui servent de pilotes d'anodes. Un photocoupleur pour haute tension, comme le SFH619A, serait une autre solution. Apparemment impossible et pourtant vrai : en commande statique (sans multiplex), on peut utiliser des transistors courants, comme le BC547 et le BC550, en pilotes de cathodes pour la commande des plus petits tubes Nixie. Tant que la somme de la tension d'allumage du tube Nixie et de la tension de claquage du transistor reste inférieure à la tension anodique, le transistor fait merveille comme pilote de Nixie. Et si un claquage intervient quand même, il n'a d'habitude pas de conséquence tragique, du fait que le courant ne fait qu'à peine quelques milliampères, donc la puissance dissipée dans le transistor reste dans les limites permises [4].

Et ce peut être encore plus troublant... Pourvu que la tension d'anode soit soigneusement régulée, on peut commander directement les cathodes de Nixie par de la logique CMOS standard (HEF4xxx et CD4xxx) si elle est alimentée en 15 V. Ce qui le rend possible, c'est la faible différence entre la tension d'ionisation et celle d'affichage sur de nombreux tubes Nixie [5], mais pas tous. C'est bon à savoir, mais pas vraiment recommandé...

Q Peut-on multiplexer des tubes Nixie ?

R Tout comme pour le réglage d'intensité lumineuse par modulation en largeur d'impulsion, le multiplexage de tubes Nixie est aisé à réaliser, grâce au principe de fonctionnement basé sur la décharge gazeuse et à la brièveté du temps d'allumage. Il se peut que des résonances mécaniques des cathodes ou de la grille d'anode se produisent, on dit que le tube chante. C'est surtout le cas sur les plus grands tubes Nixie. Il suffit alors d'adapter la fréquence de multiplexage et la chronométrie.

Q Quelle est la différence entre un tube Nixie et un VFD ou un Numitron ?

R Un Nixie est un tube à décharge gazeuse et à cathode froide, contrairement au VFD (abréviation de *Vacuum Fluorescent Display*) dont la cathode est chauffée et dans le vide. C'est là que les électrons sont libérés thermiquement avant que la différence de potentiel les accélère en direction de l'anode recouverte d'un phosphore pour qu'il s'éclaire sous l'impact des électrons. Les tubes VFD travaillent sous de plus faibles tensions (20 à 60 V pour les anodes/grilles de commande et environ 1 à 3 V de tension d'incandescence pour les cathodes). Les anodes et grilles des VFD sont commandées par l'électronique, pas sur les tubes Nixie (commande des cathodes).

Les Numitrons se composent de différents filaments installés dans le tube en verre en forme d'afficheur à 7 segments. Chez eux, la tension est encore plus basse, de l'ordre de grandeur de 5 V pour les petits modèles. On peut comparer leur commande à celle de petites lampes à incandescence. Les plus

petits Numitrons peuvent être pilotés directement par des puces logiques ou des microcontrôleurs. La **figure 2** permet d'identifier chaque type de ces tubes.

Q Comment savoir si un tube Nixie est encore en bon état ?

R Pour un test rapide, on peut l'approcher d'une boule à plasma. Si le gaz néon dans le tube s'illumine, on est sûr qu'il n'a pas été envahi d'air. Une vérification plus approfondie demande une alimentation de 160 à 190 V pour le Nixie. On peut s'en procurer à peu de frais, même en boîte de construction, on peut aussi la bricoler soi-même sur une plaque perforée [6]. Raccordez le pôle positif à l'anode à travers une résistance de 33 à 47 kΩ, un peu moins pour les grands tubes. Avec précaution, touchez alors avec la masse les différentes cathodes une par une pour voir s'allumer les chiffres correspondants. Si cela ne marche pas, vous pouvez essayer avec une valeur inférieure de résistance d'anode. Pas encore de résultat ? Le tube a vraisemblablement une déficience.

Q Les tubes Nixie sans l'estampille du numéro de type sont-ils encore utilisables ?

R Vous pouvez tester les tubes comme indiqué ci-dessus. La première chose à faire est de repérer la broche d'anode. On la trouve d'habitude en regardant bien : c'est la connexion reliée à la grille métallique dans le tube. Reste à repérer les autres broches. Les tubes Nixie sont assez robustes, ils ne s'endommagent pas vite. Si vous apercevez des effets bizarres, c'est sans doute parce que vous n'avez pas relié le plus à l'anode, mais à l'une des cathodes.

Q Quelle est la durée de vie des tubes Nixie ?

R Ils peuvent durer longtemps, vingt ans de service continu ne sont pas une exception. Mais ils peuvent aussi rendre l'âme soudainement. Les principales causes en sont le bris de l'ampoule en verre, une entrée d'air dans le tube, la corrosion de la cathode, un court-circuit interne ou une coupure à la suite de contraintes mécaniques [7].

Q N'existe-t-il que des tubes Nixie numériques ?

R Outre les tubes connus qui ne comportent que des chiffres, il y a des Nixie à lettres et aussi avec des symboles ; il en existe à 7, 13 et 15 segments. On ne les faisait pas seulement en tubes ronds classiques, mais aussi comme afficheurs Panaplex plats.

Le tube russe IN-28 ne présente qu'un point orange vif, c'est un pixel utilisé dans les matrices de points.

Il existe encore des bargraphes à Nixie comme le IN-9 (**figure 3**). Ils ont une grille d'anode oblongue, cylindrique nickelée et un fil de cathode en molybdène. Ce fil permet de faire apparaître une colonne lumineuse dont la hauteur dépend de l'intensité du courant. En combinaison avec le néon, le molybdène assure une tension d'allumage basse. Côté inférieur, le fil de cathode est recouvert de zirconium qui réduit encore la tension d'allumage. De quoi garantir que la colonne de lumière commence là. Une version améliorée (la IN-13) est dotée d'une électrode auxiliaire pour faire débiter la colonne lumineuse depuis le bas. ◀

(160618 - version française : Robert Grignard)

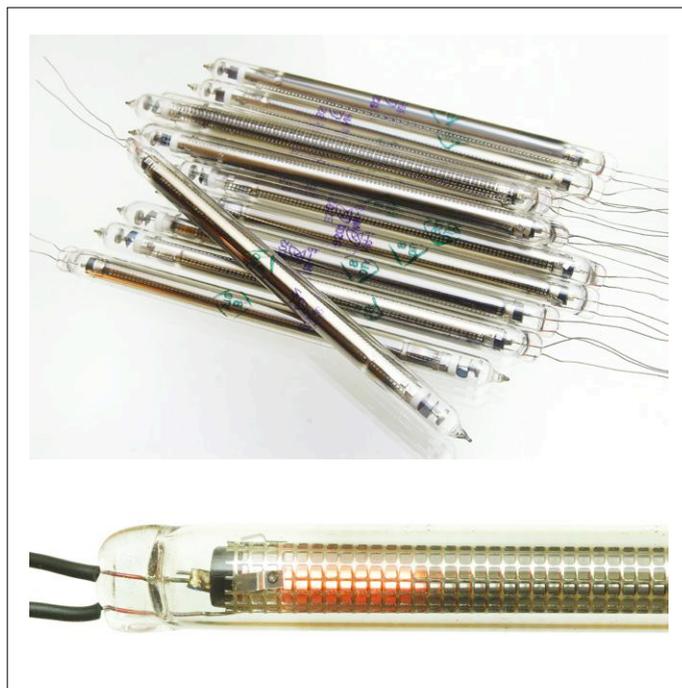
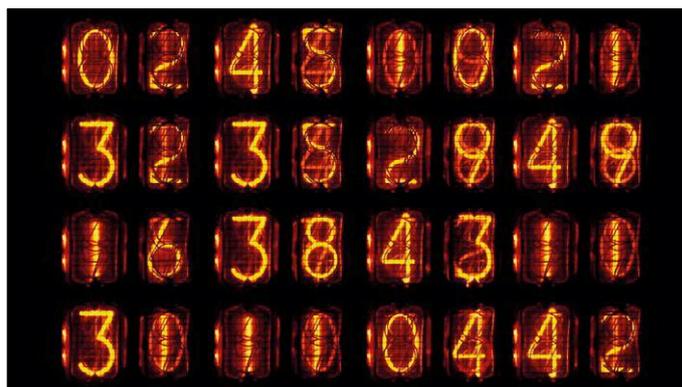


Figure 3. Bargraphes en Nixie.

Liens

- [1] www.decodesystems.com/nixie-history.html
- [2] www.decadecounter.com/vta/articleview.php?item=423
- [3] www.daliborfarny.com/
- [4] www.dos4ever.com/TIT/TIT.html
- [5] www.dos4ever.com/ring/ring.html#HEF
- [6] <https://threeneurons.wordpress.com/nixie-power-supply/>
- [7] https://en.wikipedia.org/wiki/Nixie_tube



DANS L'E-CHOPPE

→ 150189-71

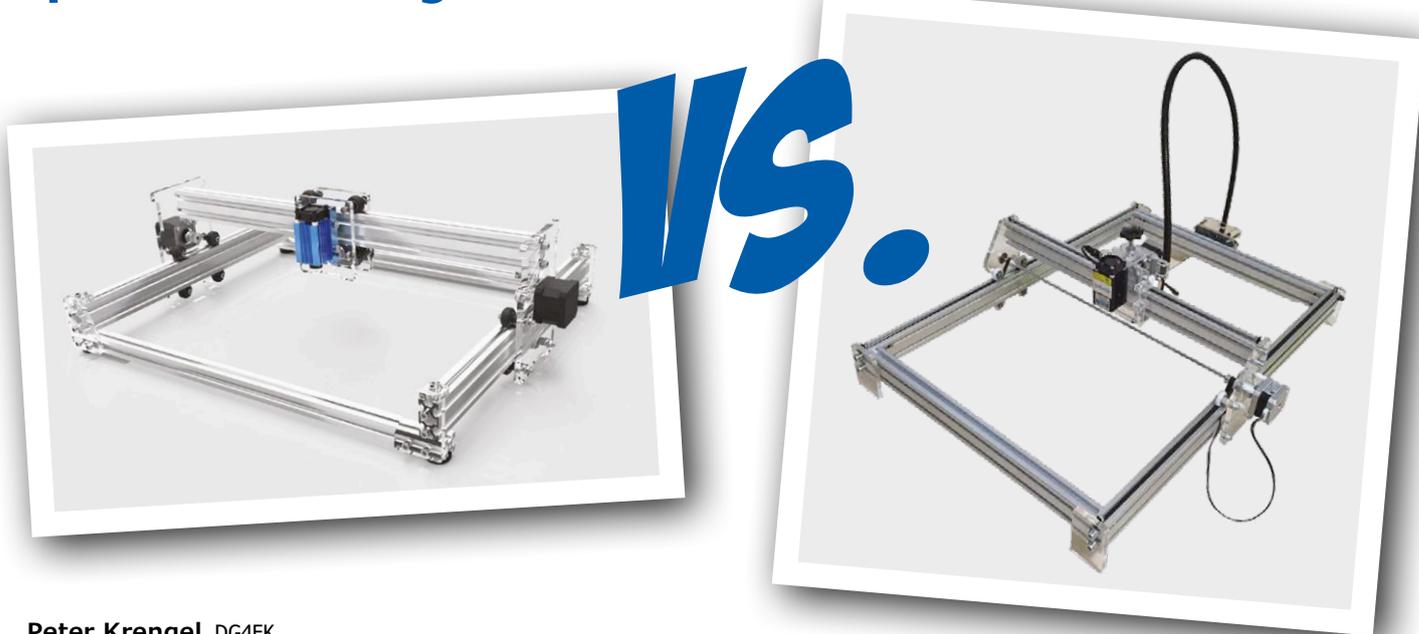
nouvelle horloge Nixie pilotée par GPS (kit complet)

→ 150189-72

boîtier acrylique pour l'horloge Nixie

machines de gravure laser : le match

que valent les graveurs laser chinois bon marché ?



Peter Kregel, DG4EK

Un graveur laser de fabrication européenne est pour ainsi dire inaccessible aux particuliers. Sur l'internet, on trouve des alternatives sous forme de kits venus de Chine. Malheureusement, ils n'ont pas une réputation de qualité exemplaire. De telles machines sont-elles obligatoirement vouées à la ferraille ou vous en donnent-elles pour votre argent en étant utilisables ?

Notre lecteur, Peter Kregel, a acheté sur l'internet une machine de gravure à commande numérique (CNC) fabriquée en Chine, pour la somme de 380 €. Le prix est intéressant pour ce kit équipé d'un laser d'une puissance de 5,5 W [1]. Le kit repose sur une conception similaire à celle d'un autre appareil, également chinois, l'EleksLaser, qui vaut en gros 80 € de plus [2]. Peter Kregel a essayé les deux machines. Il rapporte ici ses impressions positives comme négatives concernant l'assemblage du kit ainsi que ce qu'il a pu apprendre lors de l'utilisation pratique et de l'expérimentation du logiciel et du matériel.

Qualités mécaniques

Comme on peut le voir sur les photos du chapeau de l'article, les deux appareils reposent sur le même principe mécanique que les fraiseuses à portique. Les profilés d'aluminium de bonne section

garantissent la solidité et la rigidité du châssis. L'EleksLaser semble mieux finie que l'autre machine, par exemple vis et rondelles sont anodisées.

Le radiateur de refroidissement de la tête est également anodisé d'un beau

bleu ; on notera cependant qu'une anodisation claire a des inconvénients, car elle provoque des réflexions indésirables en fonctionnement. Une anodisation noire comme pour les versions les moins chères est une meilleure solution.

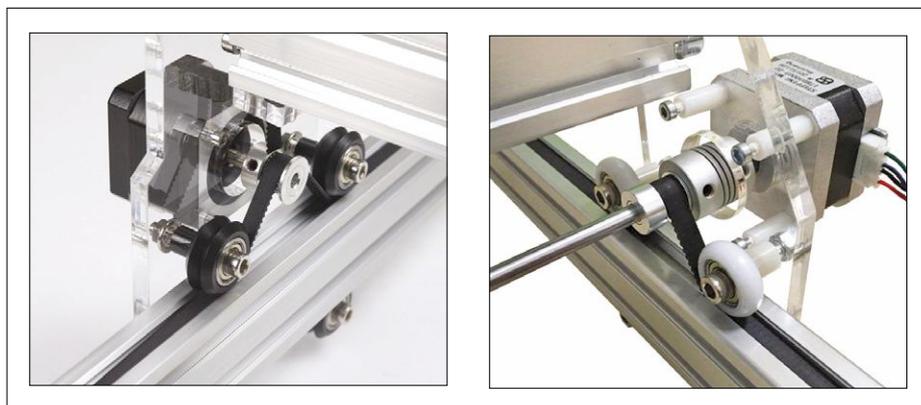


Figure 1. Deux galets de guidage de part et d'autre du rail et le moteur pas-à-pas.

L'utilisation novatrice de trois courroies crantées permet avec un réglage correct de la prétension un fonctionnement sans aucun jeu des deux axes. La machine atteint alors sans difficulté la précision annoncée de 0,1 mm (**fig. 1**).

Le réglage du jeu est simplissime : des contre-galets à roulements à billes avec chacun trois trous oblongs de réglage. Il suffit de serrer la deuxième paire de galets, de placer le chariot sur le profilé et de serrer légèrement les écrous des trois contre-galets. Ensuite on fait circuler l'équipage à la main une ou deux fois et enfin on serre les trois écrous des contre-galets pendant que l'on appuie ceux-ci contre le profilé. Le réglage du jeu est terminé. Pour chaque axe, la procédure de réglage ne prend même pas une minute. Après avoir gravé quelques objets, il est utile de contrôler s'il faut retendre les courroies.

Cela dit, chaque médaille a son revers. Avec le kit le moins cher, il n'y a pas la moindre rondelle. Il n'y a pas la moindre vis ni le moindre écrou en surplus. Le fabricant a fait des économies là où il n'aurait pas dû. Si les vis étaient triées comme chez EleksLaser, cela serait une bonne chose pour raccourcir le temps de montage (l'auteur a eu besoin d'un dimanche entier).

Autre point critiquable : à chaque angle du châssis (**fig. 2**), il manque la 3^e vis de stabilisation ainsi que le perçage dans les plaques de plastique qui servent également de pieds. Ces vis contribuent notablement à renforcer la rigidité des liaisons entre les profilés. Des pieds de caoutchouc mi-durs collés au-dessous du châssis seraient les bienvenus pour empêcher la machine de se déplacer si elle travaille sur une surface lisse. Chez EleksLaser les profilés de verre acrylique ne sont pas utilisés à tort comme pieds ; le châssis repose ici sur des pieds de caoutchouc qu'il faut visser sur le profilé. Dans le kit d'EleksMaker, les vis extérieures sont également présentes tandis que dans le kit bon marché, il faut mettre la main à la pâte pour percer les quatre trous de 5 mm.

Et, il fallait s'y attendre, la loi de Murphy s'en mêle : pour entrer dans les rainures du profilé, l'épaisseur des écrous M5 ne doit pas dépasser 3,2 mm ; mais bien sûr, les écrous livrés sont standard et s'ils conviennent pour un serrage par l'extérieur avec leur épaisseur de 4,0 mm (DIN934), il vous faudra soit les limer à grand-peine, soit vous procurer des écrous selon ISO4035/4036, moins épais.

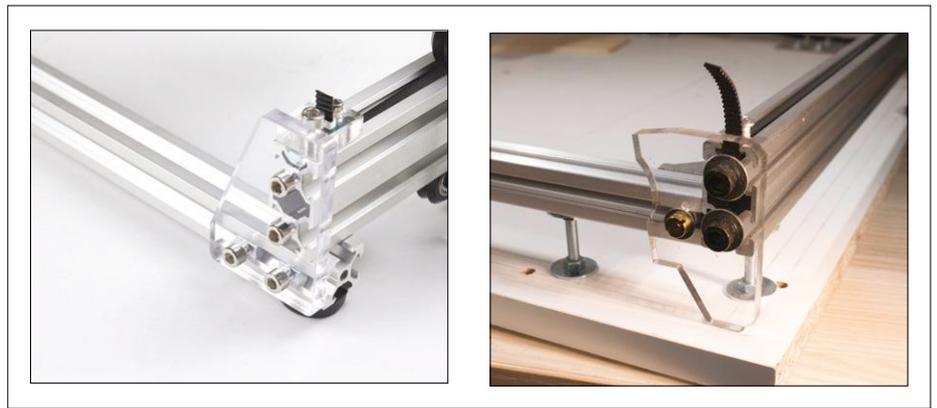


Figure 2. Angle du châssis chez EleksLaser et par imitation (avec la 3^e vis déjà montée de ma propre initiative).



Figure 3. Les lunettes vertes des deux modèles : protection nulle ! Vous devrez acheter des lunettes CE certifiées au moins OD4.

Pour atteindre les accélérations et décélérations adéquates, ce qui est indispensable pour graver correctement, pour les deux machines, il est conseillé de recourir à une stabilisation externe. En fait il est même indispensable de visser le châssis sur un établi ou une table, faute de quoi la machine sautera à terre tel un cabri. Une autre sévère critique peut être adressée à la machine bon marché : ni le câble de la tête laser, ni celui du moteur pas-à-pas X ne sont protégés. Une gaine de câblage électrique de bâtiment suffisamment rigide contribuera à empêcher la rupture des câbles. Sur la version bon marché, on découvre que la fente prévue pour le montage d'une tête laser de 5,5 W sur la plaque de fixation n'est pas assez longue. Vous serez alors bien obligé de jouer de la lime pour l'agrandir à la taille voulue afin de pouvoir fixer la tête laser.

Les lunettes de protection

Les lunettes de protection (**fig. 3**) ne méritent pas ce nom. Elles semblent

être de même facture dans les deux kits. Avec une absorbance (DO) limitée à 2 (50% d'atténuation du faisceau), elles ne peuvent protéger les yeux du rayon d'un laser de classe IV. Elles peuvent tout juste servir à positionner le faisceau du laser à la puissance minimale. Les porteurs de lunettes auront en outre du mal à les utiliser. Pour un prix de 400 € environ, des lunettes de meilleure qualité, avec certificat de DO de 4 à 5 à 450 nm seraient plus appropriées. Sinon notre précieuse paire d'yeux ne sera bientôt bonne qu'à pleurer. Pour que cela ne soit pas le cas, il faut impérativement prévoir l'achat de vraies lunettes de protection avec certificat et homologation [3].

Le laser

Le laser (**fig. 4**) est évidemment la pièce maîtresse de la qualité de gravure. Pour de bons résultats, il est indispensable que la focalisation soit correcte. À cet égard, les deux constructeurs pourraient s'améliorer, car le filetage qui règle la

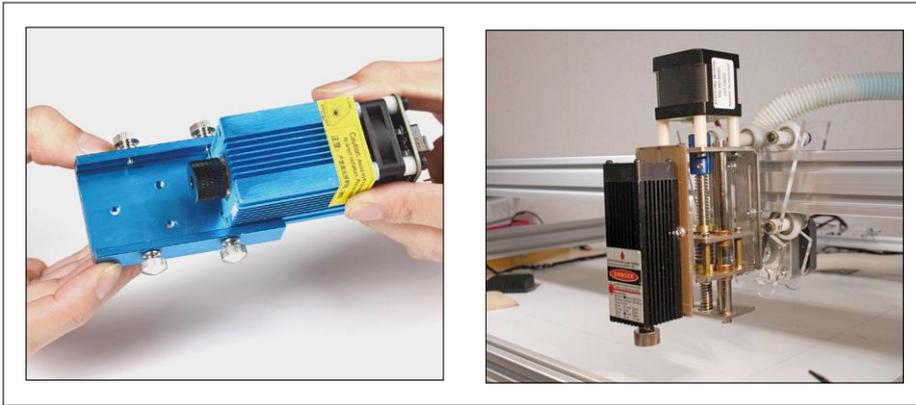


Figure 4. La tête laser EleksLaser anodisée bleue et celle noire du modèle le moins cher.

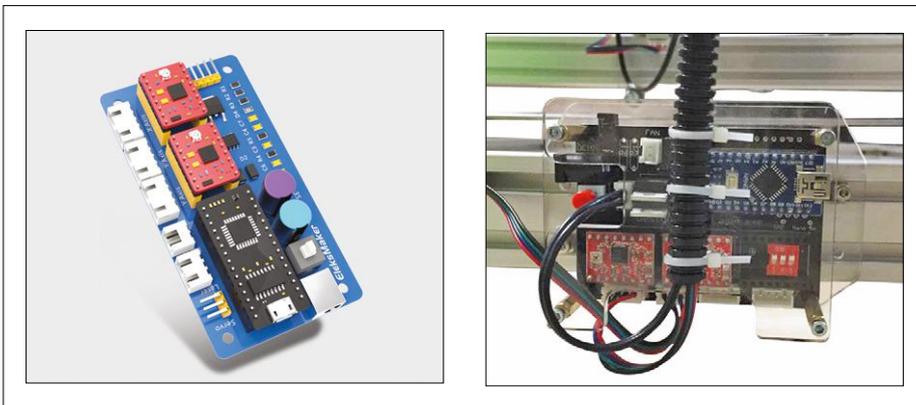


Figure 5. L'électronique quasi identique à base d'Arduino Nano.

focalisation est trop grossier et il faut pas mal s'exercer avant de trouver le point de focalisation correct. La version la meilleur marché pilote la

diode laser par une alimentation continue variable sophistiquée, caractérisée par une source de courant constant. En outre, l'électronique atténue très lar-

gement les transitoires de tension qui apparaissent à l'allumage et à l'extinction et qui pourraient également provenir du secteur. La tête laser EleksMaker travaille quant à elle avec une commande PWM vraie (modulation en largeur d'impulsion, souvent appelée commande TTL), ce qui permet de réduire la chaleur à évacuer lors d'un fonctionnement à plus faible puissance. Une augmentation de l'efficacité du laser grâce au mode PWM n'est cependant pas évidente. En effet, en raison d'un régulateur Buck insuffisamment filtré, on peut même s'attendre à quelques pour cent de perte par rapport à une alimentation en continu pur. À la puissance laser maximale, l'avantage d'une dissipation de chaleur plus faible disparaît, car une PWM de 100 % correspond à un courant continu ininterrompu, ce qui revient au même que la tension redressée utilisée par la version bon marché. La commande PWM d'EleksMaker apporte en pratique plus d'inconvénients et s'avère techniquement superflue pour des diodes laser CW (à émission continue). Si malgré tout on y tient absolument, il est possible de transformer la commande de la tête laser du modèle meilleur marché en PWM.

L'énergie d'une tête laser de 5,5 W ne suffit pas pour une véritable gravure sur métaux. Cependant, dès 2 W il est possible d'obtenir un marquage très propre sur l'aluminium anodisé ainsi que de produire des platines en exploitant la technique de la laque photosensible. En ce qui concerne les têtes laser plus puissantes revendiquant 15 W dans les annonces

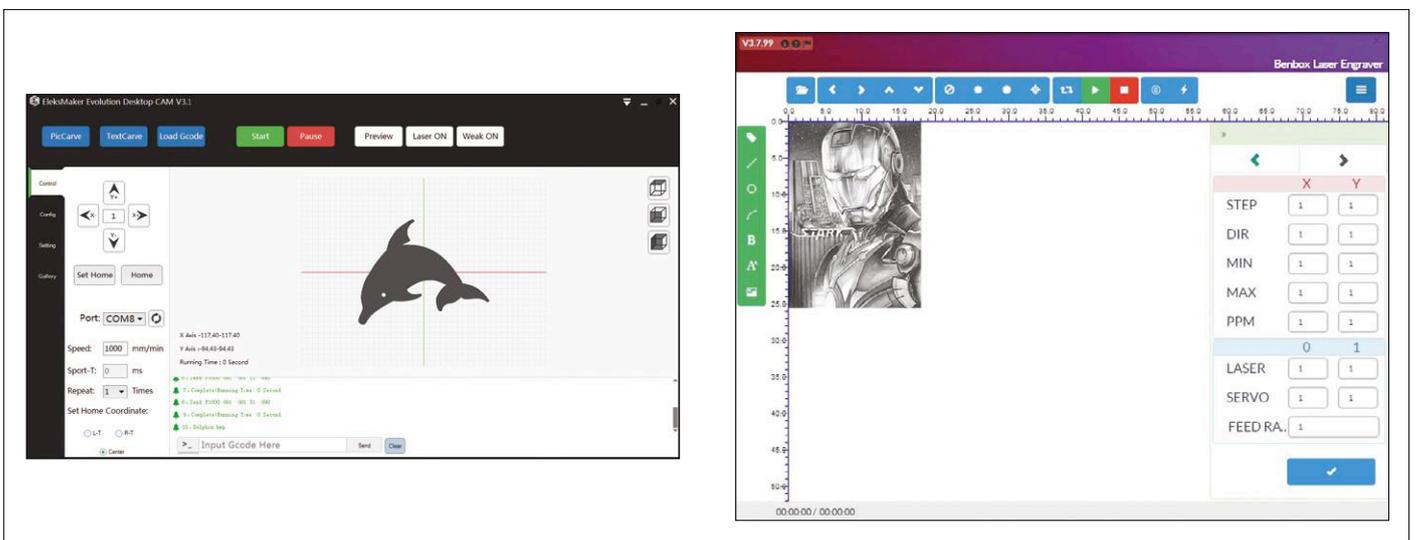


Figure 6. Le logiciel EleksMaker probablement plus récent a bien peu à faire valoir de plus que le rudimentaire logiciel Benbox.

commerciales, l'auteur est sceptique. Même une telle puissance est insuffisante pour la gravure métallique. Les diodes laser de 7 W utilisées travaillent hors de leur spécification en continu et on peut s'attendre à une forte réduction de leur longévité.

Commande des moteurs pas à pas

Sur les deux modèles, une carte Arduino Nano pilote deux contrôleurs de moteurs A4988. Pour réduire le coût de production, les deux moteurs Y sont pilotés en parallèle en opposition de phase. Pour le circuit de commande Y, cela implique une surcharge évidente de sorte qu'il chauffe anormalement. Le petit dissipateur livré ne sert à rien, car le circuit intégré à refroidir a sa face métallique de dissipation tournée vers le circuit imprimé. Là, il sera indispensable de mettre la main à la pâte et d'investir dans un 2^e contrôleur (environ 1,5 €) pour individualiser la commande des deux moteurs Y.

Le réglage individuel par potentiomètres miniatures du courant des moteurs semble simple, mais là aussi il faut se méfier. La plupart des informations qu'on trouve à cet égard sur l'internet sont basées sur des formules erronées. Pour un premier essai, cela a fonctionné en mettant les potentiomètres de réglage à mi-course. Pour un réglage correct, il faut toutefois calculer les courants et la tension de commande à l'aide de la fiche technique du contrôleur et de la formule simple indiquée.

Microprogramme GRBL pour Arduino et logiciel PC

Même si les deux appareils sont pilotés par un clone d'Arduino Nano, (fig. 5) avec comme microprogramme l'interpréteur G-code gratuit GRBL, les versions PC du logiciel sont spécifiques de chaque appareil (fig. 6). Comme le programme des deux machines ne fait référence à aucun point zéro, il est inutile de chercher une fin de course. Cela n'est pas vraiment nécessaire : finalement, il ne s'agit pas ici d'une machine d'usinage, mais d'une sorte de table traçante XY optique. Le point zéro X-Y se trouve en fait là où, avant de commencer la gravure, on place le laser dans la zone de travail à l'aide de quatre touches avec le logiciel PC.

Le modèle le moins cher est livré avec le logiciel BenBox, l'EleksLaser avec EleksCam. Ces deux logiciels répondent seulement aux besoins de base de l'utilisateur. Cela dit, EleksCam peut fonctionner en mode image entière tandis que BenBox reste cantonné à une fenêtre immuable. L'acheteur du modèle le moins cher est averti qu'il ne doit pas tenter de flasher la mémoire du clone Arduino Nano livré. Le constructeur a configuré BenBox de sorte que le programme vérifie la présence du clone en question avant de permettre à l'utilisateur de mettre en œuvre la commande laser réglable. Si le contenu de ce dernier a été modifié (pour les deux appareils, les circuits de commande sont enfichables), sous Benbox le réglage de la puissance est définitivement impossible. Si on souhaite expérimenter avec un autre logiciel qui exige normalement le flashage du contrôleur, il faut utiliser un autre Arduino Nano vierge et procéder à des essais avec.

En dehors du logiciel rudimentaire pour PC livré, il est en outre possible pour les deux graveurs de travailler avec un

Les dernières nouveautés pour vos conceptions les plus récentes™



Plus de
nouveaux produits
en stock que
n'importe quel
autre distributeur.



Commandez dès maintenant sur
mouser.fr

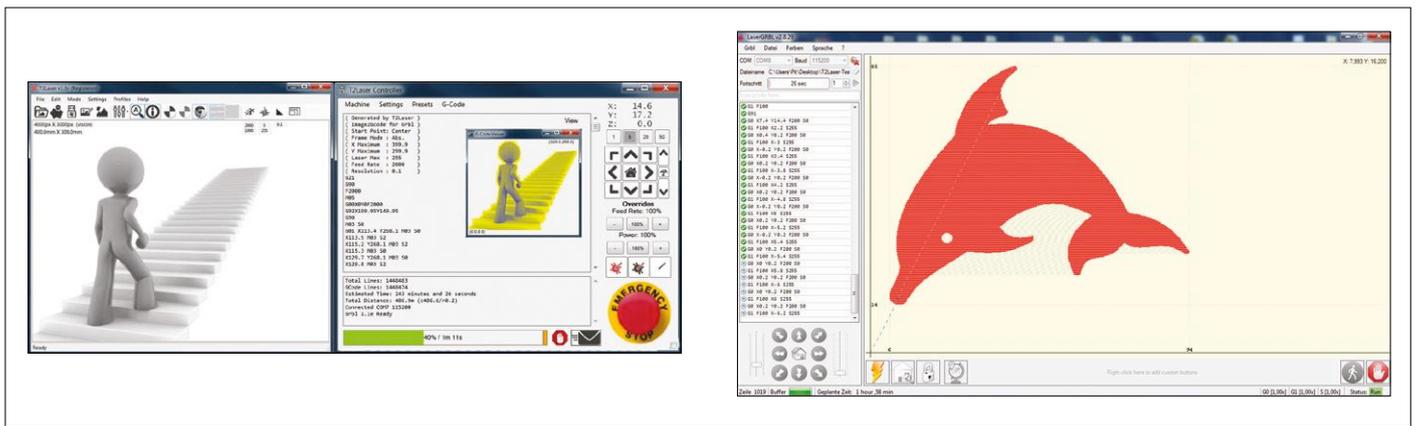


Figure 7. Le logiciel payant T2Laser ainsi que le programme gratuit et *open source* LaserGRBL.

logiciel payant tel que T2Laser (**fig. 7**). Cependant, le très bon logiciel gratuit LaserGRBL, avec code source [4] fonctionne aussi. Ce programme dispose entre autres d'un simulateur de processus, d'une fonction de vectorisation de différents formats par points, de la possibilité de graver des dessins et des photos en niveaux de gris (extraordinaire !) Il peut lisser les contours, par exemple de dessins effectués à la main. Allez sur YouTube pour voir les vidéos à ce sujet [5].

L'auteur de cet article envisage d'écrire un module complémentaire en LaserGRBL qui permettrait à l'aide d'une webcam de régler automatiquement la focalisation du laser via un asservissement sur l'axe Z. Cela permettrait également de couper proprement des matériaux plus épais sans avoir à retoucher la focalisation manuellement à chaque passe. Pour finir, sachez que vous pouvez essayer LaserGRBL, même si vous n'avez pas de matériel de gravure. Pour cela, vous connectez au PC un second Arduino Nano via USB et vous installez (si ce n'est pas déjà fait) le

pilote nécessaire. Téléchargez le micro-programme GRBL le plus récent sous forme de fichier hexadécimal que vous envoyez à l'Arduino Nano à l'aide d'un logiciel de programmation comme Xloader [6]. Une fois le Nano flashé et les ports COM correctement paramétrés, vous pouvez étudier toutes les fonctions sans qu'il soit nécessaire d'ajouter un quelconque matériel. Si vous raccordez une LED sur le port 11 du Nano, vous pourrez même surveiller la commande PWM du laser imaginaire pendant que vous observez le déroulement de la simulation du G-Code.

Conclusion

Mécaniquement, les deux modèles sont presque identiques, l'EleksLaser est seulement un peu plus élégant. Pratiquement seuls les fixations du châssis, les points d'appui et le support de la tête laser les différencient. Cela justifie-t-il la différence de prix de 80 € ? Pour peu que vous soyez un peu connaisseur, lisez Elektor ;-) et maniez la visserie et le bois, vous épargnez bien quelques billets. En plus de la machine, il vous faut

vous procurer les quelques petites pièces éventuellement manquantes, mais surtout des lunettes de protection de bonne qualité, certifiées et d'un coût plutôt élevé.

Dans l'ensemble, les deux graveurs laser sont des machines utiles d'un bon rapport qualité-prix. Elles conviennent à une utilisation artistique et créative ou bien purement technique, mais on ne peut les recommander qu'à des bricoleurs et électroniciens. La puissance laser disponible de 5,5 W et la précision de tracé de la machine sont plus que suffisantes pour réaliser à une vitesse satisfaisante des travaux de gravure très fins sur des matériaux organiques, des plastiques et de l'aluminium anodisé sombre.

Les amateurs de gravure en dégradé de gris sur bois et les créateurs de maquettes y trouveront aussi leur compte après avoir soigneusement effectué les réglages de base et observé les techniques de travail appropriées. La gravure des circuits s'effectue sans rencontrer les classiques problèmes de netteté des contours.

En ce qui concerne le montage, il faut remarquer finalement que sur la version la moins chère, les instructions de montage sur un CD livré avec la machine (également disponible en ligne) sont en grande partie rédigées en chinois et pour d'autres versions de la machine. C'est là qu'à moins d'être sinologue averti, vous aurez des problèmes... Le mieux est de faire avec les nombreuses illustrations et de se laisser guider par son imagination et son génie, cela marche aussi pour l'assemblage de la machine. ◀

Liens

- [1] <http://goo.gl/FkZZwK>
- [2] <http://store.eleksmaker.com/>
<http://goo.gl/ZGh65G>
- [3] www.ascel-electronic.de/
- [4] <http://lasergbrl.com/de>
<https://github.com/arkypita/LaserGRBL/releases>
- [5] www.youtube.com/watch?v=conZiopJF3k
www.youtube.com/watch?v=wEygWyIo6n0
- [6] <http://xloader.russeotto.com/XLoader.zip>

démarrage en douceur

protection de l'alimentation et de la charge

Fons Janssen

Maxim Integrated (Pays-Bas)

Un des appareils (ou instrument, si vous préférez) parmi les plus importants sur l'établi d'un électronicien est sans nul doute l'alimentation de laboratoire. C'est aussi un des montages les plus populaires, et Elektor en a publié plusieurs au fil des ans. Le circuit présenté ici est une extension universelle qui permet le démarrage progressif de l'alimentation, qu'elle soit commerciale ou un montage d'amateur.



Caractéristiques

- Montée progressive de la tension de sortie
- Vitesse de montée d'environ 800 V/s
- Adaptable à de nombreuses alimentations
- Tension maximale de 30 V, courant maximal de ± 5 A
- Excellent comportement sur charges capacitives

Les alimentations de laboratoire les plus simples possèdent une sortie dont la tension est réglable, et en principe protégée contre les courts-circuits ; c'est un peu sobre, mais suffisant pour débiter une longue carrière d'électronicien amateur. Sur les appareils plus élaborés, la limitation du courant de sortie est ajustable, et il y a l'indispensable affichage précis de la tension et du courant de sortie.

Un accessoire manque cependant sur la plupart des instruments courants – laissons de côté les alimentations professionnelles, bien trop chères pour de modestes amateurs : un interrupteur pour déconnecter temporairement la tension de sortie. On se contente souvent d'arrêter et de redémarrer l'appareil, ce qui à la longue n'est pas très bon pour certains composants, qui verront leur durée de vie réduite.

Un interrupteur ?

On pourrait bien entendu placer un interrupteur robuste – c'est-à-dire résistant à de forts courant et tension – en sortie de l'alimentation, mais il y a tout de même des inconvénients non négligeables. Un interrupteur mécanique aura toujours des rebonds, qui ne sont pas les bienvenus, et les appels de courant intenses lors de la connexion à une charge fortement capacitive ne seront pas atténués non plus. Notre circuit a la prétention de résoudre ces deux problèmes : une pression sur un bouton suffit pour que la tension monte progressivement et à vitesse constante (dV/dt) jusqu'à sa valeur nominale ; une nouvelle pression sur le bouton et la sortie est déconnectée sans délai. Ce dispositif de démarrage progressif (*soft start*) est placé entre la charge et la sortie de l'alimentation ; on ne doit donc plus l'arrêter et la remettre en marche constamment.

Schéma

Le schéma complet du circuit est repris en **figure 1**. La tension de sortie de l'alimentation entre par K1 puis est appliquée, via deux MOSFET en série (T1 et T2), à la charge reliée à K2A ou K2B. Les

transistors sélectionnés, des NVD6824NL de ON Semiconductor, ont une résistance à l'état passant ($R_{DS(on)}$) très faible, de l'ordre de 20 m Ω , et une forte capacité en courant, 40 A sous des conditions idéales et avec un refroidissement adéquat. Nous n'utilisons pas de radiateur dans notre montage, le courant maximal sera de 5 A.

Il y a une raison particulière à l'utilisation des deux MOSFET en série au lieu d'un seul : avec ce montage, leurs diodes de protections sont ainsi tête-bêche, ce qui empêche un retour éventuel de courant de la charge vers l'alimentation.

Pompe de charge

Le rôle d'IC2, un MAX16126 de Maxim [1], est d'alimenter les grilles de T1 et T2 afin qu'ils soient conducteurs. Une pompe de charge amène la tension grille-source à environ 9 V, ce qui est plus que suffisant pour que les transistors soient complètement à l'état passant, avec une résistance $R_{DS(on)}$ minimale. Les transistors sont montés en drain commun (suiveur de tension) : la source suit la grille en tension (moins la tension de seuil). Si la tension V_{GS} augmente linéai-

INFOS SUR LE PROJET

- Alimentation de laboratoire
- démarrage progressif
- CMS

débutant → **connaissseur** expert

env. 2 h

station de soudage à air chaud ou four à refusion, fer à souder à pointe fine

env. 50 €

rement, la tension de sortie suivra fidèlement le mouvement jusqu'à égaliser la tension d'entrée. La pompe de charge se comportant comme une source de courant d'environ 180 μ A, c'est le condensateur

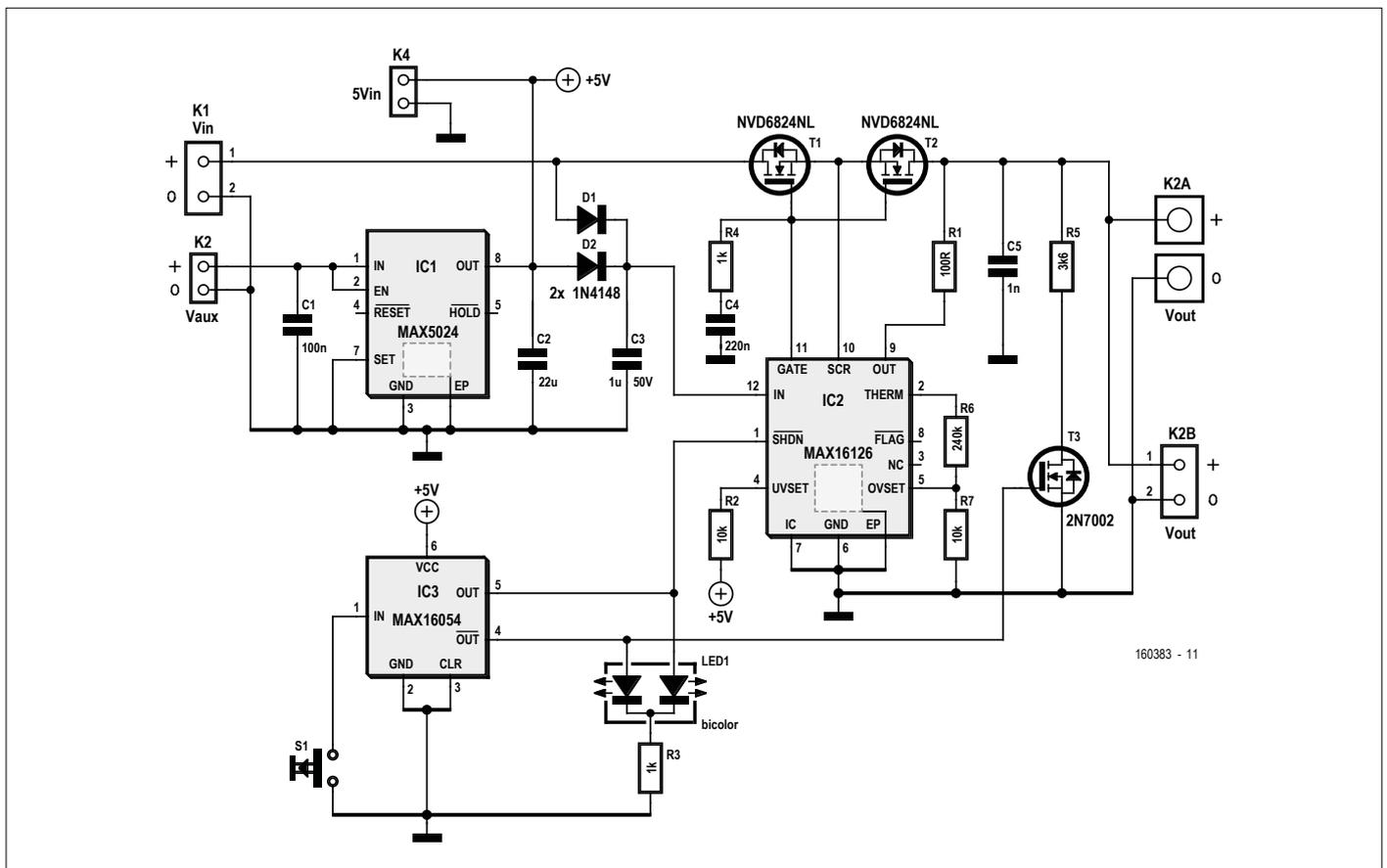


Figure 1. Le circuit de démarrage progressif est bâti autour de trois circuits intégrés de Maxim.



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

R1 = 100 Ω, film épais, 5%, 0,1 W, 150 V
 R2, R7 = 10 kΩ, film épais, 5%, 0,1 W, 150 V
 R3, R4 = 1 kΩ, film épais, 5%, 0,1 W, 150 V
 R5 = 3,6 kΩ, 150 V, 125 mW, 1%, CMS 0805
 R6 = 240 kΩ, 150 V, 125 mW, 1%, CMS 0805

Condensateurs

C1 = 100 nF, 50 V, X7R, CMS 0805
 C2 = 22 μF, 10 V, X5R, 20%, CMS 1206
 C3 = 1 μF, 50 V, 10%, X7R, CMS 1206
 C4 = 220 nF, 50 V, X7R, CMS 0805
 C5 = 1 nF, 50 V, 10%, X7R, CMS 0603

Semi-conducteurs

D1, D2 = 1N4148WS, 100 V, 200 mA, 4 ns
 LED1 = LED bicolore rouge/vert, 3 mm
 T1, T2 = MOSFET à canal N, 100 V, 41 A (NVD6824NL)
 T3 = 2N7002, 60 V, 250 mA, 300 mW, $V_{GS} = 4,5 V, R_{DS(on)} = 1 \Omega$
 IC1 = régulateur à faible chute de tension 5 V/150 mA (MAX5024)
 IC2 = superviseur de tension (MAX16126)
 IC3 = circuit anti-rebonds (MAX16054)

Divers

K1, K2B = bornier à vis, 2 bornes, pas de 5,08 mm, 630 V

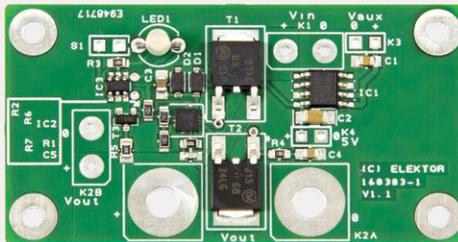
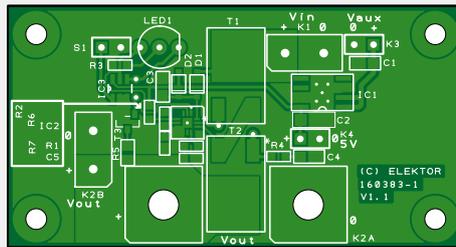


Figure 2. Le circuit imprimé est à double face. Notez que le montage d'IC2 n'est pas évident (voir texte).

K2A = voir texte
 K3, K4 = picots à souder
 S1 = bouton poussoir NO (par ex. Multicomp R13-24A-05-BR)
 Circuit imprimé réf. 160383-1 avec IC2 monté (voir texte)

$$(30 V)^2/3,6 k\Omega = 0,25 W.$$

Cette puissance à dissiper n'étant que temporaire, on peut se contenter d'un modèle 1/8 W, mais si vous voulez privilégier la prudence, vous pouvez toujours installer une résistance plus « grosse ».

Alimentation du circuit

Notre circuit est alimenté en 5 V à partir de l'alimentation de laboratoire via K2 et le régulateur linéaire « ordinaire » IC1, un MAX5024 – toujours de Maxim [3]. La tension d'entrée maximale d'IC1 est de 65 V, il ne devrait donc pas y avoir de difficulté à trouver une source appropriée. Le circuit intégré est également protégé contre les inversions de polarité ; pas de risque de fumée si vous trompez lors du raccordement...

La tension de 5 V est nécessaire à l'alimentation d'IC3, et d'IC2 si la tension de sortie de l'alimentation de laboratoire est inférieure à 5 V. La tension d'alimentation d'IC2 doit être d'au moins 3 V ; en réalisant une fonction OU entre les tensions de sortie de l'alimentation et d'IC1 via D1 et D2, cette exigence est toujours satisfaite.

