

# carte à pilote de moteur TMC2160

**puissance et silence  
en harmonie**



## I'Internet des Objets et le renard



**une carte abordable pour accéder  
au réseau Sigfox**

## transmission de paquets UDP

**no souci  
avec l'ESP8266**



démarrage en douceur pour amplificateur ➡ critères de qualité pour un éclairage ambiant à LED ➡ enregistreur de température avec Arduino Nano ➡ hors-circuits de R. Lacoste : amplificateurs différentiels ➡ système de fichiers Flash JesFS ➡ Raspberry Pi dans le monde de l'automatisation ➡ révision du détecteur de rayonnement (déjà amélioré) ➡ horloge à VFD ➡ relais commandé par Wi-Fi (ESP8266) sur carte miniature à prix riquiqui (< 3 €) ➡ projet SCCC (5) ➡ conception d'un récepteur de 1 à 30 MHz ➡ Rétronique : la première console de jeux vidéo d'Elektor



SPLITTER DISPLAYPORT 4K

**DELOCK®**  
we move the world

# LA PARTIE LA PLUS SIMPLE DE VOTRE PROJET

Miroiter ou étendre le signal du moniteur  
à 3 affichages avec une résolution de 4K.

- Compatible Dual Mode (DP+++)
- DisplayPort 1.4 Multi-Stream Transport
- supporte HDR
- supporte HDCP 1.4 et 2.2

**BESTSELLER**

N° de commande : DELOCK 87737

**89,65**  
(74,71)

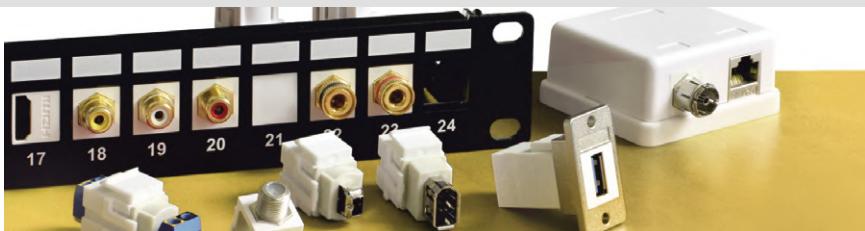


**4K UHD**

Notre assortiment Keystone de

**DELOCK®**  
we move the world

Découvrir maintenant ► [www.rch.lt/to](http://www.rch.lt/to)



## Antenne LoRa 868 MHz

Omnidirectionnelle, avec articulation basculante

- Prise SMA
- Gamme de fréquence : 860 - 870 MHz
- ZigBee 868 MHz, Z-Wave 868 MHz
- Gain d'antenne : 3 dBi
- Impédance : 50 Ohm
- Rendement : 45,91
- ROS : 1,5



**BESTSELLER**

N° de commande :  
**DELOCK 89769** 9,40 (7,84)

## Antenne LoRa 863-928 MHz

- Prise MHF
- LoRa, NB-IoT, ZigBee, Z-Wave (908, 921), ISM, GSM
- Gain d'antenne : 1,68 dBi
- Impédance : 50 Ohm
- montage adhésif
- Type de câble : 1.13



**BESTSELLER**

N° de commande :  
**DELOCK 12540** 7,08 (5,90)

**DELOCK®**  
we move the world

- Excellent rapport qualité prix
- Plus de 110 000 produits sélectionnés

- Livraison fiable - depuis l'Allemagne dans le monde entier

Assistance téléphonique: +33 97 518 03 04

[www.reichelt.fr](http://www.reichelt.fr)

**reichelt**  
elektronik – Tirer le meilleur parti de votre projet

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

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

Imprimé aux Pays-Bas par  
Pijper Media – Groningen  
Distribué en France par M.L.P.  
et en Belgique par A.M.P.



## Volta, Weber, Ohm, Faraday...

On situe les débuts de l'électronique en 1904 (diode à vide de John Ambrose Fleming) ou 1907 (triode à vide de Lee de Forest). Ces inventions ont donné naissance à une famille de composants : les tubes. Ils ont permis de lancer le téléphone, la radio, la télévision, les radars, l'informatique... L'arrivée du transistor en 1948 a marqué un nouveau tournant pour arriver à la microélectronique. Mais n'oublions pas que ces inventions reposent sur des découvertes du XIX<sup>e</sup> siècle.

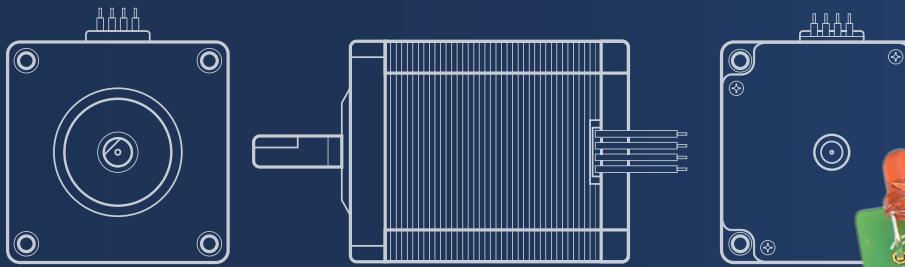
En 1820, le physicien danois Hans Christian Oerstedt expose publiquement que le passage d'un courant électrique dans un fil crée un champ magnétique. Jusque-là, l'électricité et le magnétisme étaient considérés comme deux phénomènes indépendants. Le français André Marie Ampère, professeur à l'École polytechnique de Paris, prend connaissance des expériences de Oerstedt et entame des recherches sur l'électromagnétisme. C'est grâce à ces travaux que son patronyme a été retenu en 1954 comme unité de courant électrique du SI. Sa définition a d'ailleurs fait l'objet d'une révision cette année (mai 2019 !) : elle repose maintenant sur la valeur numérique de la charge élémentaire ( $e$ ) et non plus la perméabilité du vide ( $\mu_0$ ). En 2020, on parlera beaucoup d'Ampère puisque sera célébré le 200<sup>e</sup> anniversaire de ses découvertes. Plusieurs événements dans le monde de l'industrie et dans l'enseignement seront organisés à cette occasion. Renseignez-vous !

Petit message personnel : je passe la main, je quitte la rédaction en chef d'Elektor. Par choix et de mon plein gré. Je vous remercie, lecteurs, pour votre fidélité, vos commentaires, vos suggestions... Je salue également toute l'équipe qui participe à la réalisation de chaque magazine : auteurs, rédacteurs, traducteurs, dessinateurs, maquettistes... qui poursuivront l'aventure dès le prochain numéro.

Mariline Thiebaut-Brodier

### Notre équipe

Rédactrice en chef :	Mariline Thiebaut-Brodier ( <a href="mailto:redaction@elektor.fr">redaction@elektor.fr</a> )
Rédaction internationale :	Eric Bogers, Jan Buiting, Jens Nickel
Laboratoire :	Mathias Claussen, Ton Giesberts, Luc Lemmens, Clemens Valens (responsable), Jan Visser
Coordination :	Hedwig Hennekens
Ont coopéré à ce numéro :	Pascal Godart, Yves Georges, Robert Grignard, Denis Lafourcade, Jean-Louis Mehren, Denis Meyer, Hervé Moreau, Helmut Müller, Xavier Pfaff
Service de la clientèle :	Cindy Tijssen
Graphistes :	Giel Dols, Jack Jamar
Elektor en ligne :	Daniëlle Mertens



# carte à pilote de moteur **TMC2160** puissance et silence en harmonie

## 5 bientôt dans Elektor

**15 référence de tension ajustable TL431**  
drôle de composant n°42

**19 agenda**  
novembre-décembre 2019

**52 vol tous azimuts**  
l'électronique par monts, maux  
et merveilles

**105 Rétronique**  
la première console de jeux vidéo d'Elektor  
reprise de service après 42 ans

## 112 l'e-choppe d'Elektor

**114 hexadoku**  
casse-tête pour elektorniciens

## en coulisse

**33 bruits de labo...**  
interface utilisateur, batteries, capteurs

**34 hors-circuits de R. Lacoste**  
amplificateurs différentiels  
de meilleures caractéristiques  
et une plus grande immunité au bruit

**40 arduiner avec les cartes de  
développement d'Infineon**

**44 que la (bonne) lumière soit !**  
critères de qualité  
pour un éclairage ambiant à LED

**62 Raspberry Pi dans le monde de  
l'automatisation**  
les systèmes des amateurs dans les  
applications commerciales

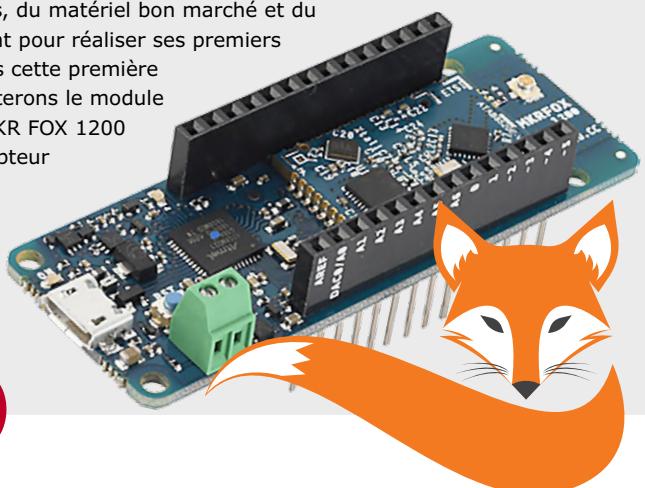
**68 projet 2.0**  
corrections, mises à jour et  
courrier des lecteurs

## I'Internet des Objets et le renard (1)

### une carte abordable pour accéder au réseau Sigfox

Pour que des capteurs alimentés par piles puissent envoyer des données vers des passerelles internet, il existe des protocoles radio comme Sigfox et LoRa. Sigfox se distingue par un réseau homogène et déjà bien développé. L'utilisateur n'a plus qu'à programmer les noeuds et les enregistrer pour pouvoir visualiser les données par l'internet. Comme nous le verrons dans cette série d'articles, du matériel bon marché et du logiciel libre suffisent pour réaliser ses premiers projets Sigfox. Dans cette première partie, nous présenterons le module compact Arduino MKR FOX 1200 avec émetteur-récepteur Sigfox intégré, ainsi qu'une carte mère correspondante.

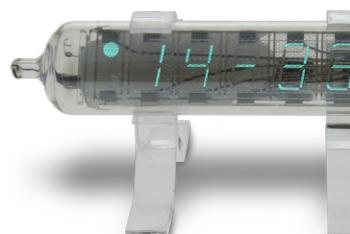
26



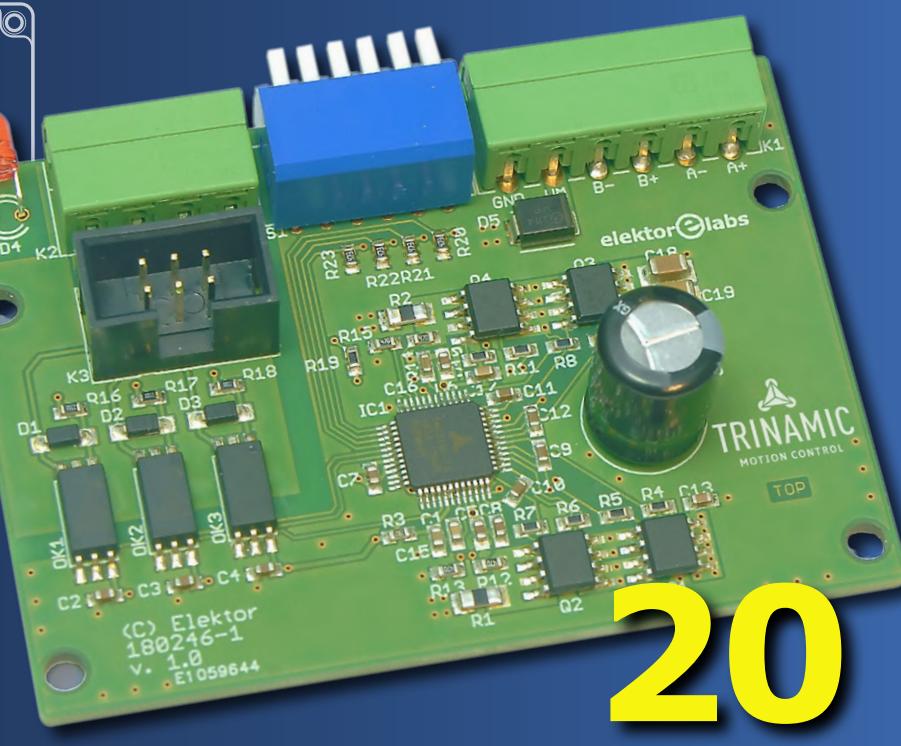
**96 transmission de paquets UDP**  
no souci avec l'ESP8266

**100 banc d'essai : Raspberry Pi 4**  
tout nouveau, tout beau, toujours au top ?

**110 dans l'e-choppe d'Elektor**  
Earth Listener, générateur de fonctions,  
alimentation de labo programmable



**horloge à VFD**  
faire du neuf  
avec du vieux



## transmission de paquets UDP

### no souci avec l'ESP8266

Pour échanger des données sur un réseau, on utilise en général un modèle client-serveur. Le client envoie une requête à un serveur, qui fournit les données demandées sous la forme d'une page HTML. Ce modèle exige pas mal de ressources logicielles : un programme de serveur tournant sur un ordinateur, par ex. un Raspberry Pi, et du côté client un logiciel pour traiter les données de la page HTML.



96



sur la scène : les projets

### 6 démarrage en douceur pour amplificateur

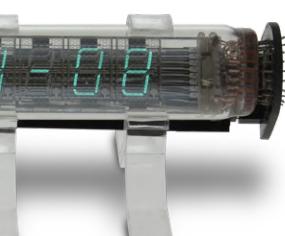
épargnez vos fusibles et votre électronique

### 16 enregistreur de température avec Arduino Nano

au rythme circadien...

### 20 carte à pilote de moteur TMC2160

puissance et silence en harmonie



76

### 26 l'Internet des Objets et le renard (1)

une carte abordable pour accéder au réseau Sigfox

### 56 système de fichiers Flash JesFS

mégadonnées bien ordonnées pour petits contrôleurs

### 70 révision du détecteur de rayonnement (déjà amélioré)

mise à jour du matériel du compteur alpha/bêta/gamma

### 74 horloge à VFD

faire du neuf avec du vieux

### 81 relais commandé par Wi-Fi sur carte miniature à prix riquiqui (< 3 €)

ESP8266 à la manœuvre

### 84 projet SCCC (5)

processeur softcore et compilateur C à construire soi-même

### 88 conception d'un récepteur de 1 à 30 MHz

AM, BLU et CW par résonateurs, filtres ou quartz enfichables



bientôt sur ces pages

Extrait du sommaire du prochain numéro :

- Balance du watt
- Banc d'essai : caméra thermique
- Carte pour compteur Geiger
- Électronique pour les débutants
- Multitâche avec l'ESP32
- Pas à pas : envoyer des données avec Sigfox
- Pratique :
  - bibliothèque graphique pour microcontrôleurs
  - Premiers pas avec RISC-V
  - Régulation de vitesse pour moteurs à courant alternatif
  - Savoir-faire : anti-rebond pour bouton

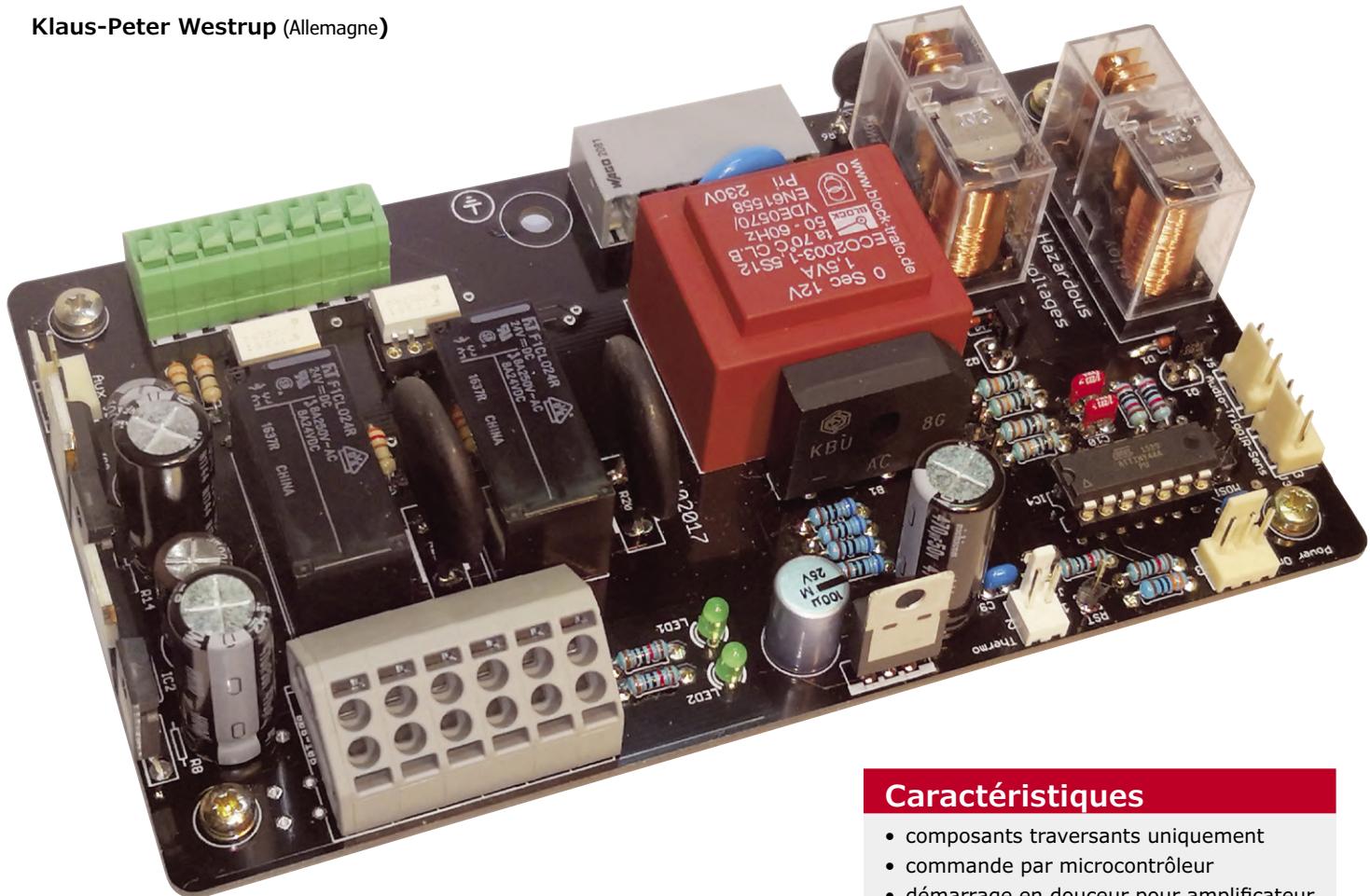
Sous réserve de modification.

Le numéro de janvier-février 2020 paraîtra le **26 décembre 2019**.

# démarrage en douceur pour amplificateur

## épargnez vos fusibles et votre électronique

Klaus-Peter Westrup (Allemagne)



### Caractéristiques

- composants traversants uniquement
- commande par microcontrôleur
- démarrage en douceur pour amplificateur
- télécommande IR
- mise en marche et arrêt automatiques

Cela vous est sans doute déjà arrivé : vous allumez votre appareil, et pan ! Le fusible a sauté. La plupart du temps il ne s'agit pas d'un appareil défectueux, la raison est plus simple : l'appel de courant lors du démarrage a dépassé les capacités du fusible. Cette pointe de courant (*surge ou inrush current*) peut apparaître aussi bien dans les circuits avec un transformateur d'alimentation que dans ceux avec une alimentation à découpage sans transformateur à l'entrée ; la cause en est cependant différente dans les deux cas.

Dans le cas d'un transformateur, la surintensité est due à la saturation du noyau ; dans les alimentations à découpage, c'est

le courant de charge des condensateurs qui en est la cause. Cette surintensité est très élevée, et

certains composants n'apprécient pas vraiment... Ce n'est donc pas une surprise que ce soit lors de l'enclenchement

que les appareils et/ou leur alimentation flanchent. C'était aussi le cas des lampes à incandescence, désormais interdites. Les fabricants d'appareils électriques et électroniques – et sans nul doute les lecteurs d'Elektor – connaissent bien ce phénomène, et y remédient : il faut, d'une manière ou d'une autre, limiter l'appel de courant à la fermeture.

### Mise sous tension d'un transformateur d'alimentation

On cherche toujours à maximiser le flux du champ magnétique dans le noyau en fer et à réduire la taille de l'entrefer afin de minimiser les pertes, mais cela entraîne une augmentation de la surintensité transitoire à l'enclenchement. Contrairement à ce que l'on pense généralement, c'est lorsque la tension est nulle au moment de la fermeture du circuit que la surintensité est la plus forte. Quelques formules suffisent pour illustrer le phénomène. En régime établi, après disparition des transitoires, le déphasage entre la tension du secteur et le flux du champ magnétique est de 90° :

$$\phi(t) = U_{\max} \int \sin(\omega t) dt + C$$

Cette équation est une application de la loi de Faraday. Il s'en suit :

$$\phi(t) = -\frac{U_{\max}}{\omega} \cdot \cos(\omega t) + C$$

C'est donc bien au passage par zéro de la tension que le flux du champ magnétique atteint son maximum en valeur absolue. En régime établi, la constante C est nulle, mais ce n'est pas le cas à l'enclenchement ; le flux est en effet nul à ce moment, abstraction faite d'un éventuel champ magnétique rémanent dans le noyau. Les conditions initiales à l'enclenchement du transformateur ( $t = 0$ ) sont définies par la constante C, qui dépend elle-même :

- de la valeur et de la polarité du champ rémanent dans le noyau ;
- de la phase de la tension appliquée ;
- des caractéristiques du noyau.

En résumé :

$$\phi(t) = \phi_{\max} \cdot \sin(\omega t + \alpha) + \phi_{rest} + \phi_{\max} \cdot \sin(\alpha)$$

$$\text{avec } \alpha = \theta - \frac{\pi}{2}$$

Si nous considérons que  $\phi_{rest} = 0$ , nous en déduisons ce qui suit :

- lorsque la tension du secteur est maximale à l'enclenchement,  $\phi = \Phi_{\max}$  ;
- lorsque la tension est nulle à l'enclenchement,  $\phi = 2 \Phi_{\max}$ .