Si l'alimentation de laboratoire dispose d'une sortie, ou d'une source interne, fixe de 5 V, vous pouvez la connecter à K4 ; IC1 est alors inutile. Attention lors du branchement : K4 n'est pas protégé contre les inversions de polarité, et une erreur aurait des conséquences funestes !

La tension d'entrée minimale d'IC2 est de 5 V moins la tension de déchet de D1 ou D2, soit environ 4,4 V. La tension grille-source de T1 et T2 sera dans ce cas supérieure à 9 V :

$$4,4 V + 9 V - V_{\text{alim_labo}}$$

Ce n'est pas un problème, la tension V_{GS} des MOSFET choisis peut aller jusque 20 V.

Tension maximale

Bien qu'IC2 accepte une tension d'entrée maximale de 90 V, la tension de sortie de l'alimentation de laboratoire ne peut quant à elle dépasser 30 V. Pour éviter tout dommage, IC2 surveille via le diviseur R6/R7 la tension fournie ; dès qu'elle dépasse 30 V, T1 et T2 sont bloqués. Vous l'aurez compris, le circuit n'est adapté qu'aux alimentations dont la sortie est de 30 V maximum.

C4 qui détermine la vitesse de montée :

$$I = C \cdot dV/dt,$$

et donc

$$dV/dt = 180 \mu A/220 nF = 818 V/s.$$

Que se passe-t-il en cas de charge fortement capacitive, par ex. 1 000 μF ? Le pic de courant est limité à :

$$800 V/s \cdot 1000 \mu F = 800 mA.$$

La plupart des alimentations de laboratoire n'auront aucune peine à supporter un tel appel de courant. On peut en tout cas modifier légèrement la vitesse de montée en changeant la valeur de C4.

Commutation

Le contrôleur ON/OFF avec anti-rebond, IC3, un MAX106054 de Maxim aussi [2], se charge de mettre le circuit en ou hors

service (il s'agit bien d'une commutation de l'alimentation de la charge). Le circuit envoie un signal logique, dont le niveau change à chaque pression du bouton S1 ; ce signal est appliqué à l'entrée SHDN d'IC2.

Il y a deux sorties complémentaires, OUT et OUT, ce qui permet de commander une LED bicolore indiquant l'état du circuit (vert = actif, rouge = désactivé). Si on préfère que vert signifie que le circuit est désactivé, c'est-à-dire que l'on peut manipuler la charge sans risque, il suffit d'inverser le branchement de la LED.

Le transistor MOSFET T3 devient conducteur dès que la sortie du circuit est désactivée. La charge éventuelle des condensateurs du montage alimenté sera donc évacuée en toute sécurité vers la masse via R5 et T3. Avec une tension de 30 V (c'est le maximum, voir ci-dessous), la dissipation maximale de R5 est de

À l'usage

L'auteur a bien entendu testé son exemplaire pour vérifier la bonne concordance entre théorie et pratique. La **figure 3** montre deux photos de relevés sur un oscilloscope. Les traces sont de haut en bas : en bleu, le signal de commutation (sortie OUT d'IC3, entrée SHDN d'IC2) ; en rouge la tension de grille de T1 et T2 ; en jaune, la tension de sortie ; et en vert, le courant d'entrée.

Ce que l'on constate : après une pression sur le bouton, l'entrée SHDN passe à l'état haut, et la tension de grille des deux transistors grimpe linéairement. Dès que la tension de seuil est dépassée, les transistors conduisent, et la tension de sortie augmente aussi linéairement (elle suit la tension de grille) jusqu'à égaler la tension d'entrée.

La tension V_{GS} continue à monter jusqu'à ce qu'elle atteigne 9 V ; la conduction des deux transistors MOSFET T1 et T2 est alors maximale.

La figure 3A montre le comportement du circuit sur une charge capacitive (un condensateur électrochimique de 1 000 μ F), et la figure 3B pour un débit de 500 mA (charge électronique). La tension de sortie atteint dans les deux cas son niveau nominal après 25 ms. La vitesse de variation dV/dt est donc d'environ 600 V/s (12 V/20 ms), un peu moins que la vitesse théorique de 818 V/s. Cette différence résulte probablement des tolérances sur les valeurs de C4 et du courant de la pompe de charge (180 μ A en moyenne) ; cela n'a en tout cas pas d'influence néfaste sur le fonctionnement du circuit.

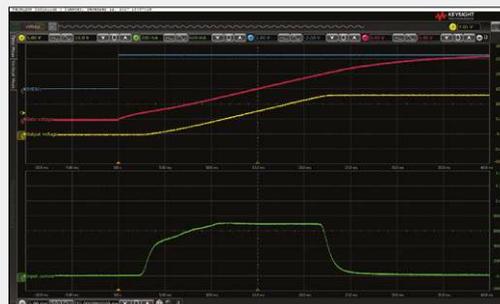


Figure 3A. Le comportement du circuit de démarrage progressif avec une charge de 1 000 μ F...

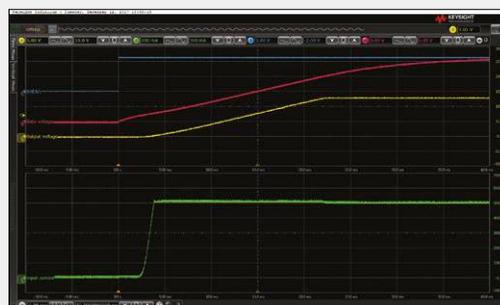


Figure 3B. ...et pour un débit de 500 mA.

Montage

Un circuit imprimé à double face compact a été dessiné pour le circuit (**figure 2**) ; avec un peu de chance, il pourra être logé dans le boîtier de l'alimentation de laboratoire.

La tension de sortie peut être prélevée sur deux connecteurs : K2A consiste en deux trous de 4 mm de diamètre espacés d'exactly $\frac{3}{4}$ de pouce (1,905 cm). Il s'agit d'un écartement standard qui permet de monter le circuit imprimé sur les douilles de sortie de l'alimentation, s'il y a de la place dans le boîtier ; sinon on peut utiliser K2B, un bornier à vis. Nous avons déjà expliqué le raccordement de l'alimentation d'IC1 via K2 et d'une éventuelle alimentation de 5 V via K4.

Le soudage de certains composants peut être un véritable défi ; IC1 et surtout IC2 peuvent poser problème... À défaut de disposer d'un four à refusion, il vaut mieux utiliser une station de soudage à air chaud. IC2 sera soudé en premier, et on contrôlera le résultat à la loupe ou au microscope (par ex. avec le modèle USB Andonstar V160 [4]).

Il est à noter qu'IC1 et IC2 possèdent une surface dénudée (*EP - Exposed Pad*), qui est représentée par un rectangle en pointillés sur le schéma. Cette surface sert au refroidissement correct des circuits intégrés, bien que ce ne soit pas vraiment critique dans cette application ; elle doit être connectée à la masse, et ce n'est possible qu'avec un four ou un embout à air chaud. Tout un chacun ne

disposant pas de l'outillage nécessaire, IC2 est prémonté sur le circuit imprimé disponible dans l'e-shoppe.

Si vous avez réussi le montage d'IC1 et IC2, le reste est un jeu d'enfant. Les résistances, à l'exception de R5, et la plupart des condensateurs sont des CMS 0805, mais des modèles CMS 0603 peuvent aussi être utilisés.

Nous ne donnons pas de recette pour l'installation dans le boîtier d'une alimentation, elles sont toutes différentes ; il vous faudra certainement disposer du schéma et des données techniques de cette alimentation. Et pour un appareil du commerce, n'oubliez pas qu'il ne sera plus couvert par la garantie dès que vous aurez exposé ses entrailles ! ◀

(160383 - version française : Jean-Louis Mehren)

Liens

- [1] datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX16126-MAX16127.pdf
- [2] datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX16054.pdf
- [3] datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5023-MAX5024.pdf
- [4] « Microscope USB Andonstar V160 », Elektor, mai-juin 2017 : www.elektormagazine.fr/160367

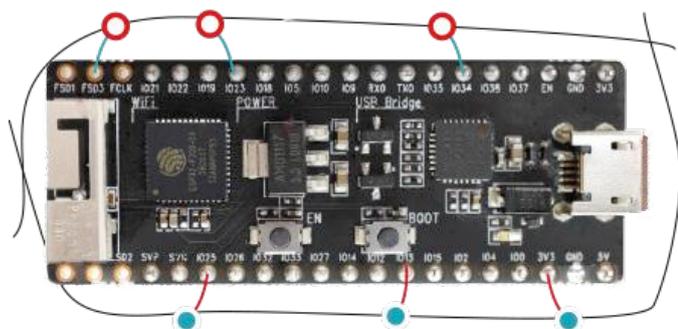


DANS L'E-CHOPPE
→ 160383-71
circuit imprimé avec IC2 monté

concours de projets ESP32 de 2018



Deux processeurs à 32 bits, système radio à 2,4 GHz plus Wi-Fi et Bluetooth



Le concours de projets ESP32, millésime 2018, porte sur le nouveau produit phare d'Espressif Systems : l'ESP32. La puce réunit dans le même boîtier un ou deux microcontrôleurs à 32 bits Xtensa LX6 avec un système radio à 2,4 GHz ainsi que les piles de protocoles Wi-Fi et Bluetooth. Des cartes de développement faciles à utiliser comme l'ESP32-PICO-KIT, une chaîne d'outils logiciels libres avec des bibliothèques et une documentation complètes rendent la puissance de l'ESP32 accessible à tous.

Participez au concours !

Procurez-vous un module à base d'ESP32, réalisez un projet avec lui et postez votre travail sur le site du labo d'Elektor. Veillez à régler le champ **contest** sur **ESP32 Design Contest 2018** (figure 1). Les applications de l'ESP32 ne se limitent pas à l'IdO ou aux montages à faible consommation d'énergie. Surprenez-nous avec des propositions créatives !

CREATE A NEW LABS PROJECT

Welcome at Elektor Labs. Here you can add your own project to share within our community. You may receive input from your peers when you need help or feedback. Also, the Elektor LABS professionals are also closely watching this section of our website to help out or on occasion select projects that could even be published in our magazine!

Title: My ESP32 Design Contest Entry

Contest: Would you like to join a contest
Would you like to join a contest
e-faves: Spotlight your Innovation!
ESP32 Design Contest 2018

Project image: [Image placeholder]

JPEG, PNG or GIF file - 5 MB file size limit at least 400x300 pixel - 4 x 3 aspect ratio

Figure 1. N'oubliez pas de sélectionner **ESP32 Design Contest 2018** dans le champ « contest ».

Date limite de participation : 31 mars 2018, minuit

Améliorez vos chances de gagner

- Soyez créatif
- Documentez abondamment votre projet
- Joignez des photos et des dessins
- Fournissez des schémas et des fichiers de code source complets
- Ajoutez une vidéo montrant votre projet

2 500 € de prix à gagner !

ESPRESSIF

CONTEST POWERED BY ELEKTOR

Pour tout savoir sur ce concours, rendez-vous sur :

www.elektormagazine.fr/labs/esp32-design-contest-2018

(160672)

NOUVEAU

www.magpi.fr

Le magazine officiel de la Fondation Raspberry Pi en version française !



Prix :
9,95 €

Disponible en kiosque et en ligne à partir du 15 mars 2018 !



vol tous azimuts

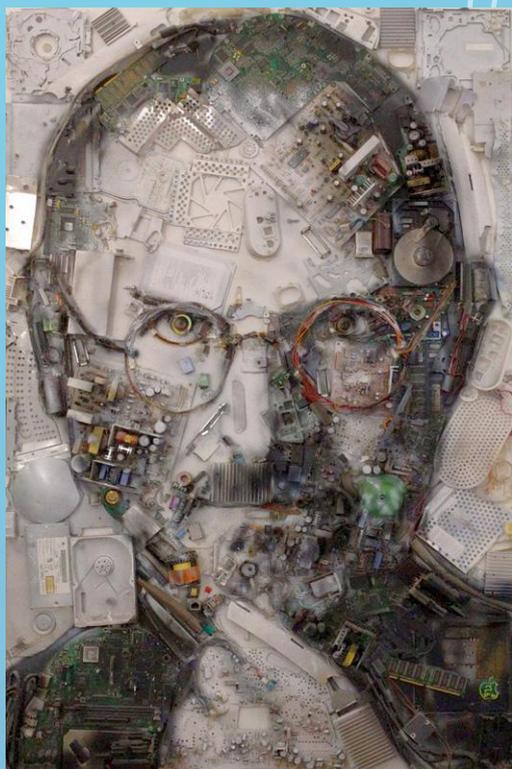
piloté par **Clemens Valens** (labo d'Elektor)
version française : **Hervé Moreau**

Problèmes oubliés

Après la publication de l'article « Les lampes à incandescence se rebiffent » (nov./déc. 2017), un lecteur m'a suggéré de lire la discussion d'un forum de radioamateurs allemands. Un des membres avait remarqué que des lampes identiques à celles mentionnées dans mon article produisaient des interférences d'environ 60 MHz et plus (selon la puissance de la lampe) et en recherchait l'explication. C'est finalement un phénomène découvert dans les années 1920 qui fut avancé comme la cause la plus probable de ces interférences : les oscillations dites de Barkhausen-Kurz ou de Gill-Morel, qui à l'époque de leur découverte perturbaient le bon fonctionnement des tubes radio. Ce que ce forum me révéla, outre que le « rétro-éclairage » de mon article n'était pas aussi « avant-gardiste » que je l'avais espéré (la discussion date de 2008), est que la réintroduction de techniques oubliées peut s'accompagner de celle de problèmes oubliés. Nombre de ces problèmes ont des solutions elles aussi oubliées, ce qui finalement a placé la technologie dans l'état où elle se trouve aujourd'hui. Avoir retiré brutalement la chaise sur laquelle elle reposait nous a « encore mis dans un beau pétrin » (pour citer un reproche récurrent de Hardy à Laurel).

PS : j'ai tenté de mesurer les interférences d'une lampe vintage à l'aide d'un petit analyseur de spectre RF, mais sans succès.

https://www.radiomuseum.org/forum/gluehlampe_als_ukw_stoersender.html



L'art de l'électronique

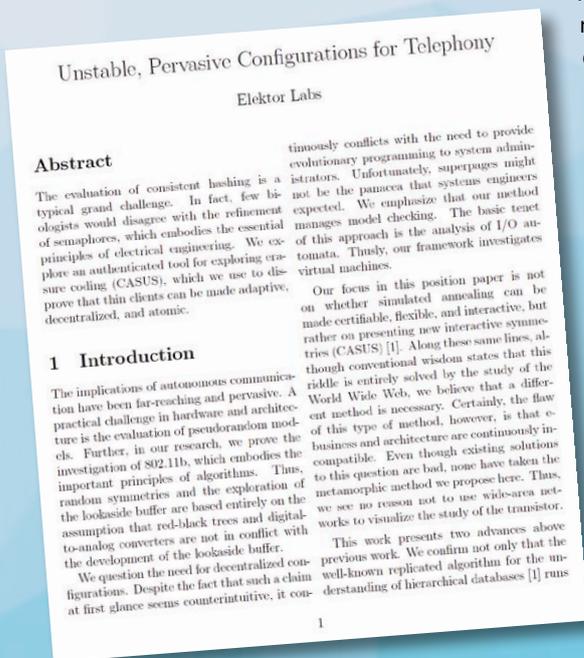
Un voyage à Prague peut être l'occasion de visiter le musée Apple et d'y contempler les ordinateurs de la firme. Si l'idée de déboursier 9 € pour voir de vieux ordinateurs vous arrête, vous pouvez toujours pousser la porte du musée pour admirer le portrait de Steve Jobs qui trône dans l'entrée. Cette mosaïque de pièces d'ordinateurs (Apple, espérons-le) est semblable à la mosaïque géante de l'aéroport de Bombay représentant la province de Maharashtra (Elektor, nov. 2015). Si vous connaissez d'autres mosaïques ou œuvres composées de pièces électroniques, partagez-les !



Intelligence artificielle – l'art du vrai faux

Dans l'imaginaire collectif, le terme intelligence artificielle (IA) est souvent synonyme d'ordinateurs super-intelligents cherchant à devenir les maîtres du monde et à détruire l'humanité. (C'est d'ailleurs assez drôle quand on y réfléchit. Certains dirigeants de la planète semblent en effet vouloir sa destruction totale, et pourtant nous avons tendance à les considérer comme des idiots. Enfin bref.)

Dans le monde réel, l'objectif de l'IA serait plutôt d'extraire de l'information à partir d'immenses quantités de données, de trier des images, de traduire des textes ou encore de patiemment et inlassablement répondre aux questions posées à un service après-vente. De grosses sommes d'argent sont bien sûr dépensées à des fins militaires, mais la recherche et le développement en IA ne se cantonnent pas à ça.



Wikipedia : *conçu par Alan Turing en 1950, le test de Turing teste la capacité d'une machine à faire montre d'un comportement intelligent, impossible à distinguer de celui d'un humain.*

Saviez-vous que des systèmes d'IA sont utilisés pour rédiger des bulletins météo ou présenter des données, et ce non pas en débitant une litanie de chiffres, mais sous forme écrite ? Puisque les lecteurs de tels bulletins supposent qu'ils ont été écrits par un humain, on peut considérer que l'IA qui les a composés a réussi le test de Turing.

Faux ou pas ? Difficile à dire, l'auteur, E. Labs, est cité plusieurs fois dans la section bibliographique (il apparaît même comme coauteur d'un article de Stephen Hawking). (L'article complet est sur www.elektormagazine.fr/160622.)

Les articles produits par *SCIgen* comprennent des graphiques et une longue liste de références, tous faux bien entendu. Selon le site de *SCIgen*, la publication de certains de ces articles a été acceptée par des comités de lecture sérieux. *SCIgen* a donc réussi le test de Turing plusieurs fois.



Outil de labo indispensable

Pour compléter votre collection de caméras, voici la caméra endoscopique USB. La longueur de son câble peut aller jusqu'à 20 m et elle peut être équipée d'une connexion Wi-Fi. Un crochet à visser ou pincer sur la tête de l'appareil permet à l'utilisateur de récupérer ses clés de voiture tombées accidentellement dans un égout. Un anneau de LED blanches à intensité réglable entoure l'objectif et éclaire l'obscurité.

Wikipedia : *DeepDream est un programme de vision par ordinateur créé par Google qui utilise un réseau neuronal convolutif pour trouver et renforcer des structures dans des images en utilisant des paréidolies créées par algorithme.*

La paréidolie est la tendance à distinguer une forme familière dans un motif visuel aléatoire ou ambigu, p. ex. un visage ou une forme animale dans un nuage ou un relief lunaire. *DeepDream* peut appliquer le « style » d'une image à une autre. En combinant une peinture de Vincent Van Gogh et un *selfie*, *DeepDream* peut ainsi créer l'illusion que l'égoportrait a été peint par Van Gogh.

Ces quelques exemples montrent les progrès accomplis par l'IA dans la représentation de notre monde. La réalité augmentée et les contextes créés par IA peuvent aisément manipuler et tromper le cerveau humain. L'IA est un outil précieux pour les individus, organismes et gouvernements malveillants, mais elle peut aussi embellir notre monde de créations artistiques. À terme elle pourrait remplacer la télévision. Imaginez un générateur de films. Chaque jour un nouveau film, créé juste pour vous. Peut-être l'IA deviendra-t-elle un jour une nouvelle forme de divertissement.

L'IA peut aussi écrire des poèmes. L'acrostiche suivant, appelé « Elektor » (les initiales des vers composent le mot Elektor), a été écrit par un programme exécuté quelque part dans le nuage :

Electronic gadgets love

Like flames engulf.

Electrodes lead,

Keen enthusiasts reflow.

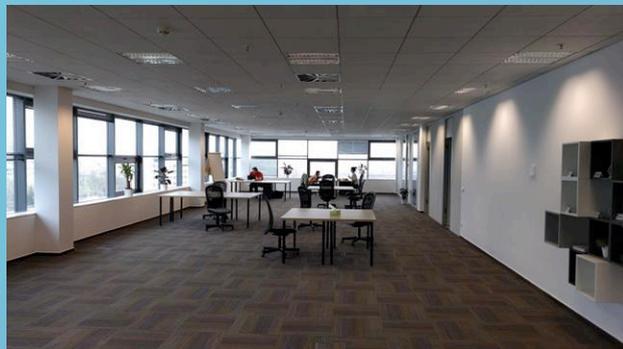
Tight coils laugh,

Optoelectronics shout

*Revolutionary ambitions desire.**

Le programme se porte même aux nues : « *Optoélectronique, bobines serrées* – pour moi ces termes relèvent de l'émotion. »
Humour d'IA ?

* L'amour des gadgets électroniques / Engloutit comme les flammes. / Les électrodes dirigent, / Les mordus refluent. / Des bobines serrées rien, / L'optoélectronique crie / Un désir d'ambitions révolutionnaires.

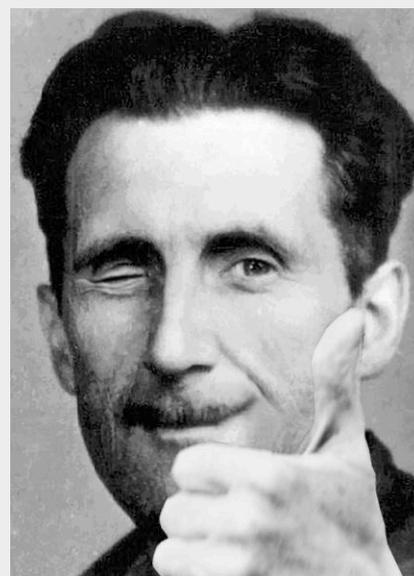


La photo sans relief d'un bureau quelque peu surréaliste, et sa version impressionniste, plus stylée, signée *DeepDream*.



Enfin George Orwell était optimiste

Avez-vous déjà compté le nombre de caméras présentes chez vous ? J'ai commencé, mais ai rapidement perdu le fil. Ordinateurs, tablettes, ordiphones, caméscopes, robots, drones, rétroviseurs, rues, chambres de bébé, nids de rapaces, nids d'espions, il y en a partout. Et non seulement chaque objet qui nous entoure est relié à l'internet, mais en plus il lui pousse des yeux et des oreilles.



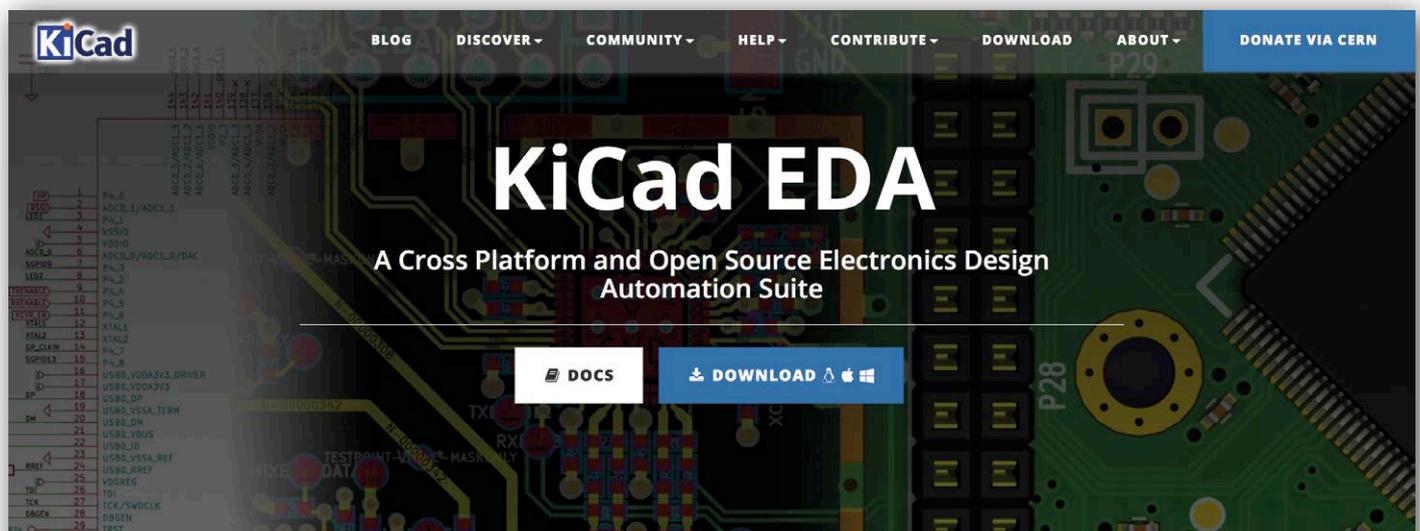
Vous voulez participer ? Envoyez vos commentaires, suggestions, trucs et astuces à labs@elektor.com

KiCad

un incroyable
colosse

Alexandre Perier-Muzet (Villeurbanne, France)

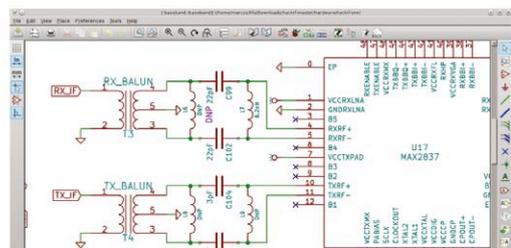
Lorsque l'on réalise un projet électronique professionnel ou personnel, il faut un bon logiciel de CAO pour obtenir un circuit imprimé (ou PCB, *Printed Circuit Board*) de qualité et répondant aux besoins du projet. Est-ce que KiCad un logiciel à code source ouvert, développé par une communauté, peut rivaliser avec les logiciels de CAO électronique d'un marché ultra-compétitif et lucratif ?



Schematic Capture

With the schematic editor you can create your design without limit; there are no paywalls to unlock features. An official library for schematic symbols and a built-in schematic symbol editor help you get started quickly with your designs.

[LEARN MORE](#)



Un peu d'histoire

KiCad n'est pas un inconnu pour les lecteurs fidèles d'Elektor, il a déjà été présenté dans le numéro de novembre 2015 sur la CAO électronique et dans un article de février 2007. Plus de dix ans ont passé, et le marché des logiciels de CAO électronique a connu beaucoup d'évolutions et de changements. Il est donc temps de reparler de KiCad qui, à mon humble avis, reste la solution qui peut satisfaire le plus grand nombre d'utilisateurs, qu'ils soient amateurs ou professionnels.

En 2017, nous avons assisté au rachat d'Eagle [2] par AutoDesk. Eagle était le grand concurrent de KiCad, car d'un point de vue pécuniaire, ils étaient accessibles à tout le monde. Certes, il y a encore un an choisir entre KiCad et Eagle était compliqué, car ils étaient très proches techniquement. Aujourd'hui, Eagle possède une interface plus facile à prendre en main, mais

KiCad permet de faire des choses plus évoluées, car la version gratuite d'Eagle est très limitée : seulement deux feuilles de schémas, deux couches de cuivre et une surface de circuit limitée à 80 cm². C'est pourquoi KiCad reste le seul logiciel de CAO électronique *open source* et sans limitations face à des géants de l'industrie comme Altium [3], SolidWork PCB [4], PADS [5], OrCAD PCB [6] ou Pulsonix [7].

Il est important de rappeler que la première version de KiCad, créée par Jean-Pierre Charras, a été publiée en 1992. Aujourd'hui plus de cinq cents personnes à travers le monde améliorent ce logiciel. Au moment où j'écris cet article, la version actuelle est la 4.0.7. La version 5 a été annoncée à la FOSDEM 2017 (*Free and Open source Software Developers' European Meeting*).

Il y a donc fort à parier que KiCad existera encore dans dix ans.

Que vous soyez un débutant ou un professionnel qui cherche la stabilité, vous pouvez considérer KiCad comme une option viable à long terme !

Avantages & inconvénients

KiCad est distribué sous licence GPL V3, il est donc *open source* ce qui signifie que tout le code qui le compose ne peut pas être soumis à un copyright. Il est distribué gratuitement et sans limitations sur le site officiel [1]. Comme KiCad est issu de la collaboration de personnes réparties dans le monde entier, il est traduit dans une vingtaine de langues, ce qui le rend accessible à quasiment n'importe quel être humain équipé d'un ordinateur.

KiCad est en développement perpétuel pour différentes plateformes (voir lesquelles plus loin), c'est pourquoi il y a toujours un ou deux petits *bugs* qui peuvent traîner. Toutefois vous n'aurez pas à redémarrer KiCad toutes les quinze minutes, même sur des machines « âgées » (5 à 7 ans), ni à vous soucier de la taille de votre projet... Ce logiciel est agréable à utiliser et même plus stable que la plupart des applications (parfois payantes) que nous utilisons tous les jours.

Néanmoins, il faut du temps pour maîtriser KiCad, ce sera forcément plus rapide si vous avez déjà dessiné un circuit imprimé, et plus long si vous débutez. Cependant, cela ne doit pas vous décourager, le dessin d'un CI est un travail ardu, précis et qui ne laisse pas le droit à l'erreur, peu importe le logiciel de CAO électronique utilisé et le niveau du concepteur.

Il y a de nombreuses informations et contraintes à prendre en compte : le schéma électrique, les composants utilisés, le choix du nombre de couches de cuivre, la taille du CI, le positionnement et l'orientation des composants, les empreintes des composants utilisés, les connecteurs utilisés, les pistes à router, etc.

L'interface de KiCad n'est peut-être pas des plus modernes, ce qui rend ce logiciel un peu moins intuitif et un peu moins aisé à prendre en main que ses concurrents, mais en apparence seulement... Car cet inconvénient est aussi un avantage : les outils ne changent pas de place à chaque mise à jour ! Cette sobriété de l'interface rime aussi avec une robustesse à toute épreuve du programme : la communauté autour de KiCad accepte le fait d'avoir un outil fonctionnel, libre de droits, avec une interface spartiate.

Quel que soit le logiciel de CAO utilisé, aujourd'hui tous satisfont les standards industriels qui permettront ensuite à une machine de type *pick-and-place* de positionner des CMS avec son bras robotisé à très grande vitesse. Europlacer [8] par ex. est un fabricant français de ce type de machine.

Même si KiCad est un logiciel *open source*, rien ne s'oppose au changement d'échelle dans la fabrication de votre carte. Un jour, vous dessinerez et monterez un prototype pour vous amuser chez vous avec un fer à souder bon marché ; le lendemain, vous concevrez un circuit imprimé qui sera intégré à un produit vendu à des milliers d'exemplaires. À ce moment-là, vous aurez besoin d'un prestataire comme Technalp [9] qui réalisera pour vous le montage et l'intégration de vos cartes.

Ainsi, pour répondre à la question posée en début d'article : KiCad n'a rien à envier à ses concurrents, ce n'est vraiment pas le parent pauvre des logiciels de CAO électronique. Bien au contraire, il offre une richesse incroyable grâce à sa licence de distribution... De ce fait, ces légers défauts sont totale-

ment éclipsés par la liberté de création qu'il offre. Adeptes depuis la version 3, j'ai toujours été satisfait de KiCad que j'utilise régulièrement pour des projets personnels ainsi que professionnels.

Trouver de l'aide pour apprendre à utiliser KiCad

On pourrait croire que KiCad manque de documentation par rapport à ses concurrents, mais il n'en est rien, encore une fois la communauté qui développe KiCad a réalisé un travail formidable. Dans l'onglet *Help* (aide) du site officiel, vous avez accès à toutes les ressources nécessaires, traduites en pas moins de neuf langues : de la simple description des grandes étapes de l'utilisation, au manuel qui contient la description de chaque menu et chaque icône au format HTML, PDF ou EPUB. Dans tous les cas, il faudra vous mettre à l'anglais (technique), car tout n'a pas été traduit. De toute façon, lorsque vous voulez utiliser un composant exotique, vous devez lire sa fiche technique (*datasheet*) qui contient toutes les informations utiles, généralement rédigées... en anglais.

Si d'aventures, vous ne trouviez pas votre bonheur dans les ressources officielles, le forum de KiCad [10] fourmille d'informations et de personnes prêtes à vous aider. Si vous êtes toujours dans l'embarras, le canal IRC #kicad sur Freenode sera une bonne option, veillez à être poli si vous voulez une réponse. Enfin, avec des recherches sur l'internet, vous dénicherez de l'aide et des conseils utiles. Si vous avez besoin de symboles schématiques pour un composant ou d'autres ressources, SnapEDA [11] s'avère très pratique.

Pour finir, si vous devenez un aficionado de KiCad, essayez de contribuer ou faites un don [12]. **Un outil si incroyable et libre de droits a toujours besoin de soutien !**

Comment installer KiCad

L'onglet *Download* (télécharger) du site officiel propose des liens pour se procurer KiCad ainsi que les instructions d'installation par système d'exploitation. Pas de jaloux ! KiCad fonctionne sur : Windows, Mac et Linux (Ubuntu, Debian, Fedora, Arch, Mint, openSUSE...). Le fichier d'installation comprend bien entendu un grand nombre de symboles schématiques ainsi que les empreintes des composants correspondants.

Une fois KiCad installé, vous aurez en réalité accès à plusieurs programmes :

- **KiCad** : le gestionnaire de projet. Donne aussi accès à l'éditeur de bibliothèques schématiques et l'éditeur d'empreintes de composants.
- **eeschema** : l'éditeur de schéma électronique. Il permet également d'assigner les empreintes des composants et crée la *netliste*.
- **Pcbnew** : permet de dessiner le circuit imprimé, de router les pistes et donne accès au visionneur en 3D.
- **gerberview** : permet de visionner des fichiers Gerber issus de KiCad ou d'un autre logiciel de CAO électronique.
- **pl-editor** : permet de personnaliser le modèle des pages utilisées pour tracer les circuits.
- **pcb-calculator** : permet le calcul de plein de choses utiles au moment de dessiner un circuit : largeur des pistes, l'espacement électrique...
- **bitmap2component** : permet de convertir une image bitmap en composant utilisable pour la sérigraphie dans eeschema et Pcbnew.

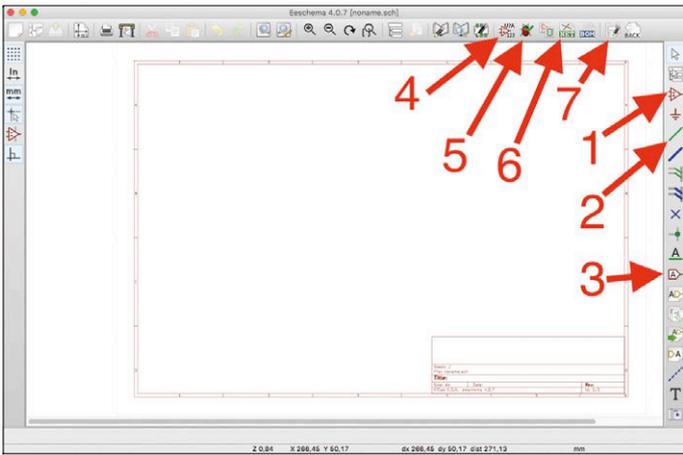


Figure 1. Outils essentiels d'eeschema.

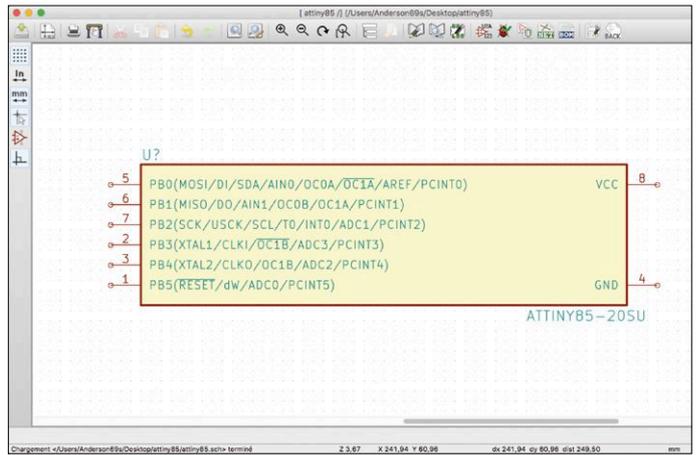


Figure 2. Placement du μ C Attiny85 dans eeschema.

Le plus clair de votre temps, vous naviguerez entre eeschema et Pcbnew. Concrètement, vous passerez de la représentation schématique au dessin physique des pistes et du circuit imprimé. Assez parlé ! Prenons un exemple simple et rapide.

De l'idée à la carte avec KiCad

Dessiner un circuit imprimé (que ce soit le premier ou non)

est toujours stressant. Il faut agir avec logique et bien vérifier ce que l'on fait. Dans cet exemple qui met en œuvre un petit microcontrôleur, il n'y aura pas de convertisseur de tension, ni diode de protection en cas d'inversion de polarité sur l'alimentation ou encore de connecteur micro-USB difficile à souder. On se contente du minimum pour un circuit imprimé simplissime, quitte à prendre des risques :

- Un condensateur de 10 μ F / 16 V, en boîtier CMS 0805, pour le découplage de l'alimentation du microcontrôleur (μ C).
- Des emplacements pour des barrettes mâles au pas de 2,54 mm, afin de faciliter la connexion de câbles de prototypage.
- Un μ C ATTiny85 à 8 bits d'AVR (récemment racheté par Microchip [13]).

Ce μ C à huit broches fonctionne en 3,3 V ou 5 V, il est disponible en boîtier traversant, mais nous utiliserons le modèle CMS. Il est programmable avec une carte Arduino Uno et l'EDI Arduino, il convient parfaitement aux projets qui requièrent peu de puissance et peu de broches d'entrées/sorties. Notez que la fiche technique [14] de l'ATTiny85 nous apprend qu'il est possible de le cadencer à 16 MHz avec un quartz externe, mais nous nous contenterons des 8 MHz du quartz interne...

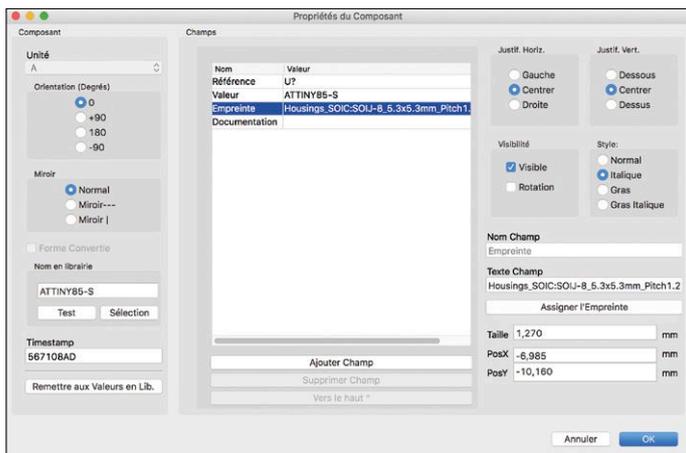


Figure 3. Fenêtre Propriétés du composant dans eeschema.

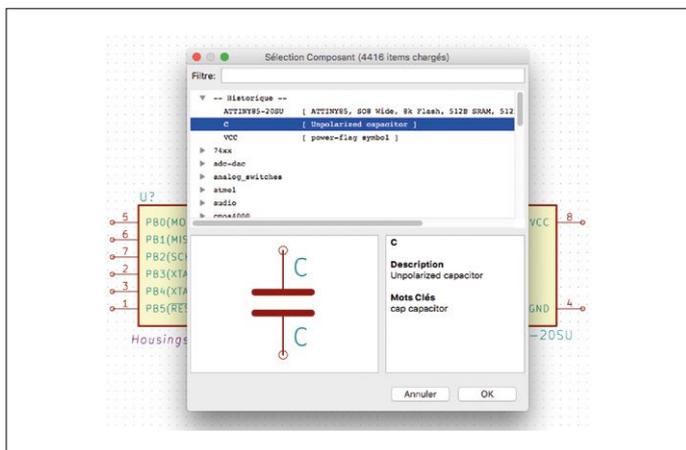


Figure 4. Sélection du condensateur dans eeschema.

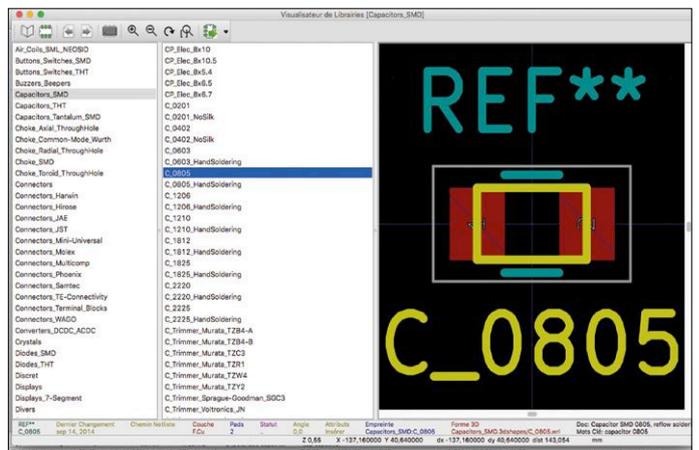


Figure 5. Choix de l'emprise du condensateur dans eeschema.

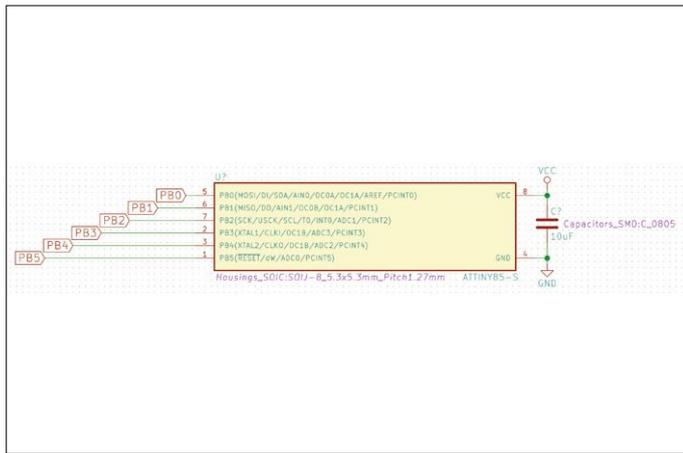


Figure 6. Schéma partiel dans eeschema.

Schéma pas-à-pas

Ouvrez KiCad et créez un nouveau projet (**Fichiers/Nouveau Projet**) baptisé *attiny85*. KiCad propose de créer automatiquement un dossier éponyme dans lequel il stockera tous les fichiers. Par défaut, il y en a trois :

- attiny85.pro : toutes les informations du projet
- attiny85.sch : schéma
- attiny85.kicad_pcb : dessin de la carte électronique

Double-cliquez sur *attiny85.sch* dans la colonne gauche, eeschema s'ouvre alors (**fig. 1**). Avec **Fichiers/Ajustage opt Page**, vous pouvez personnaliser le cartouche rouge en bas à droite. Puis ajoutez votre premier composant à l'aide de l'outil **Placer un composant** (fig. 1, pos. 1). La souris se transforme alors en crayon. Avec un clic gauche sur la page, la fenêtre de sélection de composants apparaît. Dans le champ **Filtre**, tapez *attiny85-20su*. Validez avec **OK** puis placez le µC avec un nouveau clic gauche sur la page (**fig. 2**). Effectuez un clic droit sur cet unique composant, puis sélectionnez **Editer Composant/Editer**, la fenêtre **Propriétés du composant** apparaît (**fig. 3**). Elle permet par ex. de régler l'orientation du composant et de lui assigner une empreinte. Le champ **Référence** contient une combinaison lettre+numéro unique pour chaque composant, il sera rempli automatique-

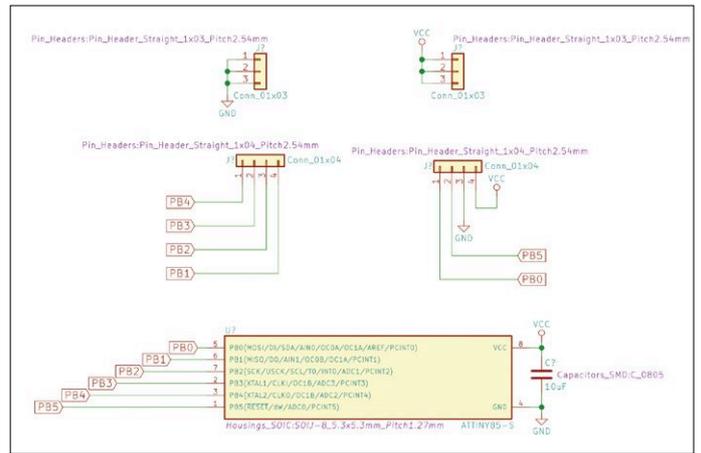


Figure 7. Schéma final avant numérotation dans eeschema.

ment plus tard, il ne faut jamais le modifier manuellement. Comme l'ATtiny85 est un µC *sui generis*, l'empreinte est déjà assignée. La référence et la valeur du composant sont affichées en bleu vert en bas de l'écran alors que l'empreinte est écrite en violet. Il est possible de cacher ou d'afficher ces champs dans les propriétés du composant. Procédez de la même façon pour ajouter le condensateur (**Filtre → C, fig. 4**). Vous pouvez constater dans ses propriétés que le champ **Empreinte** est vide... Il faut donc **Assigner l'Empreinte** : cliquez sur le bouton éponyme. Dans la fenêtre qui s'ouvre, sélectionnez avec un double-clic gauche le boîtier désiré (**fig. 5**). Ajoutez également les composants **VCC** et **GND** sans leur assigner d'empreinte. Puis utilisez l'outil **Ajouter fils** (fig. 1, pos. 2) pour créer les premières connexions entre le condensateur, VCC, GND et l'ATtiny85 : clic gauche pour démarrer un fil et double-clic pour le terminer (**fig. 6**). Notez sur les broches de gauche de l'ATtiny85 les étiquettes (**label global**, fig. 1, pos. 3) : elles permettent de créer un fil invisible entre deux broches de composants qui porte la même étiquette globale. Le schéma est ainsi plus facile à lire et cela limite le nombre de fils à dessiner dans eeschema. Mais ces pistes seront quand même à tracer dans Pcbnew. Placez maintenant deux connecteurs à trois points (**Filtre → conn_01x03**) pour les signaux GND et VCC, puis

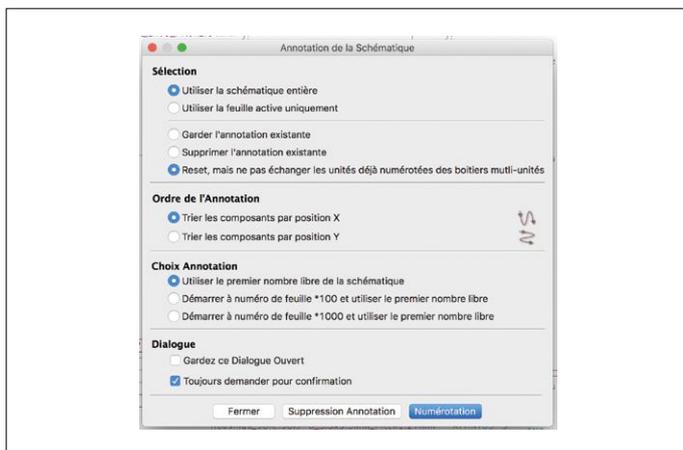


Figure 8. Annotation du schéma : option dans eeschema.

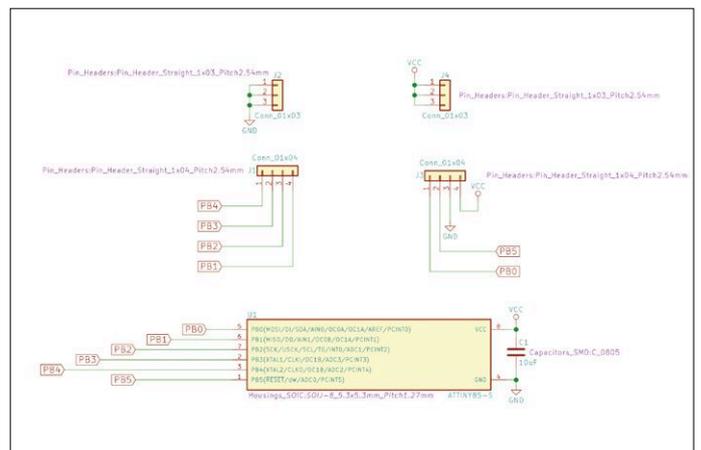


Figure 9. Schéma final après numérotation dans eeschema.