Ce flux deux fois plus élevé va entraîner la saturation magnétique du noyau. La valeur de l'inductance du bobinage primaire est dès lors pratiquement nulle, et le courant n'est limité que par la valeur de la résistance ohmique de ce bobinage et du cordon d'alimentation.

La surintensité transitoire ne dure que quelque 10 ms, 3 à 6 ms en pratique, car la saturation du noyau n'est pas instantanée. N'oublions pas non plus qu'il faudra encore 4 à 10 périodes de la tension du secteur pour que le flux du champ magnétique et le courant dans le circuit se stabilisent.

### Solutions possibles

Pour éviter la surintensité transitoire, on pourrait essayer – d'une manière ou d'une autre – de ne connecter le transformateur que lorsque la tension du secteur atteint son maximum.

C'est bien entendu correct, mais pour un bon fonctionnement, il faut que le champ magnétique rémanent du noyau soit nul au moment de la connexion du transformateur. Ce n'est pas du tout évident à garantir dans la pratique. Il existe des circuits qui mesurent ce champ rémanent, et qui permettent un enclenchement sans surintensité et sans faire appel à des résistances de limitation de courant ; ils sont relativement complexes. Une autre possibilité est de surdimensionner le transformateur, pour retarder la saturation de son noyau. Cela fonctionne, mais le transformateur est plus

**INFOS SUR LE PROJET**

	audio
	démarrage en douceur
	télécommande IR
	débutant
	connaisseur
	expert
	env. 3h
	soudage standard, AVRISP (en option)
	env. 50 €

cher, plus lourd et plus gros ; les pertes électriques augmentent aussi. Ces inconvénients ne sont a priori pas acceptables. En général, on peut vivre avec ces surintensités : elles sont de courte durée et ne risquent pas d'endommager le transformateur ou d'autres composants. Pour des puissances un peu plus élevées, on se contentera aussi de limiter les surintensités, de manière passive ou active. Le **tableau 1** reprend les surintensités rencontrées sur quelques transformateurs. Pour des puissances supérieures ou égales à 300 VA, il est évident que la limitation des appels de courant à l'enclenchement est indispensable si on veut éviter que les fusibles nous sautent littéralement à la figure !

### Limitation passive du courant d'appel

La limitation passive est réalisée avec des (grosses) résistances en série, ou

**Tableau 1. Surintensité transitoire pour divers transformateurs**

Puissance (VA)	Tension (V)	Résistance ( $\Omega$ )*	Surintensité (A)
200	230	8	36
300	230	5	54
500	230	3	81
800	230	1,5	130
1000	230	1	163

\* Valeur approximative.

Inrush current limiters  
ICLs

B57236S0\*\*\*M0\*\*  
S236

#### Electrical specification and ordering codes

R <sub>25</sub> Ω	I <sub>max</sub> (0...65 °C) A	C <sub>test</sub> <sup>1)</sup> μF	C <sub>test</sub> <sup>1)</sup> 110 V AC μF	R <sub>min</sub> (@ I <sub>max</sub> , 25 °C) Ω	Ordering code
2.2	6	200	800	0.057	B57236S0229M0**
2.5	5.5	200	800	0.067	B57236S0259M0**
3	5	300	1200	0.077	B57236S0309M0**
4.7	4.6	300	1200	0.102	B57236S0479M0**
5	4.5	300	1200	0.108	B57236S0509M0**
8	3.7	300	1200	0.152	B57236S0809M0**
10	3.5	300	1200	0.180	B57236S0100M0**
12	3.2	300	1200	0.215	B57236S0120M0**
16	2.9	300	1200	0.262	B57236S0160M0**
20	2.8	300	1200	0.284	B57236S0200M0**
25	2.5	300	1200	0.357	B57236S0250M0**
50	1.9	300	1200	0.594	B57236S0500M0**
80	1.6	400	1600	0.861	B57236S0800M0**
120	1.5	400	1600	0.990	B57236S0121M0**

Figure 1. Caractéristiques des thermistances de la série S236 de TDK.

des thermistances. Ces dernières ne sont que des résistances dont la valeur est proportionnelle ou inversement proportionnelle à la température. Il y en a donc à coefficient de température positif (CTP, PTC) ou négatif (CTN, NTC).

Pour la limitation de courant, on n'utilise que des thermistances à CTN. La valeur de leur résistance est plus élevée à froid qu'à chaud.

Dans le cas d'une limitation entièrement passive, on se contente de mettre une thermistance en série avec la charge. Lorsque l'appareil est éteint, la thermistance est à la température ambiante et elle limitera efficacement le courant lors de la mise en marche. Le courant à travers la thermistance va l'échauffer et la valeur de la résistance va chuter jusqu'à atteindre quelques ohms lorsque le courant aura atteint son intensité nominale. C'est une solution simple à mettre en œuvre, bon marché et fiable.

Les paramètres importants à prendre en compte sont la valeur « à froid » de la thermistance et le courant maximal admissible. La valeur de la résistance doit être choisie de telle manière que la surintensité limitée ne fasse pas griller le fusible et n'endommage pas le circuit en aval.

Nous allons maintenant dimensionner la protection d'un transformateur de 500 VA, dans un appareil protégé par un fusible avec une intensité maximale de courant (I<sub>smax</sub>) de 10 A.

Calcul de la résistance à froid :

$$R_{NTC} = \frac{U_{eff} \cdot 1,414}{I_{smax}} - R_{transfo} = \frac{230V \cdot 1,414}{10A} - 3 = 30$$

La résistance à froid de notre thermistance doit donc être de 30 Ω. Nous devons maintenant calculer l'intensité du courant à travers la thermistance en régime établi, en considérant que le transformateur est chargé au maximum :

$$I_{NTC} = \frac{\text{puissance}}{U_{eff}} = \frac{500\text{VA}}{230V} = 2,2\text{A}$$

L'intensité de ce courant est de 2,2 A pour notre transformateur de 500 VA. Il nous reste encore à calculer l'énergie qui devra être dissipée par la thermistance pendant le régime transitoire. Si nous considérons que la forme de l'impulsion est rectangulaire, l'énergie est égale au produit de la puissance à dissiper et de la durée :

$$E = (R_{NTC} + R_{transfo}) \cdot I^2 \cdot t = (30 + 3) \cdot (10A)^2 \cdot 6ms = 20J$$

Le tableau reprenant les caractéristiques des thermistances de la série S236 de TDK (**fig. 1**) ne reprend pas l'énergie maximale admissible, mais bien une

charge capacitive maximale C<sub>test</sub>. Pour les alimentations à découpage, c'est la valeur de la capacité à l'entrée du convertisseur ; cela nous permet de calculer l'énergie :

$$E = \frac{1}{2} \cdot 300 \cdot F \cdot (230V \cdot 1,414)^2 = 15,8J$$

Certaines thermistances n'acceptent pas une charge suffisante, il faut alors choisir un modèle plus puissant ou connecter deux thermistances en série. C'est ce que nous avons fait pour notre circuit : deux thermistances de 16 Ω en série. Attention, il ne faut jamais connecter des thermistances en parallèle !

#### Inconvénients

Cette protection passive se retrouve dans bon nombre d'appareils du commerce, mais elle présente tout de même quelques inconvénients.

En premier lieu, la puissance dissipée dans la thermistance en régime établi. Même si la valeur de la résistance n'est alors que de 1/20<sup>ème</sup> à 1/10<sup>ème</sup> de la valeur à froid, la dissipation n'est pas négligeable, 8 W dans notre cas. À l'époque actuelle, ce n'est guère acceptable... En outre, la température à la surface de la thermistance est relativement élevée, 150 °C pour notre modèle.

On voit tout de suite qu'il n'est pas question d'éteindre et rallumer tout de suite l'appareil : il faut attendre une minute ou plus pour que la thermistance puisse à nouveau remplir son rôle de protection contre les surintensités transitoires. Les soudures et certains composants n'apprécient pas non plus une température élevée. Ces composants – surtout ceux en plastique – devront être éloignés des thermistances.

#### C'est déjà mieux avec un relais

La **figure 2** montre le schéma de principe d'une solution active très utilisée aussi. Une thermistance assure la protection au démarrage, mais le contact d'un relais est monté en parallèle, ce qui permet de la court-circuiter après un certain temps ; elle ne dissipe alors plus aucune puissance. Le relais dissipe encore de l'énergie (env. 1 W), mais c'est bien moins que les 8 W de la solution passive.

L'électronique de commande du relais est souvent alimentée par un transformateur séparé. Ce circuit est dissocié de l'alimentation de l'appareil, ce qui garantit

un redémarrage sans problème en cas d'une courte panne de courant. Un autre avantage est que l'on peut remplacer l'interrupteur principal de l'appareil par un second relais commandé par une très basse tension.

### De la théorie à la pratique

Après ces considérations théoriques, mais néanmoins intéressantes, il est temps de se retrousser les manches et de passer au projet proprement dit.

Notre circuit de démarrage en douceur était initialement destiné à un amplificateur de puissance avec une alimentation à découpage. Les opinions divergent quant à l'utilisation de ce type d'alimentation en audio, mais les avantages par rapport à une alimentation traditionnelle ne sont pourtant pas négligeables. Le rendement est bien meilleur, et l'encombrement et le poids sont nettement moindres. Cela permet la conception d'amplis plus petits et légers, qui peuvent facilement trouver leur place dans une petite enceinte acoustique par exemple. La régulation inhérente à une alimentation à découpage apporte aussi une certaine sécurité sur les charges variables : hormis les fluctuations transitoires, l'amplitude de la tension restera toujours dans une plage sûre. Avec la bonne topologie, le bruit et la distorsion ne sont pas un problème non plus.

Il existe aujourd'hui des alimentations à découpage spécialement conçues pour l'audio, voir par ex. [1].

### Schéma de principe

Nous avons opté pour un circuit commandé par un microcontrôleur. Il y a des possibilités d'extension sans trop d'ajouts matériels, par ex. pour la mise en service et l'arrêt automatiques commandés respectivement par la détection de la présence ou l'absence d'un signal audio. Un récepteur infrarouge (IR) permet également la commande d'un potentiomètre de volume motorisé. Le schéma de principe du circuit est repris en **figure 3**. Le microcontrôleur est au cœur du circuit, et malgré son omniprésence on peut se contenter d'un relativement modeste ATtiny44. Le circuit de démarrage en douceur est alimenté via son propre transformateur, à gauche sur le schéma. La tension du secteur va aussi – via un circuit de protection à relais et thermistance – vers l'alimentation de l'amplificateur de puissance, en haut à droite. Cette dernière fournit les tensions posi-

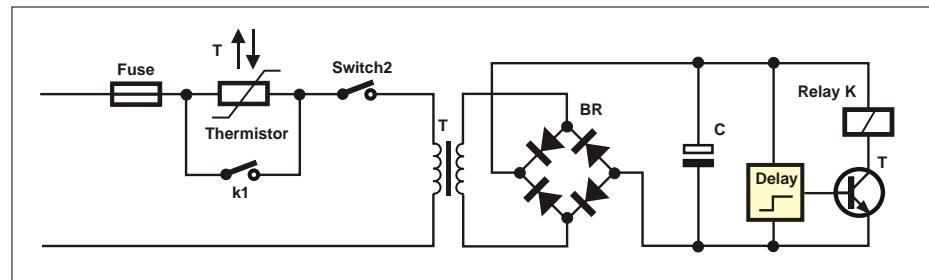


Figure 2. Principe d'un limiteur de surintensité transitoire avec thermistance et relais.

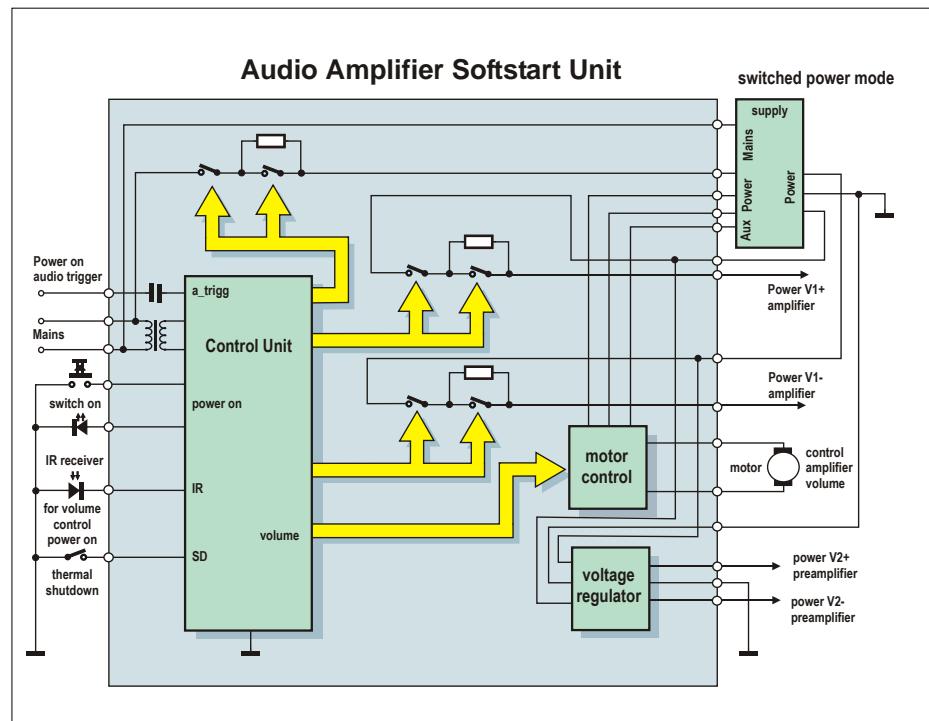


Figure 3. Schéma de principe du circuit.

tive et négative V1+ et V1- nécessaires à l'ampli. Un circuit avec relais et thermistances fournit une protection supplémentaire pour ces tensions. Les tensions V2+ et V2-, pour ex. l'alimentation d'un préamplificateur, sont régulées avec des circuits intégrés standard. L'alimentation du moteur du potentiomètre de volume provient aussi du circuit d'alimentation de l'ampli.

### Schéma détaillé

Les sous-ensembles du schéma de principe se reconnaissent aisément sur le schéma détaillé de la **figure 4**. En haut à gauche, on retrouve la partie secteur (K9, K1 et K11) : la tension entre sur K1, et ressort sur K11 pour l'alimentation à découpage de l'ampli.

Le bornier K9 n'a pas de fonction défini

nié, mais il permet le raccord éventuel d'une protection de mise à la terre (PE, Protective Earth).

Les tensions délivrées par l'alimentation à découpage pour l'amplificateur, V+, GND et V-, entrent sur K3. Les tensions V2+ et V2-, régulées par un 7818 (IC2) et un 7918 (IC3) permettent d'alimenter en ±18 V un éventuel préamplificateur. Les tensions V+ et V- ressortent via les relais RE3 et RE4 comme V+\* et V-\* vers l'ampli. Les deux LED vertes indiquent le bon fonctionnement. La tension V<sub>AUX</sub>, délivrée par l'alimentation à découpage, permet la commande d'un potentiomètre de volume motorisé. La tension entre sur K2 et est commutée par les relais bidirectionnels à MOSFET des deux optocoupleurs d'IC6 en fonction des besoins.

Le bouton-poussoir pour la mise en marche et l'arrêt manuels ainsi que la LED associée sont raccordés à K5. Le récepteur IR est lui raccordé à K4.

## Le récepteur IR

La possibilité de commander l'amplificateur à distance est particulièrement attractive, mais cela soulève quelques

questions. Le gros problème est de déterminer pour quelles télécommandes – en fait quels protocoles de transmission de données – il faut écrire le logiciel. Il

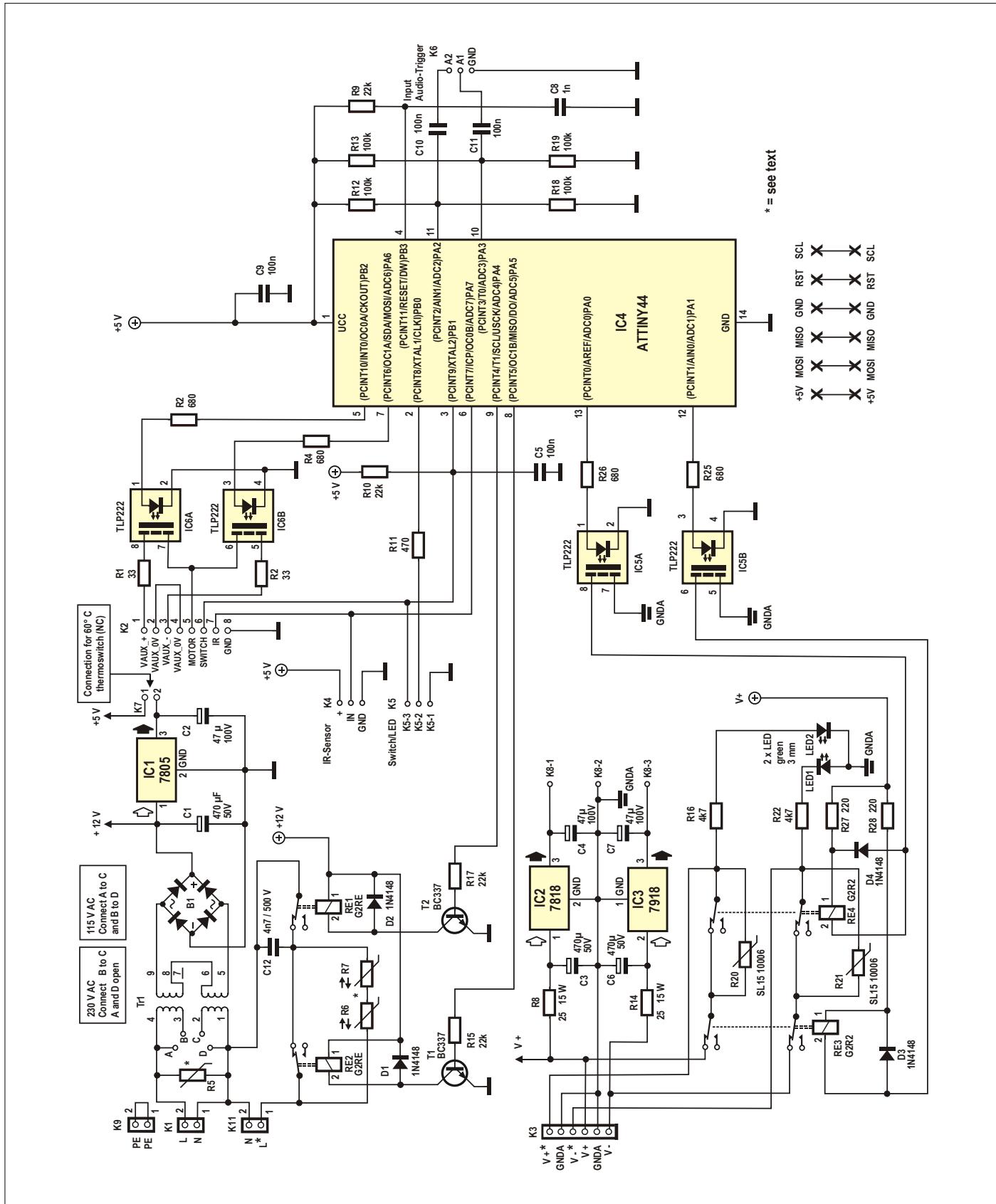


Figure 4. Schéma détaillé du circuit.

existe un très grand nombre de commandes à distance par infrarouge différentes, et presque autant de protocoles de transmission.

Nous avons donc abandonné l'idée de choisir une télécommande particulière et d'adapter le logiciel en conséquence. Un microcontrôleur peut apprendre – dans certaines limites – quelques commandes de télécommandes usuelles ; c'est cette solution qui a été retenue.

Pour éviter toute déconvenue, nous avons appliqué le principe KISS (*Keep It Stupid Simple*). Le microcontrôleur n'a que trois commandes à apprendre ; elles suffisent pour piloter notre amplificateur :

- marche/arrêt,
- volume +,
- volume -.

Le récepteur IR est un modèle bon marché facilement trouvable ; ça ne vaut vraiment pas la peine de le fabriquer soi-même... Ces récepteurs (**fig. 5**) décodent même le signal reçu et délivrent un signal numérique qui peut attaquer directement une entrée du microcontrôleur. Si vous êtes intéressé par le sujet, consultez le site [2].

Et encore un extra : on peut raccorder à K7 un thermostat qui arrêtera l'amplificateur si la température à l'intérieur du boîtier menace de grimper dangereusement (plus de 60 °C).

## Le logiciel

Nous avons écrit le programme de l'ATTiny44 en assembleur avec ATTEL Studio 7. Le microcontrôleur retenu a de nombreuses possibilités matérielles et une bonne capacité de mémoire ; cela a permis d'obtenir un code compact (parce que nous avons tenu compte de ces possibilités). Nous n'allons pas nous étendre sur ce code, vous pouvez télécharger et analyser le micrologiciel si vous le souhaitez.

Une fonction des plus intéressantes de l'ATTiny est la fonction de capture (*Capture Function*), qui nous a bien servi pour la télécommande. Elle permet le chargement du contenu du registre de capture (compteur sur 16 bits) à chaque flanc du signal sur l'entrée ad hoc. On peut donc mesurer une durée de manière précise (de l'ordre de quelques µs).

La **figure 6** montre le diagramme états-transitions du logiciel. Le microcontrôleur commande quatre relais (relais K1 à K4 sur le diagramme, RE1

à RE4 sur le schéma) pour la mise en marche et l'arrêt. Le bouton-poussoir pour la commande manuelle est appelé *Button* sur le diagramme. Tout le processus se déroule de manière séquentielle. Tout d'abord le relais RE2 est ouvert pour activer la thermistance R6/R7, puis le circuit est fermé peu après par RE1. Après écoulement de la temporisation WAIT1, RE2 est activé pour court-circuiter la thermistance. L'alimentation à découpage est à ce moment connectée au réseau, mais n'alimente pas encore l'amplificateur.

Les thermistances R20 et R21 sont d'abord mises en circuit par RE4 ; elles servent à limiter le courant de charge des condensateurs de filtrage de l'amplificateur, dont la capacité peut être d'une valeur relativement élevée. Il s'agit avant tout d'éviter que l'alimentation à découpage se mette en état de protection (et y reste) à cause d'une surcharge temporaire. Après un court laps de temps, RE3 enclenche l'alimentation de l'ampli puis, après écoulement de la temporisation WAIT2, RE4 court-circuite les thermistances.

## Apprentissage des commandes

Le mode d'apprentissage est activé en pressant le bouton-poussoir de commande manuelle tout en connectant l'appareil au réseau. Ensuite on appuie



Figure 5. Récepteur IR utilisé par l'auteur.

sur la touche souhaitée de la télécommande (marche/arrêt) ; le signal est reçu par le récepteur IR et entreposé en mémoire EEPROM par le microcontrôleur. La LED indique la bonne réception. Pour enregistrer la deuxième commande, il faut appuyer à nouveau sur le bouton-poussoir, puis sur la touche de la télécommande ; idem pour la troisième touche à enregistrer.

Comme précisé auparavant, seules trois commandes peuvent être enregistrées : la première est pour marche/arrêt, la seconde pour augmenter le volume (volume +), et la troisième pour le diminuer (volume -).

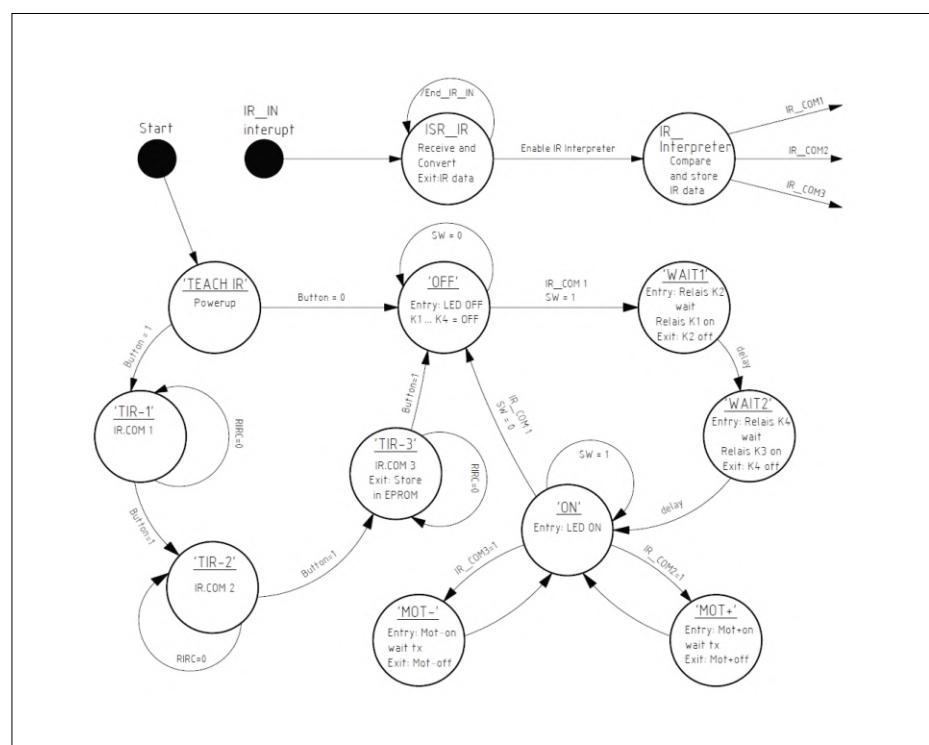


Figure 6. Diagramme états-transitions du logiciel.

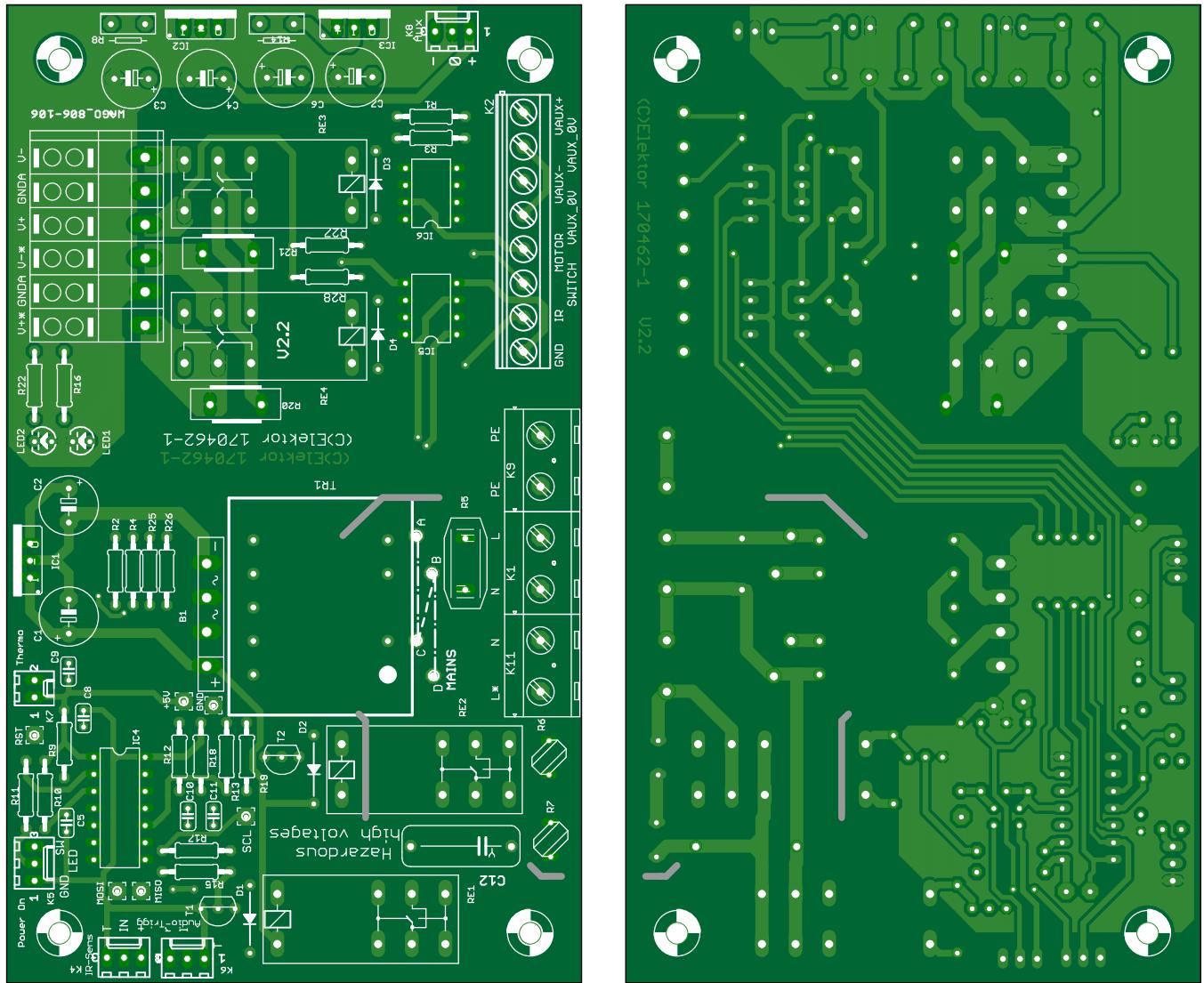


Figure 7. Circuit imprimé pour le circuit.

## Démarrage sur du velours

### Une dernière remarque sur le matériel

Nous avons prévu la possibilité d'une mise en marche et d'un arrêt automatiques : dès qu'un signal audio est présent sur l'entrée différentielle du microcontrôleur (broches 10 et 11) via K6, le circuit se met en marche de manière séquentielle comme décrit ci-dessus. Le seuil de détection est d'environ 20 mV. Si aucun signal n'est détecté pendant une période de  $\pm 5$  min, le dispositif se déclenche ; la consommation pendant la

période d'attente est de moins de 1 W. L'alimentation à découpage utilisée sur notre amplificateur est un modèle SMPS300RE (300 W) de Connex Electronics. Elle délivre également une tension auxiliaire de 12 V, qui sert pour la commande du potentiomètre motorisé de volume. L'alimentation est connectée dans un sens ou dans l'autre au moteur, via les relais bidirectionnels à MOSFET d'IC6. Les résistances R1 et R2 limitent l'intensité du courant. Chaque pression sur une des deux touches de volume

de la télécommande met le moteur en marche dans un sens ou dans l'autre, pendant 500 ms.

Lorsqu'il est en fonctionnement, le circuit peut aussi être mis hors service en appuyant sur le bouton-poussoir.

### Montage

Nous avons dessiné un circuit imprimé à double face pour le circuit (**fig. 7**). Beaucoup d'entre vous seront sans doute heureux d'apprendre qu'il n'y a pas le moindre CMS, tous les composants sont des « bons vieux » traversants...

Le circuit initial, conçu pour l'Europe, a été « internationalisé » et peut être utilisé sur les réseaux 230 V ou 115 V. Il faudra donc faire attention au choix et au câblage de certains composants.



## LISTE DES COMPOSANTS

### Résistances

R1, R3 = 33 Ω, 5%, 0,25 W, 250 V, film de carbone  
R2, R4, R25, R26 = 680 Ω, 5%, 0,25 W, 250 V, film de carbone  
R5 = varistance, Epcos B72210S2271K101 (pour secteur 230 V<sub>AC</sub>) \*  
R5 = varistance, Epcos B72210S2151K101 (pour secteur 115 V<sub>AC</sub>) \*  
R6, R7 = thermistance CTN, 16 Ω, 2,1 W, Epcos B57236S160/M (pour secteur 230 V<sub>AC</sub>) \*  
R6 = thermistance CTN, 16 Ω, 2,1 W, Epcos B57236S160/M (pour secteur 115 V<sub>AC</sub>) \*  
R7 = fil isolé (pour secteur 115 V<sub>AC</sub>) \*  
R8, R14 = 25 Ω, 1%, 15 W, TO-126, Caddock MP915  
R9, R10, R15, R17 = 22 kΩ, 5%, 0,25 W, 250 V, film de carbone  
R11 = 470 Ω, 5%, 0,25 W, 250 V, film de carbone  
R12, R13, R18, R19 = 100 kΩ, 5%, 0,25 W, 250 V, film de carbone

R16, R22 = 4,7 kΩ, 5%, 0,25 W, 250 V, film de carbone  
R20, R21 = thermistance ICL CTN, 10 Ω, -20 à +20%, radiale, Ametherm SL15 10006  
R27, R28 = 220 Ω, 1%, 0,6 W, 350 V, film métallique

### Condensateurs

C1, C3, C6 = 470 µF, 50 V, au pas de 5 mm (13×21 mm)  
C2, C4, C7 = 47 µF, 100 V, au pas de 5 mm  
C5, C9, C10, C11 = 100 nF, 50 V, X7R, au pas de 5,08 mm  
C8 = 1 nF, 100 V, X7R, au pas de 2,54 mm  
C12 = 4,7 nF, X1/Y1, 500 V, Y5U, au pas de 15 mm

### Semi-conducteurs

D1-D4 = 1N4148  
B1 = pont de diodes 600 V, 4 A, GBU405  
LED1, LED2 = LED verte, 3 mm  
T1, T2 = BC337  
IC1 = 7805 (+5 V, 1A)  
IC2 = 7818 (+18 V, 1A)  
IC3 = 7918 (-18 V, 1A)  
IC4 = microcontrôleur ATtiny44-20PU, programmé (réf. 170462-41 \*)  
IC5, IC6 = optocoupleur double Toshiba TLP222A-2

### Divers

K1, K9, K11 = bornier à vis, à 2 pôles, au pas de 7,68 mm (630 V)  
K2 = bornier à vis, à 8 pôles, au pas de 5,08 mm (300 V)  
K3 = bornier à 6 pôles, 2 fils, pour circuit imprimé, Wago 806-106 et barrette de 6 picots à souder Wago 806-906 \*  
K3 = bornier à vis, à 6 pôles, au pas de 5,08 mm (300 V), p. ex. Multicomp MC000039 \*  
K4, K5, K6, K8 = barrette de 3 picots à souder, au pas de 2,54 mm + câbles adaptés  
K7 = barrette de 2 picots à souder, au pas de 2,54 mm + câbles adaptés  
Cosses à sertir (au moins 14)  
TR1 = transformateur, 1,5 VA, 2×115 V -> 2×6 V, p. ex. Block AVB1.5/2/6  
RE1, RE2 = relais, SPDT, 12 V<sub>DC</sub>, 16 A (Omron G2R-1-E 12DC)  
RE3, RE4 = relais, DPDT, 24 V<sub>DC</sub>, 8 A (Omron G2RL-24-CF-DC24)  
Récepteur IR Grove (Seeed)  
Thermostat 60 °C, p. ex. Thermorex TK24-T02-MG01-Ö60-S50  
Circuit imprimé réf. 170462-1  
Bouton-poussoir + LED (non représentés sur le schéma)  
\* voir texte

- Le transformateur possède deux primaires. Pour le 230 V, on doit raccorder les points B et C du circuit imprimé avec du fil isolé ; les points A et D ne sont pas raccordés entre eux. Pour le 115 V, A est raccordé à C et B à D, avec du fil isolé.
- La valeur de la varistance R5 est différente pour le 230 V et le 115 V : consultez la liste des composants.
- Les thermistances R6 et R7 ont la même valeur quelle que soit la tension. Pour le 230 V, elles doivent être montées toutes les deux, alors que pour le 115 V une des deux doit être remplacée par un fil isolé.

Une remarque concernant K3 : nous avons utilisé un modèle spécifique de Wago, qui sera peut-être difficile à trouver hors d'Allemagne. On peut le remplacer par un bornier standard à six pôles au pas de 5,08 mm, par ex. un modèle de Multicomp (voir liste des composants). Si vous utilisez le modèle de Wago, n'oubliez pas la barrette de picots à souder adaptée !

Le circuit imprimé est disponible dans l'e-choppe, de même que l'ATtiny44 programmé (voir encadré « @www.elektor.fr »). Si vous souhaitez programmer le

microcontrôleur vous-même avec un AVRISP, vous pouvez télécharger gratuitement le code sur la page du projet [3]. Les connexions nécessaires (5V, MOSI, MISO, GND, RST et SCL) sont sur le circuit imprimé.

que l'on ne puisse toucher ces parties par inadvertance. Cela vous permettra de jouir longtemps de ce projet en écoutant votre musique préférée. ►

(170462-04 -

version française : Jean-Louis Mehren)

**Un dernier rappel important :** certaines parties du circuit imprimé véhiculent des tensions potentiellement mortelles. Veillez donc à assembler votre montage de telle manière

@ [WWW.ELEKTOR.FR](http://WWW.ELEKTOR.FR)



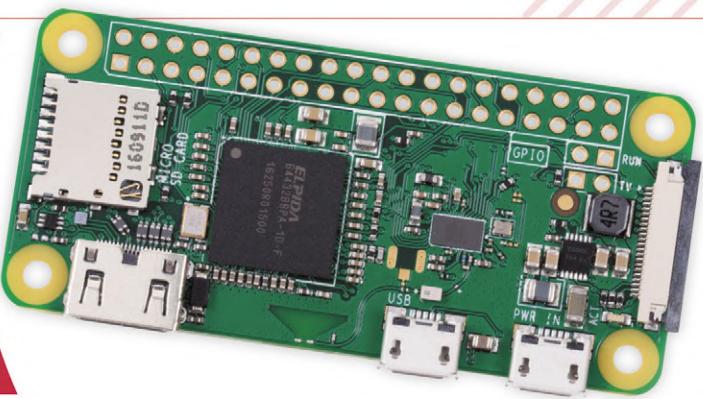
- Circuit imprimé nu : [www.elektor.fr/170462-1](http://www.elektor.fr/170462-1)
- Microcontrôleur programmé : [www.elektor.fr/170462-41](http://www.elektor.fr/170462-41)
- Programmateur ISP pour AVR (clé USB) [www.elektor.fr/usb-isp-programmer-stick-for-avr](http://www.elektor.fr/usb-isp-programmer-stick-for-avr)

### Liens

- [1] Alimentation à découpage pour amplis audio : [www.audiophonics.fr](http://www.audiophonics.fr)
- [2] Récepteurs IR (et autres sujets intéressants) : [www.electronics-base.com](http://www.electronics-base.com)
- [3] Page de l'article : [www.elektormagazine.fr/170462-04](http://www.elektormagazine.fr/170462-04)

# ABONNEZ-VOUS ET RECEVEZ

## RPI ZERO W GRATUIT



SEULEMENT  
**54,95 €**  
PAR AN  
(6 NUMÉROS)

TOUS LES 2 MOIS, LES DERNIÈRES  
NOUVELLES DU RASPBERRY PI ET  
LES MEILLEURS PROJETS !



**Souscrivez dès maintenant un  
abonnement d'un an au magazine  
MagPi, nous vous offrons :**

- Six numéros du magazine MagPi
- Une carte Raspberry Pi Zero W
- Un boîtier avec trois couvercles différents
- Un connecteur pour module de caméra
- Un câble HDMI/mini-HDMI  
et un câble micro-USB/USB OTG

### Vos avantages :

- Prix au numéro réduit
- Chaque numéro directement dans votre boîte aux lettres
- Tous les numéros disponibles sous forme numérique (PDF)
- Cadeau de bienvenue d'une valeur de 22,95 €
- Découverte de chaque nouveau numéro avant sa sortie en kiosque

**ABONNEZ-VOUS : [WWW.MAGPI.FR](http://WWW.MAGPI.FR)**

# référence de tension ajustable TL431

## drôle de composant n°42

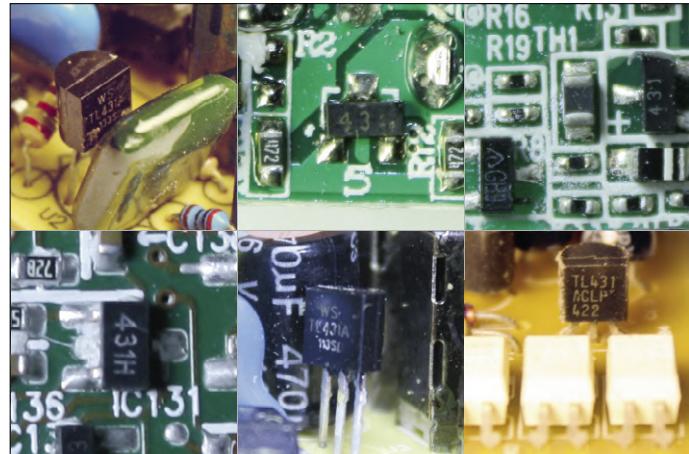
Neil Gruending (Canada)

Discrètes avec leur petit boîtier à trois pattes, les TL431 sont des références de tension que vous avez probablement utilisées récemment sans même le savoir puisque ces puces sont exploitées dans de nombreuses alimentations.

Texas Instrument a lancé le TL431 en 1978 en le présentant comme une version améliorée du régulateur shunt TL430. La précision et la stabilité de sa tension étant meilleures, TI le décrivit comme un « régulateur shunt réglable de précision ». Le TL431 a aussi été conçu pour avoir des caractéristiques de commutation plus raides que celles des Zener compensées en température. Un TL431 de TI comprend une référence de tension à barrière de potentiel, un ampli-op et un transistor d'attaque (**fig. 1**), même si son symbole de schéma est habituellement celui de la **figure 2**. L'entrée négative de l'ampli-op est reliée à la référence interne de 2,5 V, tandis que son entrée positive va à la broche de référence Ref, ce qui permet ainsi de configurer depuis l'extérieur l'amplificateur. Le transistor relié à la sortie de l'AOP offre jusqu'à 100 mA d'absorption de courant. Cette configuration rend le TL431 très polyvalent.

Si p. ex. on applique une tension sur l'entrée de référence, le TL431 se comporte comme un comparateur doté d'une bien utile référence de tension interne à compensation thermique. Si on connecte cette même entrée à la cathode selon la **figure 2**, on obtient une sortie de 2,5 V sur ladite cathode. L'ajout de deux résistances pour fixer le gain de l'amplificateur permet alors de régler la tension de sortie sur n'importe quelle valeur. Les concepteurs d'alimentation recourent souvent au TL431. On peut en trouver jusqu'à trois dans une alimentation ATX de PC : un pour le circuit de veille, un pour le circuit principal, et le régulateur de 3,3 V. Ils sont d'ailleurs si courants dans les alimentations ATX que beaucoup de circuits intégrés de commande à MLI en contiennent pour réduire le nombre de leurs composants. On les trouve aussi dans les chargeurs de batterie, et même dans un amplificateur de récepteur à galène [3]. Voilà, j'espère que désormais vous penserez au TL431 lorsque vous aurez besoin d'une référence de tension précise. La toile regorge de schémas l'exploitant, et pour notre édification, Ken Shirriff s'est livré à une rétro-ingénierie du TL431 au travers de superbes photos de sa puce [2].

(180575-D-04 – version française : Hervé Moreau)



Six alimentations utilisant le TL431. En haut : alimentation bon marché de 5 V, chargeur de téléphone bon marché, chargeur pour iPhone d'Apple (avec aussi un régulateur GB9 visible en bas à gauche). En bas : adaptateur MagSafe, chargeur USB KMS, alimentation ATX de Dell (avec des photocoupleurs devant).

Source : Ken Shirriff, [www.righto.com/2014/05/](http://www.righto.com/2014/05/)

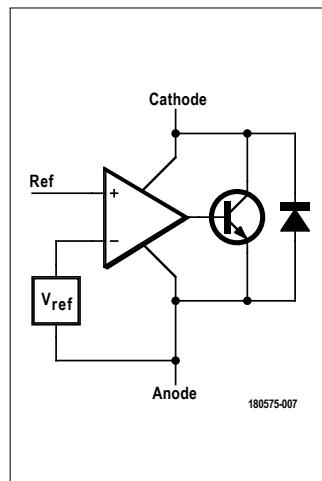


Figure 1. Circuit équivalent du TL431 [1].