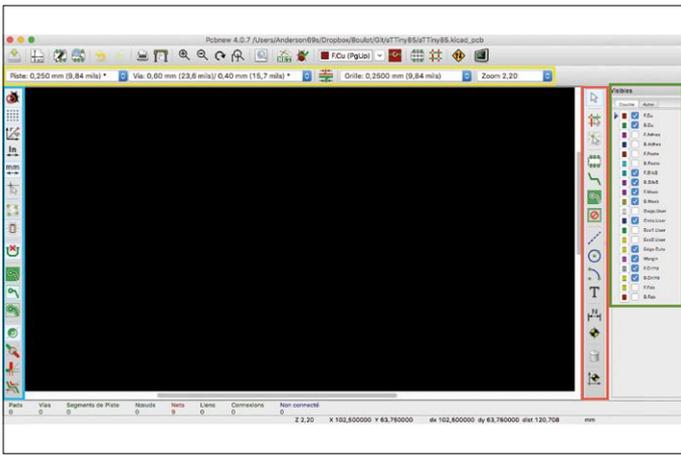


Figure 10. Organisation de l'interface de Pcbnew.

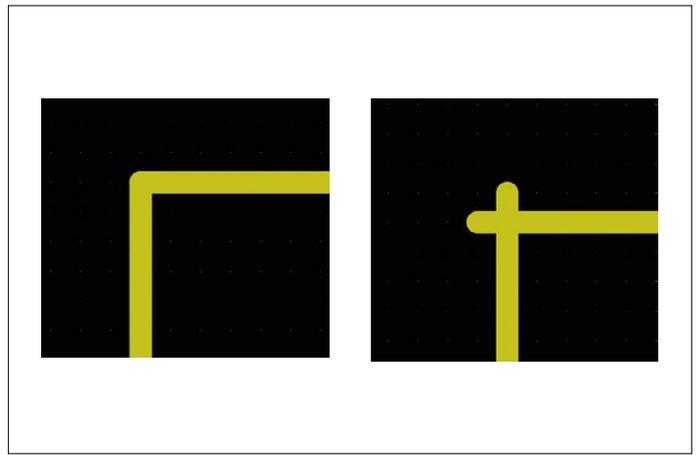


Figure 11. Tracés, un bon et un mauvais sur Edge.Cut.

deux connecteurs à quatre points ([Filtre](#) → [conn_01x04](#)) pour les huit broches de l'ATtiny85.

Les empreintes des connecteurs sont libres, commençons par des modèles faciles à souder (**fig. 7**) : [Pin_Headers:Pin_Header_Straight_1x03_Pitch2.54mm](#) et [Pin_Headers:Pin_Header_Straight_1x04_Pitch2.54mm](#)

Il reste encore à ajouter un numéro à la référence des composants pour voir les « ? » disparaître (**fig. 1**, pos. 4). Dans la fenêtre qui s'ouvre, réglez les options comme sur la **figure 8** et cliquez sur [Numérotation](#).

On obtient alors le schéma final (**fig. 9**). Comme il est rudimentaire, nous nous passons du test des règles électriques (**fig. 1**, pos. 5). Dans eeschema, il ne reste plus qu'à créer la liste des interconnexions, la *netliste* (**fig. 1**, pos. 6) qui transmettra les informations de routage essentielles à Pcbnew. Lorsque la fenêtre s'ouvre, cliquez sur [Générer](#). Passons maintenant au dessin de notre carte dans Pcbnew (**fig. 1**, pos. 7).

Tracé du circuit imprimé (CI)

Si eeschema est simple à prendre en main, l'adaptation à Pcbnew sera plus longue. Je propose donc ici un rapide tour du propriétaire pour vous y retrouver. Nous n'aborderons pas le dessin d'empreintes, car celles des composants de notre exemple sont déjà présentes dans KiCad. Attention : Pcbnew est très complet grâce ses nombreuses d'options,

Tableau. Outils de Pcbnew.			
Trait	Cote	Addition de zones	Texte

et donc parfois complexe, il est impossible de tout détailler ici. Toutefois, la documentation pourra répondre à toutes vos questions.

Sur la **figure 10**, les outils à gauche (cadre bleu) permettent de modifier les options d'affichage des pastilles, des pistes ou du chevelu. Dans le bandeau en haut (cadre jaune), on trouve la largeur des pistes et la taille des vias ainsi que le pas de la grille. La colonne de droite (cadre rouge) regroupe les outils nécessaires pour dessiner le circuit imprimé. Enfin tout à droite, le cadre vert permet de sélectionner les couches de travail. Comme dans eeschema, le clic droit de souris est un allié de premier choix lors de l'utilisation des différents outils...

Il est sage de commencer par le réglage des couches : sélectionnez [Règles de Conception/Options Couches](#) dans la barre de menu. Dans notre cas, [2 couches, composants Dessus et Dessous](#) convient parfaitement. Réglez ici l'épaisseur du CI, (1,6 mm est une valeur standard). Validez avec OK.

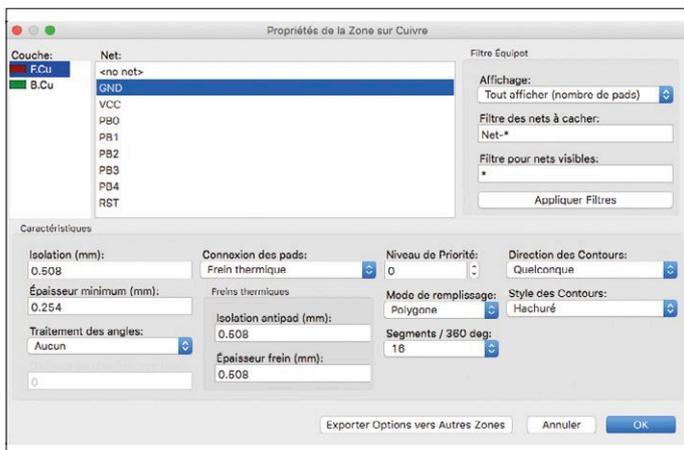


Figure 12. Propriétés de la zone de cuivre dans Pcbnew.

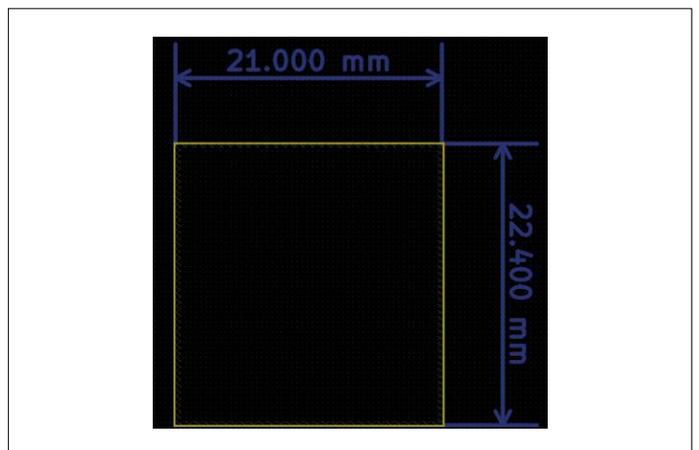


Figure 13. Bords, cotes et zone de cuivre dans Pcbnew.

La fenêtre du menu **Règles de Conception/Règles de Conception** permet d'assigner une largeur de piste spécifique à chaque type d'interconnexion (*net*).

Cliquez maintenant sur la couche **Edge.Cuts** (dans le cadre vert) qui sert à définir les bords du CI. Une petite flèche bleue apparaît alors à gauche du nom, ce qui indique que cette couche est active. Sélectionnez l'outil **Trait** juste à côté (cf. **tableau**). L'outil Trait de Pcbnew s'utilise comme celui d'eeschema. Attention, il faut être très précis, si on ne veut pas voir apparaître d'erreurs dans le visualisateur 3D (**Affichage/3D Visualisateur**) (**fig. 11**).

Il est possible d'ajouter des cotes afin d'avoir une meilleure idée de la taille du CI. Placez-vous sur la couche **Cmts.user** et utilisez l'outil **Cote** (cf. **tableau**), au fonctionnement identique à l'outil Trait.

Nous allons maintenant ajouter les zones de cuivre du CI. Placez-vous sur la couche **F.Cu** et sélectionnez l'outil **Addition de zones remplies** (cf. **tableau**). Sélectionnez **F.Cu** et **GND** puis validez avec OK. Ainsi toute la couche de cuivre **F.Cu** sera reliée à la masse (**fig. 12**). Oublions les autres options disponibles, car elles sont inutiles dans cet exemple et peuvent engendrer des résultats assez farfelus si elles sont mal définies. Tracez un carré qui suit les bords sur **Edge.Cut**. Faites de même pour **B.Cu**. Vous devriez obtenir un résultat semblable à celui de la **figure 13**.

Il est temps de faire apparaître les empreintes des composants et de les positionner sur le CI en lisant la netliste. En haut de l'écran, vous devriez retrouver le même bouton **NET** que dans eeschema (**fig. 1**, pos. 6). N'oubliez pas que les informations ne transitent que dans un sens : d'eeschema vers Pcbnew, jamais l'inverse.

Une fenêtre s'ouvre (**fig. 14**) ; comme c'est la première lecture de la netliste dans cet exemple, il convient de laisser les options par défaut. Attention : si vous modifiez votre schéma dans eeschema, il faut recréer la netliste. À ce moment-là, en fonction des changements accomplis, il faudra modifier les options de lecture de la netliste dans Pcbnew pour voir les modifications apparaître. Validez avec le bouton **Lire netliste Courante**. Un amas d'empreintes se montre alors (**fig. 15**).

Les traits blancs représentant le chevelu indique les pistes à créer pour respecter le schéma électrique, vous pouvez l'actualiser avec le raccourci **B**, ce qui vérifie en même temps les règles de conception électrique et actualise les plans de masse. Déplacez les empreintes, en utilisant la touche **M** (*move* en anglais) de votre clavier ou avec un clic droit, afin de les répartir à l'intérieur des contours déjà tracés. Si Pcbnew ne parvient pas à déterminer automatiquement quelle empreinte vous voulez déplacer, il vous demande de clarifier votre sélection. Il est également possible de tourner les empreintes grâce au raccourci **R** (*rotate* en anglais). Le raccourci **E** (*edit* en anglais) permet de modifier les propriétés des empreintes.

Ajoutons du texte (cf. **tableau**) pour décrire les connecteurs. Placez-vous sur la couche **F.Silks** qui correspond à la sérigraphie, puis utilisez l'outil **Texte** pour écrire par ex. RST, PBO, etc. On obtient le résultat de la **figure 16**.

Il est temps de créer les pistes. Deux solutions s'offrent à vous :

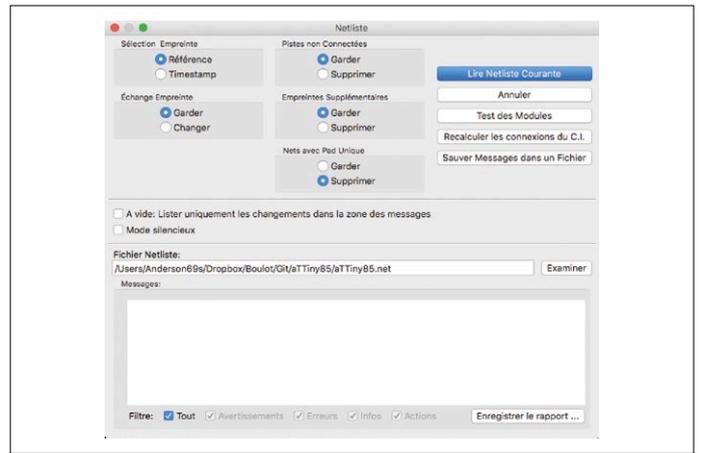


Figure 14. Lecture de la netliste dans Pcbnew.

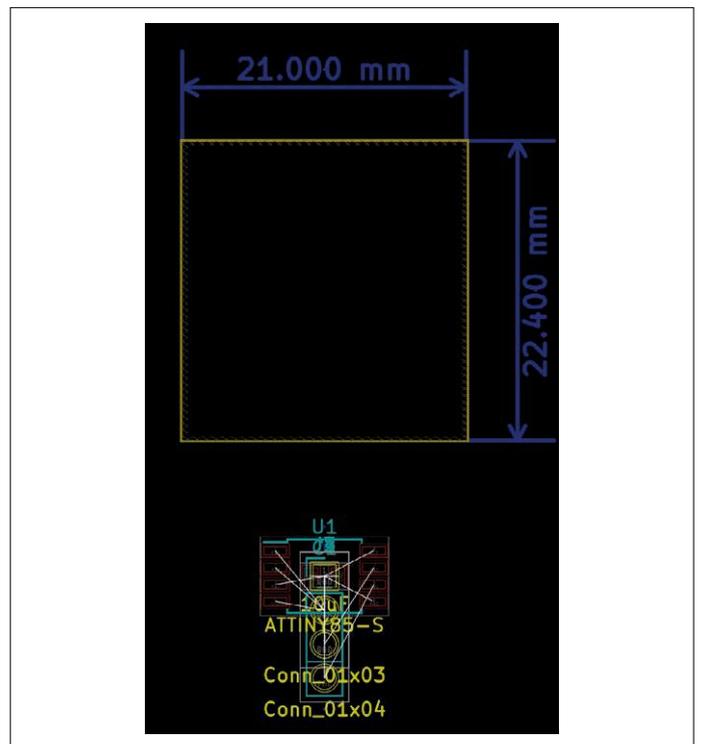


Figure 15. Apparition des empreintes dans Pcbnew.

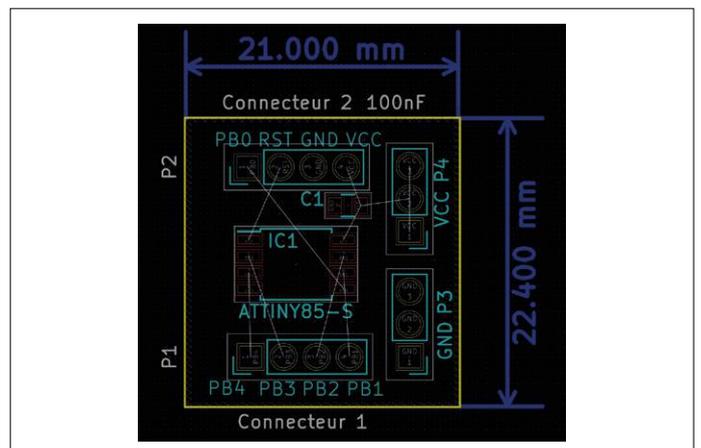


Figure 16. Composants placés avant le routage dans Pcbnew.

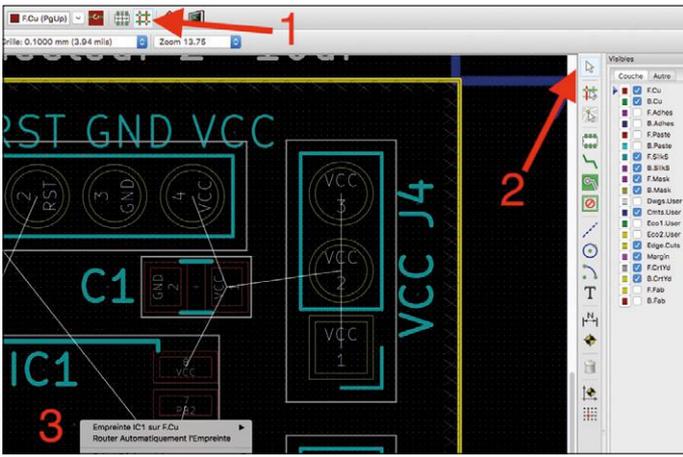


Figure 17. Lancement Autoroutage dans Pcbnew.

- le routage manuel gourmand en temps
- l'autoroutage : Pcbnew trace les pistes pour vous, en fonction du dessin dans eeschema.

Dans les deux cas, nous n'aurons pas besoin de router la *net* GND, car nos deux couches de cuivre sont de type GND. Ainsi Pcbnew connecte tout seul les pastilles portant le même nom,

il interprète également les étiquettes globales (*global label*) ajoutées dans eeschema et les traduit en pistes à tracer. Toutefois, l'autorouteur produit parfois des tracés un peu alambiqués qui ne respectent pas forcément des principes fondamentaux de conception, à savoir : éviter au maximum les angles droits dans le tracé des pistes ou s'éloigner au maximum des bords de la carte.

Mais honnêtement entre retoucher quelques pistes et toutes les tracer à la main, le choix est vite fait... Pour cet exemple, ces questions ont peu d'importance, mais sur des cartes plus complexes, elles peuvent créer des erreurs irréparables à cause de phénomènes électrostatiques par ex.

Pour lancer l'autoroutage, passez le mode des pistes en autoroutage : effectuez un clic droit sur l'Attiny et choisissez **Auto-route/ Automatiquement toutes les empreintes** (fig. 17). Vous pouvez alors observer Pcbnew en train de créer pour vous toutes les pistes entre les composants (fig. 18).

Avec quelques retouches manuelles, il est possible d'obtenir des tracés plus harmonieux comme sur la **figure 19**. Enfin il faut créer les fichiers Gerber nécessaires à la fabrication de la carte chez le professionnel de votre choix (SeeedStudio [15], EasyEDA [16], Eurocircuits [17]...). Cliquez sur **Fichiers/Tracer** (fig. 20). Occupez-vous aussi du **Fichier de Perçage** (fig. 21). Enfin rassemblez dans un fichier ZIP tous les fichiers du dossier gerber du projet. Il faut bien entendu s'assurer que

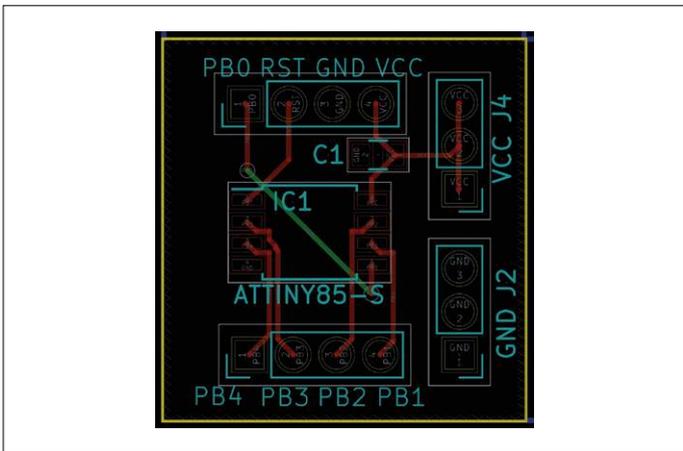


Figure 18. Carte autoroutée dans Pcbnew.

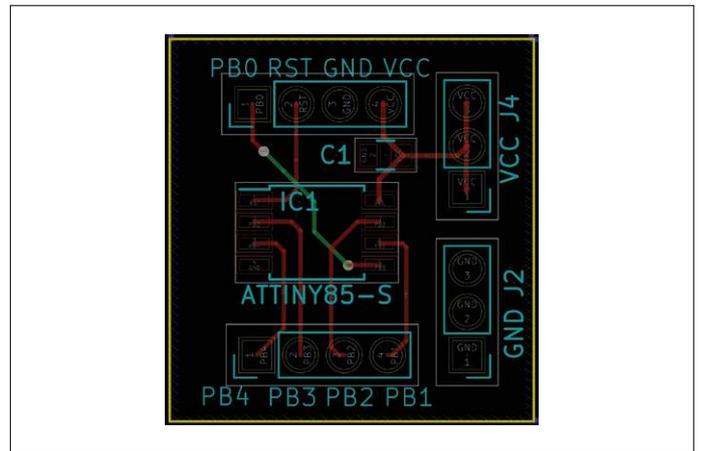


Figure 19. Carte autoroutée et optimisée dans Pcbnew.

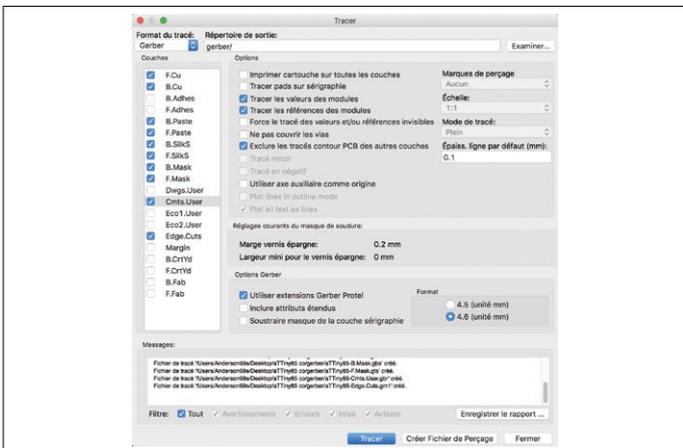


Figure 20. Fenêtre de création des fichiers Gerber dans Pcbnew.

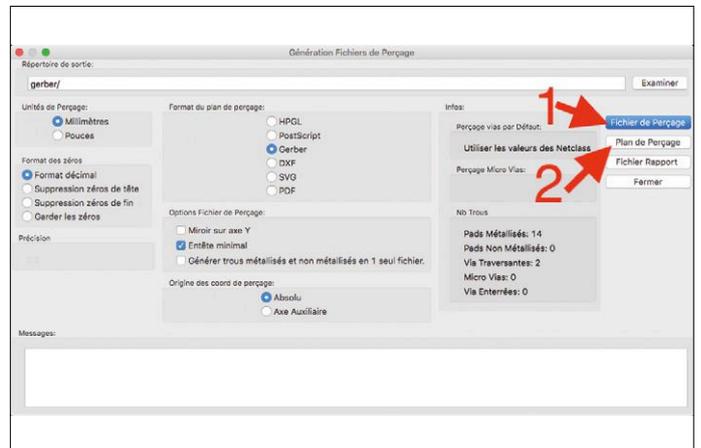


Figure 21. Fenêtre de création des fichiers de perçage dans Pcbnew.

toutes les informations sont bien interprétées par le prestataire grâce au lecteur de gerber intégré au site. Après avoir passé commande, reçu votre colis et soudé les composants, la carte montée devrait ressembler à celle présentée dans le visualiseur 3D intégré à Pcbnew (fig. 22).

On s'aperçoit assez vite que sur la photo de la carte réelle, il n'y a pas de condensateurs, que les connecteurs VCC et GND sont inversés et que le tracé des pistes est différent. Cette carte fût mon premier dessin de CI et j'ai fait des erreurs lorsque je l'ai dessinée il y a plus de trois ans, d'où ces différences. Mais en électronique on tire toujours des leçons de ses erreurs et on fait mieux la fois suivante...

Un dépôt Github [18] vous donne accès aux fichiers sources de la nouvelle version et explique comment envoyer du code sur l'ATTiny85 avec une carte Arduino UNO et l'EDI Arduino. Vous connaissez à présent les principales étapes pour dessiner une carte avec KiCad. ◀

(160171)

Biographie de l'auteur

Alexandre Perier-Muzet : chimiste de formation, devenu électronicien par passion, c'est un fervent partisan des solutions logicielles libres de droit. Il partage ses créations et montages sur son blog : anderson69s.com.

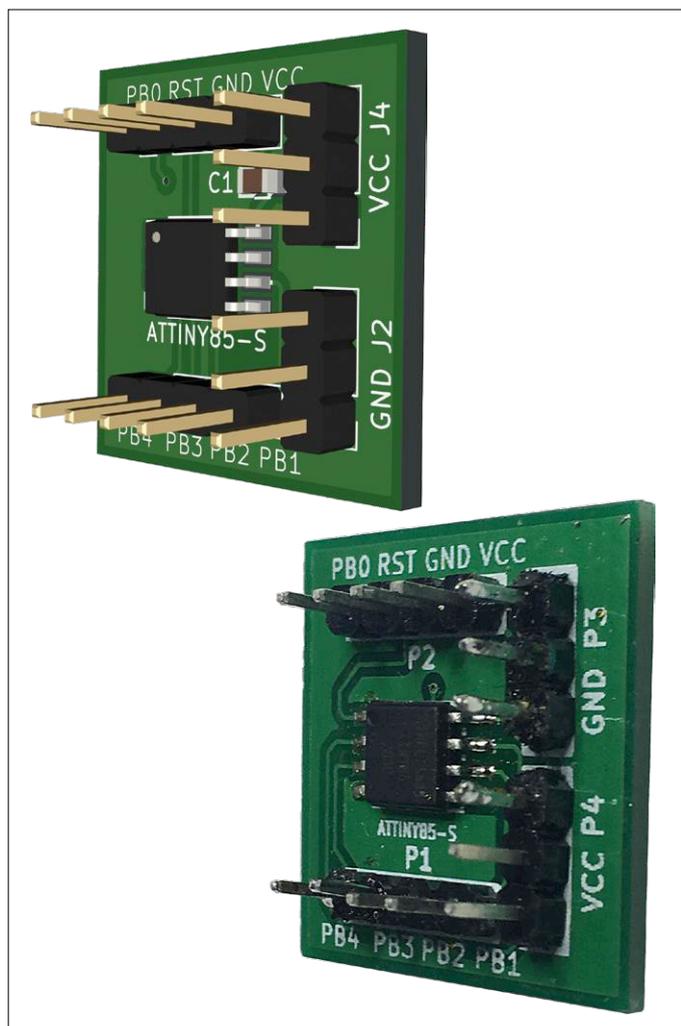


Figure 22. Comparaison de l'aperçu 3D et de la carte réelle.

Liens

- [1] KiCad : <http://kicad-pcb.org>
- [2] Eagle : www.autodesk.com/products/eagle/overview
- [3] Altium : www.altium.com
- [4] SolidWorks PCB : www.cadvision.fr/logiciel-cao/logiciel-ecad-solidworks-pcb
- [5] PADS : www.pads.com
- [6] OrCAD PCB : www.orcad.com/products/orcad-pcb-designer/overview
- [7] Pulsonix : www.pulsonix.com
- [8] Europlacer : www.europlacer.fr
- [9] Technalp : <http://technalp-electronique.fr>
- [10] Forum officiel KiCad : <https://forum.kicad.info>
- [11] SnapEDA : www.snapeda.com/home/
- [12] Donation pour le développement de KiCad via le CERN : <https://giving.web.cern.ch/civCRM/contribute/transact?id=6>
- [13] MicroChip : www.microchip.com
- [14] Fiche technique de l'ATTiny85 chez MicroChip : ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-2586-AVR-8-bit-Microcontroller-ATTiny25-ATTiny45-ATTiny85_Datasheet.pdf
- [15] SeeedStudio : www.seeedstudio.com
- [16] EasyEDA : <https://easyeda.com>
- [17] Eurocircuits : www.eurocircuits.com
- [18] Dépôt Github du projet : github.com/Anderson69s/attiny85

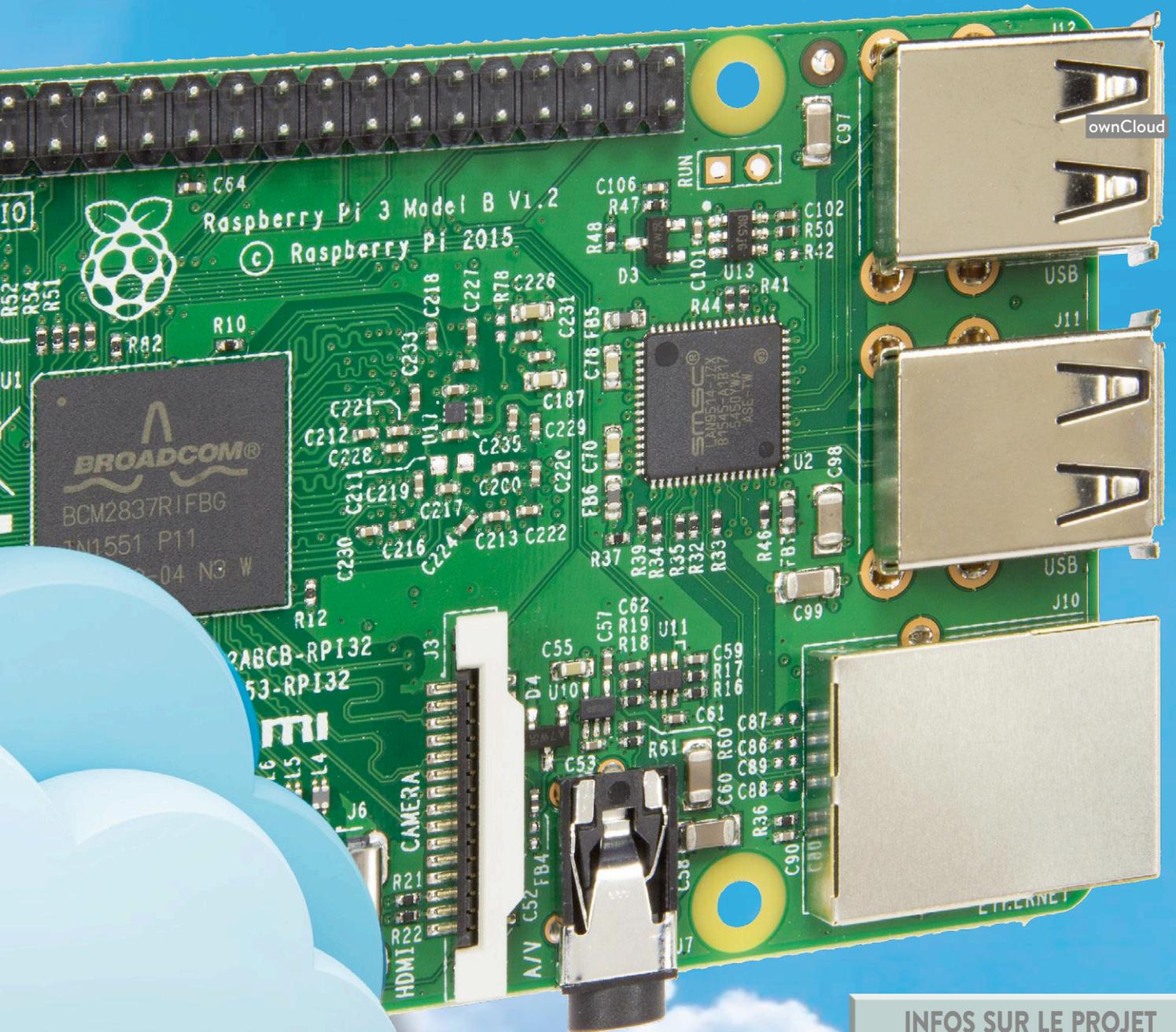
un nuage en forme de framboise



installez un *cloud* dans votre salon

Sébastien Guerreiro de Brito (Montrieux-en-Sologne, France)

Aujourd'hui le *cloud* est une solution populaire pour stocker et partager des fichiers et qui permet d'accéder à ses fichiers depuis n'importe quel ordinateur n'importe où dans le monde. Puisque beaucoup de gens se méfient de la fiabilité et la sécurité des *clouds*, cet article vous expliquera comment réaliser votre propre nuage et sa carte d'alimentation.



Comment réaliser un cloud ?

Un *cloud* est constitué d'une partie matérielle et d'une partie logicielle. Côté matériel, j'ai choisi la plateforme Raspberry Pi agrémentée d'un disque dur pour pouvoir stocker un grand nombre

de fichiers. Parce que les disques durs consomment beaucoup de courant, j'ai décidé de concevoir une alimentation capable d'alimenter correctement l'ensemble Raspberry Pi-disque dur (voir l'encart et les **figures 1 et 2**)

INFOS SUR LE PROJET



Raspberry Pi

Cloud Nuage

Apache2 HTTPS



débutant

→ connaisseur

expert



env. 4 h



Ordinateur,
fer à souder pour CMS



env. 150 €

Caractéristiques

- Accessible partout dans le monde
- Partagez vos fichiers, photos et applications
- Touchez le nuage

Pour la partie logicielle, j'ai choisi la solution « ownCloud ». Présenté comme une alternative à des services comme DropBox, ownCloud est un logiciel libre pour créer des plateformes de services de stockage et de partage de fichiers. Il

présente les caractéristiques suivantes :

- C'est gratuit, à code source ouvert et sans aucune limitation.
- L'administration se fait par une page web.
- L'administrateur peut gérer les utilisateurs selon leur nom ou leur groupe.
- L'envoi d'un lien internet suffit pour effectuer un partage.
- Les fichiers sont cryptés durant leur transfert.
- Il existe un client pour synchroniser

les fichiers choisis en local sous Windows ou Linux

- ...

C'est plutôt pas mal et il ne semble pas y avoir beaucoup de différences avec d'autres systèmes gratuits et bien connus. Par contre, les avantages sont nombreux :

- On sait exactement où sont stockés les fichiers.
- La taille de stockage peut être conséquente, voire bien supérieure aux solutions existantes.
- On peut arrêter le système quand on le souhaite.
- Etc.

Préparer le Raspberry Pi

Pour commencer, il faut télécharger l'image Raspbian sur le site officiel du Raspberry Pi [1] puis l'installer. Pour cet article, nous avons utilisé [2017-11-29-raspbian-stretch-lite](#). L'image en version « Lite » suffit puisque nous n'aurons pas d'écran avec interface graphique. Suivez les instructions d'installation du site officiel ou référez-vous à l'un des nombreux tutoriels disponibles sur l'internet.

Une fois l'image gravée sur la carte microSD (c'est facile avec « Etcher », <https://etcher.io/>), insérez-la dans le lecteur du Raspberry Pi. Branchez un écran et un clavier, puis l'alimentation. Connectez-vous au Raspberry Pi. Je vous rappelle que le login par défaut est « pi » ; le mot de passe par défaut est « raspberry ». Lancez ensuite la configuration de la carte en tapant la commande

```
sudo raspi-config
```

À partir du menu de configuration, réglez le clavier selon votre langue (*localisation*). Je vous conseille d'activer le service SSH. Il vous sera utile pour intervenir sur la carte à distance. Pour des raisons de sécurité, profitez-en pour changer votre mot de passe.

Il est également conseillé de donner une adresse IP fixe au Raspberry Pi :

```
sudo nano /etc/network/interfaces
```

Ajouter les lignes :

```
auto eth0
iface eth0 inet static
address 192.168.yyy.xxx
```

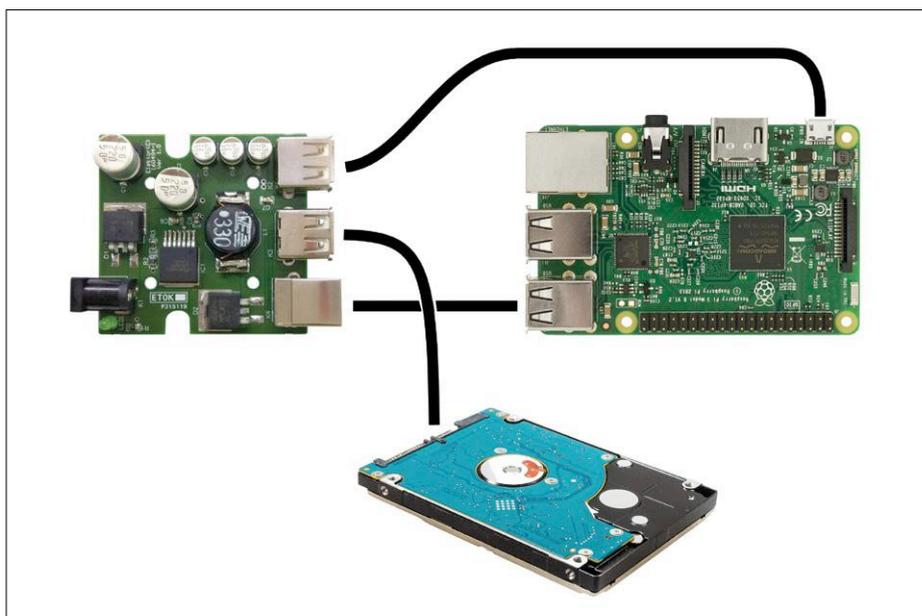


Figure 1. Voici comment raccorder un disque dur de type SATA alimenté uniquement par USB.

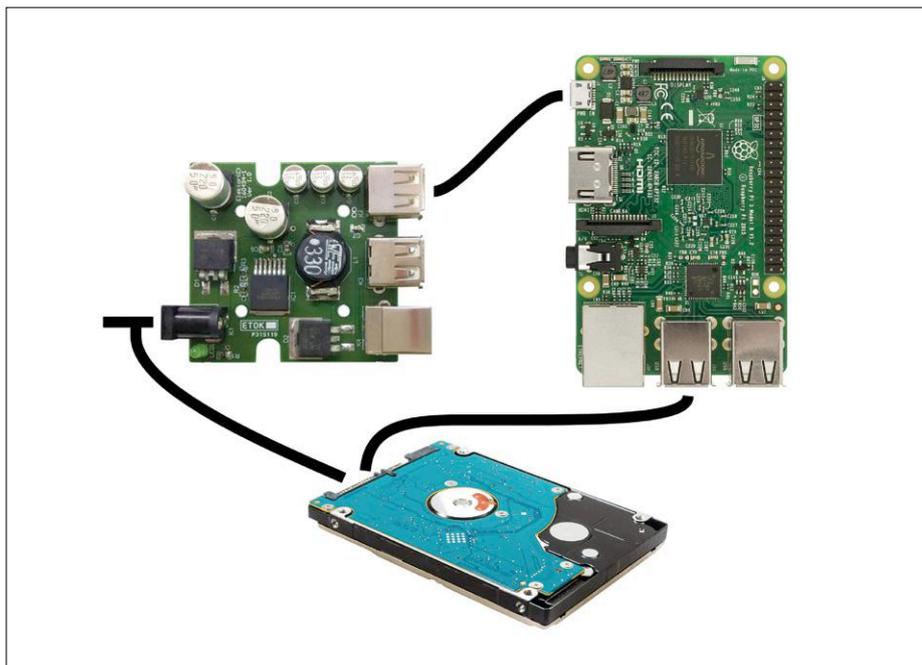


Figure 2. Un disque dur de type IDE dont le convertisseur USB possède sa propre alimentation est raccorder ainsi.

```

=> Adresse IP souhaitée
netmask 255.255.255.0
gateway 192.168.yyy.zzz
=> Adresse IP de votre
box

```

Appuyez sur Ctrl-O puis Entrée pour sauvegarder le fichier, Ctrl-X pour quitter l'éditeur. Vous pouvez également faire cela en configurant votre box pour qu'elle attribue toujours la même adresse IP au Raspberry Pi.

Configuration du disque dur de stockage

Commençons par créer le dossier sur lequel sera monté le disque dur :

```
sudo mkdir /mnt/usb
```

Puis changeons les droits sur ce dossier et montons le disque qui, dans notre cas, s'appelle sda1. Son système de fichiers est ext4 :

```
sudo chmod -R a+w /mnt/usb
sudo mount /dev/sda1 /mnt/usb/
```

Passons maintenant au montage automatique du disque dur externe au démarrage du Raspberry Pi. Pour cela nous devons découvrir le PARTUUID du disque :

```
sudo blkid
```

Cherchez votre disque dans la liste et notez son PARTUUID puis ouvrez le fichier fstab :

```
sudo nano /etc/fstab
```

Ajoutez à la fin du fichier la ligne suivante :

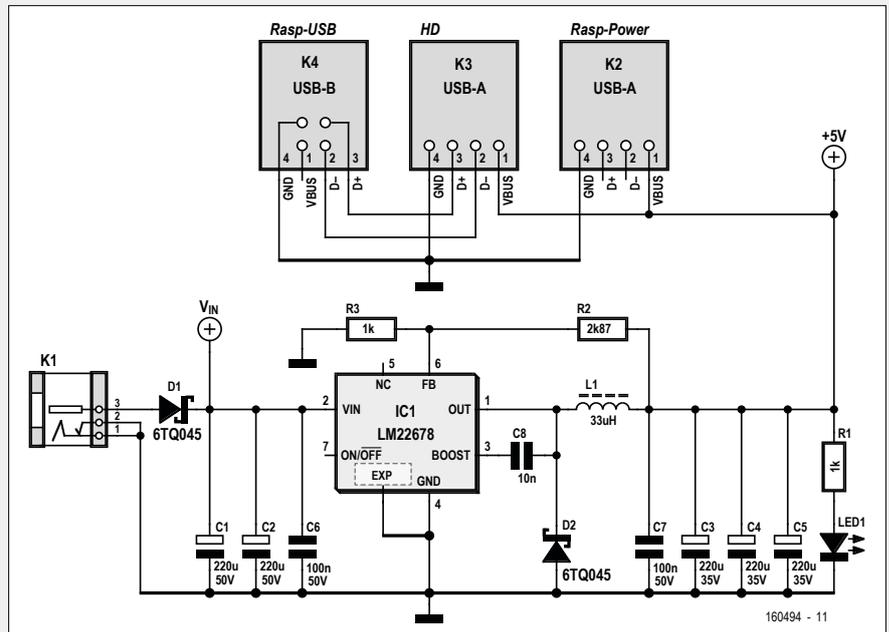
```
PARTUUID=6f20736b-01 /mnt/usb ext4
defaults 0 2
```

Ici « 6f20736b-01 » correspond à mon disque dur, remplacez cette valeur par l'identifiant de votre disque dur. Appuyez sur Ctrl-O puis Entrée pour sauvegarder le fichier, Ctrl-X pour quitter l'éditeur. Attention à ne pas faire des fautes de frappe, car les résultats peuvent être désastreux, vous seriez obligé de réinstaller l'image sur la carte SD, etc. Redémarrez le Raspberry Pi avec la commande :

```
sudo reboot
```

La carte d'alimentation

Le schéma de l'alimentation est basé sur un régulateur à découpage LM22678. Il est capable de fournir un courant de 5 A maximum. Les plus gourmands des disques durs SATA peuvent consommer jusqu'à 2 A sous 5 V. Si on considère que le nano-ordinateur Raspberry Pi consomme au maximum 1 A sous 5 V, notre régulateur devrait faire l'affaire.



Pour alimenter notre *cloud*, l'idée est de prendre un vieux bloc secteur d'ordinateur portable. Ces blocs délivrent généralement une tension autour de 19 V et sont en mesure de débiter un courant de 5 A, ce qui convient à notre application. Notre régulateur peut supporter des tensions d'entrée jusqu'à 42 V, c'est donc parfait.

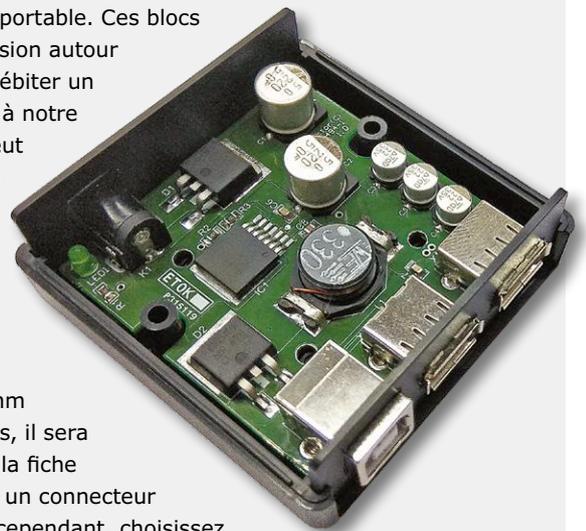
Pour être compatible avec un maximum de blocs d'alimentation, notre carte d'alimentation est équipée d'un connecteur femelle CC de 2,1 mm (*barrel jack*). Pour certains blocs, il sera peut-être nécessaire de couper la fiche d'origine et de la remplacer par un connecteur mâle CC de 2,1 mm. Attention cependant, choisissez un modèle capable de supporter un courant de 5 A. La diode D1 protège le montage contre les inversions de polarité de la tension d'entrée.

Le régulateur IC1 existe en deux versions de tension de sortie : ajustable ou fixe de 5 V. J'ai utilisé la version ajustable, car je l'avais sous la main :-). La tension de sortie est fixée par le rapport entre les valeurs des résistances R2 et R3.

$$V_{out} = 1,285 \times (R2/R3 + 1)$$

Avec R2 = 2,87 kΩ et R1 = 1 kΩ, on obtient une valeur de V_{out} de 4,97 V. Dans le cas d'un régulateur non ajustable, il ne faut pas monter R3 et R2 = 0 Ω (ou un strap).

Les deux gros condensateurs chimiques en entrée du circuit servent à pallier les appels de courant du disque dur SATA au démarrage.



```

pi@raspberrypi: ~
pi@raspberrypi:~ $ sudo mysql -u root
Welcome to the MariaDB monitor. Commands end with ; or \g.
Your MariaDB connection id is 5
Server version: 10.1.23-MariaDB-9+deb9u1 Raspbian 9.0

Copyright (c) 2000, 2017, Oracle, MariaDB Corporation Ab and others.

Type 'help;' or '\h' for help. Type '\c' to clear the current input statement.

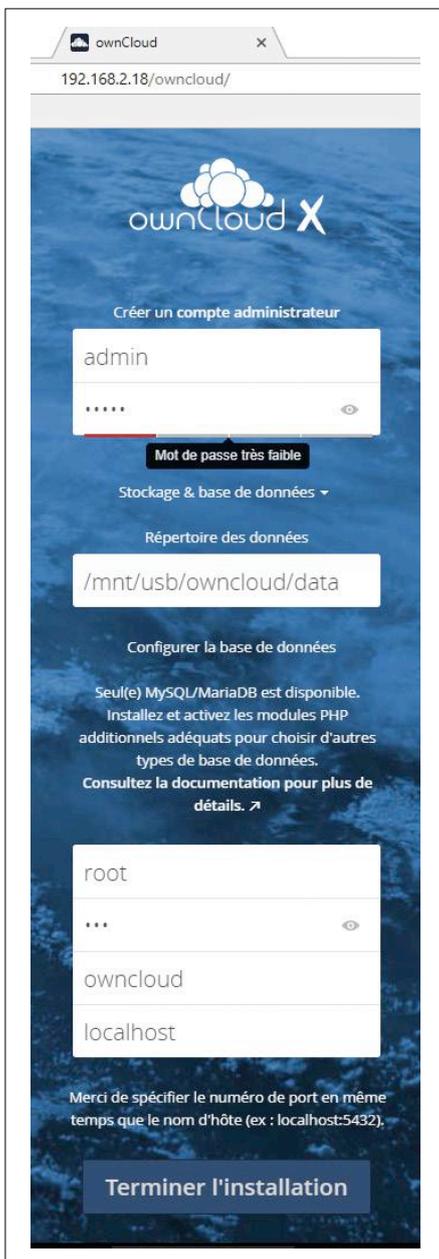
MariaDB [(none)]> create database owncloud;
Query OK, 1 row affected (0.00 sec)

MariaDB [(none)]> grant all privileges on owncloud.* to root@localhost identified by 'user_passwd' ;
Query OK, 0 rows affected (0.00 sec)

MariaDB [(none)]> exit
Bye
pi@raspberrypi:~ $

```

Figure 3. Préparation de la base de données pour l'utilisateur « root » avec mot de passe « user_passwd ».



Si tout se passe bien, vous pouvez lire (après connexion, bien sûr) le contenu de `/mnt/usb` avec la commande :

```
ls /mnt/usb
```

Installer ownCloud

L'application ownCloud a besoin de PHP version 5.6 ou plus récente et du serveur web Apache2. Nous installons donc Apache2, MySQL, PHP 7.0 plus une ribambelle de modules supplémentaires :

```
sudo -i
```

Maintenant nous sommes en mode « Super User » ce qui nous enlève l'obligation de précéder chaque commande par « sudo ».

```
apt-get update
```

Les lignes ci-dessous constituent une seule commande :

```

apt install -y apache2 mariadb-
server libapache2-mod-php7.0 \
php7.0-gd php7.0-json php7.0-mysql
php7.0-curl \
php7.0-intl php7.0-mcrypt php-
imagick \
php7.0-zip php7.0-xml
php7.0-mbstring

```

Figure 4. Installation réussie, vous avez désormais accès à votre cloud.