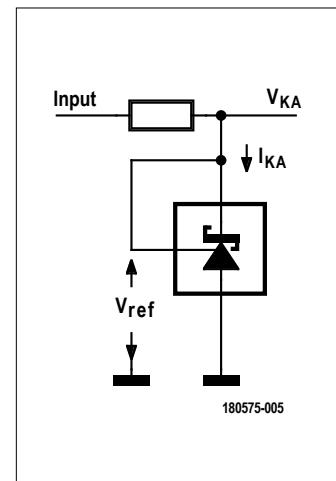
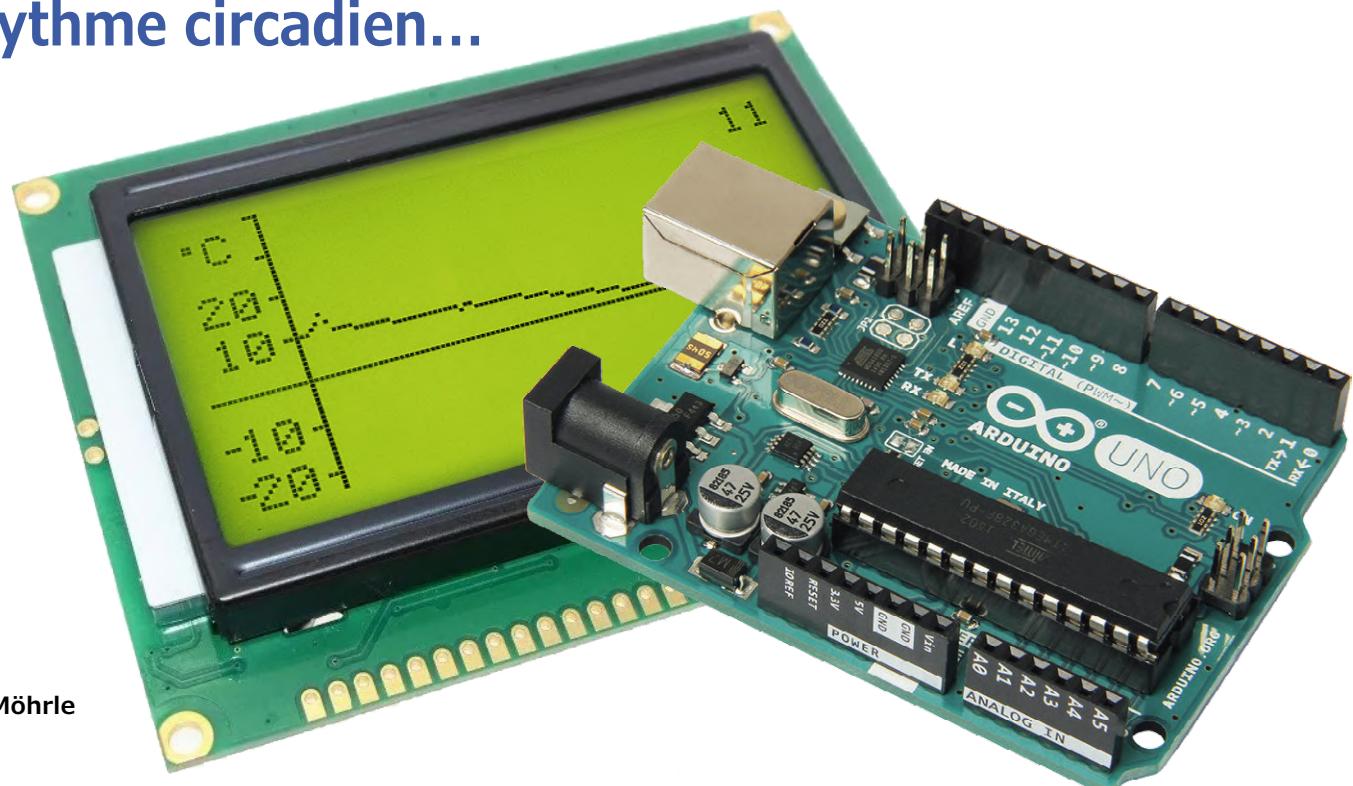


Figure 2. Symbole de schéma du TL431 [1].

### Liens

- [1] Fiche technique du TL431/TL432 : [www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf)
- [2] Rétro-ingénierie du TL431 : [www.righto.com/2014/05/](http://www.righto.com/2014/05/)
- [3] TL431 comme amplificateur : [www.techlib.com/electronics/crystal.html#AudioAmp](http://www.techlib.com/electronics/crystal.html#AudioAmp)

# enregistreur de température avec Arduino Nano au rythme circadien...



Werner Möhrle

L'Arduino Uno est à la base de nombreux mini-projets de toutes sortes, superbes et bon marché. Ici, il s'agit d'un enregistreur de température qui restitue les résultats de mesure des dernières vingt-quatre heures sur un afficheur. Le microgiciel mérite une attention particulière, car il n'a besoin daucune bibliothèque externe.

Cet enregistreur mesure la température tout au long de la journée et affiche les valeurs de mesure sur un écran graphique. Lorsqu'une nouvelle mesure vient s'ajouter, la courbe affichée est décalée d'un pixel vers la gauche, la plus ancienne valeur disparaît et la nouvelle apparaît à droite. L'intervalle de mesure est facile à modifier de manière à pouvoir saisir des variations de température rapides, par ex. lors de processus de régulation. Le schéma (**fig. 1**) montre que ce petit enregistreur n'est composé que de trois modules (accompagnés d'une pincée de composants passifs).

## Capteur de température programmable

Le capteur DS1631 mesure la température entre  $-55^{\circ}\text{C}$  et  $+125^{\circ}\text{C}$ , avec une erreur de  $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$  dans la plage de 0 à  $70^{\circ}\text{C}$ . La valeur de mesure est stockée dans un registre avec une résolution de 9 à 12 bits (au choix de l'utilisateur), où elle

peut être lue. Acceptant une tension d'alimentation comprise entre 3,0 et 5,0 V, ce capteur est compatible avec une multitude de microcontrôleurs. Caractéristique de moins en moins courante à notre époque, il est disponible non seulement en boîtier CMS, mais aussi en boîtier DIP.

Le DS1631, dont l'adresse est programmable par les broches A0 à A2, communique avec le contrôleur par le bus I2C. Le circuit interne du capteur (**fig. 2**) comprend des registres de configuration dans lesquels le contrôleur écrit et un registre de température à lecture seule, dans lequel le contrôleur vient lire la température mesurée. Le capteur est interrogé en permanence par l'enregistreur Arduino avec une résolution de 12 bits. Les registres TH et TL servent à programmer une hystérésis pour utiliser le DS1631 comme thermostat (avec sa broche de sortie TOUT). Toutefois cette fonction n'est pas mise en œuvre par notre enregistreur.

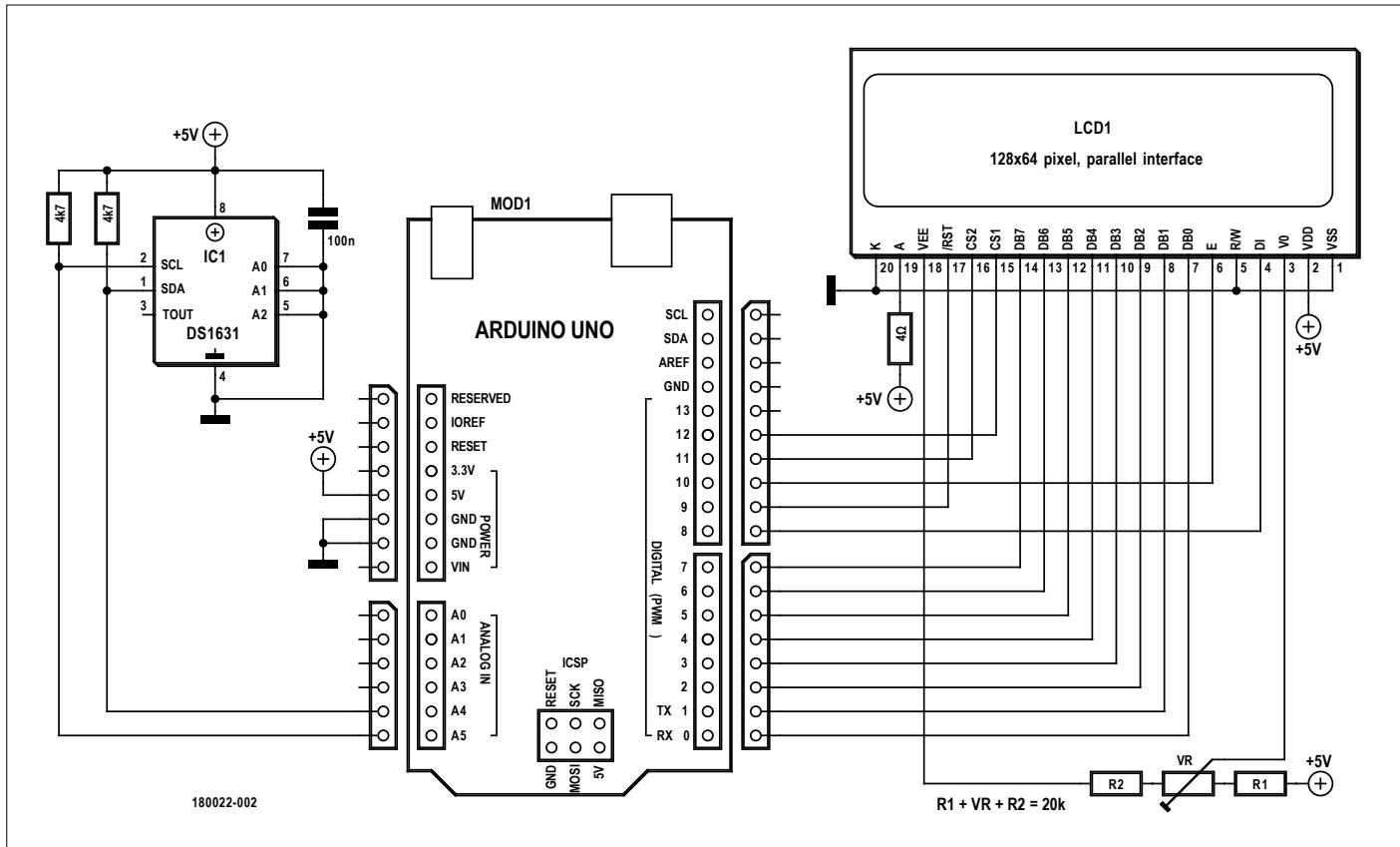


Figure 1. Le schéma de l'enregistreur de température en trois parties.

### Un afficheur compatible

De nos jours, il est habituel d'interfacer les afficheurs graphiques par un bus (I2C ou SPI). Comme le capteur de température est équipé d'un bus I2C et ne consomme que trois broches de l'Arduino, il reste suffisamment de broches pour une connexion en parallèle de l'afficheur. Ça n'a pas d'avantage ni d'inconvénient, on économise juste quelques centimes.

Vous trouverez des afficheurs appropriés de 128×64 pixels chez de nombreux fabricants (Vishay, Lumex, Winstar...), proposés à moins de 10 € sur eBay et compagnie. La taille et la couleur sont laissées à votre goût. Vous devez juste veiller à ce que le brochage – il en existe différentes variantes – soit compatible (voir le **tableau**). L'écran graphique affiche 108 valeurs de températures consécutives, représentées dans un système de coordon-

nées. Si les 108 valeurs sont uniformément réparties sur 24 h, cela correspond à une résolution d'une mesure toutes les 800 s, soit un peu moins d'un quart d'heure. La température courante est affichée en haut, à droite.

### Le centre de calcul

Le troisième composant, l'Arduino Uno, déclenche les mesures de température, lit les valeurs et les convertit en positions de pixels sur l'afficheur.

### Croquis sans bibliothèques

Dès le premier coup d'œil sur le croquis largement commenté [1], on s'aperçoit qu'il n'est fait appel à aucune bibliothèque externe. Toutes les opérations de lecture et d'écriture,

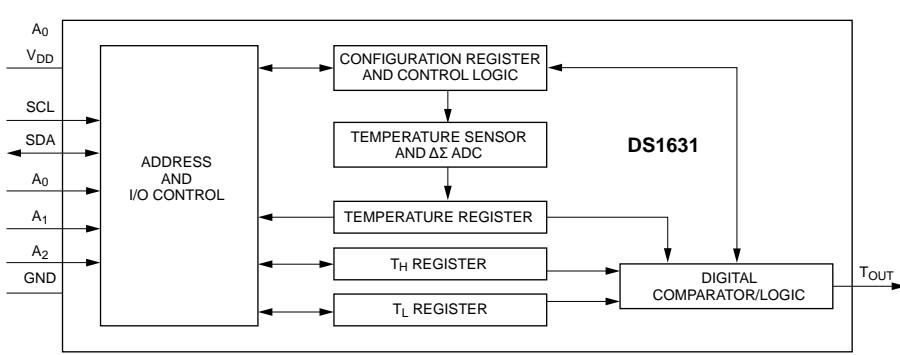


Figure 2. Fonctions internes du capteur de température (source : Maxim Integrated).

## Brochage de l'afficheur

Broche	Symbol	Fonction
1	VSS	Alimentation 0 V
2	VDD	Alimentation +5 V
3	V0	Tension de service du pilote LCD
4	D/I	H : réception de données, L : réception de commandes
5	R/W	H : lecture de données, L : écriture de données
6	E	Validation (front descendant)
7 à 14	DB0 à 7	Bus de données
15	CS1	Sélection de puce IC1 (pilote des segments 1 à 64)
16	CS2	Sélection de puce IC2 (pilote des segments 65 à 128)
17	RES	RAZ (niveau bas actif)
18	VEE	Sortie de tension négative
19	A	Rétroéclairage à LED - anode
20	K	Rétroéclairage à LED - cathode

aussi bien du capteur que de l'afficheur sont effectuées avec les seuls moyens mis à disposition par l'EDI Arduino.

Les fonctions les plus importantes se trouvent à la fin du croquis. Les initialisations du contrôleur, du capteur de température et de l'afficheur sont effectuées dans la fonction `setup`. Dans la fonction principale `loop`, et après activation par le cadencement (`meas_flag==1`), on procède à la lecture des données du capteur de température (`read_temp`), ensuite on en déduit la valeur de mesure de la température (`cal_temp`). Si la limite inférieure (-23 °C) ou supérieure (+40 °C) d'affichage de la température est franchie, la variable est mise à zéro. On calcule ensuite les graduations de l'axe des ordonnées (`cal_measval`), puis les différentes valeurs nécessaires à l'affichage de la nouvelle valeur de mesure (`set_meas(measval)`), avec lesquelles on rafraîchit l'afficheur. On prépare l'affichage de la mesure suivante en décalant les pixels représentatifs des valeurs de température d'un pixel vers la gauche, ce qui fait disparaître la mesure la plus ancienne.

Le cadencement est effectué par la routine de traitement des interruptions, tout à la fin du croquis. On y règle l'intervalle de mesure à 800 s, de sorte que les 108 valeurs affichables soient parcourues en  $108 \times 800 \text{ s} = 24 \text{ h}$ . Pour le test du croquis, on peut raccourcir cet intervalle à 2 s par exemple.

Le pilotage du capteur se trouve également assez loin dans le croquis. On se sert du port matériel à deux fils du contrôleur (A4 pour SDA et A5 pour SCL). L'écriture du registre de configuration a lieu dans la fonction `write_to_config`. Avec `TWDR=0xAC`, on accède au registre de configuration et avec `TWDR=0x0C`, on passe dans le mode 12 bits permanent. Ensuite, la fonction `start_convert` démarre le processus de mesure (`TWDR=0x51`). La fonction `read_temp` va lire successivement les deux octets du registre contenant la valeur courante de la température (`TWCR=0x84`) et les écrit dans les variables `tempH` et `tempL`. Ensuite, la fonction `cal_temp` convertit ces valeurs en une valeur flottante signée, rangée dans `temp`.

Les 64 lignes horizontales de la matrice à 128×64 pixels de l'afficheur sont divisées en une échelle de -23 à +40 °C, les

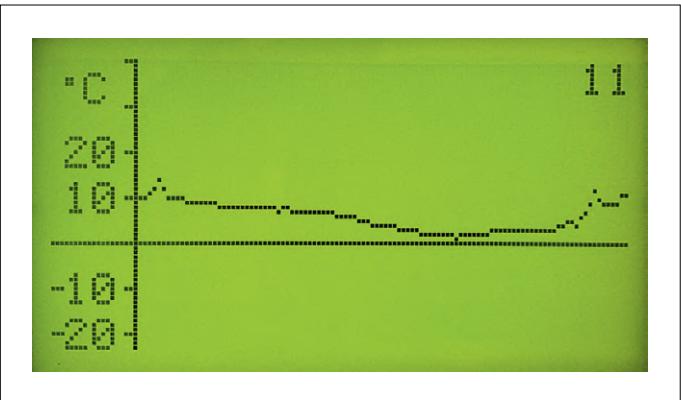


Figure 3. L'affichage des températures avec ses 108 valeurs sur les dernières 24 h.

128 colonnes verticales en 19 pixels pour l'affichage de l'échelle de température et 109 pixels pour la courbe de température. L'afficheur est géré par un pilote de segment pour la moitié gauche (CS1) et un autre pour la moitié droite (CS2), chacun divisé en huit pages empilées de 64×8 bits chacune.

## Petit survol du programme

Le tableau `num[11][5]` indique la façon de représenter les chiffres utilisés pour afficher la température courante en haut et à droite sur l'afficheur, c'est-à-dire quels pixels doivent être noirs. L'ensemble du contenu de l'afficheur est stocké dans le tableau `dmask[8][128]`, pour pouvoir rafraîchir l'affichage après décalage vers la gauche des valeurs de mesure à chaque nouvelle acquisition.

Il y a encore les fonctions de pilotage de l'afficheur : `set_ytics` et `set_ylabels` dessinent les axes avec les graduations de l'échelle de température ; `shift_left` décale la courbe de température d'un pixel vers la gauche ; `set_meas` évalue la date et la position où la nouvelle valeur de mesure doit être écrite dans `dmask` ; `load_qdisp` rafraîchit l'afficheur avec le contenu de ce tableau. Enfin, `load_num` affiche la température courante sous forme numérique en haut et à droite, sous réserve que la courbe de mesure n'y passe pas (sinon, cet affichage est décalé vers le bas).

Le microgiciel commenté est disponible au téléchargement sur la page web du projet sur le site d'Elektor [1].

(180022-03 – version française : Helmut Müller)

## Lien

[1] Page de l'article : [www.elektormagazine.fr/180022-03](http://www.elektormagazine.fr/180022-03)





## AGENDA

### 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](mailto:redaction@elektor.fr).

## novembre 2019

### ◊ BATIMAT

**04 au 08/11 - Paris**  
[www.batimat.com](http://www.batimat.com)

### ◊ EAGC (European Autumn Gas Conference 2019)

**05 au 07/11 - Paris**  
[www.theeagc.com/about-eagc](http://www.theeagc.com/about-eagc)

### ◊ INTERCLIMA + ELEC

**05 au 08/11 - Paris**  
[www.interclima.com](http://www.interclima.com)

### ◊ SATIS & SCREEN4ALL

**05 au 06/11 - Paris**  
[www.satis-expo.com](http://www.satis-expo.com)

### ◊ Salon de la photo

**07 au 11/11 - Paris**  
[www.lesalondelaphoto.com](http://www.lesalondelaphoto.com)

### ◊ Époqu'auto

**08 au 10/11 - Lyon**  
[www.epoquauto.com](http://www.epoquauto.com)

### ◊ Salon du Made In France

**08 au 11/11 - Paris**  
[www.mifexpo.fr/](http://www.mifexpo.fr/)

### ◊ EUW (European Utility Week 2019)

**12 au 14/11 - Paris**  
[www.european-utility-week.com/#/](http://www.european-utility-week.com/#/)

### ◊ PowerGen Europe

**12 au 14/11 - Paris**  
[www.powergeneurope.com](http://www.powergeneurope.com)

### ◊ Connected Week

**16 au 24/11 - Angers**  
[connectedweek-angers.fr/](http://connectedweek-angers.fr/)

### ◊ Semaine Européenne de la Réduction des Déchets

**16 au 24/11**  
[www.serdu.ademe.fr/](http://www.serdu.ademe.fr/)  
[www.ewwr.eu/](http://www.ewwr.eu/)

### ◊ Assises de l'embarqué

**19/11 - Paris**  
[assises.embedded-france.org/](http://assises.embedded-france.org/)

### ◊ BE 4.0 (salon des Industries du futur)

**19 au 20/11 - Mulhouse**  
[www.industriesdufutur.eu/](http://www.industriesdufutur.eu/)

### ◊ SOLUTRANS (transport routier et urbain)

**19 au 23/11 - Lyon**  
[www.solutrans.fr/](http://www.solutrans.fr/)

### ◊ Educatec/Educatice

**20 au 22/11 - Paris**  
[www.educatec-educatice.com](http://www.educatec-educatice.com)

### ◊ Maker Faire Paris

**22 au 24/11 - Paris**  
[paris.makerfaire.com](http://paris.makerfaire.com)

**Nous y serons !**

**Rejoignez-nous sur notre stand Elektor-MagPi !**

### ◊ JTSE (Journées Techniques du Spectacle et de l'Événement)

**26 au 27/11 - Paris**  
[www.jtse.fr/fr/acceuil/](http://www.jtse.fr/fr/acceuil/)

### ◊ TRANSRAIL 2019

**26 au 27/11 - Paris**  
[www.transrail-connection.com](http://www.transrail-connection.com)

### ◊ TRUSTECH (payments | identification | security)

**26 au 28/11 - Cannes**  
[www.trustech-event.fr/](http://www.trustech-event.fr/)

### ◊ ViV Industry

**26 au 27/11 - Bordeaux**  
[www.vivindustry.com](http://www.vivindustry.com)

### ◊ FUTURE Days

**27 au 28/11 - Paris**  
[futuredays.fr/](http://futuredays.fr/)

## décembre 2019

### ◊ Supply Chain Event

**03 au 04/12 - Paris**  
[www.supplychain-event.com](http://www.supplychain-event.com)

### ◊ Waste Meetings

**04 au 05/12 - Paris**  
[www.wastemeetings.comfr/](http://www.wastemeetings.comfr/)

### ◊ EMWT 2019

**05/12 - Toulouse**  
[www.see.asso.fr/manifestations2](http://www.see.asso.fr/manifestations2)

### ◊ AERO SPACE DAYS

**06/12 - Paris**  
[www.asddays.com](http://www.asddays.com)

### ◊ Salon NAUTIC

**07 au 15/12 - Paris**  
[www.salonnautiqueparis.com](http://www.salonnautiqueparis.com)

### ◊ Paris Open Source Summit

(open source, logiciels libres & numérique ouvert)  
**10 au 11/12 - Paris**  
[www.opensourcesummit.paris/?lg=fr](http://www.opensourcesummit.paris/?lg=fr)

### ◊ Energaïa (forum des énergies renouvelables)

**11 au 12/12 - Montpellier**  
[energaia.fr](http://energaia.fr)



# carte à pilote de moteur TMC2160

## puissance et silence en harmonie

Ilse Joostens (Belgique)

Les moteurs pas-à-pas sont fréquemment utilisés pour contrôler la position d'un organe par ordinateur ou microcontrôleur. Robotique, automatisation industrielle, machines à CNC, imprimantes 3D ou encore caméras de surveillance les utilisent. Leur construction est simple, leur câblage réduit, et on peut même les commander à l'aide d'un Arduino et de la vénérable puce L293D. Mais les apparences sont trompeuses. Pour des applications sérieuses, tout dépend de la qualité et des capacités du pilote utilisé.