Ensuite nous téléchargeons le paquet ownCloud, nous le déballons et nous le copions dans notre répertoire. Attention, le numéro de version du paquet peut être différent de celui utilisé ici (10.0.4), modifiez-le si besoin :

```

wget https://download.owncloud.
org/community/owncloud-
10.0.4.tar.bz2
tar -xjf owncloud-10.0.4.tar.bz2
sudo cp -r owncloud /mnt/usb

```

Créer une base de données

Pour permettre à ownCloud de fonctionner, il faut créer une base de données :

```

mysql -u root
create database owncloud;
grant all privileges on
owncloud.* to <user>@localhost
identified by '<user_passwd>';
exit;

```

Le nom `<user>` est le nom que nous donnerons à l'utilisateur de la base de données et `<user_passwd>` sera son mot de passe (fig. 3).

Configurer le serveur web

Apache2 a besoin de connaître quelques détails sur l'emplacement d'ownCloud. Nous plaçons ces informations dans un fichier de configuration :

```
nano /etc/apache2/conf-available/owncloud.conf
```

Comme contenu nous mettons :

```

Alias /owncloud "/mnt/usb/
owncloud/"
<Directory /mnt/usb/owncloud/>
Options +FollowSymlinks
AllowOverride All
<IfModule mod_dav.c>
Dav off
</IfModule>
<IfVersion < 2.3>
order allow,deny
allow from all
</IfVersion>
<IfVersion >= 2.3>
Require all granted
</IfVersion>
SetEnv HOME /mnt/usb/owncloud
SetEnv HTTP_HOME /mnt/usb/owncloud
</Directory>

```

Appuyez sur Ctrl-O puis Entrée pour sauvegarder le fichier, Ctrl-X pour quitter l'éditeur.

Finissons la configuration avec quelques commandes supplémentaires :

```
ln -s /etc/apache2/conf-available/  
owncloud.conf /etc/apache2/  
conf-enabled/owncloud.conf  
a2enmod rewrite  
a2enmod headers  
service apache2 restart  
chmod a+w /mnt/usb/owncloud/config
```

Première connexion à ownCloud

Pour permettre au serveur web du Raspberry Pi (Apache2) d'accéder aux fichiers du cloud, nous allons devoir modifier les droits. L'utilisateur et le groupe par défaut pour Apache2 sont « www-data ». Exécutez alors les commandes :

```
chown www-data:www-data -R /mnt/  
usb/owncloud  
chmod 770 -R /mnt/usb/owncloud
```

Avec votre navigateur préféré, allez à l'adresse (remplacez « yyy.xxx » par les valeurs correspondantes pour votre réseau) :

```
http://192.168.yyy.xxx/owncloud
```

Vous serez alors invité à créer un compte administrateur pour gérer l'application (fig. 4). Entrez le chemin où seront stockées les données (/mnt/usb/owncloud/data dans notre exemple) puis sélectionnez le type de base de données installée (mysql). Pour terminer, entrez le nom de l'utilisateur que vous avez saisi (<user>), son mot de passe (<user_passwd>), le nom de la base de données (« owncloud » dans notre cas) et enfin, pour l'adresse de la base, laissez « localhost ».

Et voilà ! Vous pouvez désormais utiliser votre propre cloud (fig. 5), soit depuis votre navigateur internet, soit en utilisant un client ownCloud que vous pourrez télécharger sur le site d'ownCloud.

Se connecter via HTTPS

Lors de votre première connexion vous pourrez constater qu'ownCloud recom-

mande une connexion sécurisée par HTTPS. Pour reconfigurer notre système, envoyez les commandes suivantes :

```
sudo -i  
a2enmod ssl  
service apache2 restart  
a2ensite default-ssl.conf  
service apache2 restart
```

Le module SSL a besoin de clés, créons-les :

```
cd /etc/apache2  
mkdir cert0C  
cd cert0C  
openssl genrsa -out owncloud.key  
1024  
openssl req -new -key owncloud.key  
-out owncloud.csr
```

Vous allez devoir répondre à un certain nombre de questions pour remplir le certificat, notez vos réponses quelque part au cas où (ou acceptez les valeurs par défaut).

Accès « World Wide » ?

Pour accéder à votre cloud depuis l'ordinateur de votre bureau ou de n'importe quel autre lieu sur la planète, il vous faut idéalement disposer d'une adresse DNS dynamique. Pour cela je vous conseille le service « NO-IP » [3]. Allez sur ce site et enregistrez le nom de domaine souhaité. C'est gratuit et la seule contrepartie est que tous les mois vous recevez un message pour continuer à utiliser votre compte.

Pour l'installation, c'est assez simple. Depuis votre carte Raspberry Pi, exécutez les commandes ci-dessous dans un dossier de travail de votre choix :

```
sudo wget https://www.noip.com/client/linux/noip-  
duc-linux.tar.gz  
tar xf noip-duc-linux.tar.gz
```

Vérifiez la version de noip (2.1.9-1 dans notre cas) et modifiez la commande suivante si besoin :

```
cd noip-2.1.9-1
```

Avant de lancer l'installation, assurez-vous de connaître vos login et mot de passe pour NO-IP :

```
sudo make install
```

Maintenant nous avons besoin d'un script pour lancer le service au démarrage. Téléchargez le script « noip » sur [4] puis copiez-le dans /etc/init.d/. Pour que le service « noip » se

lance au démarrage, il vous faut taper les lignes suivantes :

```
sudo chmod 755 /etc/init.d/noip  
sudo update-rc.d noip defaults  
sudo service noip configure
```

Démarrez le service à la main :

```
sudo service noip start
```

Vous pouvez vérifier l'état du service par la commande :

```
sudo service noip status
```

Enfin, pour pouvoir utiliser OwnCloud depuis l'extérieur, il faut modifier un paramètre dans le fichier /mnt/usb/owncloud/config/config.php :

```
'trusted_domains' =>  
array (  
    0 => '192.168.yyy.xxx',  
    1 => 'votre_nom_domaine',  
)
```

Sur votre réseau local, il faut utiliser votre adresse interne (par exemple https://192.168.yyy.xxx/owncloud) pour paramétrer votre client de synchronisation.

Après avoir configuré votre box (voir [3]), vous pouvez désormais partager vos fichiers avec le monde entier !

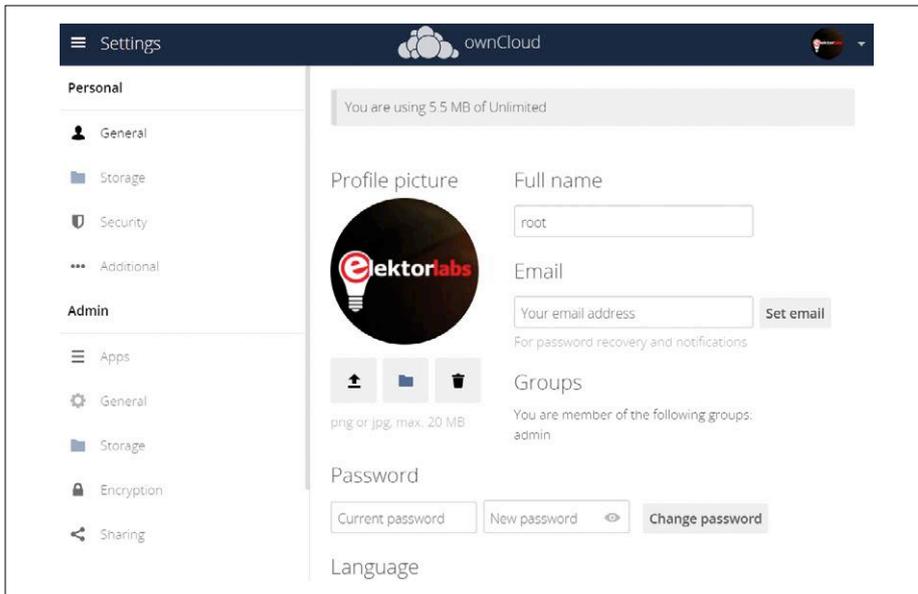


Figure 5. Ça y est, nous voilà devant le tableau de bord de notre cloud. Maintenant c'est à vous de piloter votre nuage.

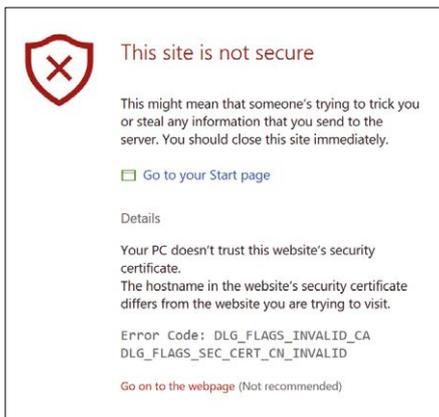


Figure 6. Pas de panique ! Vous pouvez faire confiance à vous-même et à vos propres systèmes, non ?

Ensuite :

```
openssl x509 -req -days 365 -in
owncloud.csr -signkey owncloud.
key -out owncloud.crt
```

On copie les clés :

```
cp owncloud.crt /etc/ssl/certs
cp owncloud.key /etc/ssl/private
```

Un deuxième fichier de configuration d'ownCloud est nécessaire :

```
nano /etc/apache2/sites-available/
owncloud.conf
```

Avec comme contenu :

```
<VirtualHost *:443>
DocumentRoot /var/www
SSLEngine On
SSLOptions +FakeBasicAuth
+ExportCertData +StrictRequire
SSLCertificateFile /etc/ssl/certs/
owncloud.crt
SSLCertificateKeyFile /etc/ssl/
private/owncloud.key
</VirtualHost>
```

Appuyez sur Ctrl-O puis Entrée pour sauvegarder le fichier, Ctrl-X pour quitter l'éditeur.

Enfin, on active la nouvelle configuration et on redémarre le serveur web

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances (0805, 0,1 W)
R1,R3 = 1 kΩ, 1%
R2 = 2,87 kΩ, 1%

Condensateurs
C1,C2 = 220 μF 50 V, CMS, Ø = 10 mm
C3,C4,C5 = 22 μF, 35 V, CMS, Ø = 5 mm
C6,C7 = 100 nF, 0805
C8 = 10 nF, 0805

Inductance
L1 = 33 μH, 3,4 A, 70 mΩ (Würth 74451733)

Semi-conducteurs
D1,D2 = VS-6TQ045SPBF
IC1 = LM22678TJ
LED1 = LED, verte, 3 mm

Divers
K1 = connecteur femelle CC, 5 A, 2,1 mm

K2,K3 = connecteur USB de type A
K4 = connecteur USB de type B
Coffret Hammond 1593KBK

Circuit imprimé, réf. 160494-1



vosre machine quand vous le souhaitez, lancer une sauvegarde automatique de votre cloud, etc. C'est vous qui êtes aux commandes, c'est vous qui pilotez le nuage. ◀

(160494)

Apache2 :

```
a2ensite owncloud.conf
apachectl configtest
service apache2 restart
```

Vous pouvez désormais vous connecter à votre cloud en utilisant l'adresse

<https://192.168.yyy.xxx/owncloud> (avec un 's' à HTTP). Votre navigateur va vous prévenir d'un danger potentiel (**fig. 6**) parce que la signature que nous venons de créer n'est pas certifiée. Vous pouvez ignorer cette erreur (ou ajouter une exception) et continuer ainsi. Cela ne gêne en aucun cas le fonctionnement de votre nuage.

Et maintenant ?

Vous êtes désormais en possession de votre propre cloud, d'une taille conséquente et dont vous maîtrisez tout. Vous pouvez choisir d'allumer ou d'éteindre

Liens

- [1] Raspbian : www.raspberrypi.org
- [2] ownCloud : owncloud.org
- [3] Service NO-IP : www.noip.com
- [4] Page de cet article : www.elektormagazine.fr/160494



DANS L'E-CHOPPE

→ 160494-1

circuit imprimé de l'alimentation, sans composants

Publicité



Supplément gratuit

Si les articles publiés dans Elektor ne vous rassasient pas, et si vous aimez la tarte à la framboise...

découvrez le magazine **MagPi** écrit pour et par la communauté des utilisateurs du Raspberry Pi. Pour le publier en français, Elektor s'est associé à la Fondation Raspberry Pi.

Il sera en kiosque le 15 mars 2018.

Ne manquez plus rien de l'actualité du nano-ordinateur ni du monde numérique ! Ce nouveau magazine vous passionnera. Pour patienter, voici un amuse-gueule : une version réduite, un mini-MagPi, à télécharger gratuitement ici :

www.elektormagazine.fr/mini-magpi





trucs et astuces

par les lecteurs pour les lecteurs

Encore une solution astucieuse qui facilite la vie des électroniciens.

Modification d'un enregistreur de température

Thomas Scherer (Allemagne)

Quelle est la voiture la plus fiable ? Voilà un débat entre experts et profanes qui se poursuivra sans doute encore pendant mille ans. Question fiabilité, Toyota passe pour la Mercedes japonaise. Mais cette réputation est-elle vraiment méritée ?

Un matin, ma Prius âgée de cinq ans (**fig. 1**) a tout simplement refusé de démarrer : en appuyant sur le bouton du démarreur, pas de réaction. À la place, toutes les lampes encore allumées se sont éteintes, n'émettant plus qu'une faible lueur. Mais un électronicien dispose toujours d'une alimentation puissante avec laquelle il peut redonner en quelques minutes suffisamment de « jus » à une batterie pour effectuer un démarrage. C'est mon cas. Mais surprise : une voiture hybride comme la Prius est pourvue d'une batterie de 12 V qui sert à alimenter l'éclairage et l'électronique embarquée. En dépit de la batterie HV (« **High Voltage** ») d'une capacité jusqu'à 1,3 kWh, rien ne fonctionne sans cette batterie de 12 V, comme je venais de l'apprendre à mes dépens. Mais cette batterie est logée à l'arrière, dans un coin du coffre. Et sans les 12 V, impossible de déverrouiller le coffre. Génial !

Des solutions ?

Plutôt que de sérieusement m'énerver, j'ai été retrouver mon PC pour un petit « coup de Google ». Solution : à l'avant, sous le capot, dans la boîte des fusibles, il y a un bout de ruban de cuivre avec un fil connecté directement au pôle plus de la batterie. Chez Toyota, on a donc dû avoir quelques arrière-pensées. J'y ai branché une petite batterie AGM (« **Absorbed Glass Mat** ») de 12 V/4,5 Ah et la voiture a démarré – l'énergie nécessaire au démarrage étant fournie par la batterie HV, il n'est nul besoin d'un courant de démarrage de plusieurs centaines d'ampères, il faut juste 15 A brièvement pour établir la pression de freinage, puis quelques ampères pour le système du contrôle hybride jusqu'à ce que celui-ci commute son alimentation sur la batterie HV, ce qui assure aussi la recharge de la batterie de 12 V. La voiture marche. Alors, tout va bien ? Par précaution, j'emportai tout de même la petite batterie AGM de 12 V et quelques bornes à vis...

Tout n'allait pas si bien que ça, car une semaine plus tard, ma Prius refusa à nouveau de sortir du garage. J'ai froncé les sourcils, car avec la batterie de 12 V d'une Prius on est plutôt aux petits soins et,

comme elle est de type AGM, elle est censée durer très longtemps. Douze ans de vie, comparés aux cinq à sept ans habituels, ne sont pas une rareté. N'aurais-je point fermé correctement une portière, un consommateur non identifié ferait-il des siennes ou bien ma Prius ne serait-elle pas à la hauteur de sa réputation ? Peu importe : j'ai acheté et installé une batterie neuve (de marque Varta). L'ancienne était définitivement hors service, ce qui n'était pas très normal. Mais à peine un mois plus tard, la nouvelle batterie était tout aussi à plat. Et certainement pas défectueuse. Alors, quoi ?

Diagnostic

Pour avoir le fin mot de ce remarquable phénomène, il n'a pas suffi de faire une simple mesure du courant débité par la batterie avec la voiture à l'arrêt. Bien entendu, c'est ce par quoi j'ai commencé. Mon contrôleur, qui descend jusqu'au calibre 20 mA, n'a pas daigné afficher un courant ne serait ce que d'un milliam-

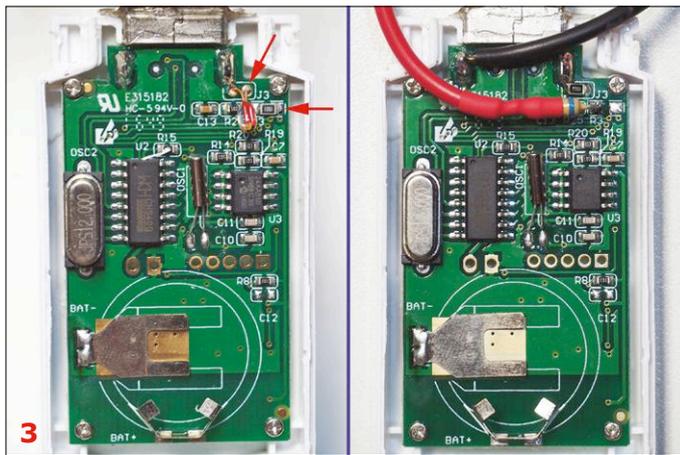


père. Donc, pas de courant de fuite appréciable.

Il fallait donc mettre la chose sous une surveillance de longue durée pour détecter des « événements sporadiques ». Pour cela, il me fallait un enregistreur de tension. Un coup d'œil sur eBay : trop cher ! Incroyable : même en Extrême Orient il n'en est pas de bon marché. L'enregistrement de tensions n'est, semble-t-il, pratiqué que par des professionnels exigeants sur la qualité. Pour mon objectif, investir des dizaines d'euros dans une opération unique était hors de proportion.

Les seuls enregistreurs bon marché ne concernaient que la température. Bon, mais peut-être qu'on peut les modifier ? À peine cette pensée m'avait-elle traversé l'esprit que j'avais passé commande

d'un enregistreur de température numérique et étanche « RC-5 USB » de marque Elitech (fig. 2) pour moins de 10 €. L'objet était alimenté par une pile bouton, pouvait mémoriser 2¹⁵ mesures à des intervalles réglables et avait un afficheur LCD et un port USB pour la lecture des données. Voilà qui devrait faire l'affaire.



Modification

Quand l'enregistreur est arrivé, je l'ai essayé (il marchait) et immédiatement démonté.

La figure 3 montre l'objet avant et après modification. Dans la partie de gauche, on reconnaît, en haut et à droite, le capteur de température : la petite bille rouge en verre. Il est raccordé à la tension d'alimentation de 3 V à travers une résistance de 100 kΩ à sa droite. On devrait arriver à une solution simple : retirer le capteur et le remplacer par la résistance. À l'ancien point de liaison entre le capteur et la résistance, on soude une résistance d'adaptation au domaine de mesure (partie de droite).

La feuille de caractéristiques de l'enregistreur spécifie un domaine de mesure de -30 à +80 °C. Avec une résistance de 680 kΩ, je déterminai expérimentalement une « température » de 87,1 °C pour 2 V et de -28,0 °C pour 23 V. Voilà qui est convenable pour une batterie de 12 V et la précision de 18 mV environ est largement suffisante. Et l'impédance de mesure de 780 kΩ est suffisamment élevée pour ne pas représenter une charge appréciable pour la batterie. Il n'y avait plus qu'à percer deux trous dans le boîtier pour faire sortir les fils. La figure 4 montre le résultat, pour lequel j'ai sacrifié deux fils avec des pinces crocodiles.

Mesure

J'ai ensuite connecté cet appareil devenu enregistreur de tension à la batterie de 12 V tout juste chargée à bloc, l'ai mis à l'abri de l'humidité dans un sachet en plastique et l'ai réglé sur un intervalle de mesure d'une minute, ce qui offre un temps de surveillance d'au moins 22 jours. Mais au bout de cinq jours, j'étais tellement curieux que j'ai récupéré l'appareil et lu les données enregistrées. Le logiciel fourni (pour PC sous Windows) permet d'exporter les données sous forme de tableau Excel et d'afficher un graphique. La figure 5 montre l'évolution de la tension sous la forme d'une pseudo-courbe de température.

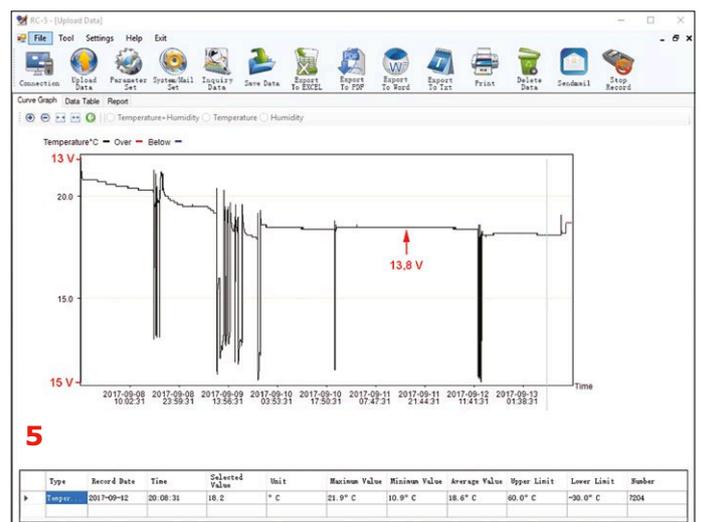
Pour l'interprétation, il faut tenir compte de certaines particularités. Du domaine de mesure mentionné ci-dessus, on déduit que la température et la tension sont en corrélation négative : quand la température baisse, la tension augmente. D'autre part, la tension aux bornes du capteur de température (un CTN) n'est pas linéaire, ce qui est corrigé par le logiciel du microcontrôleur.

De ce fait, interprétée en tension, la courbe n'est pas linéaire. Pour obtenir les tensions « vraies », j'ai juste reporté les températures correspondantes dans un tableau des tensions au pas de 1 V. On peut alors obtenir au moyen d'une calculatrice ou automatiquement avec Excel, des valeurs intermédiaires plus précises par interpolation.

Conclusion

Sur la figure 5, la valeur minimale est de 10,9°C, ce qui correspond à 15 V. La valeur maximale de 21,9°C correspond à tout juste 13 V. La partie plate de la courbe dépasse légèrement 18 °C ≈ 13,8 V. En dehors des pics de tension, préoccupants si l'enregistreur n'avait aucun mauvais contact, je n'ai constaté aucune anomalie. Il faudra donc que je prolonge l'enregistrement. Mais peut-être que ma Prius a la trouille maintenant, car elle me sait électronicien et armé d'un enregistreur. Paradoxe de Murphy : depuis lors, je ne suis plus jamais tombé en rade à cause d'une batterie de 12 V à plat. ◀

(160291 - version française : Helmut Müller)



Vous avez trouvé une solution astucieuse pour un cas tordu ? Vous utilisez un composant ou un outil d'une manière inhabituelle ? Vous avez une idée pour résoudre un problème d'une manière plus simple ou meilleure que précédemment ? Écrivez-nous. Pour chaque astuce que nous publions, il y a 40 € à gagner.



jauge de niveau d'eau sans fil

n'en perdez pas une goutte

Saviez-vous que

71 % de la surface du globe sont recouverts d'eau ? Presque 97,5 % de cette eau, stockée dans les mers et les océans, est salée. Les 2,5 % restants sont de l'eau douce, dont la plupart se trouvent gelés dans les glaciers, les calottes glaciaires, le pergélisol et la neige, mais aussi engrangés dans les nappes phréatiques, l'humidité du sol et de l'atmosphère. Les organismes vivants stockent également de l'eau. Moins de 0,01 % de l'eau sur Terre est disponible sous forme d'eau douce en surface, dans les lacs, marais et rivières.

INFOS SUR LE PROJET



Arduino eau
sonar sans fil
433 MHz



→ débutant
connaissseur
expert



env. 4 h



Fer à souder, ordinateur
avec l'EDI Arduino,
adaptateur USB/série



env. 30 €

Somnath Bera (Inde)

L'eau potable est une denrée rare ou « ressource » si vous préférez, et le sera encore plus avec la croissance ininterrompue de la population mondiale. Dans beaucoup de grandes villes d'Asie du Sud (21% de la population mondiale vit dans des pays de l'ASACR), l'eau s'est déjà raréfiée. De grandes villes de ma région, comme Chennai (anciennement Madras), Bombay ou Colombo, qui dépendent de la mousson pour leur approvisionnement annuel en eau doivent faire face à de graves pénuries quand la saison des pluies est plus brève qu'à l'habitude. Une gestion efficace de

l'eau y est par conséquent primordiale. Sans prétendre être un spécialiste de la gestion de l'eau, je pense avoir identifié quelques problèmes qui peuvent être réduits avec une technologie bon marché et un peu d'ingéniosité. Les indicateurs de niveau d'eau par ex. posent souvent des problèmes. Beaucoup sont mécaniques et leurs fils et poulies s'emmêlent facilement. Les mauvaises indications que cela occasionne perturbent le système de gestion des réservoirs d'eau qui les utilise. C'est pourquoi je propose ici un indicateur de niveau d'eau à sonar et sans fil, que vous pourrez assembler en un week-end pour moins de 20 €. Le prix d'un ensemble complet comprenant un

émetteur et un récepteur de niveau d'eau avec leurs deux alimentations séparées reste sous les 30 €. Impossible ? Pourtant c'est le cas !

Mon indicateur de niveau d'eau peut surveiller un réservoir d'une profondeur maximale de 4 m avec une précision supérieure à 5 mm, et sans aucun fil entre le réservoir et l'afficheur situé dans votre salon.

L'indicateur est basé sur le module de télémétrie à ultrasons SR04 capable de mesurer des distances allant de 0,2 m à 5 m. La précision de la mesure est de 3 mm et son angle d'ouverture de 15°. Comme nous mesurerons les niveaux en centimètres, sans décimales, la précision ne sera que de 5 mm. Chaque seconde, huit mesures sont prises et leur moyenne calculée ; cela permet de détecter très clairement des variations de 1 cm.

En plus du module de télémétrie à ultrason, l'émetteur nécessite une carte de type Arduino (Pro) Mini (une Arduino Uno conviendrait tout aussi bien, mais elle est plus volumineuse et plus chère) ainsi qu'un module émetteur dans la bande ISM à 433 MHz. Pour le récepteur, il faudra une carte Arduino (Pro) Mini (encore une fois une Arduino Uno ferait l'affaire) ainsi qu'un module récepteur à 433 MHz et un afficheur alphanumérique à cristaux liquides standard. Tous ces composants sont bon marché et disponibles dans les boutiques en ligne. Avec deux antennes et deux alimentations de 5 V/2 A, j'ai déboursé environ 22 €, frais de port inclus. Cela laisse un confortable budget de 8 € pour les composants discrets et les cartes de prototypage.

Principe de fonctionnement

Le capteur de niveau d'eau est construit autour d'une plateforme Arduino à laquelle j'ai ajouté un capteur ultrasonique SR04 et un module émetteur à 433 MHz équipé d'une antenne spirale pour longue distance (**fig. 1**).

Le capteur sera installé à un endroit du réservoir où il pourra toujours recevoir le signal réfléchi par la surface de l'eau. Le meilleur endroit est le centre du réservoir pour les modèles circulaires ou à l'intersection des diagonales pour les modèles rectangulaires.

La bande ISM 433 MHz est ouverte à tous pour peu que la puissance du signal ne dépasse pas un certain niveau. Les dispositifs de forte puissance nécessitent eux une licence accordée par chaque

autorité nationale. Il n'y a pas de protocole prédéfini tel que Wi-Fi ou Bluetooth, et c'est à vous d'en imaginer un pour votre application. Donc, afin de séparer le signal désiré du reste, nous transmettrons un mot de code

Caractéristiques

- Mesure sans contact
- Liaison sans fil
- Bon marché
- Pas de composants exotiques

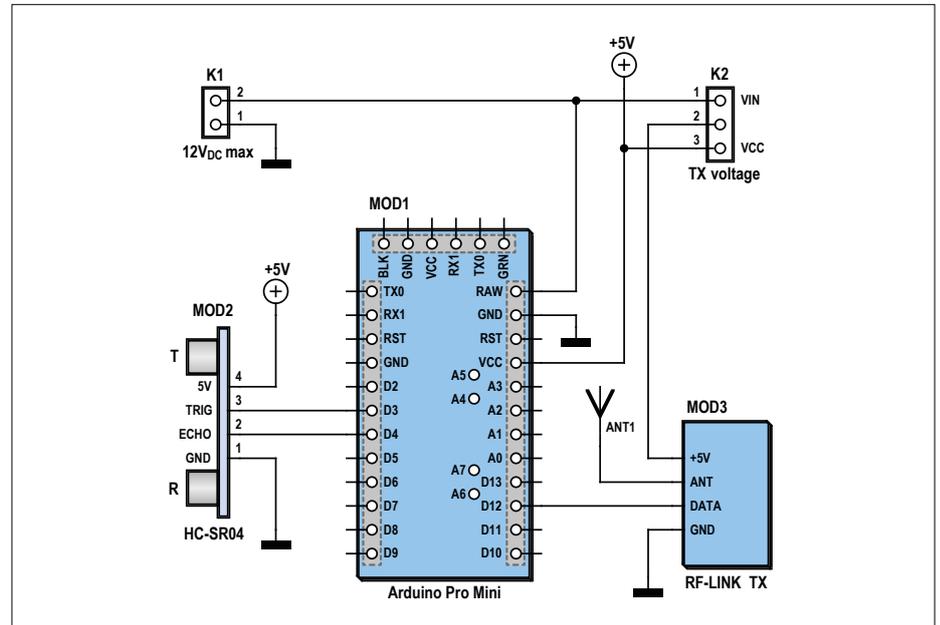


Figure 1. Schéma de l'émetteur.

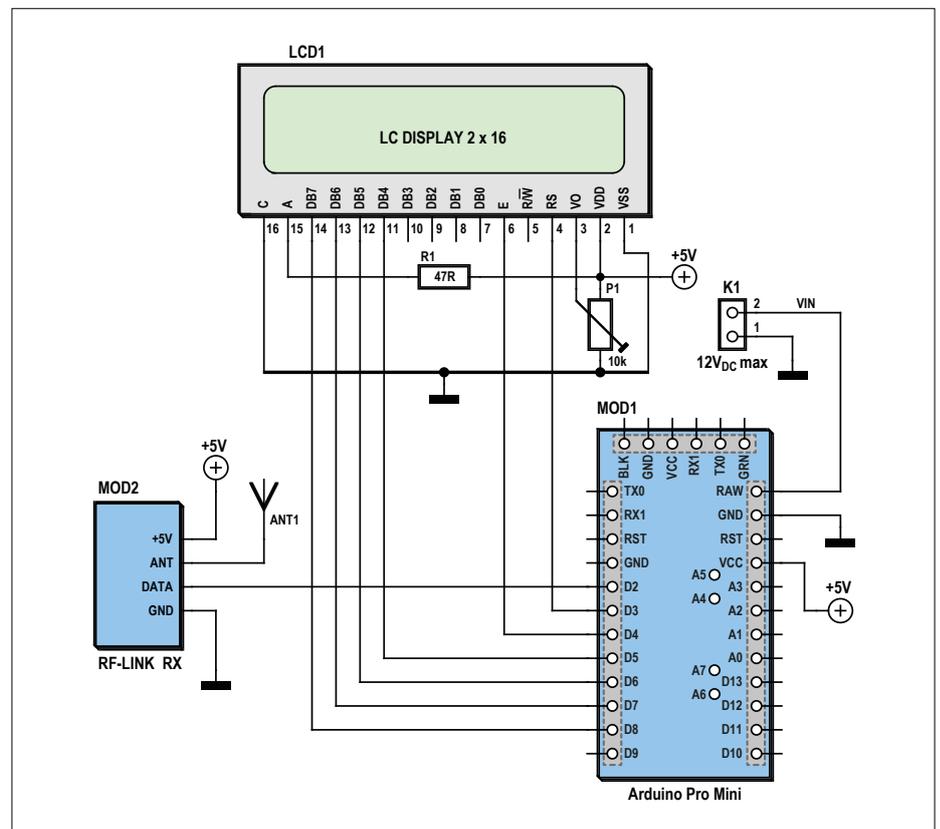


Figure 2. Schéma du récepteur : une carte Arduino, un module récepteur et un afficheur à cristaux liquides.



Figure 3. Ma raquette de badminton va enfin servir à quelque chose !

tâche respective ; cela permet aux croquis de rester très simples.

Croquis de l'émetteur

L'émetteur utilise la bibliothèque [NewPing](#) pour piloter le capteur ultrasonique. Cette bibliothèque se charge du « sale boulot » et retourne une distance en centimètres. Après avoir créé un objet [sonar](#), il suffit d'appeler [ping_cm](#). Dans ce croquis, la fonction est appelée huit fois d'affilée à intervalle de 100 ms et la moyenne des mesures est calculée. La valeur obtenue est stockée dans un tampon avec l'horodatage et le code spécial (identificateur de l'émetteur).

La bibliothèque [VirtualWire](#) se charge d'envoyer les données au module émetteur FSK à 433 MHz, relié à la broche 12 de l'Arduino. Après avoir configuré la bibliothèque, l'envoi de données se fait tout simplement en appelant [vw_send](#) puis en attendant la fin de la transmission avec [vw_wait_tx](#). La procédure décrite ci-dessus est répétée chaque seconde.

Croquis du récepteur

Côté récepteur, ce n'est pas plus compliqué. On utilise toujours la bibliothèque [VirtualWire](#), mais en mode réception. La bibliothèque est configurée pour écouter un module récepteur relié à la broche 2 de l'Arduino. La fonction [vw_rx_start](#) doit être appelée pour mettre la bibliothèque et le module en mode d'écoute. Une fois dans ce mode, un appel à [vw_get_message](#) se chargera du reste. Lorsque des données sont disponibles, elles sont lues et copiées dans le tampon de réception ; en l'absence de données, rien ne se passe. Chaque message reçu est vérifié :

1. Possède-t-il le bon nombre d'octets ?
2. Contient-il le mot de code décrit plus haut ?
3. La valeur est-elle supérieure ou égale à zéro ?

Si toutes ces conditions sont vraies, la valeur est affichée sur le LCD. L'horodatage du message est aussi extrait et affiché. Maintenant standard dans le monde Arduino, la bibliothèque [LiquidCrystal](#) gère le LCD. La LED s'illuminera lorsque l'afficheur est mis à jour : vous pourrez repérer les mises à jour de loin.



LISTE DES COMPOSANTS

émetteur

K1 = bornier à vis à 2 voies, au pas de 5,08 mm
 K2 = barrette sécable à 3 voies, au pas de 2,54 mm
 MOD1 = Arduino (Pro) Mini ou Uno
 MOD2 = module émetteur/récepteur à ultrasons HC-SR04 (ou similaire, HY-SRF05 convient aussi)
 MOD3 = module émetteur à 433 MHz (voir texte)
 cavalier pour K2
 antenne à 433 MHz (spirale / fouet / 173 mm de fil rigide)

récepteur

R1 = 47 Ω
 P1 = ajustable, 10 kΩ
 K1 = bornier à vis, à 2 voies, au pas de 5,08 mm
 LCD1 = afficheur à cristaux liquides, 2 lignes de 16 caractères
 MOD1 = Arduino (Pro) Mini ou Uno
 MOD2 = module récepteur à 433 MHz (voir texte)
 antenne à 433 MHz (spirale / fouet / 173 mm de fil rigide)

avec chaque mesure du niveau d'eau. À chaque détection d'un signal, le récepteur tente d'extraire le mot de code pour le comparer à une valeur connue. Si les deux correspondent, le niveau d'eau reçu est affiché sur son LCD (**fig. 2**).

Comme il n'y a pas de fil entre l'émetteur et le récepteur, ce dernier n'a aucun moyen de savoir si l'émetteur cesse d'émettre, par ex. à cause d'une panne d'alimentation. Pour contourner ce problème, un horodatage ou *timestamp* (comptant les secondes de 0 à 59) est inclus dans le message transmis ; sa valeur est visible à la droite de l'afficheur. Si la valeur n'évolue pas, c'est probablement parce que la transmission a cessé de fonctionner. La LED reliée à la broche 13 de l'Arduino cessera alors de clignoter.

Alimenté en 5 V et avec les antennes que j'ai utilisées, l'émetteur possède une portée atteignant 400 m sans effort. Pour accroître la portée, la broche V_{CC} du module émetteur pourra être reliée à une tension de 12 V : la plupart de ces émetteurs FSK acceptent de 4 à 12 V.

Quelques mots sur le logiciel

Le logiciel de ce projet comprend deux croquis Arduino, un pour l'émetteur et l'autre pour le récepteur. Tous deux utilisent abondamment des bibliothèques à sources ouvertes pour accomplir leur

Où mettre les croquis ?

Le logiciel (avec les bibliothèques) est empaqueté dans un dossier nommé *portable*. Ajoutez simplement ce dossier et son contenu au dossier contenant le fichier *Arduino.exe*. Si votre installation possède déjà un dossier *portable*, copiez-y les fichiers. Si le dossier *portable* n'existe pas, sa création déconnectera l'EDI Arduino de votre configuration actuelle. Dans ce cas, pour retrouver votre configuration, effacez simplement le dossier *portable* que vous venez de créer et son contenu lorsque vous aurez terminé. Il est bien entendu possible de placer les croquis et bibliothèques aux endroits usuels.

Étendre le système

Le système présenté offre de nombreuses possibilités d'extension. Par ex. pour ajouter un deuxième capteur, il suffira de s'assurer qu'il possède un identifiant unique (le mot de code spécial peut être utilisé pour cela). Le récepteur devra aussi connaître son identifiant et mettre à jour son afficheur en fonction. En théorie le système peut prendre en charge jusqu'à 65.536 capteurs (c'est déterminé par la taille du mot de code) ; en réalité, cette quantité sera bien entendu limitée par la bande passante disponible et la puissance de traitement du récepteur. Une autre possibilité intéressante est d'ajouter une liaison série avec un ordinateur pour y stocker les valeurs de niveau d'eau dans une base de données. Ensuite avec un tableur, vous pourrez calculer des statistiques et dessiner de jolis graphiques.

La plupart des broches de l'ATmega328 sont libres : vous pourriez commander des pompes avec des relais ou surveiller des contacteurs pour un système d'alarme.

Construction et test

Assemblez l'émetteur ainsi que le récepteur, par ex. chacun sur une carte de prototypage. Cela ne devrait pas être difficile : les circuits sont très simples. Vous remarquerez qu'il existe plusieurs versions du transducteur ultrasonique, la plupart conviennent. Les modèles à cinq broches tels que le HY-SRF05 font aussi



Figure 4. La majorité de l'eau douce est gelée pour la plus grande joie des manchots.

l'affaire : il suffit de décaler les broches 2 à 4 d'un cran vers le haut et de ne pas relier la broche 2.

Une fois l'assemblage terminé, chargez les croquis. Si vous utilisez des cartes Arduino (Pro) Mini, vous aurez besoin d'un adaptateur USB/Série.

Mettez les deux montages sous tension. La LED de l'émetteur devrait commencer à clignoter à environ 1 Hz. L'afficheur du récepteur devrait comporter du texte. Si ce n'est pas le cas, tentez de manœuvrer l'ajustable de réglage du contraste, avant de chercher des problèmes de câblage. Dès que la carte dotée de l'afficheur recevra un signal de l'émetteur, sa LED commencera à clignoter à 1 Hz, au rythme de celle de l'émetteur. L'afficheur arborera une valeur en centimètres et un compteur à deux digits démarrera. Placez le capteur face à un mur ou un gros objet, à une distance connue, par ex. 1 m, et vérifiez que la valeur affichée est correcte. L'auteur a utilisé un seau, une règle en plastique et une raquette de badminton pour vérifier le fonctionnement du capteur dans un

système de test (**fig. 3**).

Et voilà ! Il ne vous reste plus qu'à installer les cartes. Pour que la portée soit maximale, montez les deux antennes verticalement. ◀

(160626 – version française : Kévin Petit)



DANS L'E-CHOPPE

→ 160044-71
capteur de distance à ultrason
HY-SRF05

→ 080213-71
câble série USB/TTL

→ SKU17001
Arduino Mini

→ Livres sur Arduino
www.elektor.fr/livres/arduino-books/

Liens

[1] Page de l'article : www.elektormagazine.fr/160626

[2] Page dans le labo d'Elektor : www.elektormagazine.fr/labs/remote-water-level-meter-a-need-of-the-hour

testeur de bus série Platino « universel »

désormais le bus n'attendra plus

Sunil Malekar & Clemens Valens (labo d'Elektor)

Imaginez votre microcontrôleur censé dialoguer par bus SPI avec un dispositif. Vous configurez le périphérique SPI du contrôleur, lancez votre programme de test, mais le dispositif ne répond pas. Vous revérifiez les connexions du bus, elles sont correctes, le problème doit donc se tapir dans le format des données. Vous connaissez cette situation ? Ne soupirez plus, notre testeur de bus série dévoile sur écran les petits trafics de vos fils et broches.

Caractéristiques

- Plein contrôle sur les bus de communication série
- 100 % compatible Arduino
- Extensible par l'utilisateur
- Quatre types d'interfaces matérielles
- Prise en charge des niveaux numériques de 1,2 V à 5 V



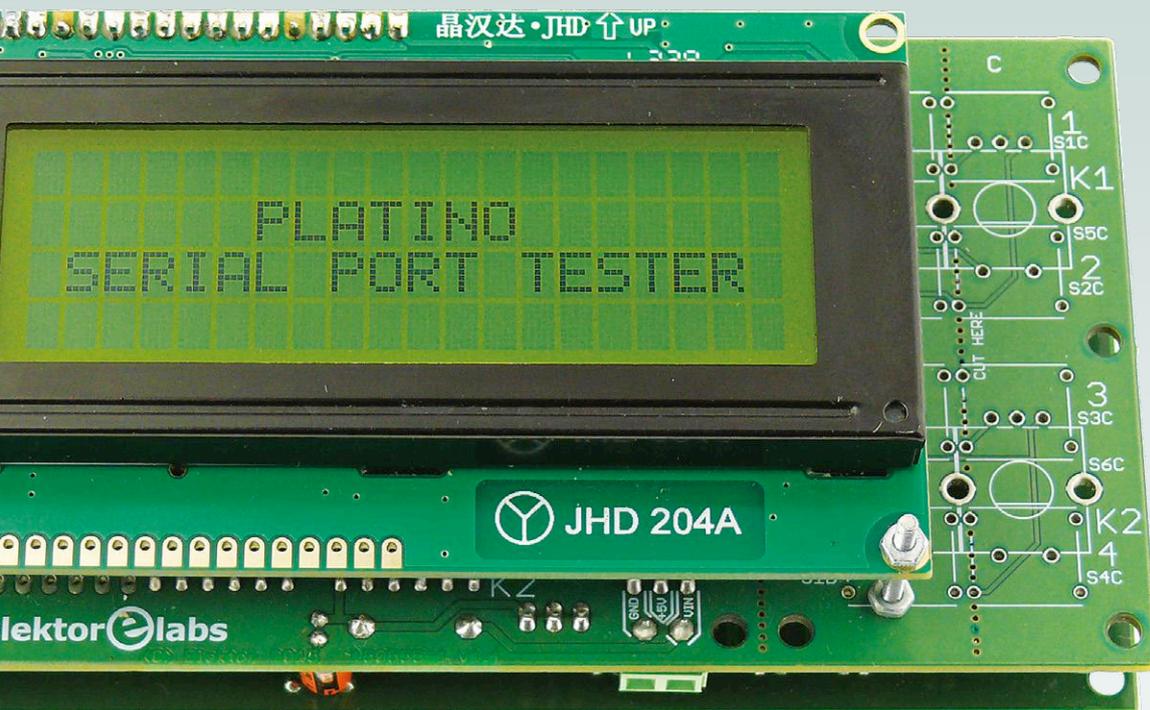
Même si les oscilloscopes haut de gamme peuvent interpréter certains signaux numériques de format connu tel SPI ou I²C, un microcontrôleur est pour cela bien plus efficace. Nous avons donc conçu un système Platino qui parle et comprend différents protocoles série, autrement dit un outil de débogage

intelligent pour les bus de communication série.

Un peu de vocabulaire

Commençons par quelques définitions. Un *bus* est un groupe de signaux. Un *protocole de communication* est un ensemble de règles dictant la façon dont

les données sont transmises entre calculateurs. Un *standard* est un élément de référence conventionnel permettant la comparaison ou la mesure d'éléments similaires. *Série* signifie un bit à la fois. Un signal série *synchrone* comprend des données et des signaux d'horloge séparés, tandis qu'un signal série *asynchrone*



ne transporte que des données. Nous utiliserons ici le terme *protocole* pour préciser la façon dont les bits sont ordonnés sur la ligne (p. ex. un bit de départ, 8 bits de données, pas de parité et un bit d'arrêt). Le terme *standard* fera référence à l'expression physique des données (p. ex. les polarités ou les niveaux de tension d'un signal sur la ligne).

Spécifications

Le vocabulaire étant défini, nous pouvons énumérer les exigences liées à notre outil de test :

- multiprotocole ;
- multistandard.

Un peu court comme liste, non ? Détaillons :

Multiprotocole (un à la fois) :

- protocole série conventionnel ;
- I²C / SMBus / PMBus ;
- SPI ;
- d'autres, comme 1-Wire ?

Multistandard :

- RS-232 ;
- RS-485 ;
- MIDI ;
- 5 V ;
- 3,3 V.

Ces standards couvrent un large éventail de protocoles possibles. Les plus populaires sont présents par défaut, les plus exotiques pourront être ajoutés plus tard : la flexibilité fait également partie de nos spécifications « pratiques ».

Matériel multistandard

Comme support matériel, nous avons opté pour la plateforme Platino [1] d'Elektor. Elle est ici équipée d'un afficheur alphanumérique rétroéclairé à 4 lignes de 20 caractères, d'un codeur rotatif, d'un poussoir, d'un buzzer et d'une LED tricolore. La mémoire de son ATmega1284P est assez vaste (128 Ko de mémoire programme et 16 Ko de RAM) pour loger des protocoles série et autres fonctions qui en jettent. Nous avons ajouté à la plateforme une carte d'extension dotée des interfaces nécessaires à nos standards série (**fig. 1**). Le chargement dans le µC d'un chargeur de démarrage adapté rend le système compatible Arduino, ce qui permet de profiter de ses bibliothèques.