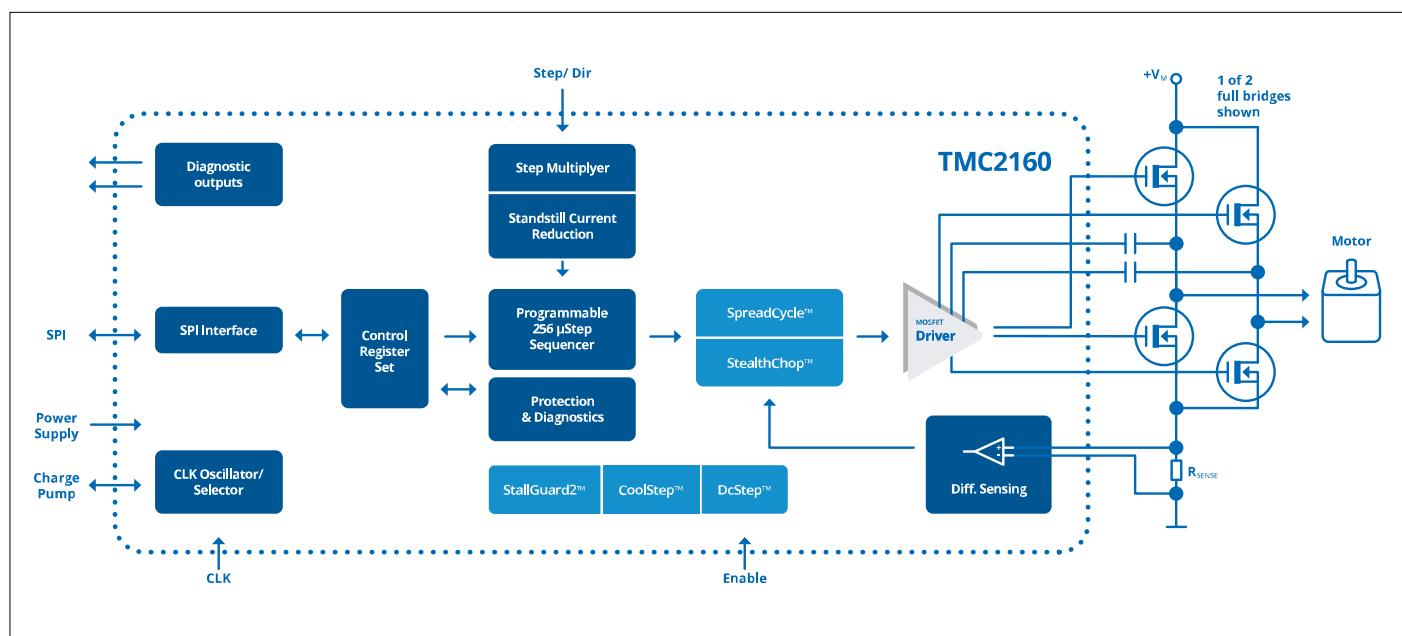


Figure 1. Le TMC2160 mène une vie intérieure insoupçonnée.

### Caractéristiques

- Alimentation de 9 à 36 VCC
- Interface Step/Dir via des entrées à photocoupleurs
- Courant moteur réglable : 1,6 - 1,8 - 2,0 - 2,2 - 2,4 - 2,6 - 2,8 - 3,1 A efficace
- Micropas réglable : 1/8 - 1/16 - 1/32 - 1/64
- Mode SpreadCycle sans réduction du courant de maintien, ou StealthChop avec réduction de 50%
- Réduction ou non du courant de maintien
- Pilote les moteurs NEMA 17 et 23, et certains NEMA 34 (pas à pleine puissance)
- Connexions alimentation, moteur et signaux de commande via borniers encartables
- Fréquence des pas max. : 250 kHz (selon le réglage du micropas)

### Pilotes de moteur pas-à-pas courants

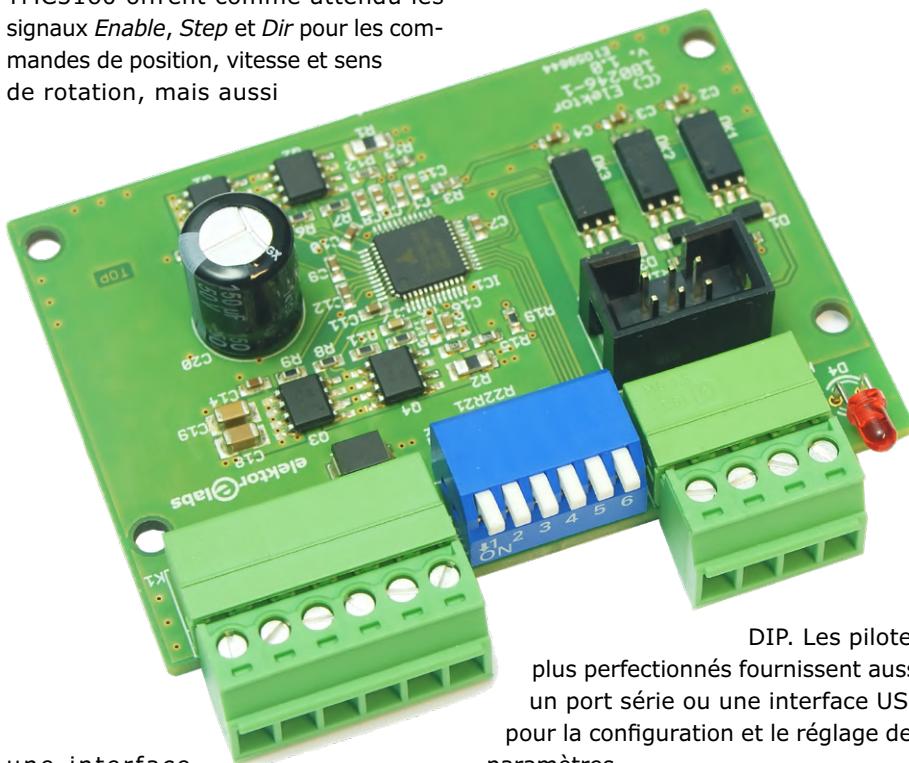
#### Pilotes StepStick

Vous connaissez certainement les pilotes StepStick si vous construisez des imprimantes 3D ou des projets exploitant des moteurs pas-à-pas. Un StepStick est une petite carte dotée d'un pilote sur puce et de broches permettant de l'enficher sur une carte plus grande.

Il y a autant de StepStick que de variétés de puces les équipant. Les plus réputés

sont les SilentStepStick construits autour de circuits intégrés (CI) de Trinamic, comme les populaires pilotes TMC2100 et TMC2130.

Les modules SilentStepStick sont une solution de choix pour les imprimantes 3D [1], notamment en cas d'impressions de longue durée. L'utilisation de pilotes moins élaborés peut en effet être source d'un bruit vite désagréable. Outre un fonctionnement silencieux, les SilentStepStick donnent des résultats meilleurs, plus lisses et plus homogènes. Les SilentStepStick à TMC2130 et TMC5160 offrent comme attendu les signaux *Enable*, *Step* et *Dir* pour les commandes de position, vitesse et sens de rotation, mais aussi



une interface SPI permettant le réglage et la configuration de plusieurs paramètres. Les logiciels d'impression 3D tels que Marlin [2] les reconnaissent et peuvent même, via l'interface SPI, les régler automatiquement durant l'impression pour en améliorer le résultat.

Petits et aisément remplaçables, les StepStick n'en souffrent pas moins de défauts. En raison de leur petite taille, la plupart utilisent des CI à ponts MOSFET qui tendent à surchauffer sur les cartes n'offrant quasiment pas de plans de cuivre, même si un dissipateur y est monté. C'est un vrai problème pour les applications plus exigeantes comme l'usage numérique.

Les StepStick n'offrent en outre pas d'isolement entre l'alimentation du moteur et les signaux de commande, ce qui les rend moins adaptés aux systèmes complexes de commande.

## Pilotes industriels

Utilisés pour toutes sortes d'applications, les pilotes industriels se présentent généralement sous la forme d'un boîtier doté de borniers pour l'alimentation, les fils du moteur et les signaux de commande. Ce même boîtier sert aussi souvent de dissipateur pour l'électronique interne, et peut même se monter directement sur le moteur.

Les principaux paramètres du pilote, comme l'intensité et le micropas, se configurent habituellement au moyen de commutateurs

INFOS SUR LE PROJET		
	moteur	MLI Trinamic
	CNC	impression 3D
	robotique	
	débutant	connaisseur
		expert
	env. 2 h	
	soudage CMS	
	env. 75 €	



carte CNC310 nécessitant des pilotes de moteur externes, nous avons opté pour des CI de Trinamic. Ce

choix garantissait un fonctionnement silencieux, qualité précieuse pour une utilisation de Wolverine comme outil de saisie et de placement de composants CMS. Les SilentStepStick TMC2100 et TMC2130 que nous avions d'abord testés avaient révélé une rapide surchauffe pour la tâche souhaitée. Nous avons donc opté pour le tout nouveau TMC2160, conçu pour des applications plus énergivores et doté de MOSFET externes (**fig. 1**). Une carte de liaison TMC2160 était bien disponible, mais la configuration du pilote n'était possible que par SPI, liaison non prise en charge par le contrôleur CNC310. Elle n'offrait de plus aucun isolement entre les lignes de commande et l'alimentation du moteur.

Nous avons donc conçu notre propre circuit de commande avec un CI TMC2160 utilisé en mode autonome et avec des entrées à photocoupleur pour les lignes de commande. Cette configuration permet de paramétrier le pilote au moyen de commutateurs DIP.

La plupart des pilotes modernes sont de type hacheur : ils appliquent périodiquement une tension élevée sur les enroule-

DIP. Les pilotes plus perfectionnés fournissent aussi un port série ou une interface USB pour la configuration et le réglage des paramètres.

Les pilotes industriels présentent souvent des entrées à photocoupleur pour isoler les signaux *Enable*, *Step* et *Dir*. Certains utilisent plutôt ModBus (voire un bus CAN) pour les commandes de position, vitesse et sens de rotation.

On distingue en gros deux types de pilotes : à boucle ouverte, et à boucle fermée. Ces derniers utilisent des codeurs rotatifs pour indiquer la position de l'arbre du moteur. Il en résulte une plus grande précision et une meilleure compensation si le moteur saute des pas sous certaines conditions de charge.

Si vous avez besoin de commander plusieurs moteurs, les pilotes multiaxes sont une autre option.

## Pilote TMC2160 de Trinamic

Notre machine-outil à commande numérique Wolverine [6] [7] repose sur un contrôleur CNC310 d'Eding CNC. La

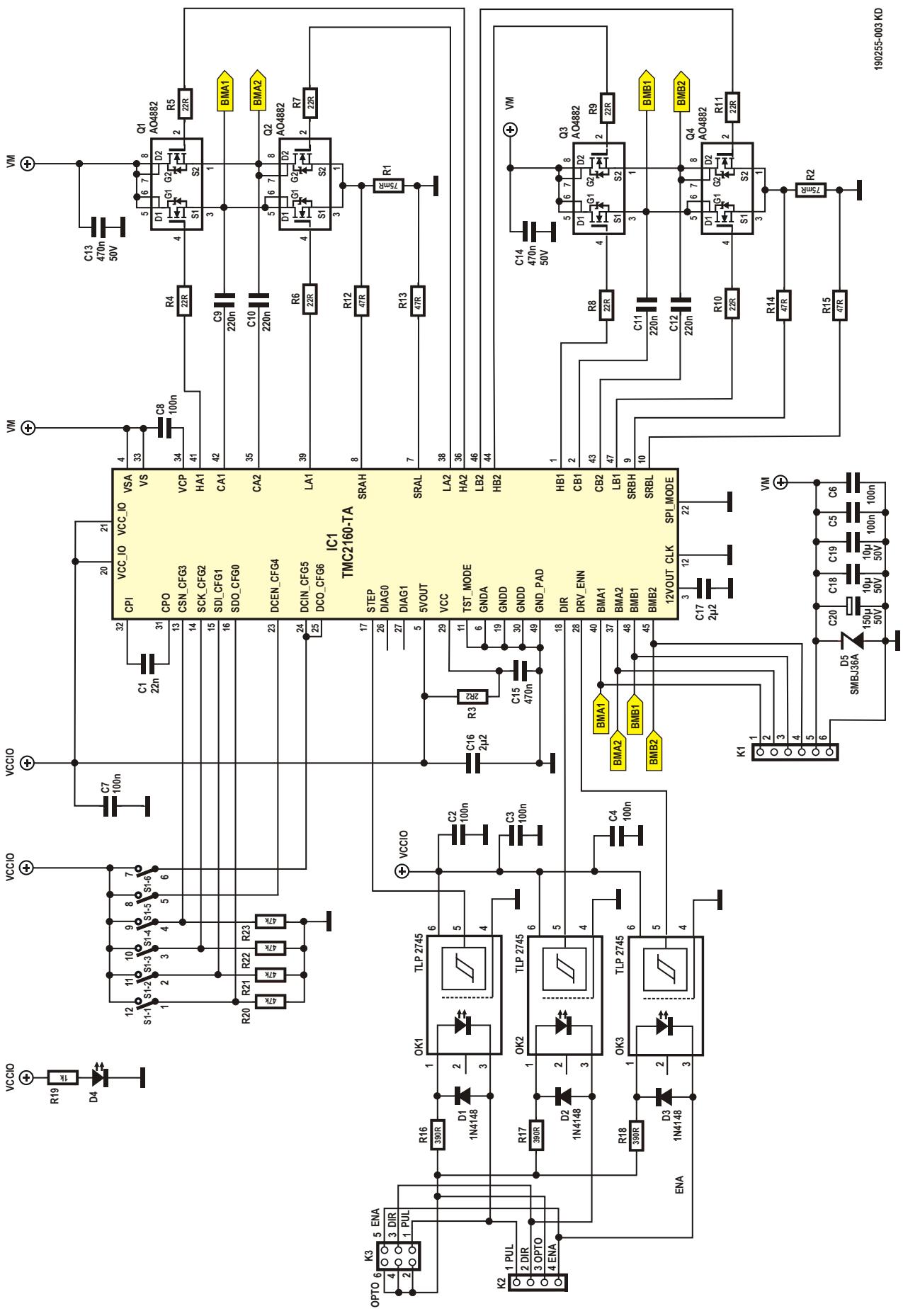


Figure 2. Le circuit est composé du pilote IC1, de deux ponts en H à MOSFET, de trois photocoupleurs et de six commutateurs DIP.

**Tableau 1. Résolution du micropas pour l'entrée Step**

S1.2	S1.1	Réglage du micropas
off	off	8
off	on	16
on	off	32
on	on	64

**Tableau 2. Réglage du courant moteur**

S1.5	S1.4	S1.3	Courant moteur Efficace / Crête [A]
off	off	off	1,6 / 2,2
off	off	on	1,8 / 2,5
off	on	off	2,0 / 2,8
off	on	on	2,2 / 3,1
on	off	off	2,4 / 3,4
on	off	on	2,6 / 3,7
on	on	off	2,8 / 4,0
on	on	on	3,1 / 4,4

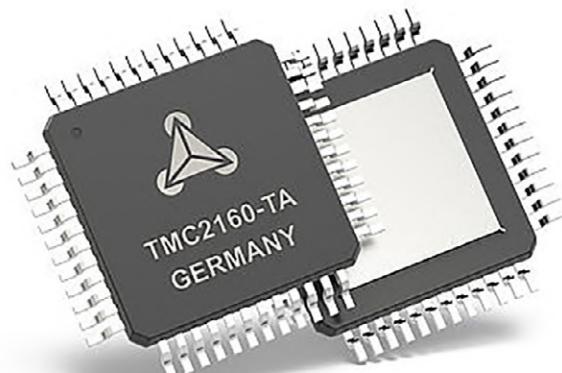
**Tableau 3. Mode hacheur et courant de maintien**

S1.6	Mode hacheur et courant de maintien
off	SpreadCycle sans réduction du courant de maintien
on	StealthChop2 avec réduction de 50% du courant de maintien

ments (généralement huit fois la tension nominale du moteur pour de meilleurs résultats). Cette technique permet de contrôler l'intensité moyenne par phase. La fréquence de hachage est typiquement comprise entre 20 et 50 kHz, donc inaudible, ce qui assure un faible niveau de bruit. Avec une fréquence fixe, le courant de sortie moyen se commande par MLI (PWM), autrement dit en faisant varier la largeur des impulsions.

Outre le classique hacheur à période de commutation constante, le TMC2160 offre deux autres modes élaborés de hachage, *SpreadCycle* et *StealthChop2*. Tous deux assurent un fonctionnement silencieux, un rendement et un couple maximaux.

## Trinamic transforme l'information numérique en mouvement



Lorsque l'information numérique peut être transformée en mouvement précis, ce qui autrefois paraissait irréalisable devient soudain possible et mène à la 4<sup>e</sup> révolution industrielle. Pensez ici robotique avancée, IdO ou encore prothèses. Cette transformation implique toutefois bien plus qu'une simple conversion de données. La technologie de commande des moteurs doit être facile à mettre en œuvre et flexible pour répondre aux évolutions techniques. Elle doit être capable d'apprentissage pour passer d'une pure automatisation à une intelligence des mouvements. Elle doit aussi s'adapter à des facteurs de forme toujours plus petits afin de traiter les nouveaux cas d'utilisation.

Trinamic répond à ces exigences essentielles en rendant simple comme bonjour toute commande de mouvement. Sa longue histoire lui a appris à miniaturiser ses produits et à optimiser les caractéristiques clés des moteurs afin que ses clients en tirent un avantage concurrentiel.

StealthChop2 fonctionne par modulation de la tension appliquée au moteur. Ce mode garantit en particulier un moteur silencieux à l'arrêt et à basse vitesse, exception faite du bruit des roulements à billes. Contrairement aux autres hacheurs à tension, StealthChop2 ne nécessite aucune configuration. Il apprend les meilleurs réglages dès la première mise en mouvement du moteur, puis les optimise lors des rotations suivantes. Une séquence initiale de retour au point de départ suffit à son apprentissage. En réagissant immédiatement à tout changement de vitesse du moteur, StealthChop2 améliore son comportement dynamique. SpreadCycle est un mode avancé de hachage cycle par cycle offrant un

fonctionnement sans à-coup et un bon amortissement de la résonance sur une vaste plage de vitesses et de charges. Le hacheur SpreadCycle intègre et règle les cycles de décroissance rapide pour garantir un passage par zéro fluide et des vibrations réduites lors des grandes vitesses et fortes accélérations/décélérations.

TMC2160 offre également les avantages suivants : interpolateur *MicroPlyer* de signaux STEP, amortissement des résonances dans la zone de moyenne fréquence, fonction *DcStep* de contrôle de la vitesse en fonction de la charge, fonction *StallGuard* de détection de calage à haute précision et sans capteur, et fonction *CoolStep* de régulation de cou-

Publicité

We Transform Digital Information Into Physical Motion

Visit us at SPS 2019, Hall 10.1 Booth 232



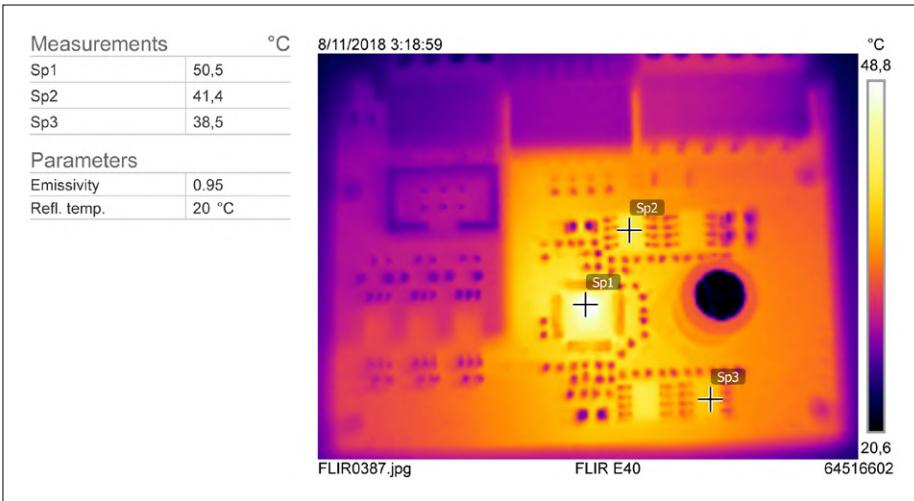


Figure 3. Image thermique de la carte pilotant un moteur NEMA 17 en mode SpreadCycle réglé sur 1,6 A efficace.