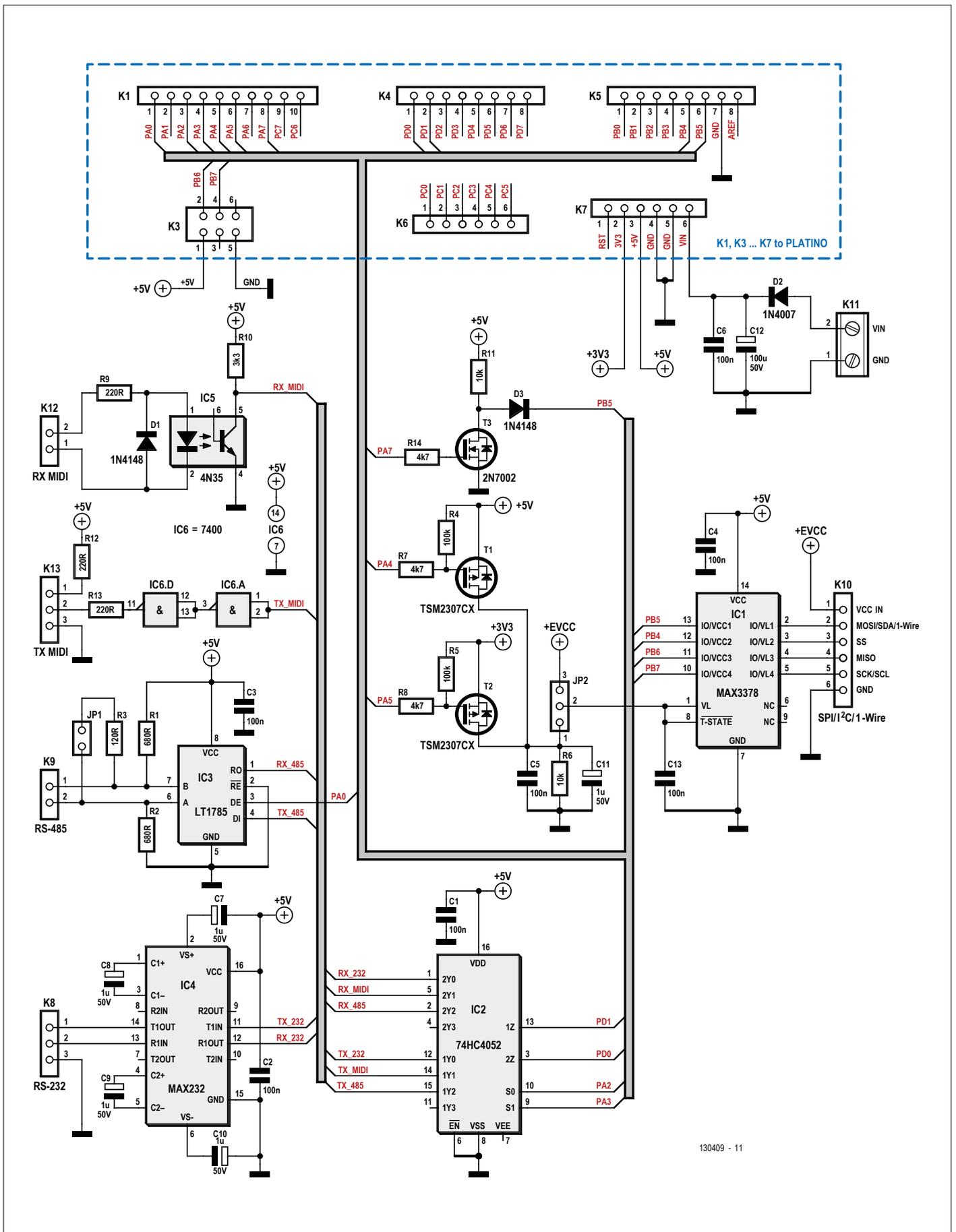
Logiciel multiprotocole

La place nous manque pour passer en revue le matériel de la plateforme Platino. Référez-vous à [1] pour ces (bas) détails. Même si l'ATmega1284P possède des périphériques matériels pour les princi-

INFOS SUR LE PROJET

	Platino Arduino 1-Wire
	communication série SPI
	MIDI I ² C PMBus SMBus
	<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="margin-right: 5px;">→</div> <div style="text-align: left;"> <p>débutant</p> <p style="background-color: #ccc; padding: 2px;">connaisseur</p> <p>expert</p> </div> </div>
	poste de soudage CMS, programmeur AVR, convertisseur série-USB, ordinateur
	env. 75 €

paux protocoles série que sont « UART », I²C et SPI, son brochage fixe empêche de les exploiter tous ensemble avec les éléments de l'interface utilisateur de la Platino. Nous avons donc décidé de traiter de façon logicielle le protocole I²C relativement lent (400 kHz max.), laissant ainsi au bus SPI la possibilité



130409 - 11

Figure 1. La carte Platino à interface série multistandard offre des interfaces pour RS-232 (K8/IC4), RS-485 (K9/IC3), MIDI (entrée sur K12/IC5, sortie sur K13/IC6) multiplexées par IC2. K10/IC1 fournissent l'interface pour I²C, SPI et d'autres signaux de niveaux 5 V (T1) ou 3,3 V (T2), IC1 assurant le décalage de niveau requis. D'autres niveaux sont possibles via EVCC (1,2 V à 5 V) et en montant JP2. T3 sert de sortie 1-Wire.

d'atteindre 8 MHz. Autre conséquence, seul un des deux UART matériels est disponible puisque *PD2* (RXD1) et *PD3* (TXD1) servent à la commande partielle du LCD en lieu et place des lignes SPI *PB6* (MISO) et *PB7* (SCK). Pour les données série de niveau TTL, un UART logiciel utilisant certaines des broches du bus SPI est requis. Si ce n'était déjà évident, notre testeur ne se chargera que d'un seul protocole à la fois.

L'ergonomie avant tout

Comme l'utilité du testeur repose en grande partie sur son ergonomie, nous avons soigné son interface utilisateur. L'objectif était de rendre son maniement aussi aisé et commode que possible malgré l'espace limité sur l'afficheur et l'impossibilité d'y afficher des graphiques en couleurs. Tous les paramètres sont accessibles par pression et rotation du codeur rotatif, les sous-menus n'étant par ailleurs pas nombreux. Le menu principal en est paradoxalement quelque peu cryptique, mais, comme nous allons le voir, facile à maîtriser (fig. 2).

Une rotation du codeur place le curseur sur le paramètre suivant. Une pression sur son poussoir modifie la valeur du paramètre en cours ou, lorsque les valeurs de ce paramètre couvrent un large intervalle (p. ex. le débit série), fait passer le menu en mode édition.

Un système de menu adapté

Le système de menu de l'interface utilisateur a été créé avec la bibliothèque Arduino à code source ouvert *LiquidMenu* [2], qui dépend elle-même de la bibliothèque *LiquidCrystal* (disponible sur toute installation Arduino standard). Elle nécessite la norme C++11 (ou plus récente), ce qui implique d'avoir une version elle aussi récente de la chaîne d'outils Arduino (AVR-GCC). Pour en être sûr, installez le paquet Platino [3] le plus récent. Nous avons complété et modifié la bibliothèque (et corrigé quelques bogues), donc veillez à utiliser le lien de téléchargement [4] pour que tout fonctionne.

LiquidMenu fournit un système de menu construit, ce ne sera pas une surprise, à partir d'un ou plusieurs menus. Un menu consiste en un ou plusieurs écrans, et un écran comporte une ou plusieurs entrées.

Entrées de menu

Une entrée peut être placée n'importe où sur l'afficheur et peut être liée à un maxi-

mum de cinq variables (par défaut, mais c'est configurable). Les variables peuvent être de tout type (allant des valeurs à virgule flottante aux chaînes de texte) et sont automatiquement converties en texte lisible lorsqu'elles sont affichées. Chaque entrée peut aussi être liée à un maximum de huit fonctions (là encore ce nombre est configurable), toutes pouvant activer certaines choses ou modifier des variables associées. Les entrées qui ne sont liées à aucune fonction ne peuvent obtenir le focus et sont donc de simples objets texte. Notez que dans la bibliothèque les entrées de menu sont appelées des « lignes de menu » (*LiquidLine*), ce qui prête à confusion puisqu'elles n'ont aucun rapport avec les lignes de l'afficheur.

Écrans

Les entrées de menu, jusqu'à 12 par défaut, sont combinées en écrans (*LiquidScreen*). Une entrée peut être membre de plusieurs écrans ; c'est le cas de l'entrée *Back* (<<) de notre système. Un écran « sait » quelle entrée a le focus et appelle les fonctions liées.

Menus

Un ou plusieurs écrans forment un menu (*LiquidMenu*). Il est possible d'ajouter jusqu'à 14 écrans à un menu, mais ici nous n'en avons besoin que d'un seul. Le menu garde en mémoire l'écran actif. Les écrans multiples permettent d'avoir des menus complexes (12×14 = 168 entrées).

Système de menu

On peut ajouter des menus (jusqu'à 8) à un système de menu (*LiquidSystem*), mais ce n'est pas nécessaire. La figure 3 résume ce système. Le nôtre est appelé « ui » (*user interface*) et nous lui avons ajouté d'autres fonctions d'interface comme des bips et des clignotements.

Garçon, c'est quoi cette ragougnasse au menu ?

Mais pourquoi diable vous bassiner avec des histoires de menus dans un article consacré à un testeur de port série ? Patience ! Comme vous allez vite le comprendre, les fonctions de test ne représentent qu'une petite partie du projet. Environ 80 % du micrologiciel, voire plus, se rapportent à l'ergonomie, et il est donc essentiel de comprendre son fonctionnement pour être à même de le modifier, donc de l'enrichir, p. ex. en ajoutant d'autres tests ou protocoles.

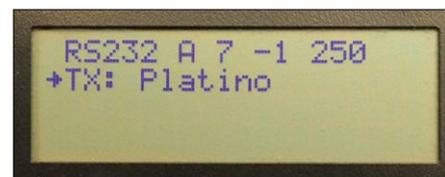


Figure 2. La première ligne de l'écran principal du testeur affiche le protocole série utilisé, le format des données (ASCII ou HEX), le nombre d'octets à transmettre (jusqu'à 7), combien de fois il faut émettre (0 à 99, ou infini), et l'intervalle de temps entre deux émissions (9999 ms max.) La deuxième ligne affiche les données à transmettre. Les troisième et quatrième lignes sont réservées aux données entrantes.

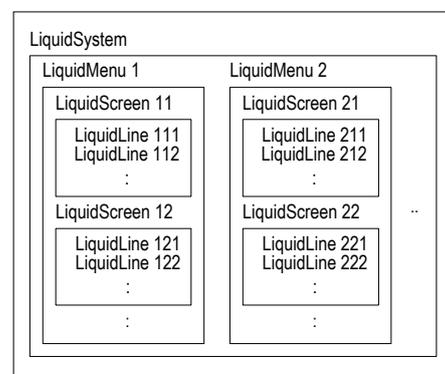


Figure 3. Le système de menu gigogne de la bibliothèque *LiquidMenu*.

L'écran principal

L'écran principal est implanté dans le fichier *ui_main.cpp* et permet de :

- entrer dans un sous-menu : protocole utilisé ;
- faire défiler des valeurs : affichage ASCII ou HEX des données ;
- se positionner sur une valeur : taille des données TX (*TX* pour « transmises ») et nombre d'émissions ;
- modifier un nombre : intervalle de temps entre les émissions ;
- modifier une chaîne : données TX.

Nous supposons dans ce qui suit que le testeur est en mode navigation et non en mode test. Précisons également que les préfixes des noms de fonctions et de variables indiquent le fichier dans lequel elles sont implantées ou déclarées. La fonction *ui_bus_type_refresh* réside ainsi dans le fichier *ui_bus.cpp* (fig. 4).

Platino en bref

Platino est un circuit imprimé polyvalent pour microcontrôleurs AVR en boîtiers DIP28 ou DIP40. La carte peut être équipée de poussoirs, LED, buzzers, afficheurs et autres éléments d'interface utilisateur. Tout (oui, vraiment tout) ce qui concerne Platino se trouve sur le site du labo d'Elektor (lien ci-dessous) et sur son dépôt Github.

L'expérience nous a montré que les utilisateurs de Platino avaient du mal à configurer les cavaliers à souder. Rien de plus normal vu leur nombre. Le tableau ci-dessous montre leur placement pour ce projet. La colonne *Position* correspond aux identificateurs imprimés sur le CI Platino version 150555-1 v1.4. Il est recommandé de placer les cavaliers avant de procéder au montage des composants.

À propos de composants, ce projet nécessite une carte Platino entièrement assemblée avec un µC à 40 broches (ATmega1284P-PU) – nul besoin donc d'une embase à 28 broches – un LCD alphanumérique 4×20 à rétroéclairage, un codeur rotatif à poussoir intégré en position S5A ou S5C (selon votre préférence) et un poussoir en position S4A ou S4C (ici aussi à votre convenance). La liste des composants pour Platino est sur :

www.elektormagazine.fr/labs/

platino-versatile-board-for-avr-microcontrollers-100892-150555

Cavalier	Position	Fonction
JP1	C	buzzer sur PC4
JP2	-	inexistant
JP3	C	rétroéclairage LCD sur PC5
JP4	B	codeur rotatif A sur PB0
JP5	B	codeur rotatif B sur PB1
JP6	B	poussoir du codeur rotatif sur PB2
JP7	B	bouton-poussoir sur PB3
JP8	DIP40	active PC6
JP9	PB7	active PB7
JP10	PB6	active PB6
JP11	DIP40	ISP SCK sur PB7
JP12	DIP40	ISP MISO sur PB6
JP13	DIP40	ISP MOSI sur PB5
JP14	C	LED1 bleue sur PC7
JP15	D	LCD RS sur PD2
JP16	D	LCD E sur PD3

Entrée dans un sous-menu

Sur l'écran principal, positionnez le curseur (la flèche) à gauche du nom du protocole en tournant le codeur, puis appuyez sur son poussoir pour afficher le sous-menu du protocole et définir ses paramètres.

Puisque cette opération se fait en mode navigation, appuyer sur le codeur appelle la première fonction attachée à l'entrée de menu. Dans le cas de l'entrée de menu liée au protocole, il s'agit de `ui_bus_enter`. Cette fonction charge l'écran associé au sous-menu, puis l'active et l'affiche.

Défilement des valeurs

Sur l'écran principal, positionnez le curseur à gauche du champ indiquant

le format d'affichage des données (A ou H), puis appuyez sur le poussoir du codeur pour modifier la valeur du champ. Il n'a que deux valeurs ici, mais dans d'autres menus les entrées de ce type en ont plus. Une pression répétée sur le poussoir passe en revue toutes les valeurs possibles.

Nous sommes toujours en mode navigation, appuyer sur le codeur appelle donc ici aussi la première fonction attachée à l'entrée du menu, en l'occurrence `ui_main_data_format`. Cette fonction met à jour la valeur et réaffiche la donnée TX dans son nouveau format.

Positionnement sur une valeur

Sur l'écran principal, placez le curseur à gauche du champ indiquant la taille des

données TX ou à gauche de celui indiquant le nombre d'émissions, puis pressez le codeur pour entrer en mode édition. Tournez le codeur pour incrémenter ou décrémenter le paramètre (0 à 7 ou -1 à 99). Appuyez une nouvelle fois sur le codeur pour quitter le mode édition.

Ici nous commençons en mode navigation, donc appuyer sur le codeur appelle la première fonction attachée à l'entrée de menu, `ui_main_tx_data_size` pour la taille des données TX. Cette fonction active le mode édition et demande au codeur d'utiliser la fonction `ui_main_tx_data_size_increment` permettant de modifier la valeur du champ.

Le poussoir du codeur réagit différemment en mode édition. Pressez-le pour passer au chiffre ou caractère suivant. S'il n'y a aucun caractère suivant à modifier, le programme repasse en mode navigation. Le champ indiquant la taille des données TX n'a qu'un seul chiffre. Celui du nombre d'émissions en a deux, mais puisqu'il peut être négatif et que cela complique la modification chiffre par chiffre, il est traité comme une valeur à un chiffre.

Modification d'un nombre

Sur l'écran principal, placez le curseur à gauche du champ indiquant l'intervalle de temps entre deux transmissions, puis appuyez sur le codeur pour activer le mode édition. Ce champ pouvant afficher jusqu'à 4 chiffres (0000 à 9999), c'est d'abord le premier chiffre qui est incrémenté ou décrémenté lorsque vous tournez le codeur. Pressez-le une nouvelle fois pour passer au chiffre suivant. Lorsqu'il n'y a plus de chiffre à modifier, le système repasse en mode navigation. La procédure est identique à la précédente (positionnement sur une valeur), si ce n'est qu'ici il y a plusieurs chiffres. Certes, il faut avoir quelque peu joué avec le curseur avant de s'habituer à l'affichage de *LiquidMenu*, mais plutôt que d'ajouter des fonctions spécifiques à la bibliothèque nous avons préféré la contourner à notre façon.

Modification d'une chaîne

Sur l'écran principal, placez le curseur à gauche du champ TX (début de la seconde ligne), puis appuyez sur le codeur pour activer le mode d'édition des chaînes. Il s'agit du mode d'édition le plus compliqué car il traite à la fois les représentations ASCII et hexadécimal, or une chaîne hexa est deux fois plus longue qu'une chaîne ASCII. En mode ASCII, les

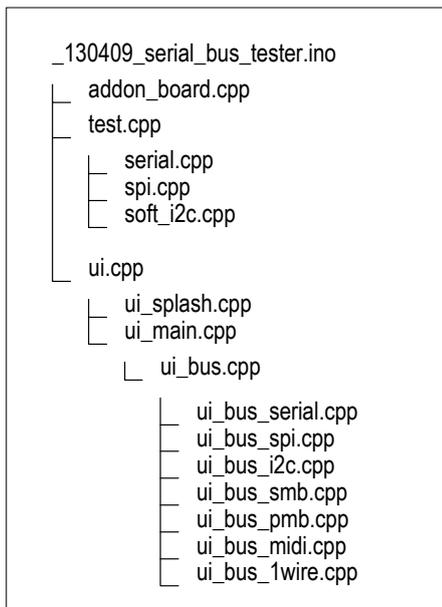


Figure 4. L'arbre du code source a pour racine le fichier Arduino INO. Tous les autres fichiers sont des fichiers C++, la plupart gérant l'interface utilisateur. Les fichiers d'en-tête ne sont pas montrés par souci de clarté.

caractères sont en outre édités en tant qu'octets, alors qu'ils le sont quartet par quartet en mode hexadécimal. Pour le reste, la modification d'une chaîne est identique à celle d'un nombre. Notez que les données TX sont limitées à 7 octets. En effet il est impossible de caser plus de 7 valeurs hexadécimales sur la seconde ligne, les troisième et quatrième étant réservées aux données reçues et nous ne voulions pas empiéter sur elles.

Les protocoles et leurs sous-menus

Une fois dans le sous-menu des protocoles, sélectionnez le champ « protocole » et pressez le codeur pour faire défiler ceux pris en charge. *Back* (<<) ramène au menu principal. Vous pouvez définir les paramètres suivants :

- RS-232 et RS-485 : débit (1 à 2 000 000 bauds), nombre de bits de données (5 à 8) et d'arrêt (1 ou 2), parité (paire, impaire, aucune) ;
- SPI : maître/esclave, MSB/LSB (bit de poids fort/faible) en premier, polarité et phase de l'horloge, vitesse et niveau du signal ;
- I²C : maître/esclave, adresse, nombre d'octets à lire et à écrire, vitesse et niveau du signal ;

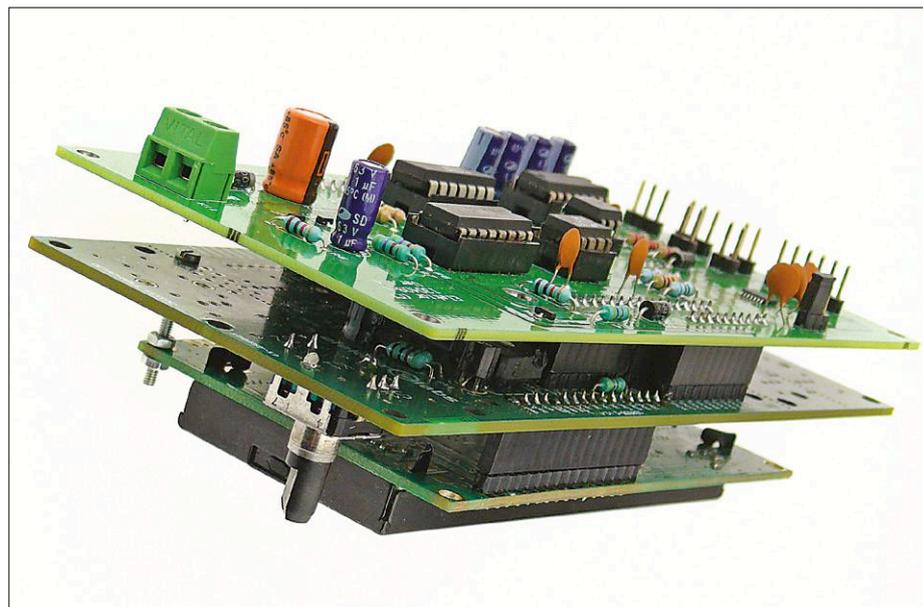


Figure 5. Le testeur de port série assemblé. La carte Platino est au milieu du sandwich, le LCD en bas et la carte d'interface au-dessus.

► L'outil dont vous rêviez, mais que vous n'aviez jamais eu le temps de construire

- MIDI : canal, état, deux octets de données.

Les protocoles ci-dessus sont ceux qui étaient implantés au moment de la rédaction de cet article. La version que vous téléchargerez, plus récente, en contiendra probablement d'autres.

Notez que le nom d'un protocole comme SPI ou I²C est écrit en majuscules en mode maître (*SPI* ou *I2C*), en minuscules en mode esclave (*spi* ou *i2c*).

SPI

Le protocole SPI possède quatre standards bien définis de polarité du signal, habituellement numérotés de 0 à 3 et associés à la phase de l'horloge (*CPOL*) et à sa polarité (*CPHA*). Les quatre sont pris en charge par le testeur. Les signaux peuvent en outre avoir des niveaux de 3,3 V ou 5 V.

Le périphérique matériel du µC utilisé pour SPI offre 7 fréquences d'horloge en mode maître : 125 kHz, 250 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 4 MHz et 8 MHz (pour un µC cadencé à 16 MHz). En mode

esclave, la fréquence d'horloge est bien sûr déterminée par le maître.

I²C

Comme avec SPI, les signaux I²C peuvent avoir des niveaux de 3,3 V ou 5 V. Le protocole I²C est par contre implanté dans un périphérique logiciel et ne prend donc pas en charge toutes ses caractéristiques officielles. La vitesse de transmission maximale de 400 kHz est atteinte avec un code adéquat.

En mode maître, l'adresse spécifiée est considérée comme étant celle de l'esclave. Seules les adresses I²C de 7 bits sont prises en charge. (Les fiches techniques de certains dispositifs spécifient des adresses sur 8 bits, une pour la lecture, l'autre pour l'écriture. Si c'est le cas, décalez les adresses d'un bit vers la droite pour obtenir un adressage sur 7 bits. Les adresses seront identiques). Le testeur insère automatiquement et au bon moment l'adresse de l'esclave dans les données, ainsi que le bit de lecture/écriture ; elle n'est pas montrée dans les données TX de l'écran



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

Toutes 5 % et 0,25 W

R1, R2 = 680 Ω
R3 = 120 Ω
R4, R5 = 100 k Ω
R6, R11 = 10 k Ω
R7, R8, R14 = 4,7 k Ω
R9, R12, R13 = 220 Ω
R10 = 3,3 k Ω

Condensateurs

C1, C2, C3, C4, C5, C6, C13 = 100 nF,
pas de 5 mm
C7, C8, C9, C10, C11 = 1 μ F, 16 V,
pas de 2,5 mm
C12 = 100 μ F, 16 V, pas de 2,5 mm

Semi-conducteurs

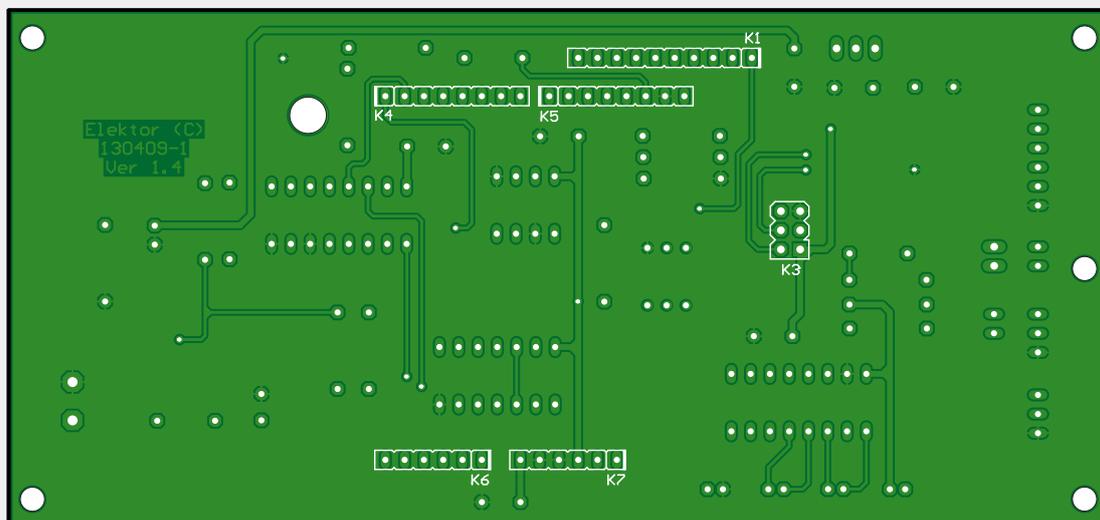
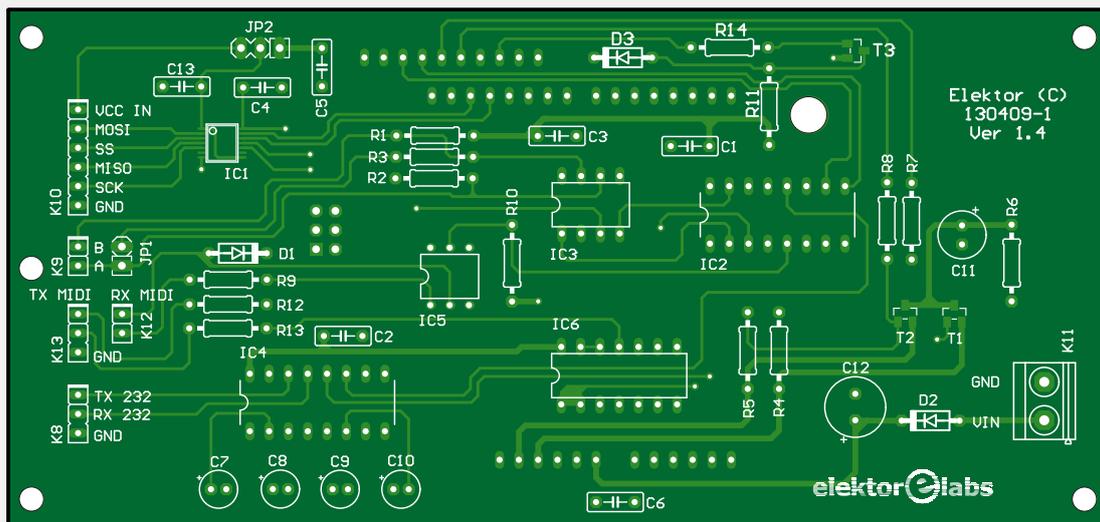
D1, D3 = 1N4148
D2 = 1N4007
T1, T2 = TSM2307CX

T3 = 2N7002
IC1 = MAX3378EEUD+
IC2 = 74HC4052
IC3 = LT1785
IC4 = MAX232
IC5 = 4N35
IC6 = 74HC00

Divers

K1 = barrette mâle à 10 contacts (1 \times 10),
au pas de 2,54 mm
K3 = barrette femelle à 6 contacts (2 \times 3),
au pas de 2,54 mm
K4, K5 = barrette mâle à 8 contacts (1 \times 8),
au pas de 2,54 mm
K6, K7 = barrette mâle à 6 contacts (1 \times 6),
au pas de 2,54 mm
JP1, K9, K12 = barrette mâle à 2 broches,
au pas de 2,54 mm
JP2, K8, K13 = barrette mâle à 3 broches,
au pas de 2,54 mm

K10 = barrette mâle à 6 broches,
au pas de 2,54 mm
K11 = bornier encartable à 2 vis
2 cavaliers à 2 contacts pour JP1 et JP2
Support DIP-6 pour IC5 (optionnel)
Support DIP-8 pour IC3 (optionnel)
Support DIP-14 pour IC6 (optionnel)
2 supports DIP-16 pour IC2 et IC4 (optionnel)
Circuit imprimé réf. 130409-1



principal. En mode esclave, l'adresse est celle du testeur.

Les transactions de lecture, écriture et écriture-lecture sont prises en charge en définissant le nombre d'octets à lire et à écrire.

SMBus et *PMBus* sont des variantes simplifiées d'I²C à basse vitesse. Elles peuvent ajouter un octet PEC (*Packet Error Checking*) à la fin d'un message. Le testeur le calcule automatiquement et ne l'affiche pas comme donnée TX.

MIDI

Il s'agit d'une variante du protocole série standard à vitesse fixe (31,25 kHz). Comme les messages MIDI ne contiennent d'ordinaire que 3 octets bien définis, il est facile de les configurer sur la page du protocole MIDI. Le canal et l'état (la chaîne de texte après le champ « canal ») sont combinés en un octet, et les deux octets de données sont ajoutés. Le message de 3 octets qui en résulte est affiché sous forme de donnée TX hexadécimale et peut être édité. Vous pouvez également composer des messages plus courts ou plus longs (jusqu'à 7 octets), p. ex. des messages spécifiques à un système.

Bips

Trois types de bips accompagnent les actions de l'utilisateur :

1. aigu : entrée dans un sous-menu, passage en mode test ou édition d'un paramètre ;
2. moyen : avance jusqu'au prochain chiffre ou caractère modifiable ;
3. bas : sortie d'un sous-menu, du mode test ou d'édition d'un paramètre.

La hauteur décroissante des bips correspond à l'ordre logique des actions : entrée, modification et sortie.

Pour finir, le mode test

L'entrée en mode test et sa sortie se font au moyen d'un bouton spécial, le

poussoir S4 de la Platino. Vous pouvez le presser à n'importe quel moment. Si vous le faites au moment où un sous-menu est affiché, le système revient à l'écran principal.

Vous pouvez modifier la configuration du testeur en mode test, qui dans certains cas se désactivera. Vous pouvez modifier certains paramètres à la volée, pas tous. Pour être certain qu'un changement de paramètre a bien été pris en compte, il est préférable de relancer le mode test.

LED

La LED tricolore passe au rouge en mode test, sinon elle est verte (et orange en mode édition d'un paramètre parce que... c'était faisable). Pour l'instant le bleu ne sert pas.

Données RX

Les données entrantes (RX) sont affichées sur les lignes 3 et 4 de l'afficheur. La donnée sous le champ TX est la plus ancienne, celle dans le coin inférieur droit est la plus récente. Il n'y a pas de séparateur entre les octets.

Le champ des données RX est effacé au lancement de chaque test.

Transmissions répétées

Il est possible de ne rien transmettre, soit en mettant la donnée TX à zéro, soit en définissant le nombre d'émissions à 0. Mettre ce nombre à -1 équivaut à une transmission répétée à l'infini. Le délai entre deux émissions est défini par la fréquence de répétition (en millisecondes).

SPI

En mode maître SPI, les données ne peuvent être reçues que lorsque le maître émet. Cette caractéristique est inhérente au protocole SPI. Une astuce pour se borner à la réception est d'envoyer en continu la valeur 0 ou la valeur 0xff.

En mode esclave SPI, le testeur envoie les données TX lorsque le maître SPI produit un signal d'horloge. Les données TX sont émises en boucle s'il faut un

plus grand nombre d'octets de taille de données TX.

Notez que le premier octet reçu est généralement laissé dans le registre de données de réception. Là encore ceci est inhérent au fonctionnement de SPI.

I²C

Ici aussi un maître I²C ne peut recevoir des données qu'au moment où il produit un signal d'horloge. L'esclave doit en outre avoir été mis en mode lecture. Ces conditions sont remplies lorsque le nombre d'octets à lire dans le sous-menu I²C est différent de zéro. En mode esclave, le testeur envoie le nombre d'octets de données TX requis. Si un plus grand nombre est nécessaire, les données TX sont émises en boucle.

Les dents serrées, le sourire large

Le testeur de bus série Platino fait partie de ces outils dont nous avons tous rêvé en butant sur un problème de communication sérielle, mais évidemment le problème en question est toujours si prenant qu'il ne nous laisse jamais le temps de construire l'outil... Finalement, après trente années d'hésitation, nous avons serré les dents et l'avons construit pour vous (**fig. 5**).

Le projet est ouvert et clair, donc facile à comprendre, à compléter et/ou modifier. Le logiciel est modulaire et compatible Arduino, ce qui permet d'ajouter rapidement de nouveaux protocoles. Il occupe moins de 20 % de la mémoire de programme et utilise 10 % de la RAM. Le système de menu pourra en outre être réutilisé dans d'autres projets (Platino). Ces atouts nous font espérer que notre testeur Platino servira de projet de référence pour la construction de montages (Platino) conséquents. ◀

(130409 - version française : Hervé Moreau)

Liens

[1] Platino : www.elektormagazine.fr/150555

[2] LiquidMenu : <https://github.com/VaSe7u/LiquidMenu>

[3] Paquet Platino pour cartes Arduino : <https://github.com/ElektorLabs/Arduino>

[4] Page associée à l'article : www.elektormagazine.fr/130409



DANS L'E-CHOPPE

→ 130409-1
carte d'interface du testeur
série, circuit imprimé nu

→ 150555-1
circuit imprimé Platino nu

NOUVEAU

Découvrir, Innover, Partager n'a jamais été aussi simple

Rejoignez les 600 000 membres de notre
communauté désormais disponible
en français sur Designspark.fr

DESIGNSPARK

Présenté par



supercondensateurs

tension faible et courant fort... ou pas ?



Tam Hanna (Slovaquie)

Le prix en baisse de ces composants accroît leur intérêt pour les projets personnels ou les petites séries. Dans cet article, nous examinons différents modèles de supercondensateurs, nous nous livrons à quelques considérations théoriques sur leur emploi et présentons quelques circuits intégrés qui offrent des solutions intéressantes en association avec ces composants.

Figure 1. Supercaps d'AVX (photo : AVX).

Dans la troisième édition de la célèbre bible de l'électronique « *The Art of Electronics* » de Horowitz et Hill, on trouve à la page 690 un diagramme dit « Ragone » qui présente la densité d'énergie des supercondensateurs comparée à celle d'autres types de condensateurs et d'accumulateurs et selon lequel les supercondensateurs s'approchent des batteries classiques. C'est ce qui a motivé l'auteur à s'intéresser de plus près à ces composants.

Ce qui frappe immédiatement dans ce diagramme, c'est son échelle logarithmique. En réalité, les supercondensateurs sont encore loin de concurrencer les batteries rechargeables quand on parle de densité d'énergie. Ce qui ne les prive pas pour autant de tout intérêt. Les supercondensateurs se distinguent des batteries par leur capacité à fournir des courants énormes par unité de masse. De plus, ils peuvent subir un nombre de cycles de charge-décharge quasi illimité : un millier de cycles

est insignifiant pour un supercondensateur s'il n'est pas soumis à une surcharge thermique.

Deux types de condensateurs ?

En recherchant un supercondensateur approprié chez un revendeur de composants, on remarque tout de suite qu'il y en a de deux sortes, que les distributeurs désignent volontiers par les appellations respectives *supercap* et *goldcap* :

- Les *supercaps*, testés ci-après, présentent une résistance série extrêmement faible (**figure 1**) ;
- Les *goldcaps*, destinés à l'alimentation continue des mémoires de travail, se caractérisent par une autodécharge très faible, mais ne peuvent fournir qu'un courant limité (**figure 2**).

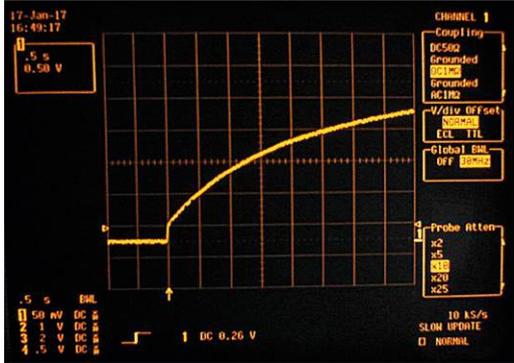
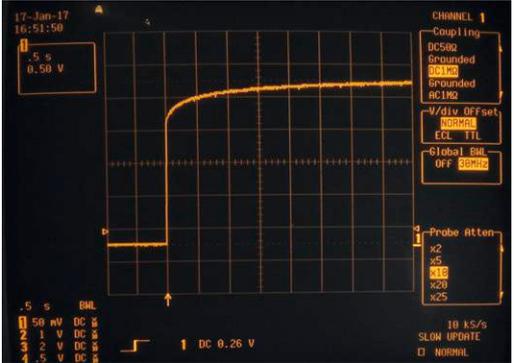


Figure 2. Quelques *goldcaps* de Panasonic (photo : Panasonic).

Les principales caractéristiques du *supercap* et du *goldcap* sont présentées dans le **tableau 1**. Notez que la montée en tension rapide du *goldcap* est due à son énorme résistance série. Pour charger un *supercap*, on peut utiliser un régulateur de tension de type LM317. La plupart des régulateurs de tension comportent une limitation du courant de sortie en cas de dépassement du maximum ; ce n'est sans doute pas la méthode la plus efficace, mais, dans la pratique, cela fonctionne sans problème.

À la limite du mesurable

Comme le JUWT1105MCD de Nichicon, sensiblement moins cher, était en rupture de stock au moment de la rédaction

Tableau 1. Principales caractéristiques d'un <i>supercap</i> et d'un <i>goldcap</i>		
Condensateur	SuperCap, AVX SCCR12B105SRB	GoldCap, EECF5R5U105, série NF de Panasonic
Spécification	2,7 V, 1 F	5,0 V, 1 F
Poids	0,94 g, longues pattes (!)	7,92 g
Oscillogramme de charge, $i_{Max} = 1$ A		

de cet article, nous avons testé le supercondensateur AVX SCCR12B105SRB. Pour un contrôleur universel, ce DUT (*Device Under Test*, composant à tester) est inacceptable : un HP 4262A le considère comme un simple court-circuit !

Pour calculer sa capacité (de manière approchée), nous utilisons une bonne vieille méthode : la décharge d'un condensateur à travers une résistance connue s'effectue selon la formule $t = R \times C$; après une durée égale à la constante de temps RC, la tension aux bornes du condensateur atteint 63,2% de U_{in} . Nous chargeons le condensateur de test avec une source de tension de 2,7 V à travers une résistance de 21 Ω . L'enregistrement de la courbe n'est pas un problème avec un oscilloscope numérique à mémoire, mais il y a l'ennuyeux problème du calibrage. Il est conseillé de commencer par court-circuiter le condensateur pendant quelque temps afin de fixer le « point zéro absolu » des mesures.

Nous avons une méthode de test. Maintenant, armons-nous de patience pour nous occuper de nos *supercaps*.

Le **tableau 2** présente les résultats de mesure pour cinq condensateurs faisant partie du même lot. Il est intéressant de noter qu'il n'y a aucun besoin de procéder à d'autres évaluations : en appliquant la formule $t = R \times C$, on voit clairement, sans calculs supplémentaires, une certaine dispersion des valeurs.

Intéressons-nous maintenant à la question du courant de court-circuit. C'est un autre tour de force, car, compte tenu de la faible amplitude de la tension, le court-circuit doit être effectué à travers un circuit de résistance la plus faible possible. Les bornes à vis, omniprésentes dans les laboratoires, sont à proscrire, leur résistance est d'au moins 1 Ω , ce qui, sous une tension de 2,7 V, limiterait le courant à moins de 3 A. Un relais du fabricant chinois Songle est un bon candidat ; sa feuille de caractéristiques promet une résistance du contact fermé de moins de 0,1 Ω . Comme cette valeur n'est pas particulièrement constante et que le courant de pointe peut être modifié par une soudure des contacts, il faut ajouter un organe de mesure, sous la forme d'une résistance de puissance de 0,22 Ω /10 W. Après la charge, nous nous mettons à l'abri par sécurité et actionnons le relais à distance. Le diagramme de la **figure 3** montre le résultat.

Tableau 2. Mesures avec cinq supercondensateurs d'un même lot (circuit RC).

	Durée RC, 63,2% de U_{in}
Exemplaire 1	27,6 s
Exemplaire 2	29,9 s
Exemplaire 3	28,4 s
Exemplaire 4	29,5 s
Exemplaire 5	29,6 s

Problèmes de mise en série

Les condensateurs de capacité très précise sont chers. Alors que la capacité exacte des condensateurs de filtrage d'une alimentation de milieu de gamme n'a qu'une influence limitée sur l'ensemble du système, elle est primordiale dans l'utilisation des supercondensateurs.

La raison en est que, dans la pratique, les supercondensateurs sont toujours montés en série, à cause de leur tension de service particulièrement faible. Celle des modèles utilisés ici ne dépasse pas 2,7 V. Quand on les met en série, on réalise

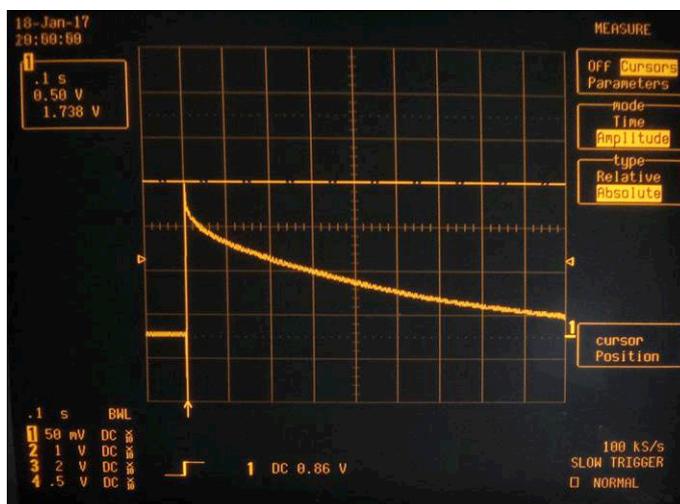


Figure 3. Sur l'oscilloscope, on voit un courant de décharge avec une pointe à 7,9 A.

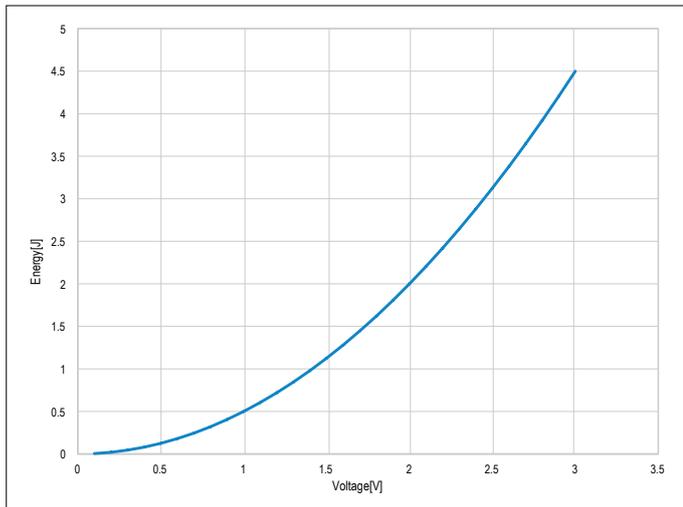


Figure 4. Entre l'énergie stockée et la tension, il y a une relation quadratique.

Tableau 3. Famille ALD8100XX d'Advanced Linear Devices.

Référence	Tension de commutation	Référence	Tension de commutation
ALD810016	1,6 V	ALD810023	2,3 V
ALD810017	1,7 V	ALD810024	2,4 V
ALD810018	1,8 V	ALD810025	2,5 V
ALD810019	1,9 V	ALD810026	2,6 V
ALD810020	2,0 V	ALD810027	2,7 V
ALD810021	2,1 V	ALD810028	2,8 V
ALD810022	2,2 V		

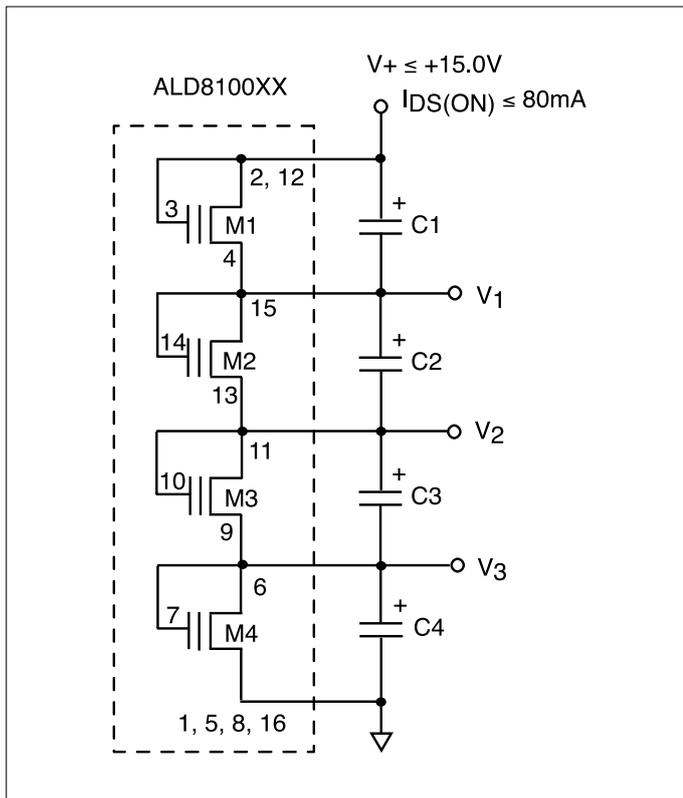


Figure 6. Ces condensateurs sont déséquilibrés.

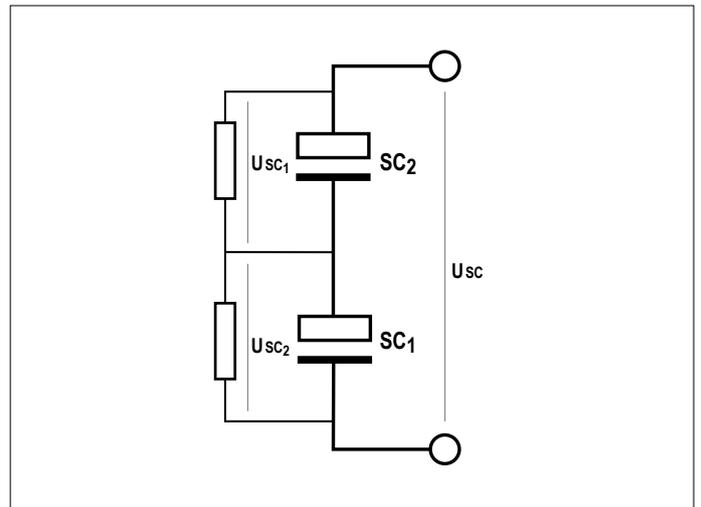


Figure 5. Deux résistances pour équilibrer les condensateurs.

un diviseur de tension capacitif. Des écarts de capacité provoquent des écarts de tension de charge. Si vous n'êtes pas convaincu, connectez quelques condensateurs électrolytiques reliés en série à une alimentation de laboratoire pour le vérifier. À la différence des condensateurs électrolytiques classiques, et du fait de leur structure interne, les supercondensateurs sont extrêmement sensibles à la surtension : pour un écart de 10%, l'utilisateur doit choisir entre la capacité de stockage d'énergie et la détérioration du condensateur. La diminution de la tension maximale a un effet considérable, comme le montre la courbe qui donne la charge en fonction de la tension (**figure 4**).

En pratique, la surcharge d'un montage en série de quelques supercondensateurs conduit à une détérioration progressive dont il n'est guère possible d'évaluer l'évolution en quelques minutes au laboratoire : pratiquement, on n'observe que les états « condensateur intact » ou « boum ! ». Les scientifiques Linzen, Buller, Karden et De Doncker ont établi pour cela une formule [1] qui donne une relation exponentielle entre la tension d'une cellule et sa durée de vie, mais indique celle-ci en années. Les écarts de capacité pour un montage en série de supercondensateurs peuvent être compensés par des circuits d'équilibrage. Il s'agit là de circuits à un ou plusieurs composants qui équilibrent les tensions d'une manière ou d'une autre et évitent la surcharge des différents condensateurs. Le plus simple est certainement d'utiliser deux résistances (parfaitement appariées) qu'on connecte aux bornes des condensateurs (**figure 5**).

La fonction de ces résistances est facile à comprendre : si la tension aux bornes de l'un des deux condensateurs est supérieure de la moitié, l'excédent d'énergie est dissipé sous forme de chaleur. L'inconvénient de ce procédé est que les résistances restent connectées lorsque les condensateurs sont chargés et dissipent une partie de l'énergie stockée. Selon la valeur des résistances, ceci est plus ou moins critique, mais dans tous les cas, ce n'est pas particulièrement souhaitable.

Diab, Venet et Rojat décrivent en [2] diverses méthodes d'équilibrage actif, parmi lesquelles des variantes « dissipatives » avec des diodes Zener, ainsi que des variantes qui déconnectent les condensateurs du courant de charge pour économiser l'énergie.

Quand les fondeurs s’y mettent

Il y a quelques mois, la société américaine Advanced Linear Devices a fait sensation avec l’annonce de sa famille de composants ALD. Il s’agit de puces qui contiennent deux ou quatre FET qui, comme les diodes Zener, deviennent conducteurs à partir d’une certaine tension et limitent ainsi la tension aux bornes de chaque condensateur à une valeur raisonnable.

Il faut choisir la tension maximale dès l’achat de la puce. Le **tableau 3** donne la liste des membres de la famille ALD8100XX disponibles au moment de la rédaction (feuille de caractéristiques en [3]).