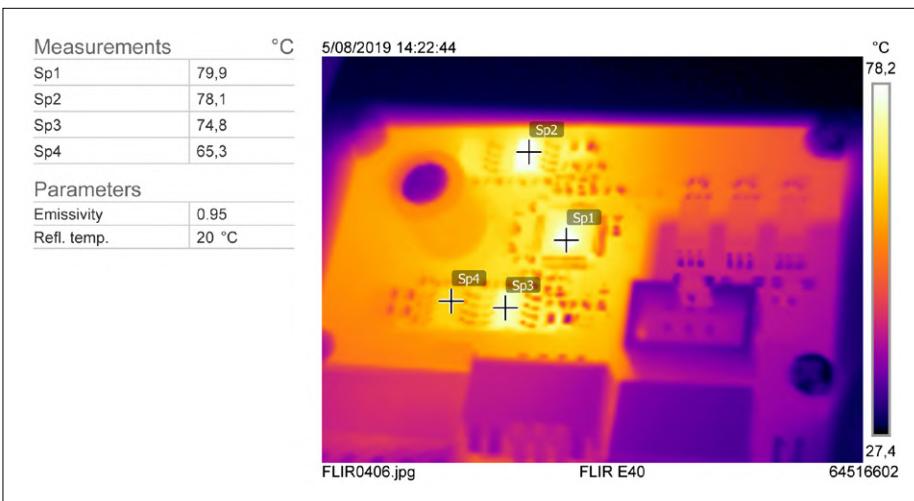
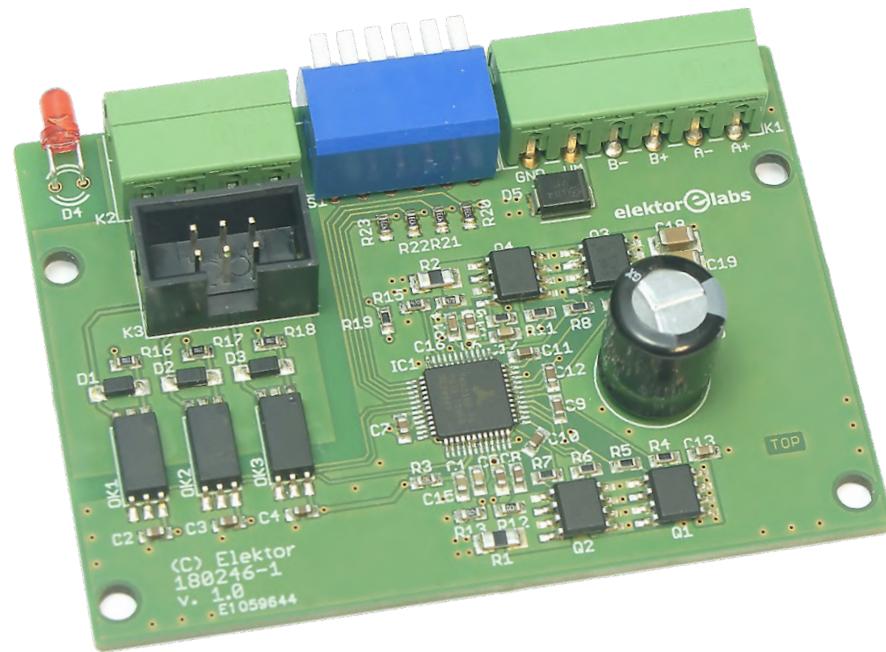


Figure 4. Avec un courant de 3,1 A efficace et un poids à tracter de 12 kg, la température s'élève à 80 °C.



rant réduisant la consommation d'énergie jusqu'à 75 % (cf. la page web de TMC2160 et sa fiche technique [3]).

### Schéma de principe

La carte de notre pilote à TMC2160 (**fig. 2**) repose en grande partie sur la carte de liaison TMC2160 de Trinamic [4]. La majorité des connexions à la puce TMC2160 sont identiques et nous avons utilisé les mêmes composants pour les ponts en H, mais il y a aussi des différences.

Nous avons placé le TMC2160 en mode autonome en reliant sa broche 22 (SPI\_MODE) à la masse. Dans ce mode, les broches 13-16 et 23-25 portent les signaux de configuration CFG0 à CFG6. Elles sont reliées au commutateur DIP S1 (cf. les **tableaux 1, 2 et 3**). CFG4 et CFG5 ayant des résistances de rappel internes, nous en avons également ajouté aux broches CFG0 à CFG3. Les broches CFG5 et CFG6 sont toutes deux connectées à S1.6 car CFG6 absorbe un courant de 20 mA si elle n'est pas attaquée avec le même niveau de tension que CFG5 ; on évite ainsi une surchauffe des régulateurs de tension de TMC2160. Les photocoupleurs rapides TLP2745 à sorties numériques (OK1-OK3) assurent la séparation galvanique entre les entrées de commande (Enable, Step et Dir) et le TMC2160. Les entrées sont optimisées pour des niveaux de 5 V, mais des tensions plus élevées sont possibles par ajout de résistances série supplémentaires. Notez que nous avons remplacé le nom de signal Step par Pul (pulse) puisque c'est ce nom qui figure le plus souvent sur les boîtiers des pilotes industriels.

Le connecteur HE10 mâle à six contacts K3 facilitera les connexions à notre carte de liaison CNC310 [7] au moyen de câbles plats.

Nous avons conçu un circuit imprimé à quatre couches, doté de larges plans de cuivre pour faciliter le refroidissement. Le facteur de forme est celui des pilotes industriels usuels, avec borniers encartables de Phoenix Contact, interrupteur DIP de type piano et LED de présence d'alimentation.

Lorsque des fils longs sont utilisés pour alimenter le pilote, l'inductance parasite qu'ils forment et la présence des condensateurs céramique MLCC C18 et C19 peuvent provoquer des surtensions à la mise sous tension. La diode écrêteuse



## LISTE DES COMPOSANTS

### Résistances

Par défaut : CMS 0603, 1%, 100 mW

R1, R2 = 75 mΩ, 1W, 1206

R3 = 2,2 kΩ

R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11 = 22 Ω

R12, R13, R14, R15 = 47 Ω

R16, R17, R18 = 390 Ω

R19 = 1 kΩ

R20, R21, R22, R23 = 47 kΩ

### Condensateurs

Par défaut : CMS 0603, 50 V

C1 = 22 nF

C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8 = 100 nF

C9, C10, C11, C12 = 220 nF

C13, C14 = 470 nF

C15 = 470 nF, X5R, 16 V

C16, C17 = 2,2 µF, X5R, 25 V

C18, C19 = 10 µF, X5R, 50 V, 1206

C20 = 150 µF, 50 V, 5000 h / 105 °C

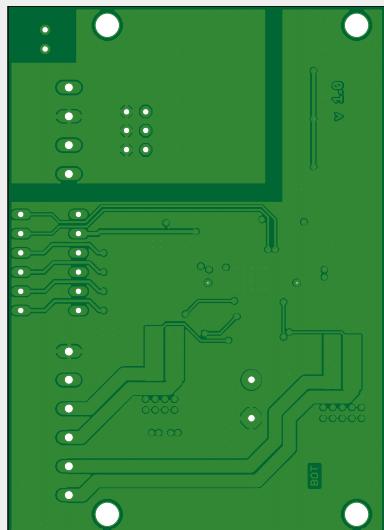
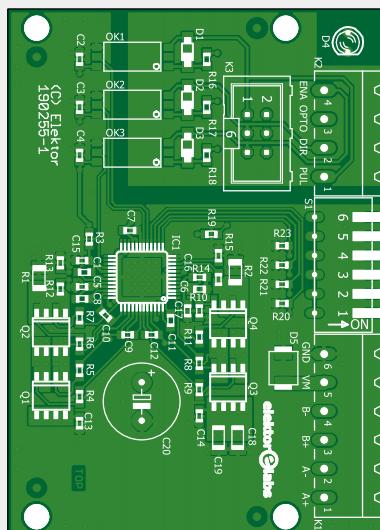
### Semi-conducteurs

D1, D2, D3 = 1N4148, SOD-123

D4 = LED, 3 mm, rouge

D5 = SMBJ36A

IC1 = TMC2160TA (TQFP48-EP) de Trinamic



OK1, OK2, OK3 = TLP2745(TP,E)

Q1, Q2, Q3, Q4 = AO4882

### Divers

K1 = MC1,5/6-G-3,81 + MC 1,5/6-ST-3,81,

Phoenix Contact

K2 = MC 1,5/4-G-3,81 + MC 1,5/4-ST-3,81,

Phoenix Contact

K3 = connecteur HE10 mâle, à 2x3 broches, vertical, au pas de 2,54 mm

S1 = commutateur DIP à 6 voies, type piano, au pas de 2,54 mm

SMBJ36A protège le circuit contre ces transitoires. Notez que le circuit n'offre aucune protection contre les inversions de polarité, donc soyez attentif en branchant les fils d'alimentation.

Nous avons filmé la carte sous différentes conditions de charge à l'aide d'une caméra thermique. Avec une alimentation de 24 V, le TMC2160 et les MOSFET ont atteint 50 °C et 41 °C lors du pilotage à différentes vitesses d'un moteur NEMA 17 réglé sur 1,6 A efficace avec le hacheur SpreadCycle (**fig. 3**).

Avec un moteur NEMA 34 alimenté en 32 V, réglé sur 3,1 A et tirant une

boule de fonte de 12 kg, le TMC2160 et les MOSFET ont atteint 80 °C et 78 °C (**fig. 4**).

Pour les gros moteurs de type NEMA 23 ou 34, nous recommandons de fixer un

dissipateur côté soudure ou d'utiliser un petit ventilateur. ▶

(190255-03 – version française : Hervé Moreau)



@ [WWW.ELEKTOR.FR](http://WWW.ELEKTOR.FR)

→ Carte à pilote de moteur TMC2160 - circuit imprimé nu (190255-1)  
[www.elektor.fr/19010](http://www.elektor.fr/19010)

→ Carte à pilote de moteur TMC2160 - module partiellement assemblé (190255-91)  
[www.elektor.fr/19009](http://www.elektor.fr/19009)

## Liens

- [1] 'How to make your 3D printer smart and silent with the TMC2130!' : [www.youtube.com/watch?v=sPvTB3irCxQ](http://www.youtube.com/watch?v=sPvTB3irCxQ)
- [2] Micrologiciel Marlin pour imprimantes 3D : <http://marlinfw.org/>
- [3] Page du circuit intégré TMC2160 de Trinamic : [www.trinamic.com/products/integrated-circuits/details/tmc2160-ta/](http://www.trinamic.com/products/integrated-circuits/details/tmc2160-ta/)
- [4] Carte de liaison TMC2160 : [www.trinamic.com/support/eval-kits/details/tmc2160-bob/](http://www.trinamic.com/support/eval-kits/details/tmc2160-bob/)
- [5] 'SDGEE #061 Ceramic Capacitors will Blow Up your PCB' : [www.youtube.com/watch?v=2287hcWFqe8](http://www.youtube.com/watch?v=2287hcWFqe8)
- [6] « Machine-outil à commande numérique Wolverine – 1<sup>re</sup> partie », Elektor mars-avril 2019 : [www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-476/42502](http://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-476/42502)
- [7] « Machine-outil à commande numérique Wolverine – 2<sup>e</sup> partie », Elektor mai-juin 2019 : [www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-97/42591](http://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-97/42591)
- [8] Page du labo : [www.elektormagazine.fr/labs/tmc2160-motor-driver-board-190255](http://www.elektormagazine.fr/labs/tmc2160-motor-driver-board-190255)

# l'Internet des Objets et le renard (1)



## une carte abordable pour accéder au réseau Sigfox

Frank Schleking et Bernd vom Berg

Pour que des capteurs alimentés par piles puissent envoyer des données vers des passerelles internet, il existe des protocoles radio comme Sigfox et LoRa. Sigfox se distingue par un réseau homogène et déjà bien développé. L'utilisateur n'a plus qu'à programmer les nœuds et les enregistrer pour pouvoir visualiser les données par l'internet. Comme nous le verrons dans cette série d'articles, du matériel bon marché et du logiciel libre suffisent pour réaliser ses premiers projets Sigfox. Dans cette première partie, nous présenterons le module compact Arduino MKR FOX 1200 avec émetteur-récepteur Sigfox intégré, ainsi qu'une carte mère correspondante.

Les réseaux 5G sont actuellement sur toutes les lèvres. On les utilise pour échanger de grandes quantités de données par radio. Mais la mise en œuvre de ces réseaux exige un investissement considérable en matériel et en logiciel. La portée vers la station de base la plus proche est très faible et la consommation électrique des stations est très élevée.

Si on ne souhaite échanger qu'une faible quantité de don-

nées de position ou issues de capteurs, par exemple dans les domaines de la « cité intelligente », de l'« agriculture intelligente », du « transport intelligent » ou du « loisir intelligent », le réseau 5G est-il la meilleure solution ?

Les capteurs *in situ* doivent pouvoir fonctionner de manière isolée et sans maintenance, pendant plusieurs années sans avoir à changer leurs piles. La portée (jusqu'à la station de

base la plus proche) doit être de plusieurs kilomètres ; quelquefois, il est même nécessaire d'établir une communication à coût (extrêmement) réduit qui franchit les frontières entre pays. Voici que sonne l'heure des capteurs/actionneurs sans fil, rassemblés aujourd'hui sous le terme de réseau 0G. De tels systèmes de communication apparaissent aujourd'hui dans le monde entier, suscitant l'émergence de trois standards : Sigfox, LoRa et NB-IoT.

### Cartes Sigfox pour les amateurs

Sigfox propose diverses cartes pour les amateurs qui facilitent l'accès au réseau Sigfox en mettant à la disposition de l'utilisateur un matériel complet et une panoplie de pilotes. L'effort de développement s'en trouve considérablement réduit, car il suffit d'y adapter son application.

Ces cartes pour *makers* se présentent sous la forme d'extensions à enficher pour diverses plateformes à microcontrôleurs comme le Raspberry Pi. Mais si vous devez concevoir des stations Sigfox à très basse consommation, capables de tenir pendant des mois ou des années avec seulement un jeu de piles, oubliez les solutions à base de RPi parce qu'elles exigent presque toujours une alimentation par le secteur (ou avec de grosses batteries rechargées par de puissants panneaux solaires).

Par contre, la carte *Arduino MKR FOX 1200* (**fig. 1**) offre un accès très simple et surtout extrêmement efficace en matière de consommation. Elle utilise le modèle bien connu de l'*Arduino Zero*, qu'elle complète avec toutes les fonctions Sigfox. On peut utiliser tous les outils de développement logiciel du monde *Arduino*. Pour la communication Sigfox, elle met à disposition une puissante bibliothèque, qu'il suffit d'intégrer à son logiciel personnel.

L'achat de cette carte inclut un abonnement d'un an à Sigfox, c'est-à-dire un an d'accès gratuit au réseau mondial Sigfox pour cette carte.

### Notre série d'articles

Dans la **première partie** de cette série, nous commencerons par la présentation du matériel de la carte MKR FOX 1200.

Pour accompagner la MKR FOX 1200, nous avons conçu une carte mère qui ajoute quelques fonctions intéressantes pour l'utilisateur.

Ensuite, nous nous intéresserons à la programmation de la carte, à l'aide d'exemples d'applications, téléchargeables, comme toujours, depuis la page du projet sur le site web d'*Elektor* [1].

Dans la **deuxième partie** de la série, nous nous concentrerons plus précisément sur Sigfox. Nous expliquerons le principe de base de la communication et la façon de connecter les stations individuelles au réseau Sigfox mondial.

Ensuite, nous nous occuperons du nuage Sigfox et traiterons la question de l'envoi concret de données et de leur réception par l'infrastructure dorsale (*backend*) Sigfox.

Dans la **troisième partie**, nous décrirons en détail comment l'utilisateur peut recevoir les données des stations Sigfox dans le monde entier par l'internet, les exploiter et les visualiser. Avec des outils du logiciel libre, on peut concevoir et mettre en œuvre ses propres interfaces (écrans) graphiques.

### MKR FOX 1200 - Le matériel

La page d'accueil officielle de la carte MKR FOX 1200 avec de nombreuses informations complémentaires (premiers pas,

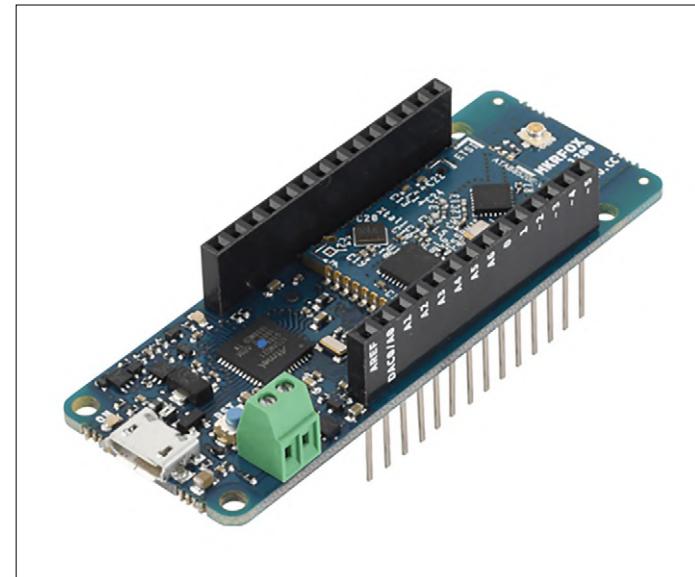


Figure 1. La carte MKR FOX 1200 est équipée d'un émetteur-récepteur pour la communication Sigfox.

infos techniques, schéma, FAQ) se trouve sous [2]. La **figure 2** donne un schéma fonctionnel de la carte.

La carte MKR FOX 1200 est basée sur l'*Arduino Zero*, avec le microcontrôleur *AT SAMD 21 G 18A - 48* de Microchip. Cette puce contient un processeur à 32 bits Cortex-M0 basé ARM, complété par des périphériques sur puce habituels pour les microcontrôleurs (*timer/compteur, convertisseurs A/N et N/A, port série, chien de garde, horloge en temps réel, etc.*).

Les fonctions Sigfox sont fournies à la carte par la puce indépendante émettrice-réceptrice *SIGFOX RF ATAB8520E*. Ce composant contient tout ce qui est nécessaire pour s'intégrer au réseau Sigfox : un microprocesseur, un système HF complet, y compris les étages d'émission et de réception, et une pile complète du protocole Sigfox (réalisée sous forme matérielle). Les seuls composants externes à ajouter sont le filtre HF de sortie et l'antenne.

Ce modem Sigfox est piloté par la puce SAMD21 à travers une interface SPI.

Les autres groupes fonctionnels de la carte MKR FOX 1200 fournissent une alimentation souple et réalisent l'interface USB avec le PC.

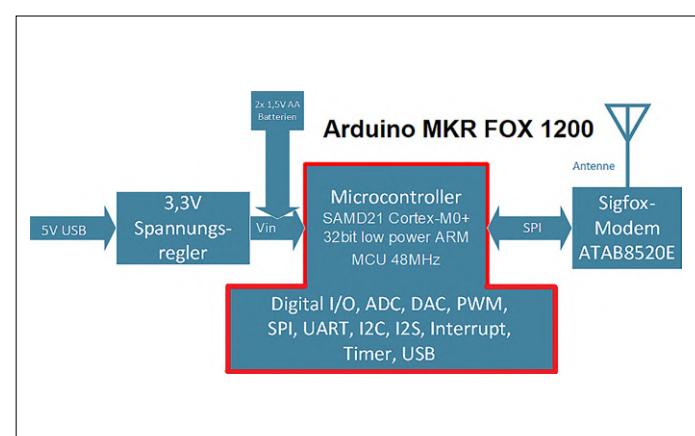


Figure 2. Schéma fonctionnel de la carte Arduino MKR FOX 1200.

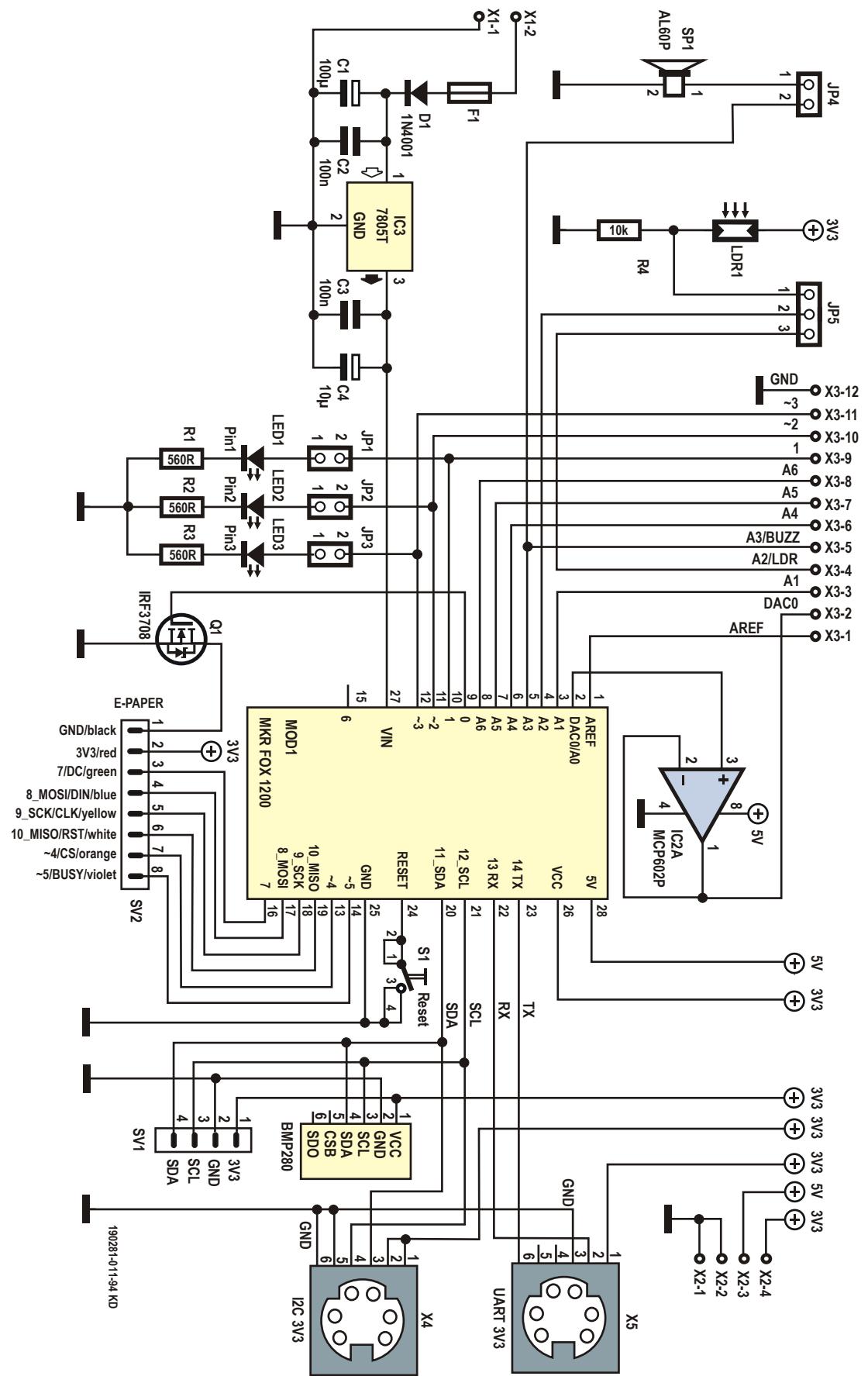


Figure 5. Schéma de la carte mère pour la carte MKR FOX 1200.

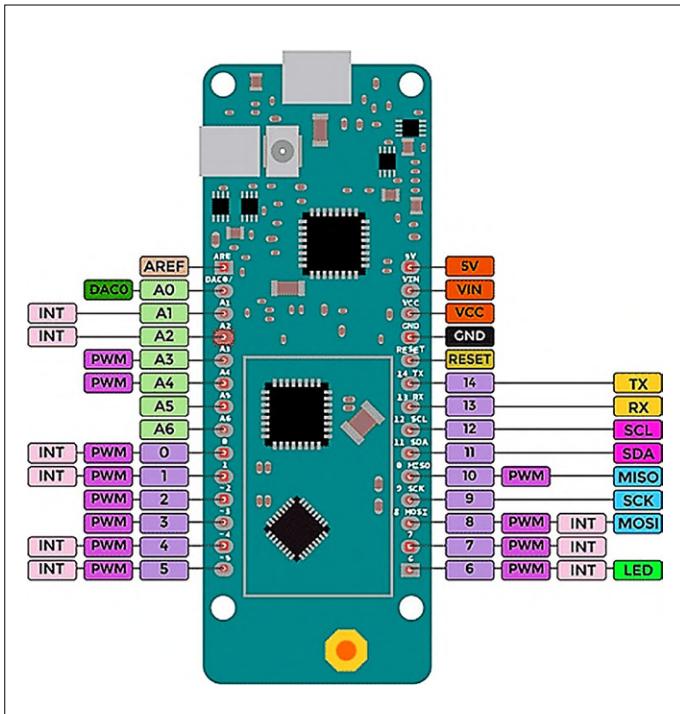


Figure 3. Brochage de la carte MKR FOX 1200 [3].

Ces deux puces confèrent à la carte MKR FOX 1200 une substantielle autonomie, indispensable au fonctionnement en autarcie des stations de l'Internet des Objets. La carte combine une puissance de calcul élevée avec une consommation très faible en mode sommeil de 4 µA (SAMD21G) et 5 nA (ATA8520) [9] [10]. Pendant la plupart des très courtes phases d'activité, le courant est de 32,7 mA en émission et de 10,4 mA en réception. Cela permet d'alimenter les stations avec deux piles AA ou AAA pendant des mois ou des années sans les remplacer. Bien entendu, cette sorte de station Sigfox peut parfaitement être alimentée en permanence par de (petits) panneaux solaires tamponnés par des batteries. La consommation totale d'une station dépend évidemment des capteurs et des actionneurs qu'elle gère. Mais là aussi, il existe des modèles à très faible consommation, dans la mesure où ils ne sont pas utilisés en permanence, mais ne sont activés (très brièvement) qu'en cas de besoin.

La conception d'une application repose sur le brochage de la



Figure 4. La carte mère avec la carte MKR FOX 1200 embrochée.

carte MKR FOX 1200 (**fig. 3**). On y reconnaît clairement les caractéristiques de microcontrôleur de la puce SAMD21 : les connexions aux principales unités périphériques sur la puce sont rendues accessibles et presque toutes ont deux voire trois fonctions. La fonction effective d'une broche est alors décidée par le logiciel applicatif.

#### MKR FOX 1200 - Carte mère

Pour pouvoir effectivement se servir de la carte MKR FOX 1200 et réaliser rapidement des applications, nous avons conçu une carte mère sur laquelle il suffit d'embrocher la MKR FOX 1200 (**fig. 4**). Son schéma est représenté sur la **figure 5**. La carte MKR FOX 1200 peut être alimentée de **trois manières différentes**.

#### Alimentation par le port USB

La carte peut être alimentée par le port USB, qui sert aussi au téléversement du programme depuis le PC et à la communi-

Publicité



**productronica** 2019

12. – 15.11.2019 salle A4, stand 435

**petit area ratio,  
grande performance**



**Innovation mondiale: MR-NH**

Découvrez une nouvelle dimension dans la SMT-production – la nouvelle pâte à braser MR-NH. Même pour des applications avec un area-ratio plus petit que 0,6. Avec presque tous les pochoirs. Une performance qui convainc chacun.

LPM-48 Type4 MR-NH  
20-38 µm SnAgCu  
11.5 % Pb free 190107-1  
0~10°C 19.0±0.5°C  
500 g

Almit GmbH Unterer Hammer 3 64720 Michelstadt +49 (0) 6061 969250 [www.almit.de](http://www.almit.de) [info@almit.de](mailto:info@almit.de)

cation sérielle entre le programme applicatif et le PC.

#### Bornier vert à deux pôles sur la carte

On peut y connecter un bloc de piles (2 \* AA ou 2 \* AAA en série). La polarité est indiquée sous le bornier.

Toutefois cette tension de 3 V n'est pas adaptée à l'alimentation des composants périphériques de la carte mère.

#### Connexion VIN

On peut y connecter une source externe de +5 V régulée.

Si cette tension est présente, l'alimentation par le port USB est automatiquement coupée.

#### Connexion 5 V

C'est une **sortie**. Elle fournit du 5 V (non réglé) quand la carte est alimentée par le port USB ou par la connexion VIN. La tension est prélevée directement sur le port USB ou sur VIN. Le courant disponible est limité à 500 mA.

#### Connexion VCC

C'est une **sortie** qui fournit l'une des tensions suivantes :

- 3,3 V du régulateur de tension embarqué quand la carte est alimentée par le port USB ou par VIN. Courant maxi-

**Tableau 1. Brochage du module MKR FOX 1200 sur la carte mère.**

Broche	Désignation	Fonction
1	AREF	Entrée, fonction standard - Connectée à la broche X3-1 ; application d'une tension externe de référence, 3,3 V max.
2	DAC0/A0	Sortie du convertisseur N/A - via amplificateur sur la broche X3-2 ; Tension de sortie : 0 à 3,3 V max. Courant de sortie : 30 mA.
3	A1	Sur la broche X3-3, fonction standard
4	A2	Sur la broche X3-4, fonction standard Peut être connectée par le cavalier JP5 à une photorésistance pour la mesure de l'éclairement
5	A3	Sur la broche X3-5, fonction standard. Peut être connectée par le cavalier JP4 à un vibreur piézo-électrique
6	A4	Sur la broche X3-6, fonction standard
7	A5	Sur la broche X3-7, fonction standard
8	A6	Sur la broche X3-8, fonction standard
9	0	Sortie, commute la tension d'alimentation de l'afficheur e-papier
10	1	Sur la broche X3-9, fonction standard. Par le cavalier JP1, connexion d'une LED indicatrice d'état
11	~2	Sur la broche X3-10, fonction standard. Par le cavalier JP2, connexion d'une LED indicatrice d'état
12	~3	Sur la broche X3-11, fonction standard. Par le cavalier JP3, connexion d'une LED indicatrice d'état
13	~4	CS - Gestion de l'afficheur e-papier
14	~5	BUSY - Gestion de l'afficheur e-papier
15	6	Ne pas utiliser – connectée à la LED jaune de la carte MKR FOX 1200
16	7	DC - Gestion de l'afficheur e-papier
17	8_MOSI	DIN - Gestion de l'afficheur e-papier
18	9_SCK	CLK - Gestion de l'afficheur e-papier
19	10_MISO	RST - Gestion de l'afficheur e-papier
20	11_SDA	SDA - Ligne du bus I <sup>2</sup> C
21	12_SCL	SCL - Ligne du bus I <sup>2</sup> C
22	13 ~ RX	Réception des données de l'UART. Reliée au connecteur mini-DIN à six broches X5 (indépendante du port USB, accès via le port serial 1)
23	14 ~ TX	Émission des données de l'UART. Reliée au connecteur mini-DIN à six broches X5 (indépendante du port USB, accès via le port serial 1)
24	RESET	Connexion du bouton-poussoir externe de réinitialisation
25	GND	Masse
26	VCC	Sortie pour la tension de 3,3 V (voir le texte)
27	VIN	Entrée pour la tension d'alimentation de 5 V stabilisée (voir le texte)
28	5V	Sortie pour la tension de 5 V (voir le texte)

(Fonction standard Ξ inchangée, comme indiqué pour la carte MKR FOX 1200)

mal : 500 mA.

- Tension des piles si alimentation par piles.

### LED témoin d'alimentation : LED ON

La LED témoin d'alimentation (verte, à côté du port USB) ne s'allume que si la carte est alimentée par le port USB ou par VIN. Si elle est alimentée par piles, elle reste éteinte par souci d'économie des piles.

Nous alimentons la carte MKR FOX 1200 via la carte mère avec une tension de 5 V régulée pour que l'ensemble de l'alimentation du système puisse être assuré par un bloc secteur. Certaines des broches de périphériques de la carte MKR FOX 1200 sont déjà connectées à des capteurs ou des actionneurs situés sur la carte mère pour pouvoir développer immédiatement de petites applications :

- Photorésistance pour la mesure de la luminosité ambiante.
- Vibreur piézo-électrique pour produire des signaux audibles.
- Amplificateur de signal analogique (OPV MCP602P) pour porter le courant maximal fourni par le convertisseur N/A de 7 à 30 mA.
- Pour les tests, on dispose de trois LED indicatrices d'état connectées à trois broches de la carte MKR FOX 1200 par l'intermédiaire de cavaliers amovibles.

Comme unités périphériques plus complexes, nous avons prévu un afficheur local de 2,9'' du type papier électronique, à très basse consommation, ainsi que le bus I2C. Enfin, nous avons connecté un capteur barométrique BMP280 qui mesure la pression absolue de l'air et la température ambiante. Le bus I2C est rendu accessible depuis l'extérieur sur une embase mini-DIN à six broches, ce qui permet d'y connecter facilement d'autres composants I2C.

Le port UART série est également accessible sur une embase mini-DIN à six broches.

Un bouton-poussoir externe de réinitialisation complète l'équipement de la carte mère.

Le **tableau 1** donne une vue d'ensemble du brochage de la carte MKR FOX 1200.

### Attention !

Contrairement à la plupart des autres cartes Arduino, la carte MKR FOX 1200 travaille avec une **tension d'alimentation de 3,3 V**, ce qui signifie que c'est aussi le cas des broches d'entrée et de sortie.

**Des tensions plus élevées sur ces broches peuvent endommager la carte ! Il faut aussi prendre garde au fait que des essais d'émission en l'absence d'antenne peuvent endommager l'étage de puissance du modem Sigfox.**

Si l'afficheur e-papier, le bus I2C ou le port série ne sont pas utilisés, les broches d'entrée/sortie correspondantes peuvent retrouver leur usage normal.

### Le logiciel

Comment réaliser le logiciel de notre noeud de capteurs ? Quatre étapes sont nécessaires :

- tout d'abord, installer l'EDI Arduino sur le PC et le configurer pour la carte.
- Ensuite, installer les bibliothèques nécessaires à la gestion des périphériques.

- Puis écrire une série de routines générales de commande des périphériques : convertisseurs A/N et N/A, bus I2C, port série, etc.
- Enfin se tourner vers les « fonctions spéciales » pour la réalisation de la communication Sigfox.

### Installation de l'EDI Arduino

On télécharge la version la plus récente de l'Environnement de Développement Intégré (EDI) Arduino depuis la page d'accueil d'Arduino [6]. Pour installer l'EDI à demeure sur son PC, on choisit dans l'encadré de droite la version *Windows ZIP file for non admin install*, 108 Mo environ.

L'installation et la configuration pour la carte sont très faciles à réaliser [7][8]. Il suffit de connaître l'identité de la carte, ici MKR FOX 1200 avec le contrôleur SAMD21. Dans l'EDI Arduino, on passe par *Outils > Type de Carte > Gestionnaire de cartes* pour installer la bibliothèque de pilotes pour les cartes SAMD.

### Bibliothèques nécessaires

Pour la création de programmes Arduino (*croquis*), on dispose d'une quantité de fonctions déjà prêtes regroupées en bibliothèques. Cela réduit ainsi considérablement le temps de développement, ce qui permet d'obtenir très rapidement un résultat opérationnel.

Outre les bibliothèques contenues dans l'EDI Arduino, on trouve sur l'internet une quantité d'autres collections de fonctions pour les périphériques les plus divers (afficheurs, capteurs, etc.), qu'on peut inclure dans son propre projet.

Pour gérer les périphériques utilisés ici, il faut installer les

Publicité

The i-CON VARIO Series  
Perfect soldering and desoldering tools

More about the i-CON product family

Ersa GmbH  
97877 Wertheim  
info@ersa.de  
www.ersa.com

kurtz ersa

The screenshot shows the Arduino IDE terminal window with the following content:

```

COM1
Senden
*****
*** Demo-program for Arduino-Sigfox-Board MKR FOX 1200 ****
*****
please choose:
1) Blink integrated LED on Pin 6
2) Output over digital Port-Pin
3) Read digital Port-Pin
4) Read analog voltage
5) Output PWM-Signal
6) Generate tones over the passive Piezo-Buzzer
7) Output a 'real' voltage over DAC
8) Measurement of the ambient brightness with the LDR
9) Text-Demo for the ePaper-Display
a) Operating the ambient pressure sensor BMP280
b) Demo-Program 1
c) Demo-Program 2

Your choice:
Autoscroll Zeitstempel anzeigen Kein Zeilenende 1200 Baud Ausgabe löschen

```

Figure 6. Menu du programme de démo et de test.

bibliothèques supplémentaires suivantes :

- Pour l'afficheur e-papier, les bibliothèques *GxEPD* et *Adafruit-GFX*.
- Pour le capteur de pression *BMP280*, la bibliothèque *BMx280MI*.
- Dans le deuxième article de la série, nous aurons besoin de la bibliothèque *Sigfox*.

Vous trouverez les deux premières bibliothèques dans notre paquet logiciel [1]. La bibliothèque *Sigfox* sera installée avec le gestionnaire de bibliothèques de l'EDI Arduino (*Outils > Gérer les bibliothèques*).

Vous trouverez une procédure de post-installation de bibliothèques Arduino ZIP sous [5].

## Logiciel pour la carte MKR FOX 1200

La page [4] donne une vue d'ensemble du jeu d'instructions du langage Arduino (vous ne devriez pas avoir de mal à trouver des pages en français). Nous avons écrit un petit croquis Arduino qui permet de tester les principales propriétés de la carte (contenu dans notre paquet logiciel [1]).

Ce croquis sert en même temps de programme de test de la

carte mère. Les différents modules logiciels peuvent servir de base pour des développements personnels.

La **figure 6** montre le menu de ce programme ; les différentes fonctions peuvent être appelées en passant par le port série. Pour cela il faut commencer par démarrer l'EDI Arduino.

Ouvrez le croquis de démo avec l'EDI. Ne téléversez pas tout de suite le croquis sur la carte, mais affichez d'abord la fenêtre de terminal de l'EDI avec *Ctrl + Maj + M*.

Maintenant compilez, téléversez et démarrez le croquis. Commutez sur la fenêtre de terminal (*Ctrl + Maj + M*). Vous devriez voir apparaître le menu de la figure 6.

Vous pouvez maintenant choisir l'un des exemples de démo (terminez toujours la commande saisie sur la ligne supérieure du terminal par *Entrée*).

## Logiciel de communication Sigfox

Nous traiterons de l'utilisation des fonctions spéciales pour établir et mettre en œuvre la communication Sigfox dans le prochain article de la série. ►

(190281-04 – version française : Helmut Müller)



**@ WWW.ELEKTOR.FR**

→ Module Arduino MKR FOX 1200  
www.elektor.fr/19096

→ Antenne 868 MHz pour Arduino  
www.elektor.fr/19095

## Liens

- [1] Téléchargement du logiciel : [www.elektormagazine.fr/190281-04](http://www.elektormagazine.fr/190281-04)
- [2] Page d'accueil officielle de la carte MKR FOX 1200 : <https://store.arduino.cc/arduino-mkrfox1200>
- [3] Brochage de la carte MKR FOX 1200 : <https://arduinoplus.ru/ref/raspinovka-plat/raspinovka-arduino-mkr-fox-1200/>
- [4] Jeu d'instructions Arduino : [www.arduino.cc/reference/en/](http://www.arduino.cc/reference/en/)
- [5] Installation de bibliothèques supplémentaires : <https://plaisirarduino.fr/bibliotheque/?cn-reloaded=1>
- [6] Téléchargement de la version la plus récente de l'EDI Arduino : [www.arduino.cc/en/main/software](http://www.arduino.cc/en/main/software)
- [7] Installation de l'EDI Arduino : [www.arduino.cc/en/Guide/HomePage](http://www.arduino.cc/en/Guide/HomePage)
- [8] Installation de l'EDI Arduino et introduction à son usage : [www.youtube.com/watch?v=K\\_FhVhRP0mg](https://www.youtube.com/watch?v=K_FhVhRP0mg)
- [9] Feuille de caractéristiques de la famille de microcontrôleurs SAMD21 : <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/SAMD21-Family-DataSheet-DS40001882D.pdf>
- [10] Feuille de caractéristiques de l'émetteur-récepteur Sigfox : [http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-9409-Smart-RF-ATA8520E\\_Datasheet.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-9409-Smart-RF-ATA8520E_Datasheet.pdf)

# bruits de labo

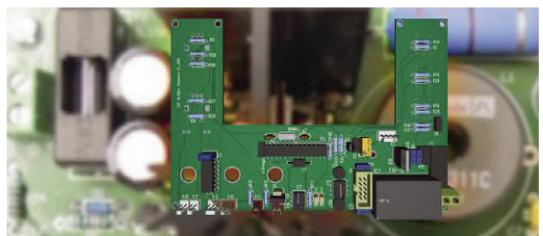


Clemens Valens (labo d'Elektor)

La réussite des projets de l'Internet des Objets repose en grande partie sur leurs capteurs, leurs batteries et leur bonne connectivité. Ajoutez à cela une interface utilisateur (UI) soignée et vous vous retrouvez sur le toit du monde. Voici d'excellents exemples de projets liés à ces sujets.

## Interface utilisateur avec présélections pour une alimentation

Il y a quelques années, Elektor a présenté un projet d'alimentation de labo réglable, 0 à 30 V / 3 A, prénommée *UniLab2*. Pour limiter le budget total, l'interface utilisateur proposée à l'époque était des plus simples. Le labo d'Elektor propose maintenant une interface utilisateur plus élaborée, à laquelle nous avons adjoint des codeurs rotatifs et un afficheur LCD à quatre lignes. Pour couronner le tout, vous avez à votre disposition une fonction commode pour présélectionner les tensions de sortie (3,3 V ; 5 V ; 12 V).



@ Elektor Labs: [www.elektormagazine.fr/labs/1836](http://www.elektormagazine.fr/labs/1836)

## Soudage par points « maison » pour batteries d'accumulateurs

L'Europe semble très nettement derrière la Chine pour la production de batteries. Suivre la cadence supposera d'énormes investissements. Même si ce projet du labo d'Elektor n'est qu'une goutte d'eau dans l'océan des constructeurs de batteries, il vous sera peut-être très utile si vous ne souhaitez pas attendre investisseurs et décideurs...



@ Elektor Labs: [www.elektormagazine.fr/labs/1817](http://www.elektormagazine.fr/labs/1817)

## Détecteur de rayonnement à diode PIN + messagerie MQTT

Plus de 30 ans après l'accident qui a détruit la centrale nucléaire de Tchernobyl (Ukraine), le rayonnement produit a encore des conséquences mesurables à des centaines de kilomètres de là. Ce projet de détecteur a été élaboré dans le cadre d'une initiative suédoise lancée en 2018 pour analyser les champignons séchés et déterminer ainsi le niveau de radioactivité accumulé dans le sol...



@ Elektor Labs: [www.elektormagazine.fr/labs/1553](http://www.elektormagazine.fr/labs/1553)

## Capteur infrarouge passif (PIR) avec alertes par courrier électronique

Abordable, puissant et doté des interfaces Bluetooth et Wi-Fi, l'ESP32 est rapidement devenu une plateforme très appréciée pour le développement d'applications « maison » connectées à l'internet des objets. Ce projet a pour but de transformer un capteur infrarouge passif en entité de communication quasiment intelligente. Cette alarme n'est pas nécessairement adaptée à ceux qui ne lisent leur courrier électronique qu'une fois par mois... ◀



@ Elektor Labs: [www.elektormagazine.fr/labs/1827](http://www.elektormagazine.fr/labs/1827)

## HORS CIRCUITS

# amplificateurs différentiels de meilleures caractéristiques et une plus grande immunité au bruit

Robert Lacoste (Chaville)



Pourquoi passer de montages unipolaires à leur version différentielle ? Robert Lacoste détaille les avantages des amplificateurs entièrement différentiels et montre comment s'y convertir.

Cet article est le troisième de ma petite série sur les amplificateurs opérationnels (AOP pour les intimes). Je n'ai donc pas besoin de vous rappeler que ces circuits intégrés sont les principaux constituants de la plupart des projets analogiques. Si vous avez le moindre doute, relisez donc les deux premiers articles. En tant que fidèles lecteurs d'Elektor, vous avez sûrement déjà utilisé ce type de circuit intégré dans vos projets. Cependant êtes-vous aussi à l'aise avec des amplificateurs entièrement différentiels ? Il s'agit d'une classe particulière d'AOP : ils permettent d'accéder à des performances supérieures et surtout de réduire l'influence des perturbations sur les signaux. Allez, voyons donc ensemble de quoi il s'agit...

### Signaux différentiels

Commençons par quelques bases. Comment transférer un signal analogique d'un dispositif A à un dispositif B ? La solution la

plus évidente est de tirer un fil de A à B (par ex. une piste sur un circuit imprimé), et d'injecter dans ce fil une tension proportionnelle au signal à transmettre. Bien sûr, toute tension doit être mesurée entre deux points, donc cette tension doit être référencée par rapport à quelque chose. En général, ce sera la masse du circuit, utilisée comme zéro volt local. C'est ce qu'on appelle un signal unipolaire (**fig. 1, haut**).