En principe, les puces ALD représentent le rêve de tout électronicien : on branche les composants en parallèle comme le montre la **figure 3** et voilà un réseau de condensateurs équilibré. Toutefois, la lecture de la feuille de caractéristiques révèle quelques particularités qui laisseront perplexes les électroniciens du monde numérique, peu familiers des transistors. Prenons par exemple un réseau de condensateurs fortement déséquilibré à cause des tolérances de fabrication. Allons même plus loin et imaginons un condensateur vide et un autre complètement chargé. Dans ce cas, le premier supporterait un courant infiniment intense dont la dérivation dépasserait la capacité maximale de la puce (500 mW) et provoquerait sa destruction. Ici, on a deux faits pertinents : d’abord, ce type de fonctionnement est prohibé par la feuille de caractéristiques d’Advanced Linear Devices. Le constructeur recommande même d’utiliser si possible des condensateurs provenant du même lot, ce qu’explique le diagramme de la **figure 7**. Ensuite, à cause de son courant maximal limité – remarquez que l’axe Y du diagramme est logarithmique – la puce serait hors du coup dans le cas d’un condensateur massivement déséquilibré : l’électrolyte se retrouverait à la place d’un condamné au bûcher avant même que la tension atteigne une valeur suffisante. De plus, le courant de charge d’un condensateur décroît exponentiellement. À la fin du processus de charge, les condensateurs ont une forte

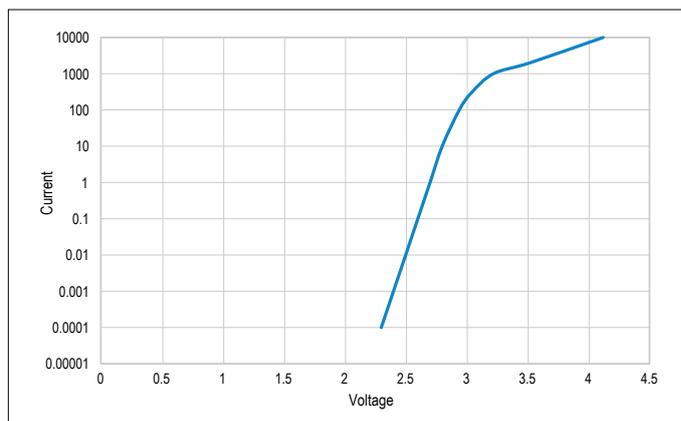


Figure 7. Le courant maximal à travers la puce (ici une ALD810027) dépend de la tension.

résistance interne, ce qui fait que les courants d’équilibrage ou de dérivation sont très faibles.

Depuis, l’industrie des semi-conducteurs propose de nombreuses puces optimisées pour l’usage avec les supercondensateurs. En tête du marché, on trouve Linear Technologies – le **tableau 4** donne quelques candidats intéressants.

Conclusion

Les supercondensateurs ne sont certainement pas des composants qu’on utilise tous les jours. Le voyage aux confins des possibilités de mesure est certes intéressant à titre didactique – mais dans le domaine militaire ainsi qu’en métallurgie ou robotique, il y a des situations où un supercondensateur représente une ressource en or. ◀

(160098 – version française : Helmut Müller)

Tableau 4. Différents types de puces d’équilibrage.

Puce	Fabricant	Boîtier	Description
XRP6840	Exar	TQFN	Pompe de charge pour flash LED
bq25505	Texas Instruments	VQFN	Puce de moisson d’énergie, pour la charge des <i>supercaps</i>
bq24640	Texas Instruments	VQFN	Contrôleur qui commute entre CC (courant constant) et CV (tension constante)
LTC3225	Linear Technologies	DFN	Puce qui charge des <i>supercaps</i> avec un courant max. de 150 mA, alimentée par un convertisseur survolteur
LTC3350	Linear Technologies	QFN	Puce qui combine des <i>supercaps</i> et un convertisseur abaisseur (alimentation « à sûreté intégrée »)
LTC4425	Linear Technologies	MSOP	Puce qui adapte des <i>supercaps</i> à la fourniture d’impulsions de courant – la source contribue à l’impulsion pour 3 A

Liens

- [1] Dirk Linzen, Stephan Buller, Eckhard Karden, Rik W. De Doncker, *Analysis and evaluation of charge-balancing circuits on performance, reliability, and lifetime of supercapacitor systems*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2005, 41(5), 1135-1141 : www2.isea.rwth-aachen.de/dataint/alumni/buller
- [2] *Comparison of the Different Circuits Used for Balancing the Voltage of Supercapacitors: Studying Performance and Lifetime of Supercapacitors* : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00411482/document>
- [3] Feuille de caractéristiques de l’ALD8100XX d’Advanced Linear Devices : www.aldinc.com/pdf/ALD8100xxFamily.pdf



Un événement oublié ?

Vous organisez une conférence, un salon... ou bien vous participez à un séminaire ou tout autre événement qui aurait sa place ici, partagez cette information avec tous les lecteurs. Envoyez-nous tous les détails à redaction@elektor.fr.

mars 2018

- ◇ **Salon électronique et radio-amateurisme**
10/03 – Chenôve
- ◇ **4^e Colloque National Photovoltaïque**
13/03 - Paris
www.enr.fr/actualite/339/4eme-Colloque-National-Photovoltaïque
- ◇ **Conférence Automobile Connectée**
13/03 - Paris
cac.journalauto.com
- ◇ **Journée Régionale de l'Électronique**
19/03 - Caen
www.acsiel.fr
- ◇ **Payforum**
19 au 20/03 - Paris
www.payforum.fr/
- ◇ **Semaine de la presse et des médias dans l'école**
19 au 24/03 - partout en France
www.clemi.fr



Elektor y participe !

- ◇ **APS Meetings**
(fabrication additive, impression 3D, prototypage rapide)
20 au 21/03 - Lyon
www.apsmeetings.com/index.php/fr/
- ◇ **Documation & Data Intelligence Forum**
20 au 22/03 - Paris
www.documation.fr/
- ◇ **Passi'Bat** (bâtiment passif)
20 au 22/03 - Paris
www.passibat.fr/
- ◇ **Cloud Computing World Expo & Solutions Datacenter Management**
21 au 22/03 - Paris
www.cloudcomputing-world.com/
- ◇ **IoT World**
21 au 22/03 - Paris
www.iot-world.fr/
- ◇ **MtoM - Objets Connectés et Communicants - IIoT**
21 au 22/03 - Paris
www.embedded-mtom.com/
- ◇ **Salon Microwave & RF**
21 au 22/03 - Paris
www.microwave-rf.com/

- ◇ **EMMC16** (16th European Mechanics of Materials Conference)
26 au 28/03 - Nantes
<https://emmc16.sciencesconf.org/>
- ◇ **Semaine de l'Industrie**
26/03 au 01/04 - dans toute la France
www.entreprises.gouv.fr/semaine-industrie
- ◇ **Connect+ Event** (identification & Objets Connectés)
27 au 30/03 - Paris
www.connectplusevent.com/
- ◇ **ForumLabo**
28 au 29/03 - Lyon
www.forumlabo.com/
- ◇ **Mesures Solutions Expo**
28 au 29/03 - Lyon
<https://mesures-solutions-expo.fr/>
- ◇ **Paris Space Week 2017**
28 au 29/03 - Paris
www.paris-space-week.com/FR
- ◇ **Rencontres électronique imprimée**
28 au 29/03 - Paris
www.rencontreselectroniqueimprimee.com/

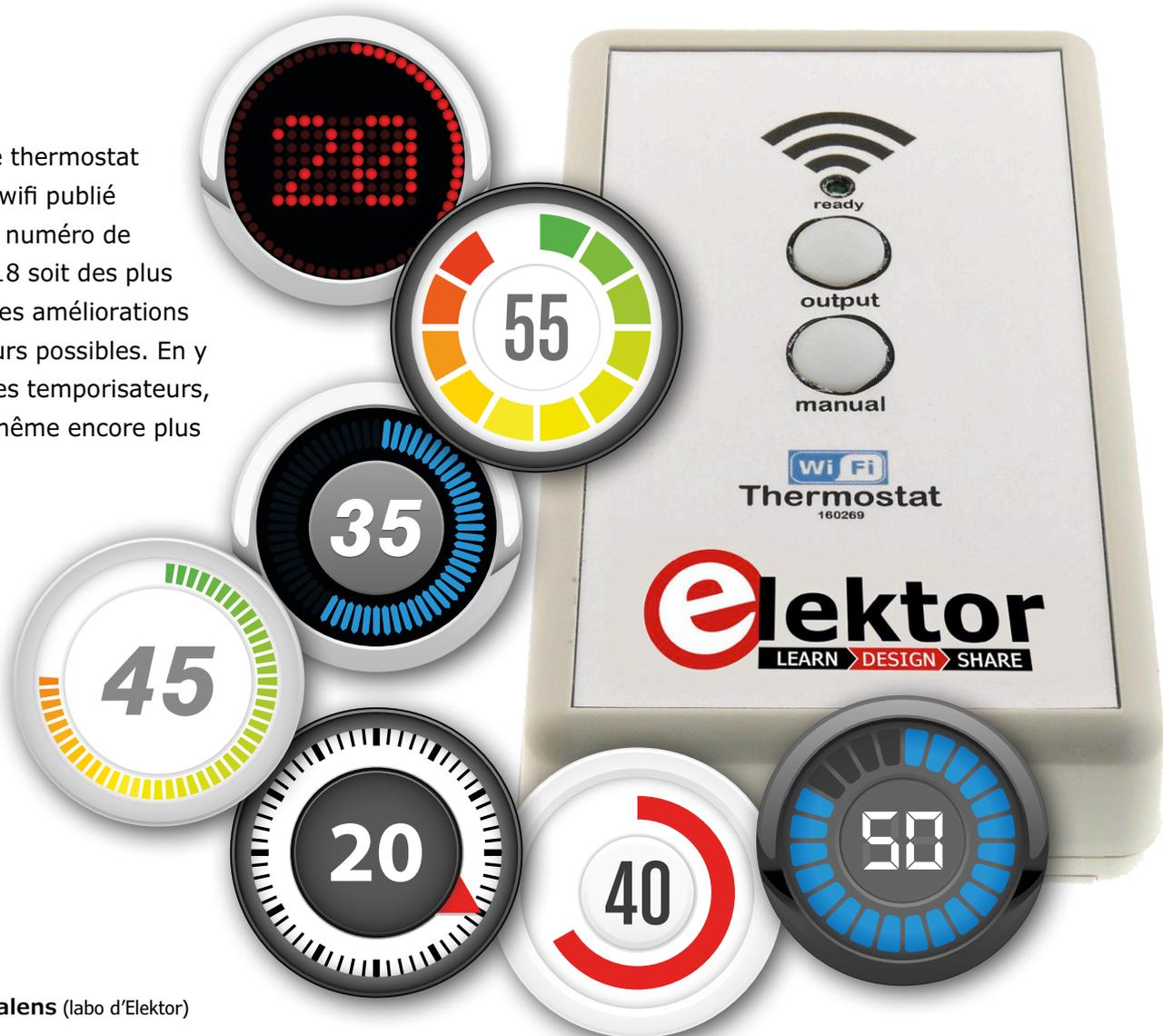
avril 2018

- ◇ **ProDurable**
(salon des Acteurs et des Solutions de l'Économie Durable)
04 au 05/04 - Paris
www.produrable.com/
- ◇ **SIdO** (salon de l'Internet des Objets)
04 au 05/04 - Lyon
www.sido-event.com
- ◇ **Auto Moto Retro**
06 au 08/04 - Dijon
www.autoretrodijon.com/
- ◇ **7th e-Crime & Cybersecurity**
11/04 - Paris
www.e-crimecongress.org/event/france
- ◇ **4^e édition de la Morpheus Cup**
12/04 - Paris
www.morpheuscup.com
- ◇ **Salon du flipper et des jeux de café**
21 au 22/04 - Lavour
www.flipp.fr/
- ◇ **Concours Lépine**
27/04 au 08/05 - Paris
www.concours-lepine.com

minuteries pour le thermostat de bureau wifi

sept canaux de temporisation d'une précision atomique

Bien que le thermostat de bureau wifi publié dans notre numéro de janvier 2018 soit des plus flexibles, des améliorations sont toujours possibles. En y ajoutant des temporisateurs, il devient même encore plus flexible.



Clemens Valens (labo d'Elektor)

Caractéristiques

- Nouveau micrologiciel avec sept temporisateurs
- Modes Semaine & Week-end
- Jusqu'à sept événements ponctuels
- Jusqu'à sept événements quotidiens
- Possibilité de désactiver le capteur de température

En effet, pourquoi limiter le thermostat de bureau wifi [1] au seul bureau ? Tel qu'il est, il permet aussi de commander le chauffage de votre maison, mais il faut lui ajouter quelques fonctions pour qu'il soit mieux adapté à cette tâche. Par exemple, des minuteries, en particulier de celles qui peuvent être programmées pour chaque jour de la semaine, seraient

une excellente extension pour piloter la température de votre maison.

Outre les minuteries, nous ajouterons aussi la possibilité de désactiver le capteur de température pour permettre au thermostat de réagir comme un simple temporisateur avec une connexion à l'internet.

Obtenir l'heure sur l'internet

À l'exception des compte-minutes et des chronomètres, ce genre de temporisateurs a besoin de connaître l'heure. Cependant, sur le schéma du thermostat, vous ne trouverez pas d'horloge en temps réel ni rien de ce genre. Il serait bien sûr possible d'en ajouter une, mais à l'ère des appareils connectés à l'internet, on peut s'en passer puisque l'heure est disponible sur le net gratuitement. Tout ce dont nous avons besoin, c'est d'ajouter au micrologiciel la prise en charge du protocole NTP, *Network Time Protocol* (fig. 1). Il y a quelques années, cela représentait un gros travail, mais avec l'environnement Arduino, cette prise en charge ne demande qu'un copier-coller d'un exemple Arduino dans notre code et une petite adaptation.

Sept temporisateurs

Une fois que l'application connaît l'heure, elle peut la comparer à une heure préprogrammée et activer (ou désactiver) la sortie du thermostat. Cependant, comme l'interface utilisateur du thermostat est une page web, et que notre module ESP-12F possède beaucoup de mémoire libre, il n'y a pas de raison de se limiter à un seul temporisateur. Tout comme l'ajout de la prise en charge du protocole NTP, la création de multiples temporisations ne représente guère plus de travail que le copier-coller d'une seule. Pour des raisons pratiques, nous nous sommes limités à sept.

Les modes de temporisation

Chaque temporisateur peut être affecté à un jour de la semaine, et on peut régler

l'heure de début et celle de fin pour chacun d'eux (fig. 2). Pour une semaine, cela suppose sept temporisateurs. Toutefois, si votre semaine de travail s'étale du lundi au vendredi et votre week-end du samedi au dimanche, et si vous pouvez vivre avec un réglage pour la semaine et un autre pour le week-end, vous n'aurez besoin que de deux temporisateurs : un pour la semaine de travail (*Workday*), et l'autre pour le week-end (*Weekend*). Pour les cas où le thermostat doit répéter la même action tous les jours, un temporisateur peut être réglé sur *Every day* (chaque jour). Enfin, en définissant des dates et heures de début et de fin en mode « événement unique » (mode *Once*, tableau 1), les temporisateurs peuvent être programmés pour s'activer à un moment particulier, pour une durée réglable.

On peut programmer jusqu'à sept temporisateurs indépendants, ils peuvent se chevaucher. Le réglage de plusieurs tem-

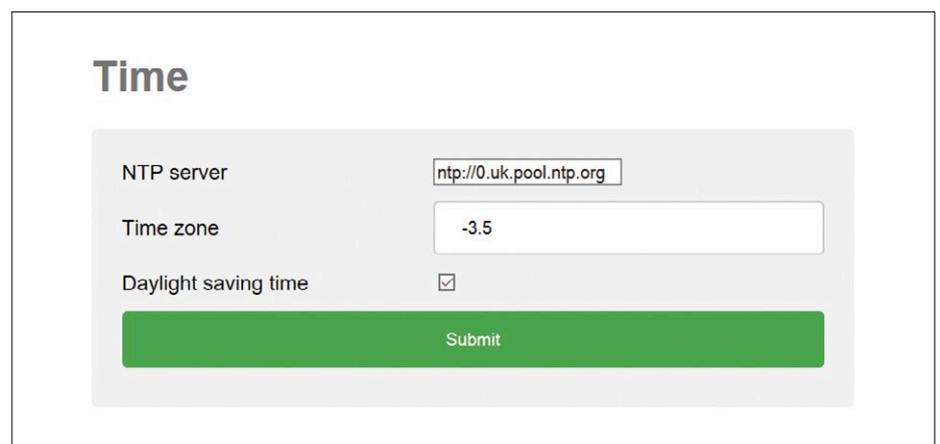


Figure 1. La nouvelle section *Time* nécessaire pour saisir l'adresse du serveur de temps NTP. Notez que le *Daylight Saving Time* ou heure d'été, difficile à trouver sur l'internet, doit être configuré manuellement.

Tableau 1. De la flexibilité avec onze modes.	
N°	Mode
0	Une seule fois (<i>Once</i>)
1	Lundi (<i>Monday</i>)
2	Mardi (<i>Tuesday</i>)
3	Mercredi (<i>Wednesday</i>)
4	Jeudi (<i>Thursday</i>)
5	Vendredi (<i>Friday</i>)
6	Samedi (<i>Saturday</i>)
7	Dimanche (<i>Sunday</i>)
8	Tous les jours (<i>Every day</i>)
9	Jours travaillés (du lundi au vendredi, <i>Workday</i>)
10	Fin de semaine (<i>Week-end</i>)

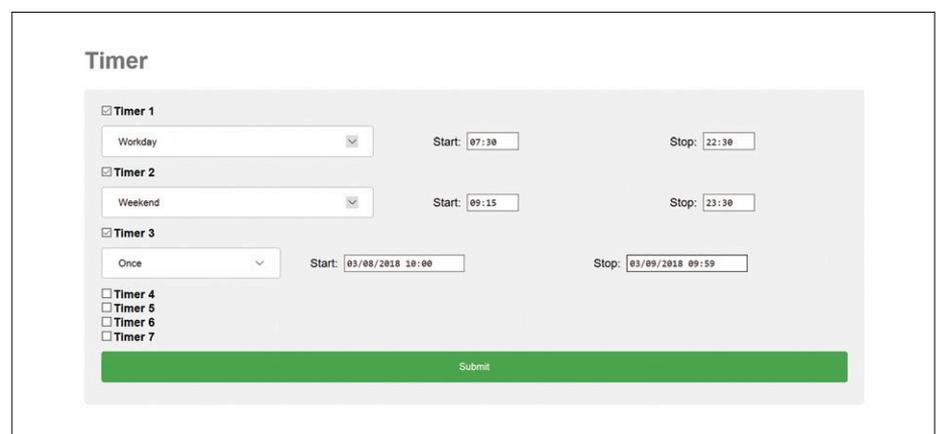


Figure 2. Trois temporisateurs activés : jours ouvrés, week-end et un événement unique sur un mois.

Thermostat

Units Celsius

High

Low

Switch on

Manual no

Submit

Figure 3. La sélection de *Timer* à la rubrique *Switch on* désactive le mode thermostat et transforme l'appareil en pur temporisateur.

porisateurs se déclenchant le même jour est également une option, tout comme la programmation de sept événements particuliers. L'un dans l'autre, c'est assez flexible.

Plus qu'un thermostat

En tant que thermostat, la sortie ne sera activée que lorsque la température mesurée satisfera à certains critères définis dans le champ *Switch on* de la section *Thermostat* de l'interface utilisateur. En ajoutant la valeur *Timer* (fig. 3), on peut indiquer au thermostat d'ignorer le capteur de température pour réagir uniquement aux temporisateurs. C'est un excellent mode pour commander l'éclairage et les stores pendant vos vacances, ou les décorations de Noël. Vous trouverez sûrement vous-même d'autres applications.

Pas de répétitions !

Regardons d'un peu plus près comment les temporisateurs sont implémentés. Comme vous vous en souvenez peut-être [1], l'interface utilisateur est écrite en HTML, JavaScript et CSS (et échange avec une application écrite en C++). On pourrait penser naïvement que l'ajout de sept temporisateurs signifie peu ou prou l'ajout de sept fois le même code. En génie logiciel, c'est une chose à éviter absolument, car c'est un excellent moyen d'introduire des

bogues et de créer un code difficile à maintenir. Ce principe, connu sous le nom de DRY *Don't Repeat Yourself* (pas de répétitions), est difficile à respecter en HTML ; c'est pourquoi toutes sortes de *wrappers* (ponts logiciels) et *add-ons* (greffons) ont été inventés pour lui, comme JavaScript et les feuilles de style. Nous avons donc écrit notre temporisateur en JavaScript et réservé sept emplacements dans la page HTML. Le code HTML correspondant n'est créé et inséré dans la page que si sa case est cochée, et il se comporte comme s'il avait toujours été là. Par conséquent, la personnalisation du temporisateur doit se faire dans le fichier JavaScript, alors que l'ajout ou le retrait de temporisateurs se fait dans le fichier HTML. Cela implique également que les modifications affectent tous les temporisateurs de la même façon.

Le code JavaScript — à la fin du fichier *script.js* — n'est pas très sophistiqué, car il produit principalement du code HTML (voir la fonction *timerBuild*) adapté à chaque temporisateur ; ainsi, chacun d'eux utilise des noms de variables uniques. Ceci est bien sûr nécessaire à l'application C++ pour les distinguer. La seule difficulté du code est la façon dont les boîtes *Start* et *Stop* sont modifiées selon le type de temporisateur sélectionné. Un événement particulier *Once* a besoin d'une date et d'une heure,

tandis que des événements *Workday* et *Weekend* n'ont besoin que de l'heure. La fonction *timerChange* tient compte de cela. La fonction *timerShow* se charge de l'insertion du code HTML dans l'interface utilisateur.

Mise à jour du thermostat

La compilation du nouveau micrologiciel et la programmation de l'ESP-12F sont décrites en [1]. N'oubliez pas de remplacer les anciens fichiers du thermostat par les nouveaux, que vous pouvez télécharger depuis [2].

À propos des navigateurs internet

Le code HTML présenté ici a été validé avec le service de validation HTML du W3C [3] sans erreurs ni avertissements, sauf pour le recueil des date et heure qui n'est pas pris en charge par tous les navigateurs. Il fonctionne bien sur notre machine de test avec Google Chrome (version 63.0.3239.84) et Microsoft Edge (version 41.16299.15.0). Je n'ai pas réussi à faire fonctionner l'interface utilisateur dans Internet Explorer 11 (11.125.16299.0), même après avoir essayé toutes sortes de solutions trouvées sur le net. Je ne recommande donc pas ce navigateur. Si vous avez une suggestion pour résoudre ce problème, merci de me le faire savoir. Retenez que l'interface utilisateur du thermostat utilise JavaScript et peut entrer en conflit avec les réglages de sécurité de votre navigateur. ◀

(160631 – version française : Guy Matt)

Liens

- [1] Thermostat de bureau wifi : www.elektormagazine.fr/160269
- [2] Page consacrée à l'article : www.elektormagazine.fr/160631
- [3] Vérificateur HTML du W3C : <https://validator.w3.org/>

DANS L'E-CHOPPE

→ 160631-1
circuit imprimé nu du thermostat wifi

→ 160100-92
ESP-12F, module Wi-Fi à base d'ESP8266

→ 080213-71
convertisseur série USB/TTL, 5 V

qui permet déjà quelques heures d'éclairage. Mon idée était donc bonne, même si elle n'est pas lumineuse... J'ai ensuite rechargé complètement la batterie avec le câble USB fourni, elle était prête pour quelques tests supplémentaires de durée d'éclairage. Reconnexion de la lampe, et... immense surprise : après environ 10 s la lampe s'éteint !

Bien entendu j'ai d'abord vérifié la charge de la batterie, qui était correcte. Ensuite je suis passé à la lecture de la notice, sommaire comme c'est hélas souvent le cas, car il doit bien y avoir un peu d'électronique sous le capot en sus de l'accumulateur, ne fût-ce que pour superviser la charge (en toute sécurité ?). Tout ce que l'on apprend, c'est que la batterie se déconnecte automatiquement après quelques secondes « dès que le téléphone est complètement chargé » — en d'autres termes, dès que l'intensité du courant tombe sous une certaine valeur. La lampe ne consomme vraisemblablement pas assez, et la vérification est vite faite ; en ajoutant une deuxième lampe à l'aide d'un câble USB à double connexion femelle, tout rentre dans l'ordre, les deux lampes fonctionnent normalement. Ce n'est cependant pas satisfaisant : pourquoi cela a-t-il marché la première fois, alors que la batterie n'était pas tout à fait chargée ? C'est bien dans cette direction qu'il faut étudier le problème, car lorsque la batterie est un peu déchargée, elle alimente sans problème une seule lampe.

J'ai décidé d'explorer les entrailles de l'appareil, mais cela n'est pas aussi simple qu'il y paraît. Le couvercle en métal colle fortement à l'accumulateur lithium-ion : endommager ou court-circuiter l'accu n'est pas sans risque. À ne surtout pas essayer chez vous ! J'ai réussi à ouvrir l'appareil sans dégâts, et il y a bien un circuit imprimé avec un peu plus d'électronique que ce à quoi je m'attendais : deux LED, quelques résistances et condensateurs, une bobine, et trois petits circuits intégrés marqués TP4303, DW01 et 8205A. J'ai trouvé un schéma sur l'internet [2] en recherchant les références des circuits intégrés, il est vraisemblablement correct et est repris à la **figure 1**. Je n'ai pas pris la peine de comparer schéma et circuit : je ne crois pas que les fabricants de ces produits bon marché consacrent beaucoup de temps et d'argent à la conception d'une électronique spéciale.

La partie autour des DW01 et 8205A est claire : ce circuit protège l'accumulateur contre une surcharge, une décharge profonde, ou un trop fort appel de courant. Les fiches caractéristiques ([3] et [4]) fournissent suffisamment d'informations pour permettre de conclure qu'ils n'ont rien à voir avec la déconnexion de l'appareil lorsque le courant tombe sous un certain seuil. Il n'y a pas de fonction de temporisation non plus dans cette partie du circuit, le coupable est donc le TP4303. Le schéma de l'application typique du TP4303 dans sa fiche de caractéristiques explique sa fonction : il s'agit d'un régulateur à découpage, abaisseur pour la charge de l'accumulateur, élévateur pour la tension de sortie de la batterie. La fiche n'est apparemment disponible qu'en chinois [5], mais le texte traité avec *Google Traduction* est étonnamment clair. Le circuit intégré coupe bien la tension de sortie au bout de 16 s, si la charge est déconnectée ou si le courant tombe sous une certaine valeur, qui n'est malheureusement pas précisée. Le circuit intégré offre aussi des fonctions de protection identiques à celles du DW01 ; la fiche de caractéristiques précise que ce dernier peut être utilisé pour une protection supplémentaire,

ce qui est bien le cas dans notre batterie. On dirait que *TPower* n'a pas confiance en son TP4303 pour la protection de l'accumulateur, et c'est sans doute ce qui cloche : les deux jeux de protection s'emmêlent les pinces.

Il appert qu'après une charge complète, l'électronique considère une consommation trop faible comme une surtension de l'accumulateur ; il suffit d'augmenter le courant demandé par la charge pour faire tomber la tension détectée sous le seuil de déclenchement des sécurités. Dès que l'accumulateur est un peu déchargé, le problème ne se pose plus, et une seule lampe peut être alimentée sans mise hors service intempestive.

▶ À ne pas essayer à la maison !



Ces explications sont plausibles, mais je n'avais plus envie de recommencer divers tests et mesures pour le vérifier. On ne peut pas à proprement parler d'une erreur de conception : si on utilise la batterie pour recharger une tablette ou un téléphone, elle remplit son rôle parfaitement. Ça m'a tout de même frappé de voir la lampe à LED s'éteindre aussi vite... ◀

(160472 - version française : Jean-Louis Mehren)

Liens

- [1] www.elektormagazine.fr/160441
- [2] www.alexanderb.tk/index.php/2017/02/06/hacking-a-powerbank-to-use-as-a-pi-ups
- [3] www.haoyuelectronics.com/Attachment/TP4056-modules/DW01-P_DataSheet_V10.pdf
- [4] www.maritex.com.pl/product/attachment/91261/8205A.pdf
- [5] www.datasheetpdf.com/pdf/949049/TPower/TP4303/1

amplificateur BF numérique simple quand les CMOS font de l'analogique

Hans-Norbert Gerbig (d'après une idée tirée du livre « 301 circuits »)

Les montages analogiques sont devenus obsolètes, « numérisation » est le mot magique. Voici la description d'un amplificateur numérique réalisé avec des portes CMOS courantes, il numérise le signal BF analogique et le reconvertit en signal analogique pour le haut-parleur. Non seulement ce projet est digne d'intérêt, mais il invite à toute une série d'expérimentations.

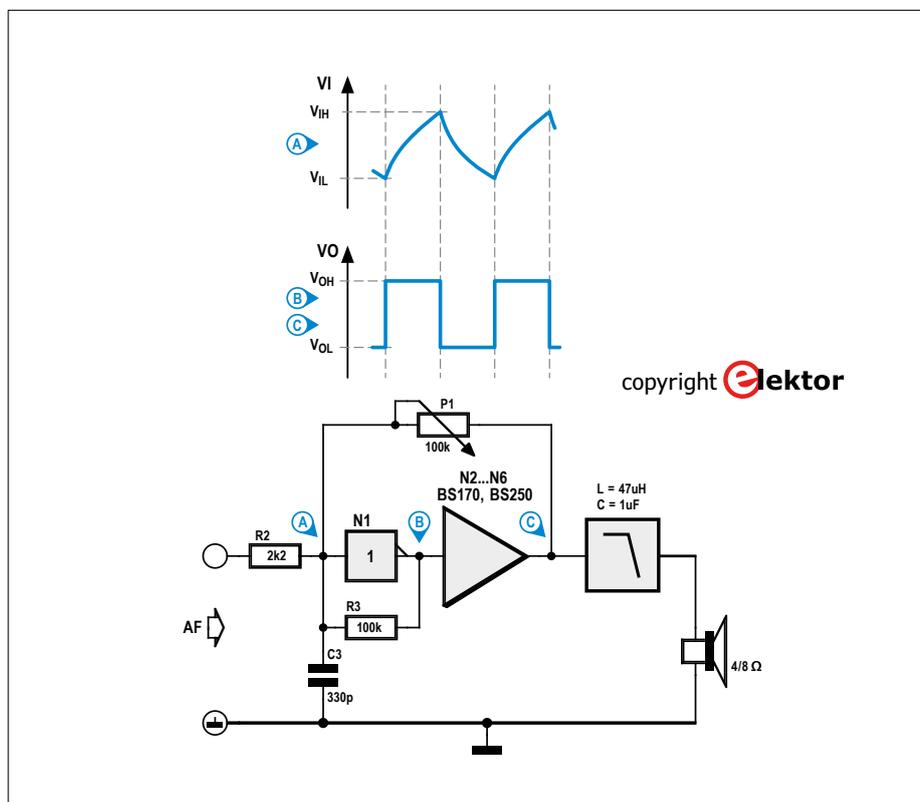
Mini-amplificateur BF numérique

- Alimentation simple de 4,5 à 6 V
- Puissance de sortie < 1 W
- Gain ≤ 45 , réglable en continu
- Générateur MLI avec 4049 ou 4069
- Étage de sortie complémentaire avec BS170/BS250

Le cœur et le point de départ du montage résident dans un circuit auto-oscillant à signaux carrés composé d'une porte logique inverseuse N1 et d'un circuit RC (fig. 1). À la mise sous tension, le condensateur C3 est déchargé, l'entrée de l'amplificateur est au niveau bas et par conséquent sa sortie au niveau haut. La tension de sortie charge le condensateur C3 via la résistance R3 jusqu'à ce que la tension de commutation supérieure de la porte soit atteinte et que la sortie bascule à l'état bas. Le condensateur se décharge alors à travers la résistance jusqu'au seuil de commutation inférieur, de sorte que la porte bascule de nouveau dans sa position initiale et ce jeu peut recommencer.

La figure 1 montre la forme d'onde de la tension en entrée et de celle en sortie. On peut y remarquer que le signal d'entrée est presque triangulaire, puisque la fonction de charge du condensateur varie de façon presque linéaire, idem pour la fonction de décharge.

Comme la puissance d'un oscillateur simple, quelle que soit sa famille logique d'origine, n'est pas suffisante pour alimenter un haut-parleur à faible impédance, celui-ci est suivi d'une « postcombustion ». Elle se compose des portes restantes du circuit intégré, connectées en parallèle et d'un étage de sortie complémentaire à transistors MOSFET. Ainsi le signal de l'oscillateur est inversé deux



copyright **elektor**

Figure 1. Amplificateur numérique auto-oscillant avec portes logiques.

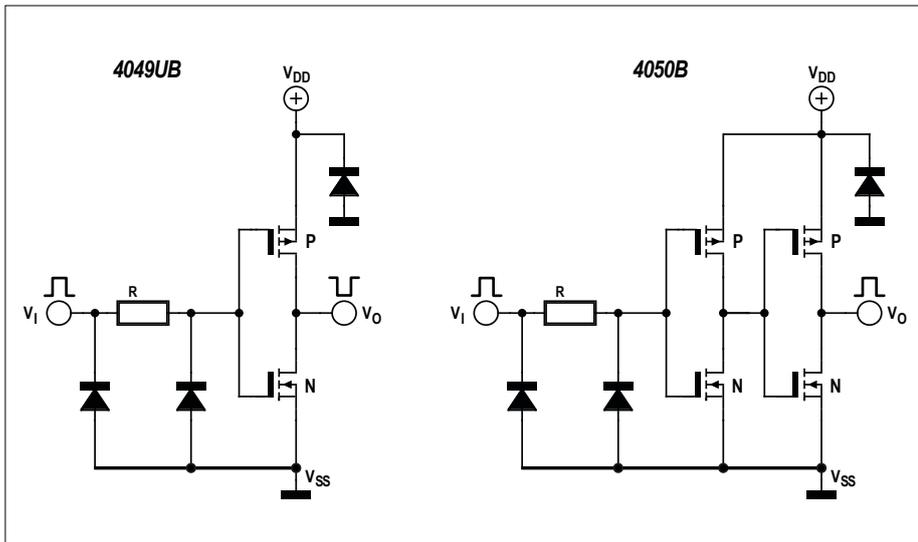


Figure 2. La porte logique inverseuse 4049 avec amplificateur séparateur correspond au circuit interne de la porte non inverseuse tamponnée 4050 (source : feuille de caractéristiques National Semiconductor).

fois, il n'est pas déphasé en sortie de l'étage tampon. Par ailleurs, comme le montre la **figure 2**, cet agencement est semblable au circuit interne d'une porte tampon non-inverseuse. Bien que les transistors BS170/BS250 ne soient pas des « tas de muscles » (sic), ils peuvent néanmoins fournir 0,5 A et cela seulement avec 0,18 A en entrée, ce dont est capable toute porte logique. Le formule connue $f = 1 / (2RC)$ permet

de calculer la fréquence de l'oscillateur. En appliquant les valeurs indiquées sur le schéma, on arrive à une fréquence de plus de 15 kHz, ce qui bien sûr ne serait suffisamment pas élevé pour de la restitution audio (si vous avez de bonnes oreilles, vous percevrez un bourdonnement aigu dans le haut-parleur). Le signal de sortie du tampon MOSFET est amené sur l'entrée de l'oscillateur par l'intermédiaire d'un potentiomètre. Ce

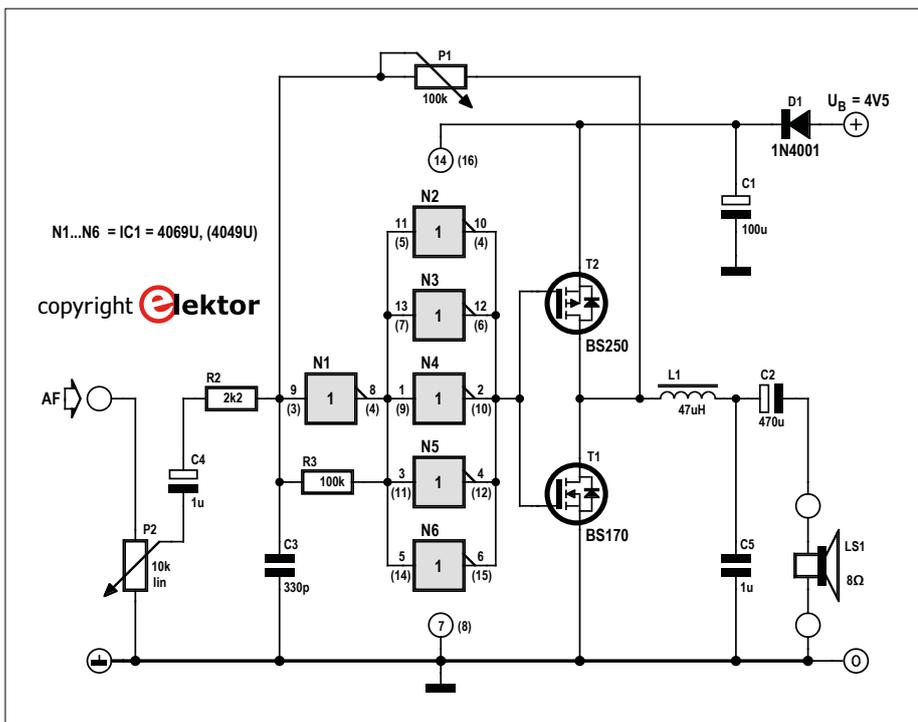


Figure 3. Schéma de l'amplificateur BF numérique simple.

dernier est quasiment parallèle à R3, la fréquence de l'oscillateur passe donc à 30 kHz pour une résistance du potentiomètre de 100 kΩ. La fréquence sera d'autant plus élevée que l'on réduira la valeur du potentiomètre.

Dans le monde analogique

Jusqu'à présent, nous n'avons pas encore expliqué comment le signal à basse fréquence (BF) entre dans le circuit, comment il est transformé et comment nous avons de nouveau un signal analogique en sortie. Comme on le voit sur la **figure 3**, le signal audio arrive sur l'entrée de la porte N1 de l'oscillateur, débarrassé de sa composante continue, via un potentiomètre et le condensateur de liaison C2.

La tension BF permet de charger et de décharger le condensateur. Plus la tension est élevée, plus vite on atteint la tension de commutation supérieure et plus la longueur de l'impulsion haute augmente. La tension BF freine la décharge du condensateur : le point de commutation inférieure sera atteint plus lentement, si bien que la composante basse du signal carré sera plus courte. La fréquence fondamentale reste cependant la même. La tension BF réalise ainsi une modulation de durée ou de largeur d'impulsion (MLI) du signal carré.

La tension BF module le rapport cyclique (à fréquence et amplitude constantes, entre 10% et 90% de la tension de fonctionnement) comme elle modulerait en fréquence un émetteur FM (en conservant l'amplitude du signal sinusoïdal). En modulation de fréquence, les pointes de tension parasites sont faciles à supprimer avec un limiteur d'amplitude. Le signal carré engendré ici se distingue peu d'une MLI. L'avantage de la modulation de fréquence est une restitution du son stable et sans interférence, comme nous le rencontrons en FM.

Les parasites en modulation d'amplitude (ondes longues, moyennes et courtes) ne peuvent pas être éliminés de cette façon (limiteur), mais seulement amortis. Des tensions parasites (perturbations orageuses) peuvent facilement altérer l'amplitude du signal, et on ne peut simplement les supprimer, sinon la modulation ne fonctionnerait plus.

De l'autre côté

Les haut-parleurs ne peuvent pas traiter directement des signaux numériques. C'est pourquoi le signal numérique est

finalement converti en signal analogique. Pour cela, on se sert d'un réseau intégrateur (filtre passe-bas) composé de $L1 = 47 \mu\text{H}$ et $C5 = 1 \mu\text{F}$, qui établit en quelque sorte la valeur moyenne du train d'impulsions. Le condensateur de sortie $C2 = 470 \mu\text{F}$ sépare la composante continue du signal, de sorte que seul le signal d'entrée amplifié retentit dans le haut-parleur. Pour plus de sécurité (et pour éviter des pics de tension quand aucun haut-parleur n'est connecté), il est souhaitable d'inclure une résistance de 33Ω en parallèle avec les bornes du haut-parleur.

Il convient de noter le faible courant de repos, inférieur à 4 mA pour $U_b = 6 \text{ V}$ et une puissance maximale inférieure

à 1 W. En pratique, le potentiomètre P2 permet de régler le gain de façon continue. P1 sera ajusté de manière à ce que le son émis par le haut-parleur ne soit pas distordu et que la consommation soit minimale. L'ampli BF numérique peut remplacer des circuits amplificateurs BF tels les TBA820, LM386(L), TDA7052 ou TDA7233.

L'auteur a créé différents montages avec les circuits intégrés 4049U et 4069UB, avec le logiciel « Lochmaster » pour le travail avec des platines d'essai et le logiciel « Sprint-Layout » pour les adeptes du circuit imprimé. Les fichiers sont disponibles en téléchargement [1]. ◀

(160339 – version française : Denis Langrand)

Liens

[1] www.elektormagazine.fr/160339

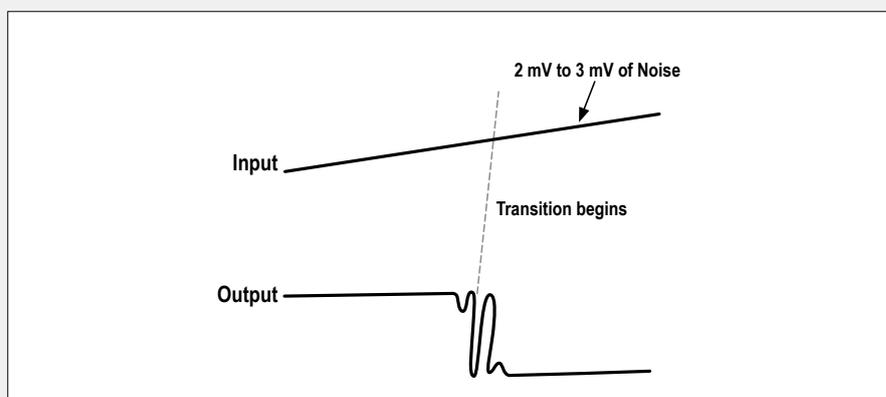
[2] www.ti.com/lit/an/scha004/scha004.pdf

Non tamponné – quèsaco ?

Ce montage ne comporte que des circuits intégrés CMOS d'un type particulier, caractérisés par la lettre « U ». Ce « U » signifie « unbuffered » (sans tampon) et fait référence à la configuration de sortie de cette famille de circuits logiques. Le signal d'entrée sur N1 (pour l'instant oublions le signal BF) n'a pas de flancs aussi raides, que ceux auxquels nous sommes habitués pour les signaux numériques, mais au contraire il augmente/diminue progressivement conformément à la fonction de charge/décharge. Par conséquent, cela signifie que les deux MOSFET à la sortie du circuit logique conduisent simultanément plus longtemps qu'avec des flancs raides, il y a comme un court-circuit. Cela provoque périodiquement des pics de courant qui induisent non seulement des interférences dans le signal de sortie, mais aussi tout simplement à une forte consommation d'énergie du circuit, ce qui bien sûr n'est pas particulièrement heureux lors de l'usage de piles.

En outre un second effet se produit. Les circuits tamponnés réagissent à des signaux raides en entrée avec de courtes oscillations dans le signal de sortie, lorsqu'à une tension d'entrée faible se superpose à un faible niveau de bruit.

Les deux effets se produisent aussi bien pour les circuits intégrés CMOS tamponnés que ceux sans tampon, mais dans une bien moindre mesure pour les derniers. En général, on peut



donc dire que des composants logiques CMOS non tamponnés gagnent en avantage dans les applications très rapides, ainsi que dans les systèmes avec des fréquences très basses (et les flancs plats associés) et des facteurs d'amplification modérés, tandis que les circuits tamponnés doivent être utilisés dans les environnements pollués par le bruit et dans des systèmes à basse vitesse ainsi que dans ceux à gains

élevés.

En outre, la logique tamponnée est préférable dans des applications comme dans les réseaux R2R (pour les conversions N/A) pour lesquels il est important de garder une impédance de sortie constante.

L'article de Texas Instrument en [2] apporte des informations supplémentaires sur ce sujet.

Paramètre	Avec tampon	Sans tampon
Temps de propagation	lent	rapide
Sensibilité au bruit	très élevée	élevée
Impédance de sortie et durée de transition de sortie	élevée et constante	faible et variable
Amplification CA	élevée	faible
Largeur de bande CA	faible	grande
Oscillation de sortie pour fronts raides	oui	non
Capacité d'entrée	faible	élevée

signalisation pour trains miniatures

feu vert au langage Ladder

Rob van Hest (Pays-Bas)

C'est en cherchant à réguler les feux de mon réseau ferroviaire miniature que j'ai redécouvert le langage graphique Ladder. Simple et efficace, il permet d'écrire rapidement une logique de programme.



De nos jours, lorsqu'on souhaite automatiser un dispositif, la première solution qui vient à l'esprit est de prendre un Arduino, un Raspberry Pi ou autre ordinateur monocarte, de leur ajouter une carte d'extension, de taper le code *ad hoc* et de se féliciter d'avoir déjà fini.

Recourir à un nano-ordinateur pour commander des feux de

signalisation miniatures revient toutefois à se servir d'une pelle comme tapette à mouches. J'ai donc cherché une approche moins expéditive, qui reposerait sur un microcontrôleur et quelques entrées/sorties.

API

Les vrais feux de signalisation sont souvent commandés par des automates programmables industriels (API), automates également très utilisés dans l'industrie pour diverses tâches de contrôle et de commande. Les API sont généralement programmés au moyen de schémas à contacts – et ce pour de bonnes raisons.

Les microcontrôleurs sont quant à eux plutôt programmés avec des langages de haut niveau tel que le C, mais tous les électriciens et techniciens de maintenance de l'industrie ne maîtrisent pas forcément ces langages. Par contre ils sont à

INFOS SUR LE PROJET



régulateur de signalisation
microcontrôleur
langage Ladder



→ débutant
connaissseur
expert



env. 1 h



soudage classique,
programmeur (optionnel)



env. 25 €

Caractéristiques

- Signalisation pour trains miniatures
- Programmation par schémas à contacts (Ladder)
- Environnement de programmation gratuit
- Alimentation 12 V ou 24 V
- Composants traversants uniquement

l'aise avec les circuits de commande à relais, et là réside le point fort des schémas à contacts : si vous êtes capable de construire un circuit à l'aide de relais électromécaniques, vous saurez programmer un API avec le langage Ladder.

Après avoir découvert l'existence d'un compilateur Ladder très pratique pour Windows, j'ai décidé de faire de mon régulateur de signalisation un mini API programmé avec des schémas à contacts. Cette solution s'imposait d'autant plus naturellement que j'avais déjà utilisé les schémas à contacts.

Introduction aux schémas à contacts

Comme son nom l'indique, le langage Ladder (échelle) utilise des schémas ressemblant à une échelle. Chaque barre comprend un ou plusieurs contacts dessinés de gauche à droite ainsi qu'un actionneur (la bobine d'un relais). Puisqu'il ne s'agit que d'une introduction, je m'en tiendrai aux relais électromagnétiques.

Les contacts sont représentés de la façon suivante :

```
---] [---
contact normalement ouvert (NO)
```

```
---]\[---
contact normalement fermé (NF)
```

Ils sont donc représentés par des crochets « inversés ».

Les actionneurs le sont par des parenthèses :

```
---( )---
actionneur normalement inactif (bobine de relais non excitée)
```

```
---(/)---
actionneur normalement actif (bobine de relais excitée)
```

Ces symboles permettent de représenter différentes fonctions logiques.

Voici un ET logique (sw pour switch, contact) :

```
---] [-----] [----- ( )---
    sw1           sw2           motor
```

Ici le moteur n'est activé (sous tension) que si les contacts sw1 et sw2 sont tous les deux fermés.

Voici la représentation d'un OU logique :

```
---+---] [---+----- ( )---
    | sw1 |           motor
    |     |
    +---] [---+
        sw2
```

Un NON logique (inversion) est indiqué par une barre oblique :

```
---] [-----]/[----- ( )---
    sw1           sw2           motor
```

Ici le moteur n'est activé que si le contact sw1 est fermé et le contact sw2 ne l'est pas.

On peut ainsi construire pas à pas (barreau par barreau) un automate programmable au moyen de contacts et de relais.

Question pour un champion

Vous connaissez ces jeux télévisés où l'animateur pose une question et où chaque concurrent doit appuyer sur un bouton pour être le premier à pouvoir répondre ? Pour nous familiariser avec Ladder, tentons de nous représenter mentalement le circuit correspondant sous la forme d'un schéma à contacts.

Nous commençons avec un signal maître appelé « enable », actif uniquement si aucun joueur n'a appuyé sur son bouton. Lorsqu'un participant appuie sur son bouton, le relais bistable associé à ce bouton est excité et une ampoule est mise sous tension. Et vous, avez-vous déclenché votre ampoule mentale ? Voici le schéma attendu :

```

Yenable      XAplay      YAplay
---] [---+---] [----- (S)---
                |
                |   XBplay      YBplay
                +---] [----- (S)---
                |
                |   XCplay      YCplay
                +---] [----- (S)---
```

Le signal Yenable n'est vrai (actif) que si aucun des joueurs n'a appuyé sur son bouton :

```

YAplay      YBplay      YCplay      Yenable
---]/[-----]/[-----]/[----- ( )---
```

Il faut bien sûr un moyen de réinitialiser l'ensemble pour la prochaine question, p. ex. comme ceci :

```

Yenable      Xreset      YAplay
---]/[-----] [---+----- (R)---
                |
                |           YBplay
                +----- (R)---
                |
                |           YCplay
                +----- (R)---
```

Enfin, END indique, vous vous en doutez, la fin du programme :

```
--- [END]-----
```

Comme vous le voyez, il est facile de construire un circuit logique à l'aide du seul bon sens.

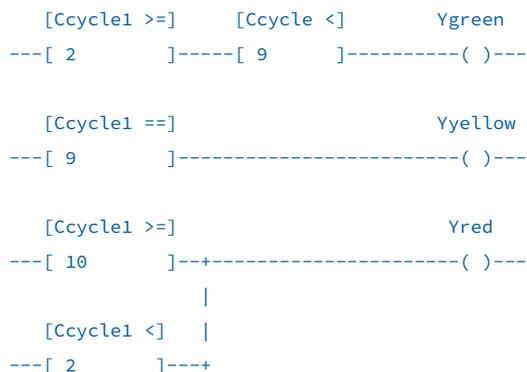
LDmicro

Toutefois le bon sens seul ne suffit pas, un environnement de programmation reste indispensable pour le tracé des schémas à contacts et leur compilation en fichiers hex pour la mémoire du microcontrôleur. Je me sers de LDmicro [1], un logiciel gratuit, fonctionnant sans accroc et à l'interface utilisateur agréable (**fig. 1**). Son auteur a opté pour une version directement exécutable, sans installateur.

J'ai utilisé deux temporisations de 500 ms, soit un cycle de 1 s (fréquence de répétition de 1 Hz). Le suivi des cycles est assuré par le compteur comptant de 0 à 29 puis revenant à 0. La synchronisation des feux est déterminée par l'état du compteur. Nous avons p. ex., pour la paire nord/sud :

- 1 ou moins : rouge
- 2-8 : vert
- 9 : jaune
- 10 ou plus : rouge

La traduction en schéma à contacts est aisée :



Pour la paire est/ouest, nous ajoutons simplement 15 aux états précédents :

- 16 ou moins : rouge
- 17-23 : vert
- 24 : jaune
- 25 ou plus : rouge

Voilà pour la partie principale du programme. Le programme complet est inclus dans le fichier à télécharger. Il comprend aussi un feu pour piétons, un mode nuit (feux jaunes clignotants) ainsi qu'une option permettant de choisir l'ordre des feux : jaune avant vert et jaune avant rouge (cas allemand), ou absence de feu jaune avant le vert. La **figure 5** montre le programme affiché sous LDmicro, ainsi que l'affectation des broches.

Matériel

Le schéma électrique du régulateur de signalisation (**fig. 6**) n'exige guère d'explications détaillées. L'entrée de l'alimentation se fait sur le connecteur K7. Le schéma indique 12 V CC, une tension courante en modélisme, mais vous pouvez utiliser des alimentations de 9 V à 24 V sans rien changer au circuit. Si vous utilisez 24 V, ajoutez un petit dissipateur sur le régulateur IC2 (un 78L05). Sa sortie de 5 V sert uniquement à alimenter le microcontrôleur. La diode D1 protège contre les inversions de polarité.

Le circuit est construit autour du microcontrôleur IC1. Pas de quartz ici, le signal d'horloge est produit par l'oscillateur interne non asservi d'IC1, et la précision obtenue suffit à ce projet. Les entrées (connecteurs K4 à K6) sont protégées par des diviseurs de tension et des résistances en série dont les valeurs permettent d'utiliser sans problème des signaux d'entrée jusqu'à 24 V.

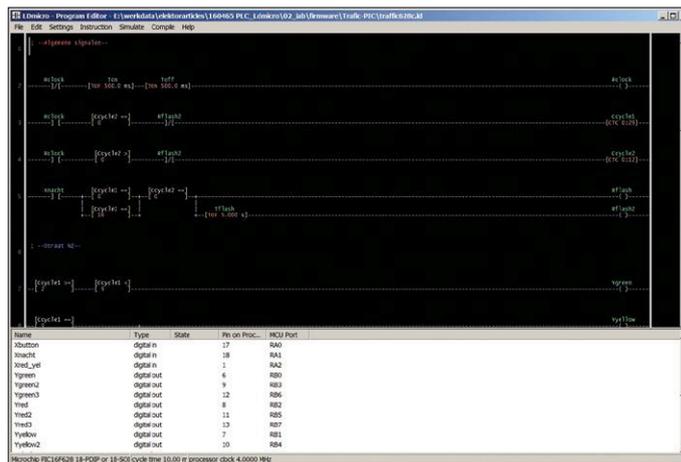


Figure 5. Le programme du régulateur sous LDmicro.

▶ signalisation miniature

Les sorties du PIC sont tamponnées par le pilote de puissance IC3 (un ULN2803). La méthode vous est certainement familière. Le pilote a ses sorties mises à la masse et il supporte environ 60 mA par sortie lorsque toutes les autres sont simultanément actives. Cette intensité est plus que suffisante pour ce projet, mais si vous avez besoin de plus de courant, reliez des relais aux sorties, les diodes de roue libre nécessaires sont déjà intégrées au circuit intégré.

Le cavalier JP1 permet de choisir le mode d'utilisation : fonctionnement normal (2-3) ou programmation (1-2). En mode programmation, le microcontrôleur peut être programmé via K8 sans être retiré du circuit (programmation ISP). Vous pouvez bien sûr toujours programmer le contrôleur avec un programmeur séparé.

Construction et utilisation

Le circuit imprimé (simple face) du régulateur de signalisation n'utilise que des composants traversants conventionnels (**fig. 7**). L'assemblage ne devrait poser aucun problème. Commencez par les embases pour IC1 et IC3, ensuite montez les composants plats (diodes et résistances) puis les condensateurs et les connecteurs. Vérifiez soigneusement leur implantation.

Connectez l'alimentation de 12 V sur K7 (faites attention à la polarité) et assurez-vous d'obtenir une tension de 5 V nette et stable sur la broche 3 de JP1. Si elle est correcte, mettez le circuit hors tension et placez un cavalier sur les broches 2 et 3 de JP1 (où il pourra rester indéfiniment si vous n'avez jamais besoin de programmer le µC). Insérez le PIC (IC1) et le pilote (IC3) dans leur embase. Reportez-vous ensuite à la **figure 8** pour la connexion des LED et des commutateurs. Notez que si vous souhaitez alimenter le circuit en 24 V et non en 12 V, il est préférable d'utiliser des valeurs plus grandes pour les résistances talons des LED, à savoir des 2,2 kΩ.

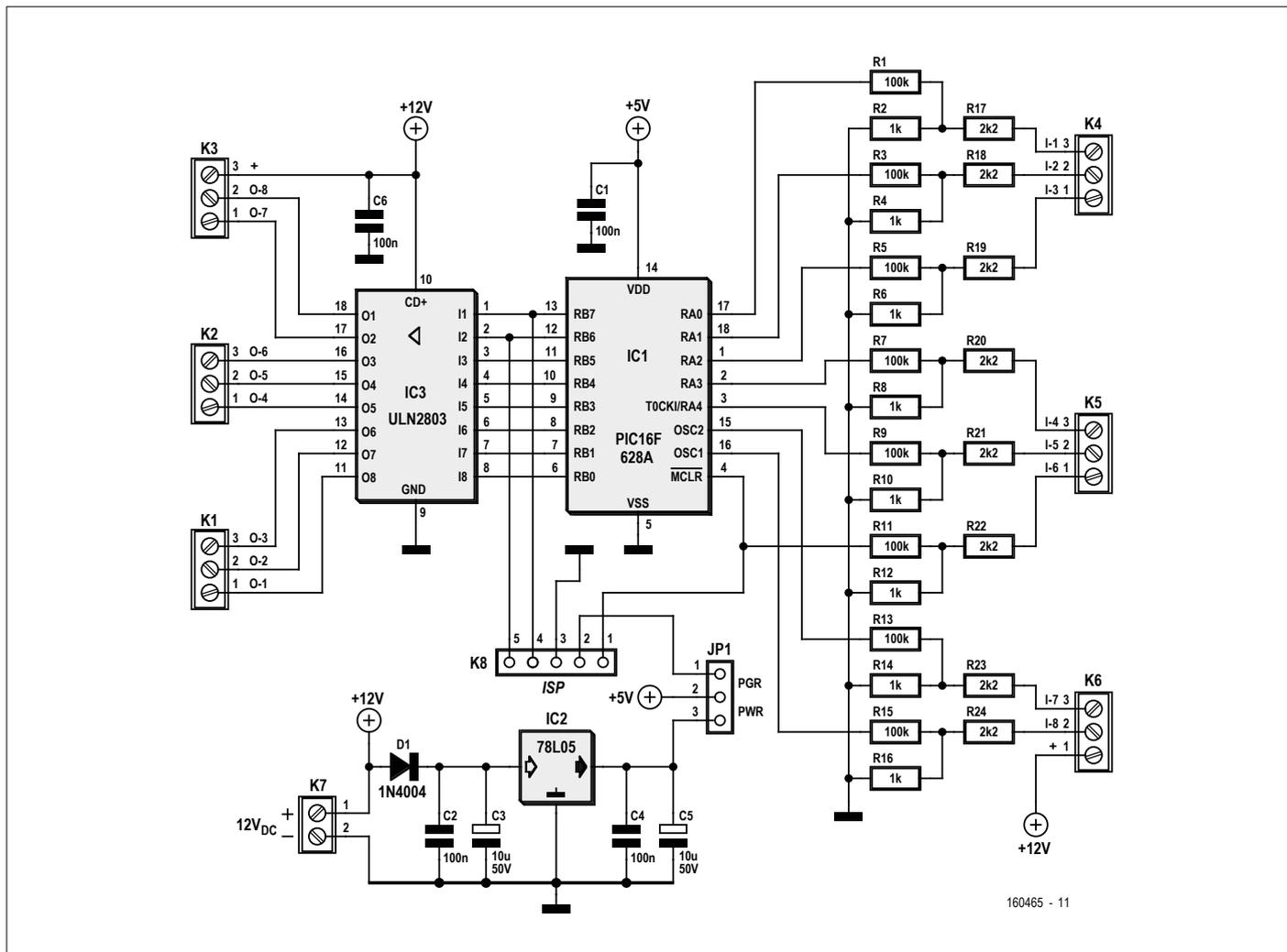


Figure 6. Schéma du régulateur de signalisation, en fait un petit API universel dont le logiciel permet de régler les feux de signalisation d'un réseau ferroviaire miniature.

Appuyez brièvement sur S1 pour activer le feu pour piétons (comme dans la vraie vie, où il vaut mieux se servir du bouton pour arriver entier de l'autre côté !) Le commutateur S2 active le mode nuit ; par sécurité, le régulateur met tous les feux au rouge avant que l'utilisateur ne repasse en mode normal. Enfin, S3 permet de sélectionner l'ordre des feux selon une séquence « NA/UK » ou « Germany ».

Un dernier conseil si vous utilisez une alimentation de 24 V : prenez des 4,7 kΩ pour les résistances R17 à R24, cela empêchera la tension appliquée sur la broche 4 du PIC d'atteindre des valeurs trop élevées. Même si ces tensions n'endommageraient pas le microcontrôleur, elles pourraient le mettre en mode programmation.

En voiture tout le monde !

Le circuit présenté ici a bien sûr été conçu pour servir de régulateur de signalisation, mais j'espère que ce projet vous donnera envie d'en savoir plus sur le langage Ladder. D'autant que les nombreuses entrées et sorties de cette carte devraient permettre de créer une multitude d'applications intéressantes, même si vous ne connaissez aucun langage de programmation. Faites-nous savoir comment vous l'avez utilisé ! ◀

(160465-I - version française : Hervé Moreau)

Liens

- [1] <http://cq.cx/ladder.pl>
- [2] www.elektormagazine.fr/160456
- [3] www.elektor.fr/tl866a-universal-programmer

DANS L'E-CHOPPE

→ 160465-1
circuit imprimé

→ 160465-41
microcontrôleur programmé



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

Défaut : 5 %, 0,25 W

R1, R3, R5, R7, R9, R11, R13, R15 = 100 k Ω

R2, R4, R6, R8, R10, R12, R14, R16 = 1 k Ω

R17, R18, R19, R20, R21, R22, R23, R24 = 2,2 k Ω

Condensateurs

C1, C2, C4, C6 = 100 nF, au pas de 5,08 mm

C3, C5 = 10 μ F 50 V, au pas de 2,54 mm

Semi-conducteurs

D1 = 1N4004

IC1 = PIC16F628A, programmé, réf. e-choppe 160465-41

IC2 = 78L05

IC3 = ULN2803

Divers

K1-K6 = bornier encartable à 3 vis, au pas de 5,08 mm

K7 = bornier encartable à 2 vis, au pas de 5,08 mm

K8 = barrette mâle à 5 picots, au pas de 2,54 mm

JP1 = barrette mâle à 3 picots, au pas de 2,54 mm, avec cavalier de court-circuit à 2 contacts

Support de CI DIP, 2x18 contacts

Circuit imprimé 160465-1

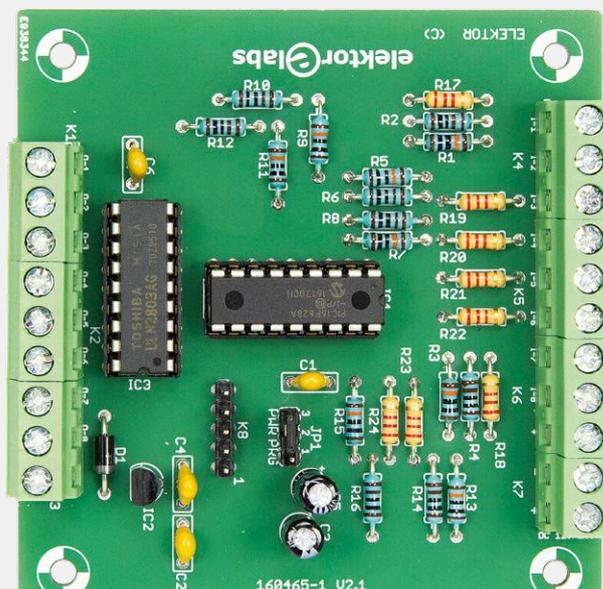
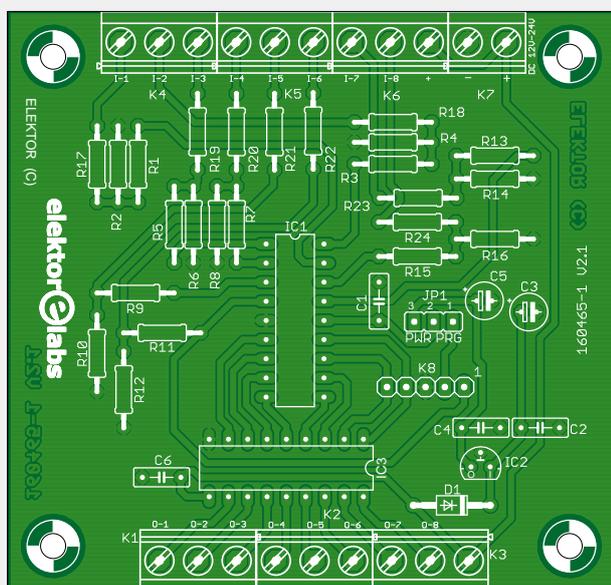


Figure 7. Le circuit imprimé de l'API/régulateur de signalisation.

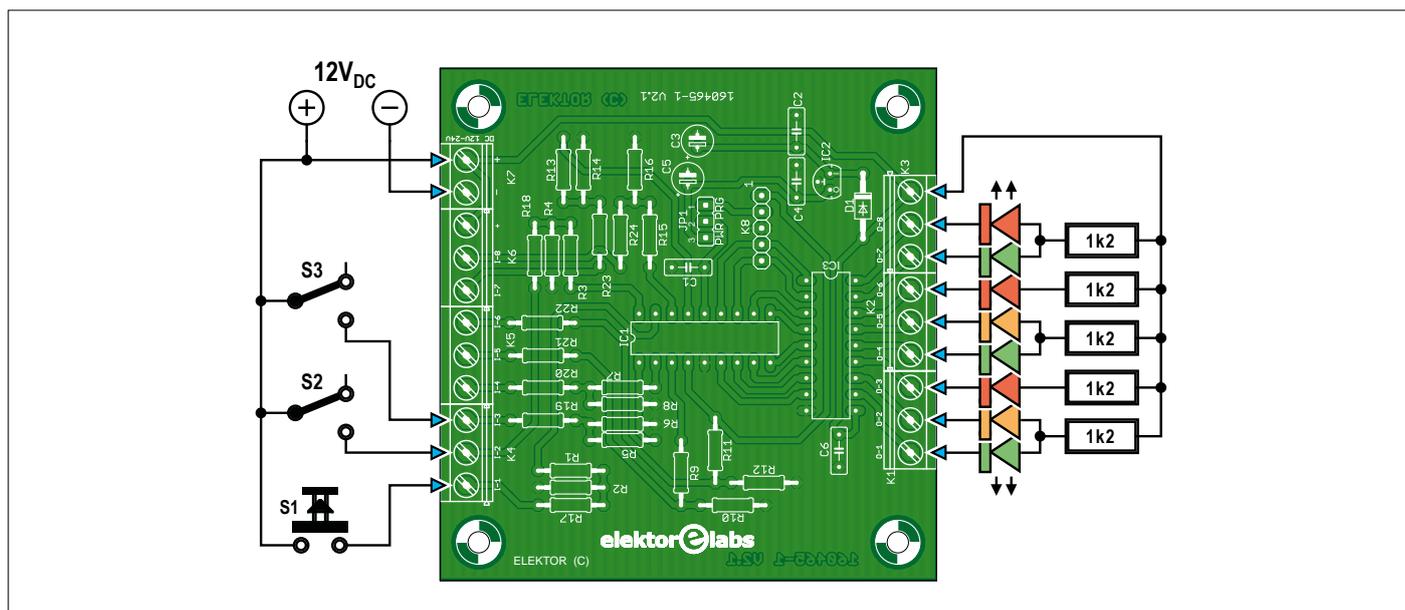
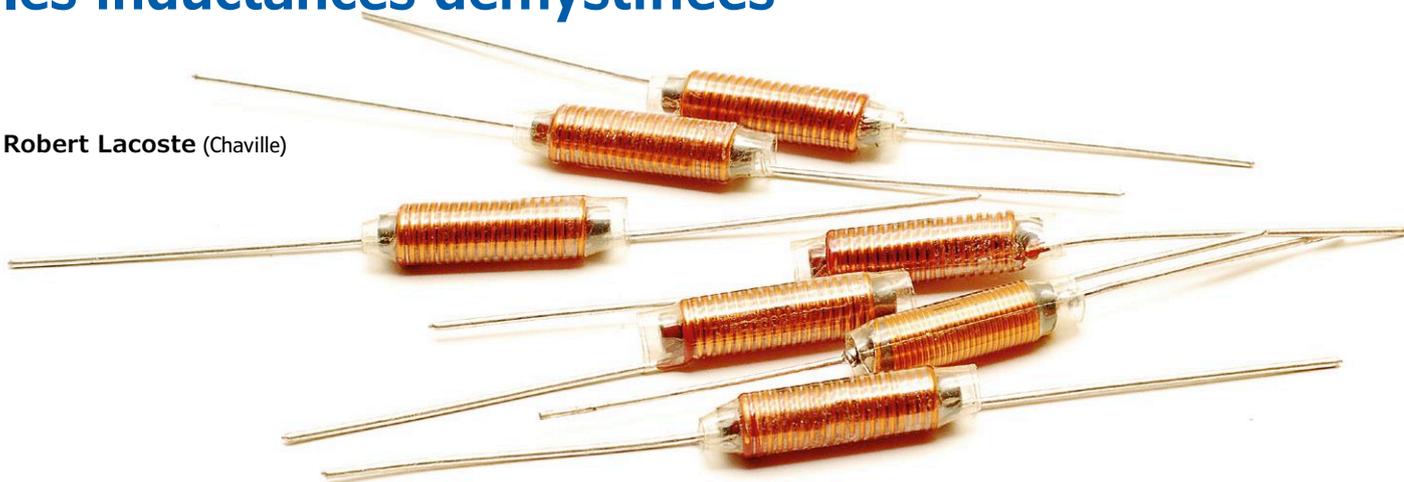


Figure 8. Schéma de câblage des LED et des commutateurs.

le BA-B.A des convertisseurs DC/DC

les inductances démystifiées

Robert Lacoste (Chaville)



Parmi les trois sortes de composants passifs classiques, deux sont bien maîtrisés par les électroniciens débutants : les résistances et les condensateurs. J'ignore pourquoi, mais la troisième race, à savoir les inductances, reste souvent perçue comme plus mystérieuse. C'est bien dommage, car elles sont évidemment aussi utiles que leurs cousins ! Outre leurs applications dans les circuits à hautes fréquences, leurs domaines de prédilection sont le filtrage et la conversion de puissance. Commençons par un rappel sur ce qu'est réellement une inductance. Nous verrons ensuite comment nous en servir pour réaliser des convertisseurs DC/DC.

Inductance, quésaco ?

Vous savez sûrement comment fonctionne un condensateur : l'application d'une tension à ses bornes le charge, ce qui signifie que de l'énergie est stockée sous forme d'un champ électrique entre ses électrodes. Vous pouvez récupérer cette énergie en remplaçant la source de tension par une charge : la tension aux bornes du condensateur restera tout d'abord constante, puis diminuera lorsque l'énergie sera extraite du condensateur et dissipée dans la charge.

Maintenant, relisez la phrase précédente, en remplaçant partout « tension » par « courant » et « électrique » par « magnétique » : vous obtiendrez la description d'une inductance ! L'application d'un courant aux bornes d'une inductance la charge, ce qui signifie que de l'énergie est stockée dans l'inductance sous forme d'un champ magnétique. Vous pouvez récupérer cette énergie en coupant la source de courant et en raccordant l'inductance à une charge : l'in-

tensité du courant à travers l'inductance restera tout d'abord constante, puis diminuera lorsque l'énergie sera extraite de l'inductance.

Autrement dit, le courant qui circule dans une inductance crée un champ magnétique ; ensuite quand le courant de la source est coupé, ce champ magnétique crée initialement le même courant dans l'inductance, puis décroît quand de l'énergie est dissipée. Intuitivement, une inductance fera « tout ce qu'elle peut » pour maintenir le courant constant. Cela signifie que si vous essayez de réduire le courant circulant dans une inductance, alors une tension induite apparaîtra à ses bornes pour compenser cette réduction et maintenir le courant constant. Pour les matheux, cette tension induite U est proportionnelle au taux de variation du courant (c'est-à-dire à sa dérivée par rapport au temps). Le **facteur de proportionnalité** est ce qu'on appelle l'inductance L . C'est la loi de Lenz :

$$U = L \times di/dt$$

En regardant cette formule, vous comprendrez que vous ne pouvez pas modifier de manière instantanée le courant passant par une inductance : cela signifierait un changement de courant (di) non nul dans un temps (dt) égal à zéro, d'où une tension infinie. Invertissons donc cette formule :

$$di = U/L \times dt$$

Cela signifie que le courant augmentera linéairement avec le temps si la tension aux bornes de l'inductance reste constante. Simple non ? Notez que sur bien des points, les condensateurs et les inductances ont des comportements très semblables, le **tableau 1** vous en convaincra.

Simulons !

Assez de théorie, passons à la pratique avec quelques simulations. Personnellement,

ment, j'utilise la suite logicielle Proteus (Labcenter), mais vous pouvez facilement reproduire ces exemples avec tout simulateur de type Spice, comme l'excellent et gratuit LTspice. D'ailleurs, n'hésitez pas à le faire, c'est la meilleure solution pour comprendre réellement ce qui se passe. Voyons d'abord le comportement d'une inductance de 47 μH connectée à une source de tension de 10 V à travers une simple résistance de limitation du courant, disons 1 Ω (**fig. 1, en haut**). Comme prévu, le courant (en bleu) augmente progressivement, jusqu'à atteindre l'intensité limite fixée par la résistance, ici 10 V/1 Ω = 10 A. La courbe du courant est de plus en plus plate, simplement parce que la tension aux bornes de l'inductance diminue au cours du temps. Que se passe-t-il si l'on réduit la valeur de la résistance, par ex. à 0,25 Ω (**fig. 1, en bas**) ? L'intensité du courant final sera bien sûr quatre fois plus élevée, mais la pente initiale de la courbe bleue est exactement la même : la valeur de l'inductance fixe la variation maximale du courant au cours du temps, c'est-à-dire la pente de la courbe $i(t)$. Avec une source de tension $U = 10$ V, la vitesse d'accroissement de l'intensité du courant dans une inductance $L = 47 \mu\text{H}$ ne dépassera jamais la valeur suivante :

$$U / L = 10 / 47 \mu = 212\,765 \text{ A/s,}$$

soit 200 mA/ μs

Vous voulez une autre simulation intéressante ? Remplaçons la source de 10 V par un générateur d'impulsions (0 V-10 V-0 V). Le résultat est donné sur la **figure 2**. Que se passe-t-il ? Lorsque la tension d'entrée passe de 0 à 10 V, le courant à travers l'inductance augmente jusqu'à une intensité donnée, fixée par l'amplitude et la durée de l'impulsion, ici 6,5 A. Lorsque la tension d'entrée passe à 0 V, le courant à travers l'inductance reste initialement constant (6,5 A) et doit continuer à circuler dans le même sens. Cela signifie que l'inductance doit continuer à « tirer » du courant de la source. Mais comment diantre ? Ceci n'est possible qu'avec une tension négative aux bornes de l'inductance, car la source est à 0 V ! Et c'est bien ce qui se passe : juste avant la fin de l'impulsion, la tension aux bornes de l'inductance est de 3,5 V et le courant de 6,5 A. Juste après la fin de l'impulsion, le courant doit rester à 6,5 A. L'inductance doit donc produire une tension

Tableau 1. Illustration de la similarité entre condensateur et inductance.

Condensateur	Inductance
Stocke de l'énergie sous forme d'un champ électrique	Stocke de l'énergie sous forme d'un champ magnétique
Énergie proportionnelle au carré de la tension	Énergie proportionnelle au carré du courant
$E = \frac{1}{2}CU^2$	$E = \frac{1}{2}LI^2$
Produit un courant proportionnel à la variation de la tension au cours du temps	Produit une tension proportionnelle à la variation de courant au cours du temps
$I = C \frac{dv}{dt}$	$U = L \frac{di}{dt}$
Interdit un changement de tension trop rapide	Interdit un changement de courant trop rapide

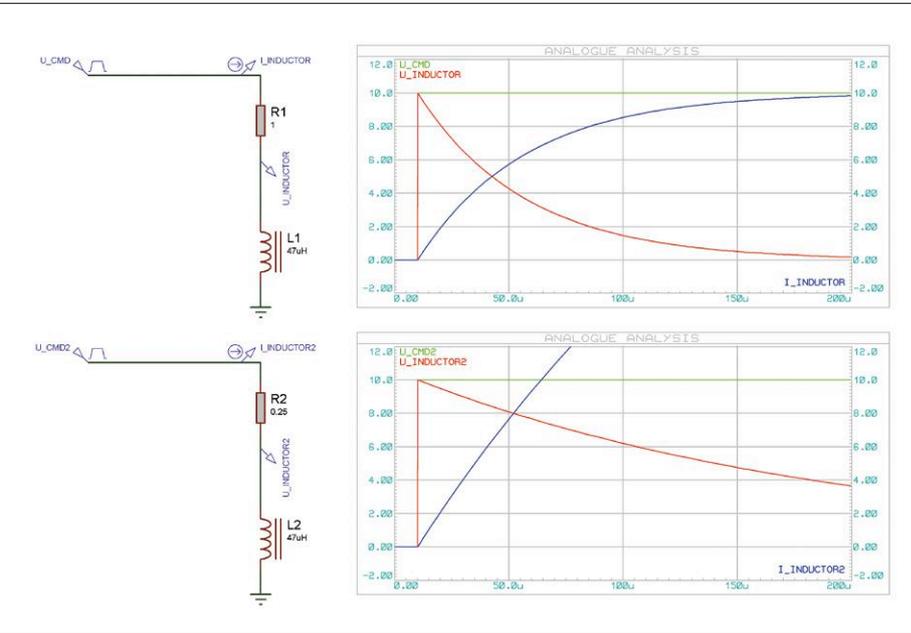


Figure 1. **En haut** : application d'une tension aux bornes d'une inductance via une résistance de limitation. Le courant (en bleu) monte jusqu'à atteindre la limite de courant définie par la résistance. En même temps, la tension aux bornes de l'inductance (en rouge) diminue. **En bas** : lorsque la résistance est plus faible, l'intensité du courant final est plus élevée, mais la vitesse d'accroissement du courant est inchangée : la pente de la courbe bleue est identique sur les deux figures à $T=0$.

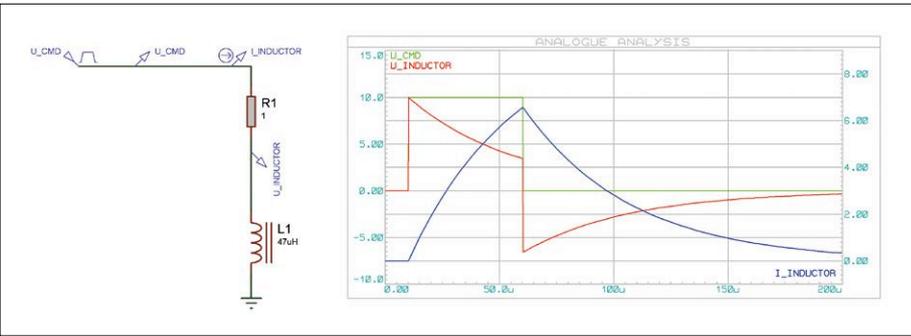


Figure 2. Application d'une impulsion de tension à une inductance. L'intensité du courant augmente puis diminue (en bleu), mais ne peut pas changer brusquement. En conséquence, la tension aux bornes de l'inductance (en rouge) devient négative afin de continuer à « tirer » le courant de la source qui est maintenant à 0 V.

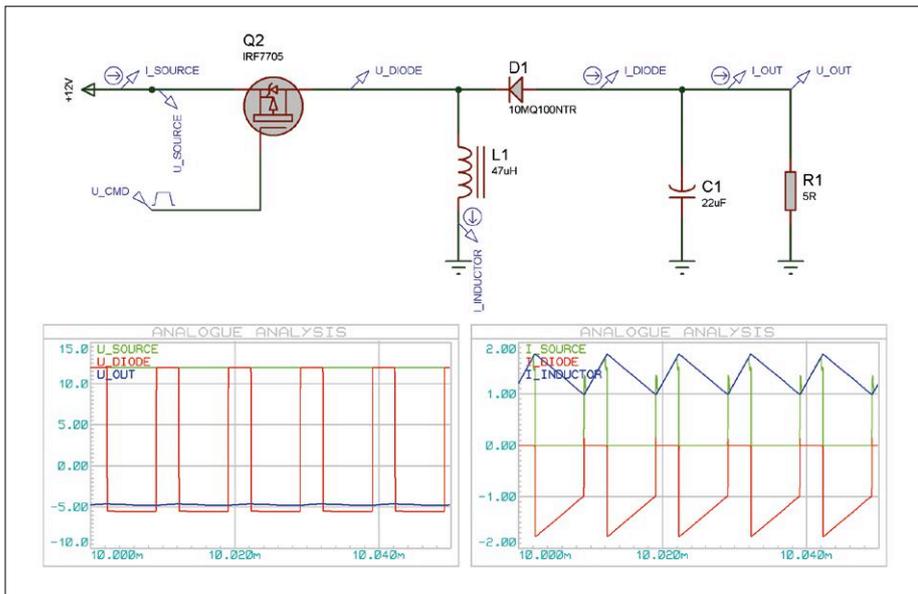


Figure 3. Une simple modification de la figure 2 permet de réaliser un convertisseur DC/DC inverseur. Ici l'entrée de +12 V est convertie en -5 V.

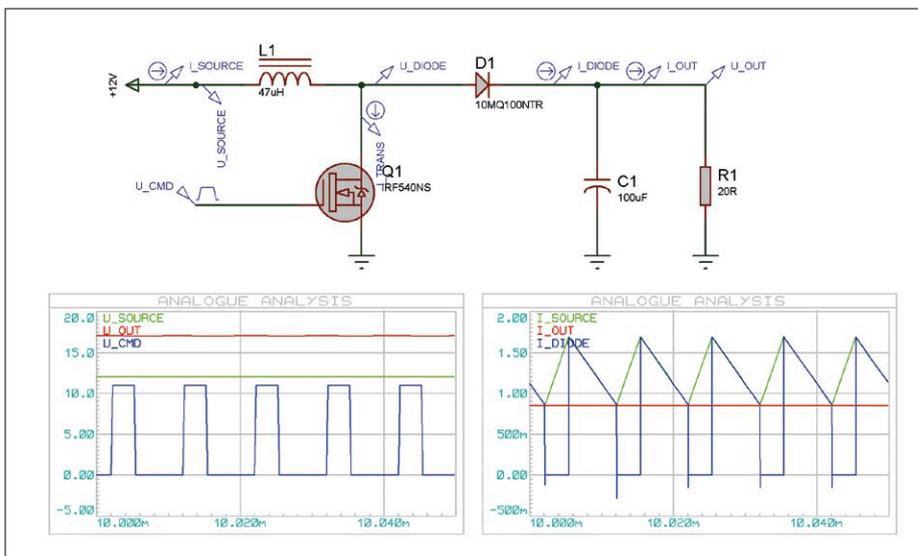


Figure 4. Convertisseur élévateur. Ici l'entrée est à +12 V et la sortie délivre +17 V.

$U = R \times I = 1 \Omega \times -6,5 A = -6,5 V$. C'est exactement ce que la figure 2 montre (courbe rouge).

Il n'y a donc pas de magie noire qui expliquerait l'apparition de tensions bizarres dans les circuits utilisant des inductances. C'est simplement que l'énergie stockée dans le champ magnétique doit être restituée, sans sauts de courant. D'ailleurs 100% de cette énergie sera restituée si le **facteur de qualité** de l'inductance est de 1, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de résistance parasite (bien sûr, ce n'est jamais le cas dans la vraie vie).

Conversion DC/DC ?

Vous en savez maintenant assez pour comprendre le fonctionnement d'un convertisseur DC/DC, c'est-à-dire un circuit qui modifie l'amplitude de sa tension d'entrée pour en délivrer une autre en sortie, avec le moins de pertes d'énergie possible.

Arrêtons-nous sur un exemple : vous avez une source de 5 V pour alimenter un composant en 3,3 V sous 100 mA. Si vous utilisez un régulateur linéaire, même supposé parfait, celui-ci va tirer 100 mA sur le 5 V et dissiper sous forme de chaleur $P = U \times I = (5 V - 3,3 V) \times 0,1 A$

$= 0,17 W$. A contrario, un convertisseur DC/DC parfait ne dissipera rien. Comme la puissance fournie en 3,3 V est égale à $P = U \times I = 3,3 V \times 0,1 A = 330 mW$, il va consommer aussi 330 mW sur la source de 5 V, c'est-à-dire qu'il va tirer un courant de seulement $I = P/U = 330 mW/5 V = 66 mA$, sans dissipation thermique du moins en théorie. Encore plus fort, un convertisseur DC/DC peut aussi bien produire une tension plus élevée que la tension d'entrée, ou encore une tension négative à partir d'une tension positive.

Mais comment réaliser un tel miracle ? Commençons par la production d'une tension négative. La simulation que nous venons de voir (fig. 2) a montré que couper le courant dans une inductance peut produire une tension négative. On en déduit très facilement le circuit du convertisseur DC/DC dit « **inverseur** » (fig. 3). L'idée se résume à appliquer du courant aux bornes d'une inductance et à le couper périodiquement, ici à l'aide d'un transistor MOSFET à canal P. Une tension négative apparaît lorsque le courant est coupé, celle-ci est « récupérée » par la diode D1 et stockée dans le condensateur C1.

Examinez les courbes de la simulation : lorsque le transistor est passant, le courant à travers l'inductance augmente et la diode ne conduit pas. Lorsque le transistor est bloqué, le courant à travers l'inductance diminue et la diode charge le condensateur avec une tension négative. Sur cette simulation, la tension d'entrée est de +12 V et la sortie de -5 V. Pour modifier la tension de sortie, il suffit de modifier le rapport cyclique de pilotage du transistor (nous y reviendrons plus bas).

Voyons d'autres topologies de convertisseurs DC/DC. Si vous déplacez le transistor à l'autre extrémité de l'inductance et que vous inversez le sens de la diode, vous obtenez un **convertisseur élévateur** ou « boost » (fig. 4). Il délivre une tension de sortie supérieure à celle d'entrée et de même polarité. Comme précédemment, lorsque le transistor est passant, le courant à travers l'inductance croît. Lorsqu'il est bloqué, le courant doit continuer à circuler dans le même sens. Comme le côté gauche de l'inductance est raccordé à la tension d'entrée, son côté droit doit nécessairement faire apparaître une tension plus élevée, récupérée par la diode et stockée

dans C1. Dans cet exemple, la tension d'entrée est de +12 V et celle de sortie de +17 V. Évidemment ici aussi modifier le rapport cyclique de pilotage du transistor permet de changer l'amplitude de la tension de sortie.

Enfin voyons le **convertisseur abaisseur** ou « buck » (**fig. 5**). Cette variante délivre une tension inférieure à celle d'entrée, mais de même signe. Ici, lorsque le transistor est passant, le courant augmente dans l'inductance et charge dans le même temps le condensateur de sortie. Lorsqu'il est coupé, le courant continue à circuler dans l'inductance dans le même sens, ce qui signifie qu'il continue à charger le condensateur, mais cette fois grâce à la tension créée par l'inductance qui circule à travers la diode. Sur cette simulation, une tension de 5 V est produite à partir d'une tension d'entrée de +12 V.

Il y a beaucoup d'autres topologies, mais ces trois exemples sont fondamentaux. Remarquez que, mise à part la charge R1, ces circuits ne comportent que des transistors, diodes, condensateurs et inductances. Un transistor supposé parfait ne dissipe pas d'énergie lorsqu'il est utilisé en tout ou rien. De même un condensateur ou une inductance parfaits ne dissipent rien. Enfin une diode ne dissiperait rien si sa tension de chute était nulle. Ceci vous montre que le **rendement** d'un convertisseur DC/DC idéal ne peut être que de 100%, les pertes de rendement ne proviennent que des imperfections des composants utilisés.

Quelle valeur pour l'inductance ?

Concentrons-nous sur le convertisseur abaisseur. Supposez que vous devez fournir 1,8 V sous 1 A à partir d'une source de 5 V, par ex. pour alimenter un FPGA. Comment choisir les composants du convertisseur ?

Commençons par régler la tension de sortie. C'est archi simple : les pertes sont supposées nulles, alors la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le rapport cyclique du transistor. C'est tout ! Donc, même si cela semble étrange, la tension de sortie d'un tel convertisseur est théoriquement indépendante de la valeur des composants, y compris de l'inductance. Alors, comment choisir l'inductance ? Reprenez la figure 5, vous constaterez que dans un tel convertisseur abaisseur, le courant

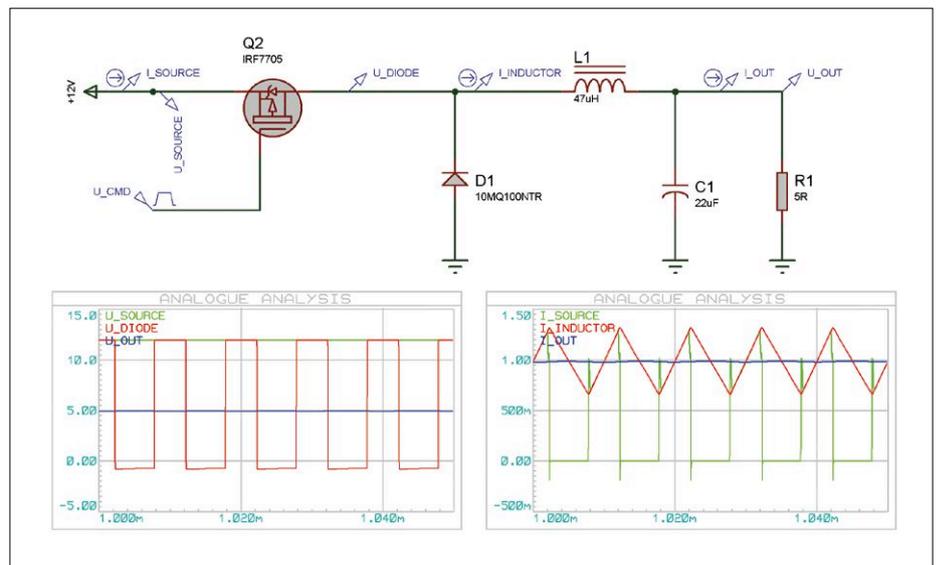


Figure 5. Convertisseur abaisseur. Lorsque le transistor est passant, le courant augmente dans l'inductance et charge le condensateur de sortie. Quand il est bloqué, le courant doit continuer à charger le condensateur, mais cette fois via la diode D1, grâce à l'énergie stockée par l'inductance. Ici, l'entrée +12 V est abaissée à +5 V. L'intensité du courant de sortie est de 1 A avec un courant d'entrée oscillant de 0 à 1,3 A (0,41 A en moyenne).

à travers l'inductance est en moyenne égal au courant de sortie I_{DC} . Ce courant a également une composante alternative, en triangle, d'amplitude $\pm I_{AC}$ (**fig. 6**). Le rapport entre ces deux valeurs est appelé le **taux d'ondulation**, noté r :

$$r = I_{AC}/I_{DC}$$

À ce stade, un peu de magie nous aidera : si l'on veut une inductance la plus compacte possible, on peut montrer qu'il est opportun de choisir une valeur de r proche de 0,4. Acceptons-le. Le **calcul de l'inductance** est alors très simple. Reprenons notre exemple d'un convertisseur abaisseur de 5 V à 1,8 V sous 1 A, et supposons que la fréquence de commutation soit de 200 kHz.

Le rapport cyclique sera égal au rapport de tensions : $d = 1,8 \text{ V} / 5 \text{ V} = 0,36$.

Le courant moyen à travers l'inductance sera égal au courant de sortie : $I_{DC} = 1 \text{ A}$. Si nous voulons $r = 0,4$, alors $I_{AC} = 0,4 \times 1 \text{ A} = 0,4 \text{ A}$.

Vous pouvez facilement calculer la valeur de l'inductance. Regardez de nouveau le schéma : lorsque le transistor est bloqué, la tension aux bornes de l'inductance est égale à la tension de sortie, du moins si l'on néglige la tension aux bornes de diode.

Rappelez-vous l'équation applicable à une inductance : $U = L \cdot di/dt$. Ici on a $U = 5 \text{ V}$.

La variation de courant pendant le temps où le transistor est bloqué est $di = 2 \times I_{AC}$

$= 2 \times 0,4 \text{ A} = 0,8 \text{ A}$. Comme dt est le temps pendant lequel le transistor est éteint, c'est simplement la période du convertisseur, $1 / 200 \text{ kHz} = 50 \mu\text{s}$, multiplié par $1-d = 1-0,36 = 0,64$, car le rapport cyclique est de 0,36. Donc $dt = 50 \mu\text{s} \times 0,64 = 32 \mu\text{s}$. Enfin calculons la valeur de l'inductance : $L = U \cdot dt/di = 5 \text{ V} \times 32 \mu\text{s} / 0,8 \text{ A} = 200 \mu\text{H}$. Une inductance de 220 μH sera parfaite. Facile, non ?

Arrêtons-nous là une minute. Que se passe-t-il si vous avez besoin de concevoir un convertisseur avec un courant de sortie plus élevé ? I_{DC} augmentera,

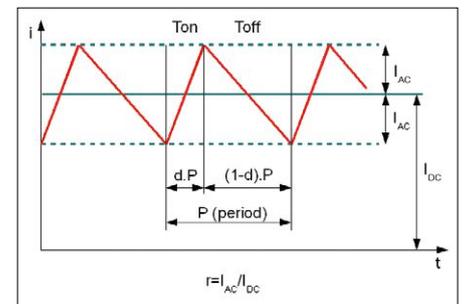


Figure 6. Le rapport d'ondulation du courant « r » est défini comme le rapport entre le courant continu à travers l'inductance et la composante alternative de ce courant. Une bonne valeur est généralement $r = 0,4$.

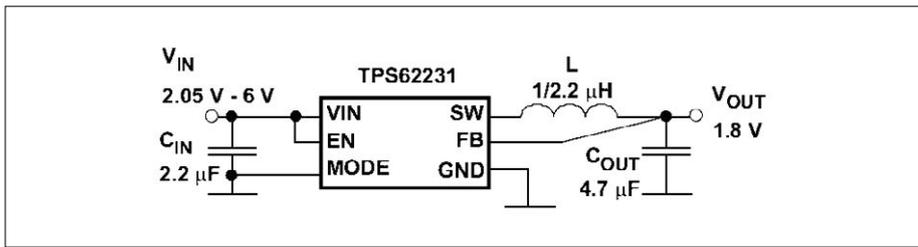


Figure 7. Schéma complet d'un convertisseur abaisseur de 5 V à 1,8 V, 500mA, construit autour d'un circuit intégré TPS62236.

mais on aimerait garder r proche de 0,4. Donc il faudrait augmenter aussi I_{ACr} , ce qui signifie augmenter di . Regardez à nouveau la formule $U = L \cdot di/dt$. Si di augmente et que U doit rester constant, alors L doit diminuer... Cela signifie qu'un courant de sortie plus élevé nécessite une valeur d'inductance plus faible ! Ce n'est pas intuitif, mais c'est vrai !

Et les autres composants ?

Outre la valeur de l'inductance, il convient de prendre garde à choisir un modèle avec un courant de saturation assez élevé. Rappelez-vous que ce courant est, en valeur de crête, supérieur au courant de sortie puisqu'il peut être égal à $I_{DC} + I_{ACr}$ ici $1 + 0,4 = 1,4$ A. Évidemment, vous devez également sélectionner un transistor à faible perte, c'est-à-dire à faible résistance série RDS_{on} . Ce transistor doit aussi être suffisamment rapide pour que son temps de commutation soit faible par rapport à la fréquence de fonctionnement du convertisseur, sinon gare aux pertes de rendement.

La diode D1 doit aussi être choisie avec attention : c'est souvent la principale source de perte d'efficacité. Elle doit avoir une tension de chute la plus faible possible (diodes Schottky) et être rapide. Pour une efficacité encore meilleure, il est possible de la remplacer par un second

transistor MOSFET piloté en opposition de phase : c'est ce qu'on appelle un **convertisseur synchrone**.

Et quid du condensateur de sortie ? Ce composant est fondamental pour réduire la plaie des convertisseurs DC/DC, à savoir l'**ondulation résiduelle de la tension de sortie**. Une capacité élevée va bien sûr aider, mais deux autres paramètres sont encore plus critiques. Tout d'abord la résistance série équivalente (ESR) doit être la plus faible possible, surtout pas de condensateur chimique, ou en tout cas, pas sans condensateur céramique en parallèle. Les inductances parasites entre les composants sont aussi très critiques : veillez à utiliser des pistes courtes pour interconnecter le transistor, la diode, l'inductance, le condensateur de sortie et le plan de masse. Sinon gare aux déceptions.

Enfin, il est assez rare de réaliser un convertisseur DC/DC avec un circuit aussi simple que ceux que je vous ai montrés. Dans la vraie vie, les imperfections des composants rendent nécessaire un **asservissement automatique** du rapport cyclique de commande du transistor afin de réguler la tension de sortie, quels que soient les pertes et les courants. Mais c'est la partie la plus facile, car des milliers d'excellents circuits intégrés sont

disponibles pour cette tâche. N'hésitez pas à parcourir les sites web des principaux fournisseurs (Maxim, Texas Instruments, Analog Device ou On Semiconductors pour n'en citer que quelques-uns). Vous trouverez également les formules de calcul dans les fiches techniques de ces composants, ou même de magnifiques outils de conception automatique téléchargeables sur les sites web des fabricants. Dans tous les cas, vous devriez mieux appréhender ces outils après la lecture de cet article.

À titre d'exemple, jetez un œil à la **figure 7**. C'est le schéma complet d'un convertisseur abaisseur de 5 V vers 1,8 V qui peut débiter 500 mA, construit autour d'un circuit intégré ultra compact, le TPS62231 (Texas Instruments) [2]. Peu de composants n'est-ce pas ? Ce circuit contient la diode, le transistor et le circuit de régulation du rapport cyclique, le tout dans un boîtier CMS de seulement $1,5 \times 1$ mm ! Évidemment mieux vaut avoir une bonne loupe et un peu de dextérité pour le souder... Il ne reste qu'à ajouter l'inductance et le condensateur de sortie. Comparez ce schéma avec la figure 6, l'air de famille devrait être évident (la broche « FB » permet de mesurer la tension de sortie).

Pour conclure

Voilà, vous êtes maintenant armé pour comprendre ce qui se passe dans un convertisseur DC/DC. N'ayez donc pas peur d'en utiliser dans vos projets ! Soyons honnêtes, il arrive que de tels convertisseurs soient source de soucis, en particulier lorsqu'ils ne sont pas correctement conçus ou intégrés : bruit trop élevé dans des circuits sensibles, problèmes de rayonnements électromagnétiques, instabilités, etc. Mais encore une fois, il n'y a rien de magique là-dedans. Plus vous expérimenterez, plus vous comprendrez ! N'oubliez pas de jouer également avec les logiciels de simulation, qui sont de superbes outils d'apprentissage. Enfin si vous souhaitez aller plus loin, lisez donc les documents indiqués dans la section « Liens ».

Dans le prochain article, je continuerai sur cette lancée en vous présentant quelques solutions très simples pour concevoir un petit élévateur de tension.

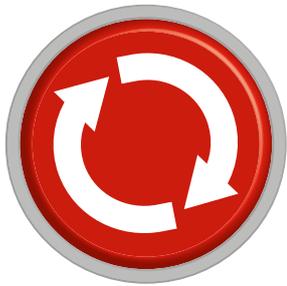


(160668)

Cet article a été publié dans la revue Circuit Cellar (n°239, juin 2010).

Liens

- [1] Livre « Power Sources and supplies: World class designs », Marty Brown & all, Newnes / Elsevier ISBN 978-0-7506-8626-6
- [2] Convertisseur abaisseur ultra compact, Texas Instruments : www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62230.pdf
- [3] « Topologies for switched mode power supplies », note d'application AN513/0393 de L. Wuidart, ST Microelectronics : www.stmicroelectronics.com/stonline/books/pdf/docs/3721.pdf
- [4] « DC-DC Converter Tutorial », note d'application APP2031, Maxim : www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/2031



projet 2.0

corrections, mises à jour et courrier des lecteurs

Alarme antibrouillage

Elektor 09-10/2017, p. 18 (160453)

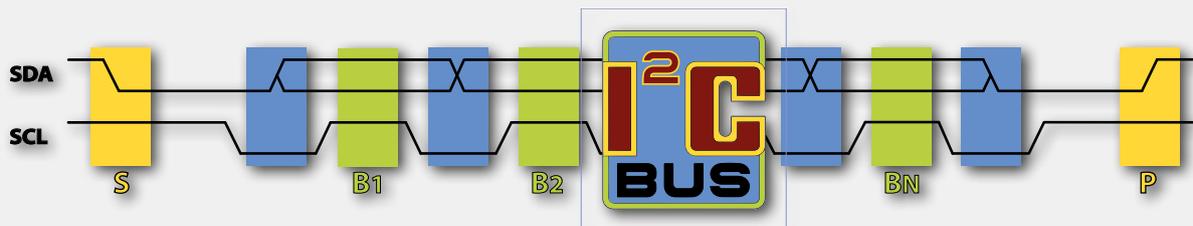
Pour augmenter la sensibilité vis-à-vis des émetteurs brouilleurs à très faible puissance, il est vital d'augmenter au maximum la distance entre l'émetteur et le récepteur. J'ai intégré le générateur d'impulsions et l'émetteur dans un petit boîtier séparé et je les ai alimentés avec un bloc d'alimentation réglable de 9 V/1 A (9 V suffisent). On doit évaluer soi-même la distance par rapport au récepteur (il faut juste que ça fonctionne encore). Plus la distance est grande, mieux l'appareil réagit aux brouilleurs. J'ai diminué la période des impulsions à 7 s.

Walter Meyer (auteur de l'article)

Le bus I²C

Elektor 05-06/2017, p. 42 (160095) – Elektor 07-08/2017, p. 38 (160418)

Comme je viens de le constater, le Raspberry (sous Raspbian) spécifie une durée maximale de 640 µs environ pour l'étiement du tic d'horloge (*clock stretching*) (<http://raspihats.com/i2c-clock-stretching-timeout-on-the-raspberry-pi/>).



J'avais programmé un ATmega (avec un capteur DHT22 connecté) comme esclave I²C et j'avais pensé qu'après l'adressage, je pourrais lire les données du DHT22 en toute quiétude, car le contrôleur I²C de l'ATmega retient la ligne d'horloge au niveau bas jusqu'à ce que le bit TWINT soit effacé. Mais ça dure trop longtemps ! On peut toutefois changer les choses par un accès direct au registre de temporisation du BCM2835 (voir l'URL ci-dessus), mais il ne s'agit pas là d'une solution générale. J'ai alors divisé l'accès en deux : une transaction d'écriture (dont les données sont ignorées) démarre la lecture et les cinq octets sont mis dans un tampon intermédiaire [dans l'ATmega, NDLR]. Après une seconde environ, je peux lire les données sans délai.

Josef Möllers (auteur de l'article)



Éclairage extérieur variable

Elektor 05-06/2017, p. 74 (140574)

J'ai essayé de reproduire ce projet, mais avec un Arduino. En principe, tout fonctionne, mais ça ne marche pas correctement. La cause en est sans doute les lampes modernes à LED qui contiennent un condensateur en aval du redresseur. Terrible ! Rien ne scintille plus, mais on ne peut plus faire varier l'intensité. Dans le domaine 100%-20%, il ne se passe rien du tout, ce n'est qu'en dessous d'un rapport cyclique de 10% que la charge ne suffit plus et que l'éclairage s'assombrit. Et le transformateur se met à chanter !

Quel genre de lampes l'auteur utilise-t-il ?

Mes lampes à LED (trois types donnés pour intensité réglable) ont toutes le même comportement.

Réponse de l'auteur :

Comme décrit dans l'article, j'ai commencé par vérifier que les lampes étaient à intensité réglable, avant d'élaborer le schéma. J'ai utilisé les lampes suivantes : 21 LED LARA RUND métal brossé 2,8 W, réf. LED55019WW.

Andreas Meyer



Éclairage extérieur variable

Elektor 05-06/2017, p. 74 (140574)

Quoique la connexion au secteur passe par un optocoupleur et quatre résistances en série, il est prudent d'utiliser des résistances d'un demi-watt, qui supportent toujours au moins 250 V continus. De même, le dessin du circuit imprimé pour l'optocoupleur et l'optocoupleur utilisé sont sujets à caution.

Il vaudrait mieux utiliser des coupleurs certifiés VDE avec RM 10,16 ainsi qu'une fente de séparation sous le coupleur afin que les distances d'isolement dans l'air et les lignes de fuite soient suffisamment grandes.

Volker Schulze

Les résistances de 250 mW utilisées ont également une tenue de 250 V. Avec ces quatre résistances en série, il n'y a pas de problème de sécurité. Les optocoupleurs utilisés sont certifiés UL, CSA et CEI/EN/DIN EN 60747-5-2 (cette dernière remplace les normes de sécurité VDE 0884 obsolètes depuis le 1^{er} janvier 2004). Nos circuits comportent toujours des intervalles isolants de 6 mm de large pour la tension du secteur, mais, bien entendu, y ajouter une fente ne saurait nuire.

Luc Lemmens



relais Bluetooth

Elektor 10/2016, p. 58 (150648)

Chez moi, le relais Bluetooth ne s'est mis à fonctionner que lorsque j'ai eu configuré l'ATtiny85 avec une fréquence d'horloge de 1 MHz au lieu des 8 MHz indiqués dans le croquis Arduino.

J'ai programmé le microcontrôleur avec l'EDI Arduino, mais non sans avoir eu à installer au préalable le paquet suivant au moyen du gestionnaire de cartes : <https://github.com/SpenceKonde/ATTinyCore>.

Hans Schneider

Notre développeur Roy Aarts a utilisé le paquet de la carte « ATtiny » de David A. Mellis :

https://raw.githubusercontent.com/damellis/attiny/ide-1.6.x-boards-manager/package_damellis_attiny_index.json.

Après l'installation par le gestionnaire de cartes de l'EDI Arduino, il faut sélectionner :

Tools → Board → ATtiny25/45/85

Tools → Processor → ATtiny85

Tools → Clock → Internal 8 MHz

Clemens Valens, directeur technique, labo d'Elektor



Condensateurs neufs pour écrans fatigués

Elektor 01/2018, p. 84 (160507)

Il y a quelques années j'ai acheté sur eBay un écran HP Pavillon f1523 d'occasion pour une quarantaine d'euros (prix du neuf env. 120 €). Le vendeur avouait un petit problème à l'allumage, rien de grave. Constat :

l'écran s'allume pendant quelques secondes et s'éteint. J'en déduis que l'alimentation doit avoir un problème et je me mets à la recherche d'un fournisseur d'alimentation de rechange. Fiasco complet, la réponse est : « remplacez-le ». Alors je me dis qu'on trouve tout sur internet. En effet, en Extrême-Orient, un dépanneur a rencontré ce problème sur le même écran et diagnostiqué un problème de condensateur, en particulier si le dessus était bombé. Après avoir remplacé deux condensateurs, victoire ! Ça marche ! Je suppose que le vieillissement entraîne une perte dramatique de capacité et un échauffement qui provoque une dilatation.

L'année dernière, un de mes voisins avait mis sur le trottoir un HP L1506 pour ramassage par les encombrants. Il avait déjà pris un peu la pluie, mais bon, ça m'intéressait de savoir pourquoi on voulait se débarrasser de cet écran en bon état par ailleurs. Même cause, mêmes effets et même réparation. L'humidité avait provoqué des moirages sur l'écran qui ont disparu après deux semaines de séchage. Mais y aurait-il négligence sur la qualité du côté de chez HP ?

Le mois dernier, mon fils m'apporte un téléviseur Akai avec un bloc d'alimentation, qui présente des symptômes qui me rappellent quelque chose. Je lui demande s'il a bien vérifié le bon fonctionnement de l'alimentation. Ben non ! Même problème, même solution !

Conclusion : la qualité des condensateurs d'Extrême-Orient laisse vraiment à désirer. Hélas, il ne m'est pas venu à l'esprit d'en tirer un article pour Elektor ;-)

Helmut Müller (lecteur et traducteur)

générateur de sinus HP650A (± 1948)

une vieille baderne mais avec un sinus parfait



Figure 1. Vue de face de mon propre générateur sinusoïdal HP650A en marche !

Martin Beusekamp (Pays-Bas)

Ma collection d'instruments de mesure contient un HP650A, un générateur de sinus de Hewlett-Packard mis sur le marché en 1948. Toutefois, compte tenu de son numéro de série relativement élevé (5793), qui de lui ou de moi (1954) est le plus âgé ? Je vous conte ici l'acquisition de l'appareil, sa résurrection et sa cure de jouvence.

En 1979, j'achète, pour cinq florins (= 2,27 €) seulement, ce générateur en panne à la société dans laquelle je fais un stage. Neuf, il coûte 475 \$ (US) en 1948, son prix atteindra même 550 \$ quelques années plus tard. Cependant il manque la documentation ; je prends donc ma plus belle plume pour la demander au fabricant. Oui, par une simple lettre tapée sur une machine à écrire et mise dans une enveloppe avec un timbre (consultez un vieux dictionnaire pour trouver la signification de ces termes). Je suis prêt à payer à son prix un bon manuel d'entretien ; apparemment HP apprécie que l'on veuille tenter de ranimer un de leurs vieux appareils ; ils me font parvenir gratuitement un manuel original. Aujourd'hui, un amateur le trouvera tout simplement sur l'internet [1].

La photo de la **figure 1** montre le générateur dans son état actuel. Remontons le temps.

Mise en fonction

Dès les premières mesures, il y a près de 40 ans aujourd'hui, je dois me rendre à l'évidence que le transformateur d'alimentation est mort. Du costaud : 2×435 V pour la tension d'anode et quatre enroulements de tension (de chauffage) de filament [trois enroulements distincts de 6,3 V à 2,5 A, 2,5 A et 1 A + un enroulement de 5 V / 3 A]. Le dernier sert uniquement à la double diode 5U4G ; épaulée par un condensateur électrochimique, elle est chargée de redresser en tension d'alimentation de 450 V_{DC} la haute tension pleine onde du transformateur. Cette tension d'anode non stabilisée attaque une self de choc de 6 H puis, en aval, un gros condensateur électrochimique. La tension est ensuite stabilisée à 180 V_{DC} (courant de 100 mA au moins) par deux tubes 6L6GB (~EL34) pris en parallèle, pilotés par un 6SQ7 dont la tension de référence est dérivée d'une « diode zener » au gaz

à cathode froide de type 0A3. La stabilisation de la tension d'anode dissipe à elle seule 27 W (= $(450-180)$ V \times 0,1 A), sans parler des 28 W bien tassés requis par le chauffage de filament des dits tubes. Remplacer (ou bobiner) un transformateur d'alimentation avec des caractéristiques aussi spécifiques est de toute façon difficile, mais c'est surtout la monstrueuse puissance dissipée par l'alimentation qui me pousse à trouver une autre solution. Le hasard fait bien les choses, je dispose de deux transformateurs de puissance identiques récupérés sur des postes à tubes qui, ensemble, peuvent fournir les tensions désirées et la puissance requise. Je redresse maintenant la haute tension secondaire à l'aide de diodes au silicium du type BY127. J'ai gardé la grosse bobine d'inductance de 6 H, mais la stabilisation de la tension d'anode est maintenant assurée par un (bon vieux) circuit intégré LM723 et quatre transistors du type BU426A montés en parallèle.



Figure 2. Vue plongeante dans l'oscillateur dans l'état d'origine. En haut à gauche, le transformateur de puissance, malheureusement défectueux dans mon appareil. À droite, la self de choc de 6 H (oui, henry). Les six tubes de la rangée arrière font tous partie de la stabilisation de l'alimentation. NB : cette photo a été prise bien avant qu'il ne fût question d'un article dans Elektor !

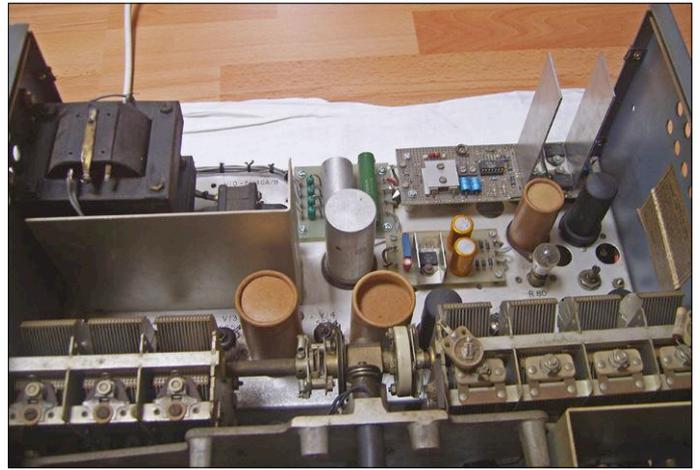


Figure 3. Vue de dessus du générateur sinusoïdal HP650A après quelques modifications. En haut à gauche, les deux transformateurs d'alimentation récupérés dans des postes radio, montés en gigogne. La self de choc originale de 6 H a été conservée, mais la rangée de six tubes, que l'on peut encore voir sur la figure 2, est supprimée et remplacée par des circuits d'alimentation (transistors + un circuit intégré). À droite de la plus petite platine, la fameuse mini-ampoule de 10 W pour la stabilisation de l'amplitude (cf. l'encadré « les racines de HP »).

Dans le circuit d'origine de l'oscillateur, cinq tubes 5654 (~6AK5, ~EF95) disposent d'une sorte de tension de filament « stabilisée », vu que leurs filaments sont alimentés par une source de $12,6 V_{AC}$ (deux des trois enroulements de $6,3 V$ en série) en série avec un « tube ballast » du type 12-4 à caractéristique quasi-PTC (coefficient de température positif). Plus le courant de filament est intense, plus la résistance de ce tube ballast augmente, amenant ainsi le courant

de filament à baisser. J'ai résolu ce problème en alimentant les filaments de ces cinq tubes avec une source stabilisée de $6,3 V_{CC}$, ce qui améliore également les caractéristiques de ronflement des dits tubes. Cette révision de l'alimentation effectuée, l'oscillateur sinusoïdal est à nouveau parfaitement fonctionnel ; je peux ainsi examiner le reste du circuit.

Deux oscillateurs

Le HP650A est un générateur de sinus

un point c'est tout ; il ne s'agit pas d'un générateur de fonctions qui distille à partir d'une tension triangulaire ou d'un signal carré un sinus ou quelque chose de similaire. En d'autres termes, l'instrument en question comporte deux oscillateurs totalement distincts. À la fin des années 40, l'état de l'art et les composants disponibles ne permettent pas encore de réaliser un générateur fonctionnant parfaitement sur six décades (10 Hz – 10 MHz) – près de vingt octaves quand même – et capable de respecter des spécifications précises. Pour les quatre premières décades (10 Hz – 100 kHz) il est fait appel à un oscillateur en pont de Vienne, tandis que pour les deux dernières, 100 kHz – 10 MHz, on utilise un oscillateur à trois étages RC à déphasage (cf. l'encadré **3 x 3 x 3 et un chouïa**). Le commutateur de gamme de fréquences sert même à commuter la tension d'alimentation des deux oscillateurs.

Aujourd'hui, nous utiliserions un potentiomètre (multiple) pour régler la fréquence à l'intérieur de chaque décade et des condensateurs d'un facteur dix fois plus petit pour chaque décade de fréquence plus élevée. Dans le HP650A, c'est exactement l'inverse. Le commutateur pour les gammes de fréquences commute des résistances fixes et le réglage s'effectue par le biais de condensateurs à air ; on les voit au premier plan des **figures 2 et 3**. Note importante concernant la figure 2 : elle montre le générateur avant le début de la restau-

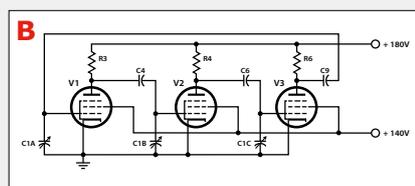
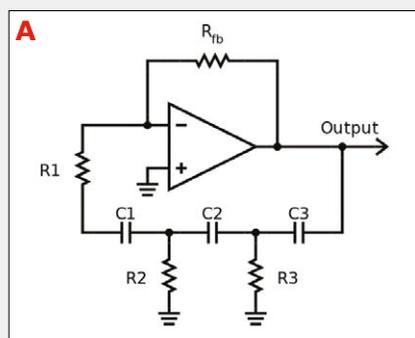
3 x 3 x 3 et un chouïa

L'oscillateur pour les deux gammes de fréquences les plus élevées (100 kHz – 10 MHz) du HP650A est un oscillateur à déphasage classique, composé d'un amplificateur à gain négatif et de trois éléments RC introduisant chacun une rotation de phase de l'ordre de 60° (**figure A**).

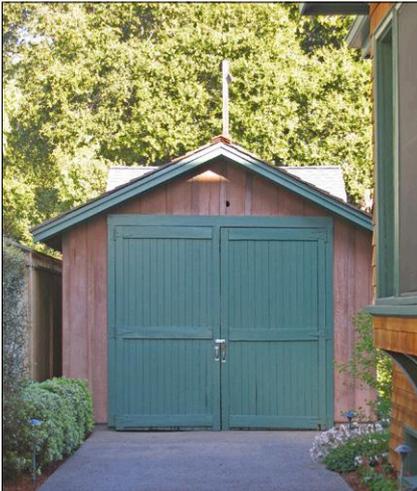
Cependant, l'amplificateur d'un tel oscillateur doit amplifier -29 fois, et cela en l'occurrence jusqu'à 10 MHz, ce qui n'était que difficilement réalisable à la fin des années 40 du siècle dernier.

C'est la raison pour laquelle on opta pour trois étages d'amplification d'un gain légèrement supérieur à 3 chacun (**figure B**).

Autre avantage de cette approche : chaque étage RC en aval ne charge pas ou à peine le précédent.



Les racines de HP



Il est communément admis que le « HP Garage » sis à Palo Alto est le berceau de la Silicon Valley. Photo : Jan Buiting.

En 1939, le premier produit réalisé par William (« Bill ») Hewlett et David (« Dave ») Packard est un oscillateur sinusoïdal pour l'audio ; il naît dans un garage loué à Palo Alto, Californie. Une pièce jetée en l'air détermine le nom de leur société : non pas Packard-Hewlett, mais Hewlett-Packard.

ration et la photo a été prise bien avant que Jan Buiting ne me demande d'écrire cet article. Sa résolution est donc sensiblement inférieure aux normes actuelles pour une impression dans un magazine. Les trois sections sur la gauche des photos sont les trois condensateurs rotacteurs de phase de l'oscillateur à haute fréquence (ici encore cf. l'encadré), 603 pF par section selon le manuel. Les quatre sections à droite sont prises deux à deux en parallèle. Avec 535 pF par section, cela nous donne deux condensateurs variables de 1,07 nF pour les quatre gammes de fréquences les plus basses. En aval des deux oscillateurs, on découvre un amplificateur de puissance à trois tubes chargé de délivrer en sortie la tension de sortie maximale de $3 V_{\text{eff}}$. Réaliser un amplificateur capable d'un transfert parfaitement rectiligne entre 10 Hz et 10 MHz (et ce, disent les spécifications, dans une limite de 1 dB) n'est pas, de nos jours, une tâche facile ; il y a près de soixante-dix ans, cela était quasiment impossible. Cependant, les impédances parasites des tubes utilisés dans l'étage de sortie sont compensées du mieux possible, sur toute

L'innovation décisive de leur tout premier modèle, le HP200A, est l'utilisation d'une mignonnette à incandescence comme résistance thermovariable (et donc variant avec la tension) pour stabiliser l'amplitude du signal produit. Ainsi, le HP200A (< 90 \$ US) est plus stable que la concurrence, nettement plus chère. Le HP650A utilise aussi une petite ampoule à incandescence comme stabilisateur d'amplitude, de même d'ailleurs que la plupart des oscillateurs bien plus récents. À noter : le premier numéro de type « 200 » fut choisi au hasard, le nombre ne devait pas être trop petit, car il signifierait que MM. Hewlett et Packard abordaient le marché... Pour plus d'informations sur le HP200A, voir la section « Rétronique » du numéro de novembre 2014 [2].

Quelques améliorations mineures donnent naissance au modèle HP200B, appareil suffisamment bon pour que les Studios de Walt Disney en achètent huit pour les effets sonores du film *Fantasia*. Si ce film n'a pas été un grand succès, les oscillateurs sinusoïdaux de HP n'y sont pour strictement rien. L'utilisation abondante de musique classique, la disparition du

la plage de fréquence, par la réalisation de toutes les « résistances » d'anode et de cathode sous la forme de petits réseaux de résistances, de bobines de quelques μH et de condensateurs (dont certains ajustables). Avec une puissance de sortie maximale de 15 mW (3 V dans 600 Ω), on peut dire que la puissance de 165 W absorbée sur le réseau (dans sa version d'origine) sert principalement à chauffer gentiment les alentours de l'instrument.

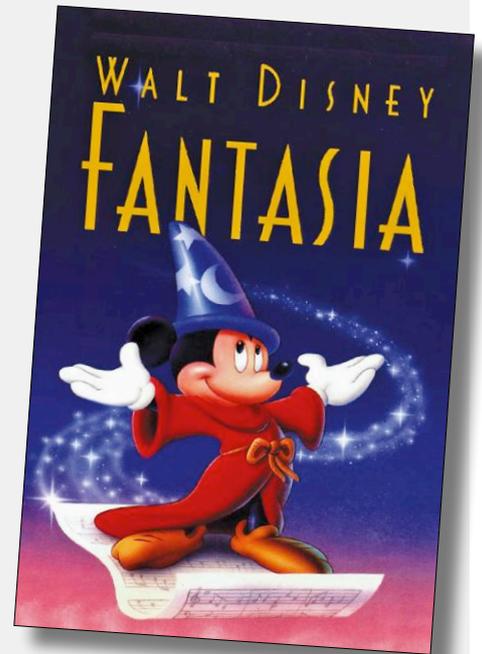
Voltmètre inclus

L'utilisateur veut bien évidemment connaître avec précision la tension de sortie de son oscillateur sinusoïdal. Pour cela, le HP650A est également équipé d'un vrai voltmètre à tube avec échelles en mV/V et en dB. À cause de la structure de l'atténuateur de sortie, la lecture du voltmètre à tube n'est précise que si l'oscillateur est chargé à son impédance caractéristique de 600 Ω . Normalement, je connecte une paire de résistances de 330 Ω et 270 Ω en série sur les bornes de sortie.

DDS ? Même pas peur !

Suite à la révision décrite, je possède,

marché européen en raison de la Seconde Guerre mondiale, et le besoin, pour la salle de cinéma, de disposer d'une installation audio « surround-sound » pour mettre en valeur les effets sonores, ont été des freins.



depuis plus de 38 ans, un générateur de sinus conçu, développé et fabriqué à l'ère des tubes, mais qui fonctionne maintenant avec quelques transistors, un circuit intégré et des tubes (après élimination des six tubes dans l'alimentation d'origine, il en reste onze). Ils travaillent en parfaite harmonie et fournissent des sinus jusqu'à 10 MHz à la distorsion bien moindre que celle de nombreux générateurs de fonctions. ◀

(160621 – version française : Guy Raedersdorf)

Liens

- [1] www.hparchive.com/Manuals/HP-650A-Manual-SN-6148.pdf
- [2] www.elektormagazine.fr/130423

DANS L'E-CHOPPE
→ 16033
livre numérique en anglais,
« Retronics »



QUESTIONS D'ÉTHIQUE

censure sur internet pendant le référendum catalan comment elle a été contournée



Manifestation à Barcelone le 3 octobre 2017, à l'occasion de la grève générale. (Photo : Ernest CS, licence CC BY-SA 4.0)

Le Centre des technologies de l'information et de la communication des autorités catalanes a été fermé par la police espagnole le jour précédant le référendum ; l'infrastructure internet qui devait faciliter le scrutin était donc en grande partie indisponible. Des experts volontaires ont conçu un système de remplacement qui a permis, grâce aux liaisons sans fil de milliers de citoyens, le vote du 1^{er} octobre 2017.

Tessel Renzenbrink (Pays-Bas)

Durant les semaines précédant le référendum catalan, les autorités espagnoles se sont rendues coupables de censure de l'internet à grande échelle. Les autorités ont limité le libre accès à l'information, en décidant ce qui pouvait être publié ou vu sur la toile. Les méthodes utilisées pour la censure – et pour la contourner – ont été recensées par « Matthias », un activiste et programmeur Linux dont le nom de famille reste inconnu. Il en a fait une présentation lors du 34^e *Chaos Communication Congress (CCC)*, le rendez-vous annuel allemand de la communauté *hacker* internationale, qui s'est tenu à Leipzig du 27 au 30 décembre 2017 [1]. Ci-après un compte-rendu de son récit.

Domaine de premier niveau « .cat » supprimé

Tout a commencé le 13 septembre, par la saisie du site officiel du référendum, www.referendum.cat ; le contenu du site est remplacé par un message annonçant la fermeture du site par les autorités espagnoles. D'autres sites dont le contenu est lié au référendum et du domaine *.cat* sont aussi fermés les jours suivants, par ex. www.ref1oct.cat. Il est à noter que *.cat* n'a rien à voir avec les chats, mais bien avec la Catalogne... Le nom de domaine est géré par la fondation *Fundació puntCAT*. La fondation a reçu trois injonctions judiciaires successives, avec une liste de plus en plus longue des sites à bloquer ; non seulement des sites spécifiques, mais aussi tous ceux relayant des informations, quelles qu'elles soient, sur le référendum. *Fundació puntCAT* devait donc surveiller activement tous les sites du domaine *.cat* ; un tel ordre est inhabituel et vraisemblable-

ment illégal, car le rôle de la fondation est d'enregistrer des noms de domaine, et rien d'autre. C'est un peu comme si *Verisign*, gestionnaire du domaine *.com*, était tenu pour responsable du contenu de tous les sites *.com* !

Le 20 septembre, le combat cesse d'être virtuel : les locaux de *Fundació puntCAT* sont envahis par la police, les ordinateurs saisis, et le directeur technique de la fondation arrêté. Ce dernier est entre autres accusé de désobéissance et d'entrave à l'exercice de la justice.



Page affichée par les sites confisqués. (Photo : domaine public).



Manifestation à Barcelone le 11 septembre 2017, jour du « Oui à l'indépendance ». (Photo : Medol, licence CC BY-SA 4.0)

Que des centaines de sites fleurissent !

En réaction au blocage du site *referendum.cat*, des sites miroir (même contenu, mais adresse différente) voient le jour. Les autorités espagnoles tentent de les bloquer aussi, et ceux du domaine *.cat* le sont effectivement. Pour les sites des domaines *.eu* et *.org* c'est plus compliqué – ils ne sont pas sous juridiction espagnole, mais les gros fournisseurs de service internet (*ISP*), comme *Telefónica*, *Vodafone* et *Orange*, collaborent avec les autorités et les bloquent ; certains fournisseurs moins importants et indépendants ne participent pas au blocus.

La méthode utilisée pour bloquer les sites est la falsification du système de noms de domaine (*DNS tampering*) : les noms de domaine ne sont pas traduits en adresses correctes. *Telefónica* utilise aussi l'inspection des paquets en profondeur (*deep packet inspection*) : le contenu des paquets est analysé, et filtré s'il répond à certains critères.

Le contournement de ces mesures n'est pas vraiment sorcier. Les politiciens et citoyens catalans ont diffusé via les médias sociaux des méthodes pour accéder à l'information. Il est possible d'éviter le *DNS tampering* en utilisant un serveur public plutôt que celui du fournisseur d'accès.

Mode avion ! Mode avion !

Avec la prise de contrôle des services régionaux de technologie de l'information le 30 septembre, c'est l'infrastructure physique qui est menacée. Le Centre des technologies de l'information et de la communication catalan (*Centre Tecnològic Telecomunicacions Catalunya*) ne peut plus fournir l'entièreté des services aux écoles et autres bâtiments communaux qui doivent servir de bureau de vote. Le jour du référendum, de nombreux bureaux signalent des problèmes internet : connexion impossible, Wi-Fi ou câble hors service, ou sites injoignables. Les citoyens interviennent à nouveau pour permettre la tenue du scrutin et mettent à la disposition des bureaux de vote leur liaison Wi-Fi. Les votants se concentrent aussi à l'entrée des bureaux afin d'en interdire l'accès à la police ; ils scandent « Mode avion ! », pour que les possesseurs d'un téléphone mobile n'utilisent pas la 4G et libèrent la bande passante pour le système de vote en ligne.

Infrastructure numérique souterraine

Quelques heures avant l'ouverture des bureaux de vote le 1^{er} octobre, le gouvernement catalan déclare un « recensement général » ; les votants ne sont plus liés à un bureau particulier et peuvent voter n'importe où. Cette mesure est nécessaire, la police espagnole ayant fermé certains bureaux manu militari,

mais il faut éviter que les citoyens ne votent plusieurs fois. Une simple base de données pour enregistrer l'identité des votants suffit à résoudre le problème.

La déclaration du recensement général était prévue, mais le secret bien gardé. Des hackers ont passé des semaines à concevoir l'infrastructure numérique nécessaire pour la tenue du référendum. L'un d'eux, qui préfère rester anonyme, a déclaré lors d'une interview au site d'information catalan *Vilaweb* : « la mise au point d'un logiciel de vote est relativement simple, mais la censure et la répression des autorités espagnoles ont complètement changé la donne. Nous avons réussi à contrer ce formidable adversaire grâce à *Tor*, *Signal*, *Linux*, *Bitcoin*, des logiciels libres et des téléphones mobiles jetables. Sans oublier le travail et l'imagination de nombreux hackers, qui ont œuvré sans ménager leurs forces pour rendre tout cela possible ».

Un autre hacker raconte : « à 8h, le site *registremeses.com* est ouvert, mais il est bloqué 15 min plus tard. Ils ont même bloqué les adresses (toutes !) d'un fournisseur de services européen bien connu ; sans tenir compte de tous les sites qui n'avaient absolument rien à voir avec le référendum. C'est vraiment une censure aléatoire, digne d'un régime totalitaire, mais quoi qu'ils fassent une réponse était prête : pour chaque adresse bloquée, deux nouvelles étaient mises en ligne ». Le référendum a bien eu lieu, malgré toutes les adversités : 2,2 millions de Catalans ont pu voter, sur un corps électoral de 5,5 millions. Parmi ces votants, 90% se sont prononcés pour l'indépendance.

La conclusion de Matthias au Chaos Communication Congress : « le plus important, c'est que la censure et la répression n'aient pas réussi à endiguer le référendum ». ◀

(160623 – version française : Jean-Louis Mehren)

Liens

- [1] Vidéo de la présentation de Matthias : https://media.ccc.de/v/34c3-9028-internet_censorship_in_the_catalan_referendum
- [2] www.vilaweb.cat/noticies/the-hackers-who-made-possible-a-universal-electoral-register-for-the-referendum/



bienvenue dans votre e-choppe

la rédaction recommande



Avec Pi Desktop, le Raspberry Pi devient un PC comme les autres

Tant qu'il reste sur l'établi, un Raspberry Pi peut vivre le ventre à l'air mais, tôt ou tard, son utilisateur devra se préoccuper de sa mise en boîte. C'est pour ça qu'il existe une tripotée de coffrets, lesquels forcément se ressemblent. À première vue, le Pi Desktop présenté ici relève de cette catégorie des coffrets, mais il offre bien davantage qu'une enceinte pour loger le fameux nano-ordinateur. Cet écran pour le Raspberry Pi et ses bijoux comporte entre autres une carte d'extension avec

microcontrôleur STM8S00 et connecteur GPIO par lequel les broches d'E/S du RPi restent accessibles.

Le Pi Desktop transformera votre RPi 2 ou 3 en véritable ordinateur avec jusqu'à 1 To de mémoire et un bouton marche-arrêt géré par logiciel.

Denis Meyer (labo d'Elektor)



www.elektor.fr/rpi-desktop-case

Vos favoris :

1. Microscope ADSM 302 d'Andonstar
www.elektor.fr/andonstar



2. Module Wi-Fi ESP-01 8266
www.elektor.fr/esp8266-wifi-module-150445-91

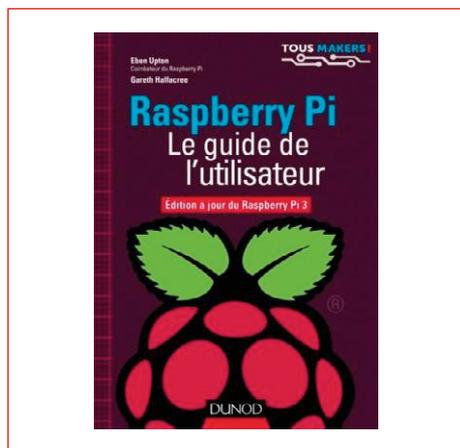
3. Imprimante 3D A6 d'Anet
www.elektor.fr/anet-a6-homelab-3d-printer-kit

4. « 3^e main » de Hobby Creek
www.elektor.fr/hobby-creek-third-hand

5. Livre officiel de l'ESP32 (livre en anglais)
www.elektor.fr/esp32-book

6. Plaque d'essais STEMtera compatible LEGO et Arduino
www.elektor.fr/stemtera

Raspberry Pi Le guide de l'utilisateur



Le nano-ordinateur Raspberry Pi 3 apporte son lot de nouveautés : intégration du Wi-Fi et du Bluetooth, processeur plus puissant de 33% (toujours quatre cœurs, mais en 64 bits), meilleure gestion de la puissance et nouveau modèle de connecteur micro-SD. Écrit par le créateur du Raspberry Pi, cet ouvrage est un vrai manuel d'utilisation destiné à tous ceux qui souhaitent tirer le meilleur parti de cette carte. Il permet de comprendre le matériel et ses principes de fonctionnement.

Prix (membres) : 24,21 €

www.elektor.fr/rpi-guide-de-lutilisateur

Kit de démarrage du Raspberry Pi Zero W



Un kit avec tout ce qu'il faut pour démarrer avec le nouveau Raspberry Pi Zero W ! Il comprend une bande de huit LED multicolores *Blink!*, un boîtier acrylique, une carte micro-SD de 8 Go avec NOOBS 2.2 préchargé, un connecteur mâle à 2x20 broches, 2 câbles USB, un adaptateur HDMI et bien sûr un Raspberry Pi Zero W avec puce monocœur, Wi-Fi et Bluetooth intégrés. Parfait pour effectuer vos premiers pas en Python.

Prix (membres) : 47,66 €

www.elektor.fr/zero-kit

Shield d'expérimentation Arduino version 2.0



Le *shield* proposé en 2014 améliorait la carte Arduino avec des LED, des boutons-poussoirs, un écran LCD et un accès à l'interface UART et aux broches du microcontrôleur. Ce *shield* a suscité – et suscite encore – beaucoup d'intérêt ; une révision s'imposait donc ! La version 2.0 de ce *shield* permet maintenant de connecter n'importe quel écran LCD standard avec connexion à 2x8 trous.

Prix (membres) : 29,25 €

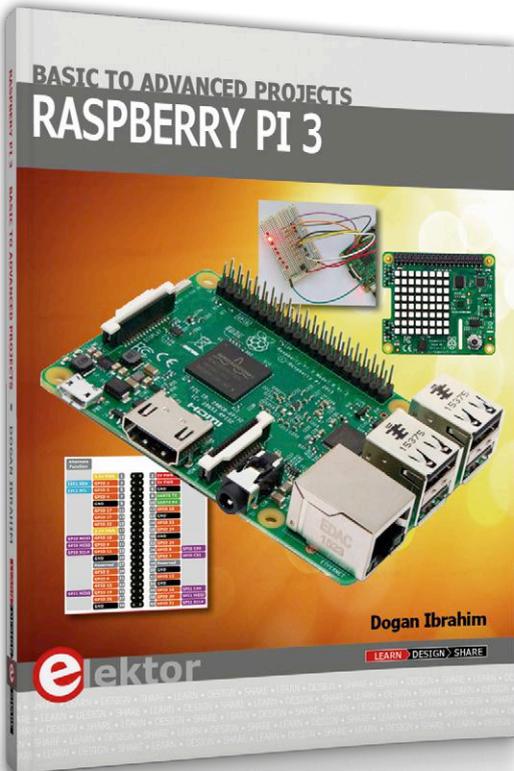
www.elektor.fr/160593-91



Raspberry Pi

Basic to Advanced projects

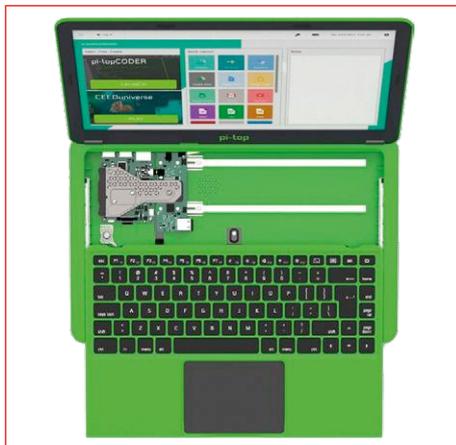
Dans ce livre (en anglais), il est question du nano-ordinateur Raspberry Pi 3, mais surtout de son utilisation dans diverses applications de contrôle et de surveillance. Cet ouvrage explique en termes simples, avec plus de 30 projets testés et fonctionnels, comment configurer le Raspberry Pi 3, comment installer et utiliser le système d'exploitation Linux, et comment écrire des programmes avec le langage de programmation Python pour des applications matérielles. Les montages proposés sont particulièrement intéressants parce qu'ils reposent sur du matériel récent : Sense HAT, Swiss Pi, MotoPi, Camera Module ainsi que de nombreux autres capteurs analogiques et numériques de pointe.



Prix (membres) : 29,95 €

www.elektor.fr/rpi-basic-advanced-projects

pi-top 2 – ordinateur RPi avec carte d'extension



Le kit pi-top 2 transforme le Raspberry Pi en ordinateur portable avec écran full-HD (14"), clavier et pavé tactile ! Il est fourni avec un kit de l'inventeur basé sur la carte d'extension pi-topPROTO+ (incluse). Avec ça, vous vous lancerez immédiatement dans la réalisation des 20 grands projets d'électronique décrits dans un livret d'instructions en couleur.



Prix (membres) : 269,96 €

www.elektor.fr/pi-top-2

The official ESP32 Book (livre en anglais)



Ce livre est une introduction au microcontrôleur ESP32 et décrit les principales caractéristiques matérielles et logicielles de cette puce. Le but principal de cet ouvrage est de montrer au lecteur comment utiliser le matériel et les logiciels de l'ESP32 dans des projets pratiques. De nombreuses réalisations reposent sur la carte de développement ESP32 DevKitC, l'environnement de développement Arduino et le langage de programmation MicroPython.



Prix (membres) : 31,46 €

www.elektor.fr/official-esp32-book

Acoustics in performance (livre en anglais)



Ce livre est d'une aide précieuse pour comprendre l'acoustique des salles de spectacle ou des lieux de culte. Il révèle les facteurs et les choix qui influencent leur qualité acoustique. C'est aussi une référence utile pour les acousticiens de terrain. Les explications sont pratiques et directes, sans être simplistes. Appliquez ces principes lors de la conception ou rénovation de lieux de spectacle ou de culte pour obtenir une meilleure acoustique.



Prix (membres) : 22,46 €

www.elektor.fr/acoustics-in-performance

Hexadoku casse-tête pour elektorniciens

Votre magazine se termine toujours et encore par une grille de sudoku particulière. Éteignez le fer à souder, oubliez les écrans de PC et d'oscilloscope, rangez les pinces et les fils. Faites travailler votre matière grise d'une autre façon : attrapez un crayon pour remplir la grille d'hexadoku.

N'oubliez pas d'envoyer votre réponse pour tenter de gagner un bon d'achat.

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 chacun un bon d'achat Elektor d'une valeur de **50 €**. À vos crayons !

Où envoyer votre réponse ?

Envoyez votre réponse (les chiffres sur fond grisé) avec vos coordonnées par courriel, avant le **23 mars 2018** à l'adresse **hexadoku@elektor.fr**

Les gagnants

La solution de la grille du numéro de janvier/février est **7164C**.

Les cinq bons Elektor d'une valeur de **50 €** vont à :

Francis **Artigue** (France), Miguel Án. **Gimeno** (Espagne), Ursula **Kronberger** (Allemagne), Jean-Paul **Winberg** (Belgique), Joe **Young** (Canada).

Bravo à tous les participants et félicitations aux gagnants !

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

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

Tout recours est exclu, de même que le sont, de ce jeu, les personnels d'Elektor International Media et leur famille. Un seul gagnant par foyer.



Salon de l'innovation en électronique,
mesure, vision et optique

TOULOUSE
Parc des expositions

**30-31
MAI
2018**

**PRENEZ DE L'AVANCE
SUR LE FUTUR**

Thèmes à l'honneur

- ◇ **AÉRONAUTIQUE**
- ◇ **MÉDICAL**
- ◇ **VÉHICULE AUTONOME**

Votre badge gratuit sur www.enova-event.com



Enova
2018 >

LYON
7-8 FÉVRIER

TOULOUSE
30-31 MAI

PARIS
23-24 OCTOBRE

- Plus de 45 ans d'expérience
- Grande disponibilité et livraison garantie
- Plus de 85 000 produits

RESULTAT OPTIMAL – MEME DANS DE RUDES CONDITIONS : LES NOUVEAUX MULTIMÈTRES NUMÉRIQUES

Robuste multimètre numérique avec éclairage LED

Parfaitement conçu pour un emploi quotidien, à l'extérieur, pour la maintenance, le BTP et l'industrie, mais aussi pour les bricoleurs avertis.

- Eclairage automatique des touches de fonction et du bouton rotatif
- Puissante lampe LED pour éclairer le poste de travail
- Affichage des mesures à 3 5/6 digits (soit 6 000 counts)
- Afficheur LCD avec mesure relative et diagramme à barres 42 segments
- Contrôleur de continuité avec ronfleur et test des diodes

PeakTech®



Référence : PEAKTECH 3443

NOUVEAU 67,22



UTILISABLE ÉGALEMENT DANS L'OBSCURITÉ LA PLUS TOTALE !



Clavier éclairé + lampe de travail intégrée
PEAKTECH 3443 et
PEAKTECH 3445

Multimètre numérique robuste avec Bluetooth

Comme le PeakTech 3443, mais avec plus de fonctions :

- Mesure True-RMS
- Interface Bluetooth utilisable avec votre smartphone Android



Référence : PEAKTECH 3445

92,43 NOUVEAU

Fourniture sans smartphone

PeakTech®

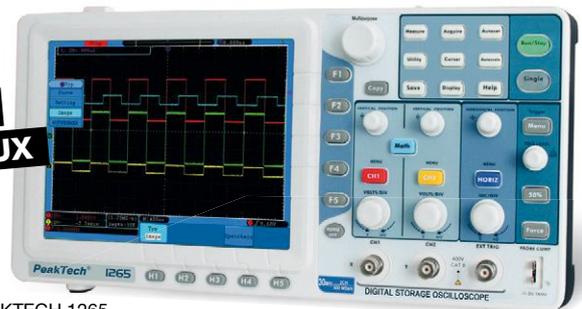


Oscilloscope à mémoire numérique PeakTech®

Oscilloscope à mémoire numérique de toute dernière génération, avec un écran couleur haute résolution, rétroéclairage, bande passante et vitesse de mesure élevées, grande mémoire de données interne et port USB.

- Sortie VGA pour le raccordement d'un écran externe
- Connexion LAN pour la consultation à distance via le réseau
- Écran couleur TFT 20 cm (8")

**30 MHz
2 CANAUX**



Bestell-Nr.: PEAKTECH 1265

266,25 MEILLEURE VENTE