Pour mettre une petite formule, cela donne :

$$\text{signal} = k \times (V_{\text{ligne}} - 0 \text{ V})$$

Maintenant il y a une autre méthode : on pourrait utiliser deux fils au lieu d'un (**fig. 1, bas**) et appliquer une tension entre ces deux fils, proportionnelle au signal :

$$\text{signal} = k \times (V_{\text{ligne\_P}} - V_{\text{ligne\_M}})$$

Ici il n'y a plus de référence par rapport au 0 V, la seule chose importante est la différence de tension entre les deux lignes du signal. Bien sûr, chaque ligne a une tension donnée par rapport à la masse, appelée tension de mode commun (VCM pour « common mode » en anglais), mais cette tension n'est pas directement liée à la valeur du signal. Pour ceux qui aiment les formules, c'est facile à expliquer car la tension de mode commun s'annule dans l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \text{signal} &= k \times [(V_{\text{ligne\_P}} - V_{\text{CM}}) - (V_{\text{ligne\_M}} - V_{\text{CM}})] \\ &= k \times (V_{\text{ligne\_P}} - V_{\text{ligne\_M}}) \end{aligned}$$

### Quels avantages ?

Mais pourquoi s'embêter avec tout ça ? La transmission d'un signal différentiel utilise deux fils au lieu d'un, donc c'est plus complexe et plus cher qu'une transmission unipolaire. Est-ce que ça a des avantages ? Bien sûr. Tout d'abord une transmission différentielle permet une meilleure dynamique, c'est-à-dire que les signaux peuvent avoir une amplitude plus large. Pourquoi donc ? Supposons que le circuit est alimenté par une alimentation unipolaire de 5 V. Toutes les tensions doivent donc rester dans une plage de 0 V à +5 V. Supposons également que le signal varie autour d'une valeur moyenne, comme un signal audio. Si vous utilisez une transmission unipolaire, le mieux que vous puissiez faire est de créer une masse virtuelle à 2,5 V, et le signal pourra varier de 0 à 5 V, c'est-à-dire de -2,5 V à +2,5 V autour de cette masse virtuelle (**fig. 2, haut**). Maintenant que se passe-t-il si vous utilisez une transmission différentielle ? Chacune des deux lignes peut varier de 0 à +5 V, et leur différence peut varier de 0 - 5 = -5 V à 5 - 0 = +5 V (**fig. 2, bas**). C'est le double !

En fait, l'amélioration est encore meilleure. Vous vous souvenez qu'une puissance est proportionnelle au carré de la tension ( $P=U^2/R$ ) ? Si l'on s'intéresse aux puissances et non plus aux tensions, cela signifie qu'une architecture différentielle donnera une dynamique quatre fois supérieure à celle d'une approche unipolaire (car le carré de 2 est 4). Pour ceux qui aiment les décibels, c'est une augmentation de  $10\log(4) = 6$  dB, et c'est loin d'être négligeable.

Un autre avantage de la technique différentielle est qu'elle simplifie la conception dans le cas où le montage est alimenté par une source unipolaire (0/+5 V par ex.). En effet il n'y a pas besoin d'une masse virtuelle stable, représentant le niveau de signal « zéro ». Dans un système différentiel, la tension de mode commun des deux lignes doit bien sûr être définie quelque part entre 0 et 5 V, généralement proche de VCC/2, mais si cette tension monte ou descend un peu, en théorie les performances ne sont pas affectées. C'est une autre paire de manches dans un circuit unipolaire, où tout bruit sur cette masse virtuelle se répercute sur la sortie.

Enfin, les montages différentiels présentent un dernier mais énorme avantage : une meilleure résistance au bruit et aux interférences électromagnétiques. Imaginez que le circuit est perturbé par un bruit externe, comme illustré sur la **figure 3**. Dans un système unipolaire, ce bruit sera couplé au signal et déformerai le signal de sortie. Dans le cas d'un système différentiel, et si vous avez pris soin de faire cheminer les deux lignes l'une près de l'autre, alors le bruit se retrouvera probablement à un niveau similaire sur chacune des deux lignes. Et donc la différence de tension entre ces deux lignes, qui transporte l'in-

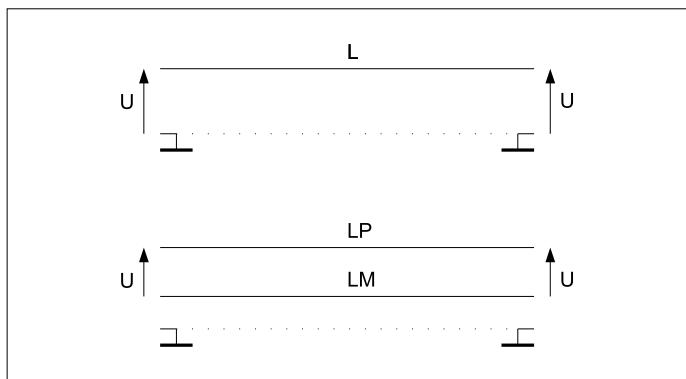


Figure 1. Un signal unipolaire est une tension référencée par rapport à la masse, alors qu'un signal différentiel est une différence de tension entre deux fils.

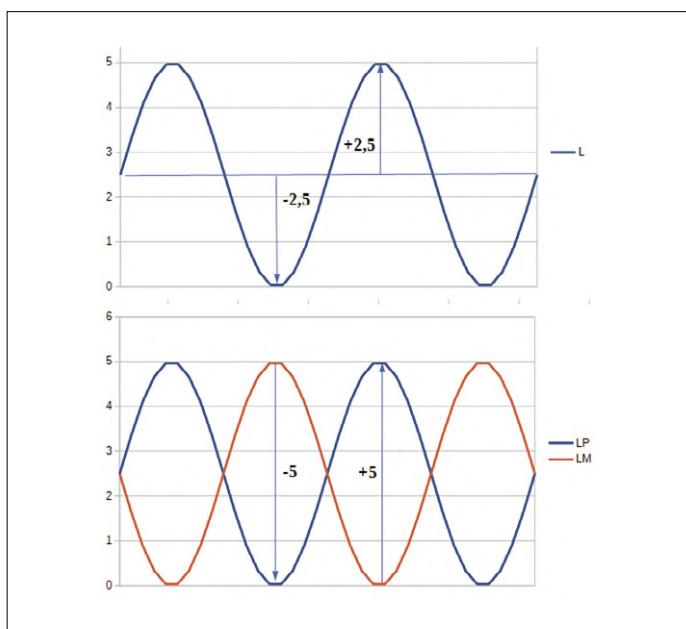


Figure 2. Avec la même amplitude totale, ici 0 à +5 V, un signal différentiel permet de doubler la tension effective du signal.

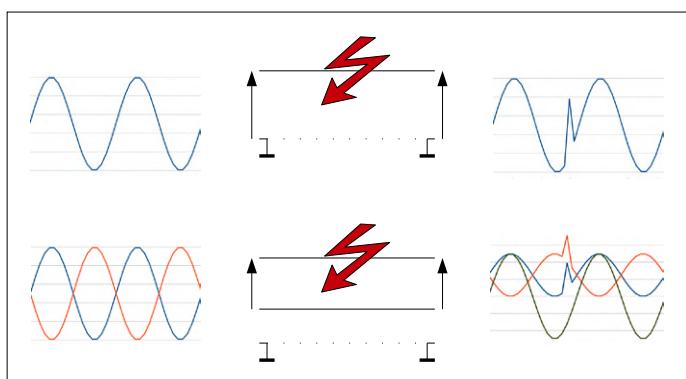


Figure 3. Un avantage clé des signaux différentiels est une bonne immunité aux perturbations. Si quelque chose parasite les deux lignes de la même façon, alors leur différence de tension n'est pas perturbée.

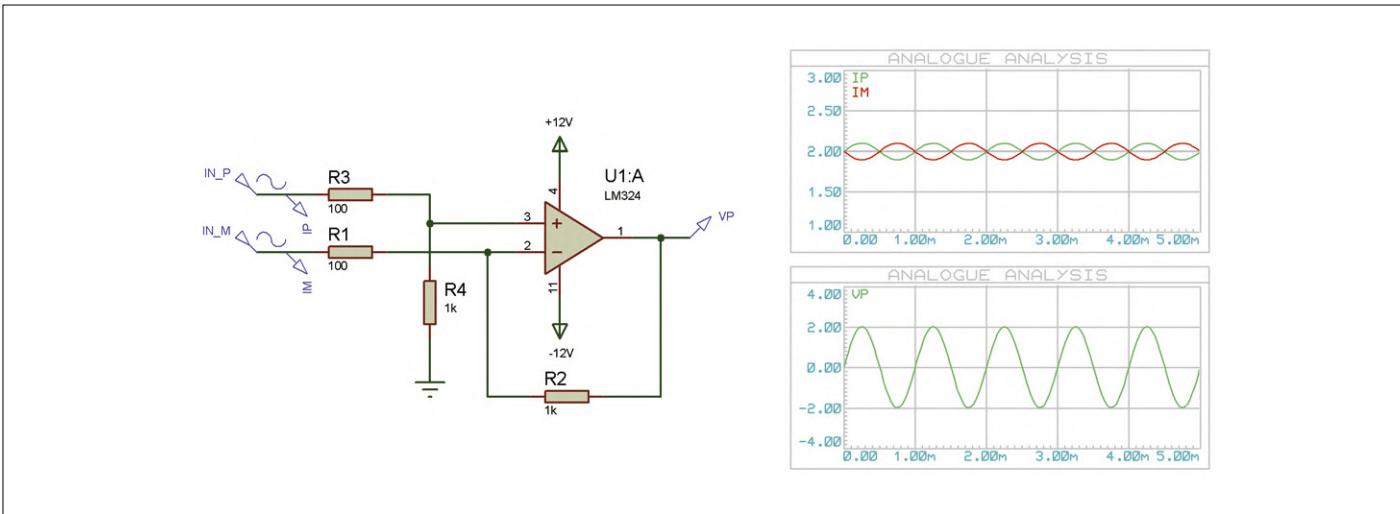


Figure 4. Il est facile de construire un amplificateur soustracteur avec un AOP standard. Ici, les deux tensions d'entrée sont soustraites et le résultat est multiplié par 10. La sortie est une tension référencée par rapport à la masse, ce circuit a donc une sortie unipolaire.

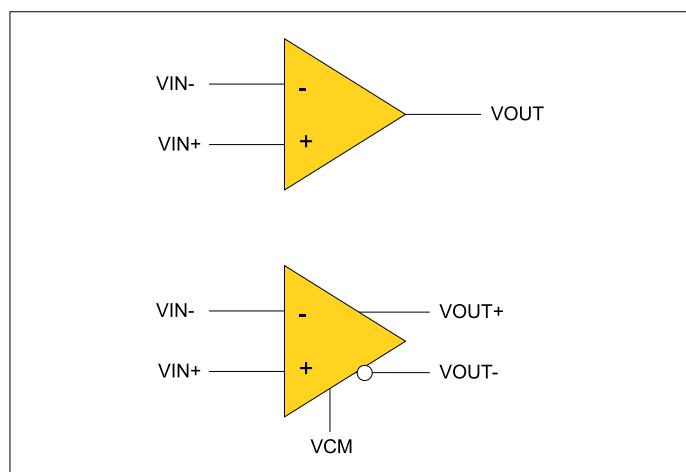


Figure 5. Les amplificateurs entièrement différentiels ont non seulement des entrées, mais aussi des sorties différentielles. Généralement la tension de mode commun des sorties peut être pilotée par une broche d'entrée dédiée.

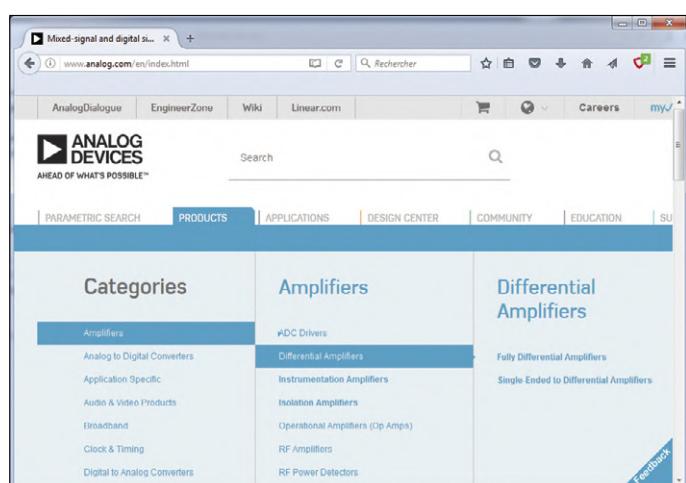


Figure 6. Les fabricants comme Texas Instruments ou ici Analog Devices, proposent de nombreux amplificateurs entièrement différentiels. Il suffit de surfer sur leurs sites web.

formation, ne sera pas perturbée ! C'est pourquoi presque tous les systèmes de transmission filaire sur une longue distance comme Ethernet utilisent des paires différentielles.

### Construisons un ampli différentiel

Maintenant il est temps de parler de nos amis les amplificateurs opérationnels. Comme vous le savez, tout AOP peut être câblé pour calculer la différence entre deux tensions. Il suffit pour cela de quelques résistances autour de l'AOP, regardez la **figure 4** pour vous en convaincre. Un tel circuit produit sur sa sortie une tension égale à la différence de tension entre les deux entrées, multipliée par un gain donné, réglé ici à 10. Notez qu'une alimentation bipolaire est nécessaire si n'importe laquelle des deux entrées peut avoir une tension supérieure à l'autre : la tension de sortie doit pouvoir être supérieure ou inférieure à 0 V. Regardez de nouveau la figure 4, la simulation vous montre que c'est bien le cas. J'ai effectué cette simulation avec le simulateur intégré à la suite logicielle Proteus (Labcenter) [1], mais vous pouvez la reproduire facilement avec n'importe quel simulateur de circuit comme l'excellent et gratuit LT-Spice.

Un tel circuit permet donc de convertir, avec un AOP classique, un signal différentiel en signal unipolaire. Sa tension de sortie ne dépend en effet que de la différence de tension entre les deux entrées. C'est donc le circuit parfait si vous avez une source différentielle, par ex. un transducteur piézo avec ses deux bornes flottantes, et que vous souhaitez amplifier l'amplitude du signal. Comme les lignes entre le transducteur et l'AOP sont différentielles, elles seront bien protégées contre les perturbations. Tout AOP peut donc être utilisé pour transformer un signal différentiel en signal unipolaire.

Mais, attendez, pourquoi donc faire une telle conversion de différentiel vers unipolaire, alors que je viens de vous expliquer tous les avantages des montages différentiels ? N'est-il pas possible de garder une approche différentielle sur l'ensemble du circuit et pas seulement à son entrée ? La réponse est oui, et une famille d'AOP un peu spécifiques est faite pour ça : les « AOP entièrement différentiels » (« full differential » dans les documentations anglo-saxonnes). Ces circuits intégrés sont très similaires aux AOP standard, mais

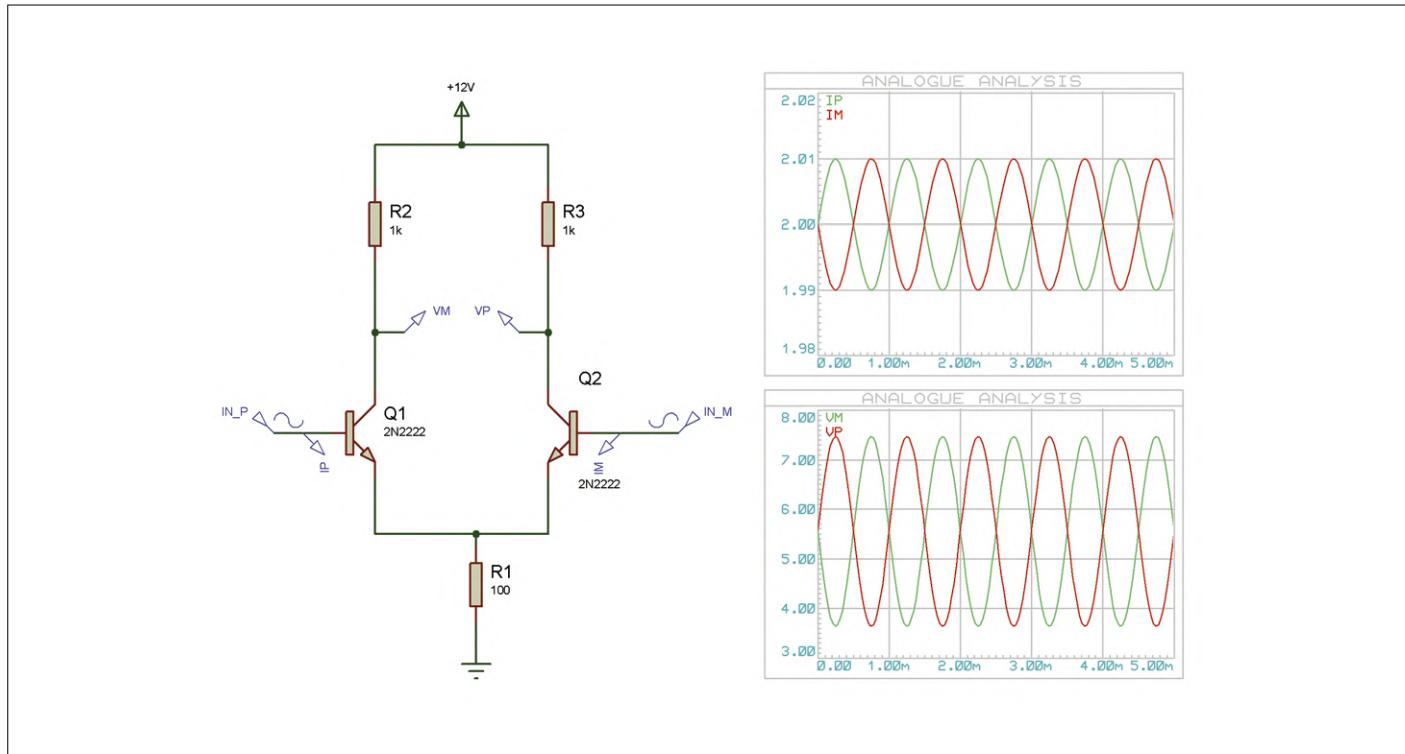


Figure 7. Deux transistors câblés ainsi constituent un amplificateur différentiel élémentaire.

ont une sortie différentielle (**fig. 5**). Plus précisément, ces AOP ont deux broches de sortie, qui sont toujours à des tensions symétriques autour d'une tension dite de mode commun : si l'une monte de 1 V, la seconde descend de 1 V. En général, cette tension de mode commun peut être réglée de l'extérieur sur une broche d'entrée dédiée. Vous pouvez la fixer à  $V_{CC}/2$ , ou à une autre tension si vous préférez. Bien sûr les AOP entièrement différentiels ne sont pas aussi courants que leurs cousins classiques, mais le choix est quand même vaste. Regardez par exemple les sites web de fabricants comme Texas Instruments ou Analog Devices, vous en trouverez des centaines (**fig. 6**).

Un point intéressant à savoir : en interne, tous les AOP sont plus ou moins construits autour d'une paire de transistors câblés comme illustrée sur la **figure 7**. Dans cette configuration, deux transistors NPN ont leurs bases pilotées par les deux entrées de l'AOP, et leurs émetteurs sont interconnectés et partagent une seule résistance vers la masse. Ce circuit est baptisé « long tailed pair » en anglais. Regardez la simulation, et vous comprendrez rapidement qu'une telle paire de transistors est en fait un AOP rudimentaire, mais entièrement différentiel. Par conséquent, les AOP sont tous différentiels au moins dans leurs premiers étages internes. Dans un AOP standard, un seul des deux signaux de différence est amplifié

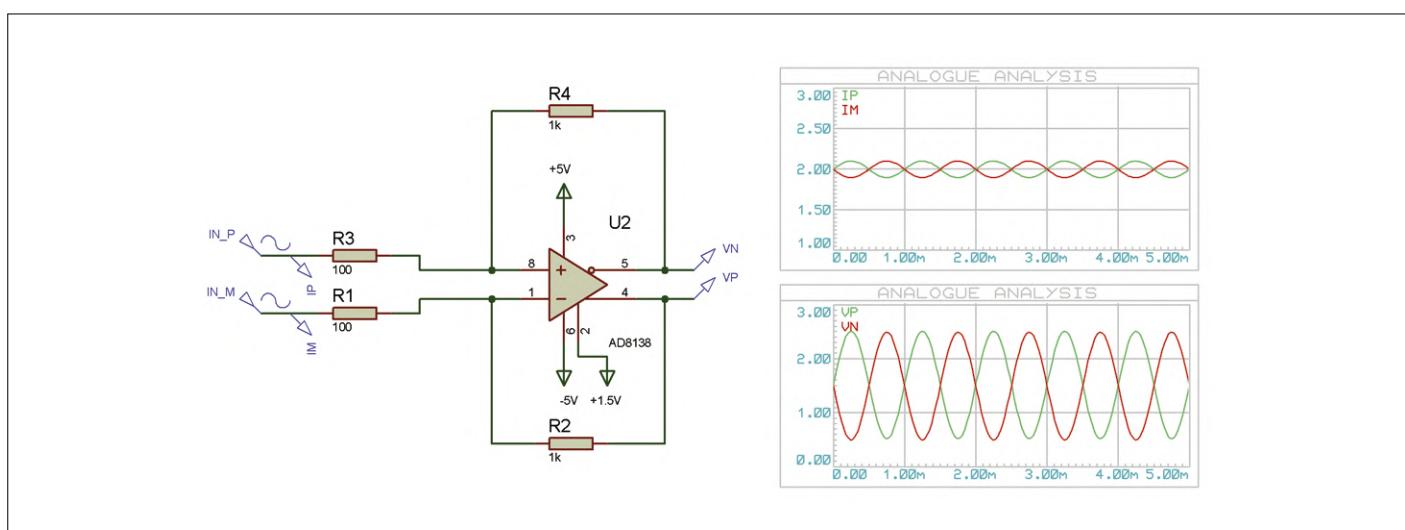


Figure 8. Le schéma d'un amplificateur soustracteur entièrement différentiel avec un gain de 10 est aussi simple qu'en unipolaire. Comparez ce schéma à celui de la figure 4.

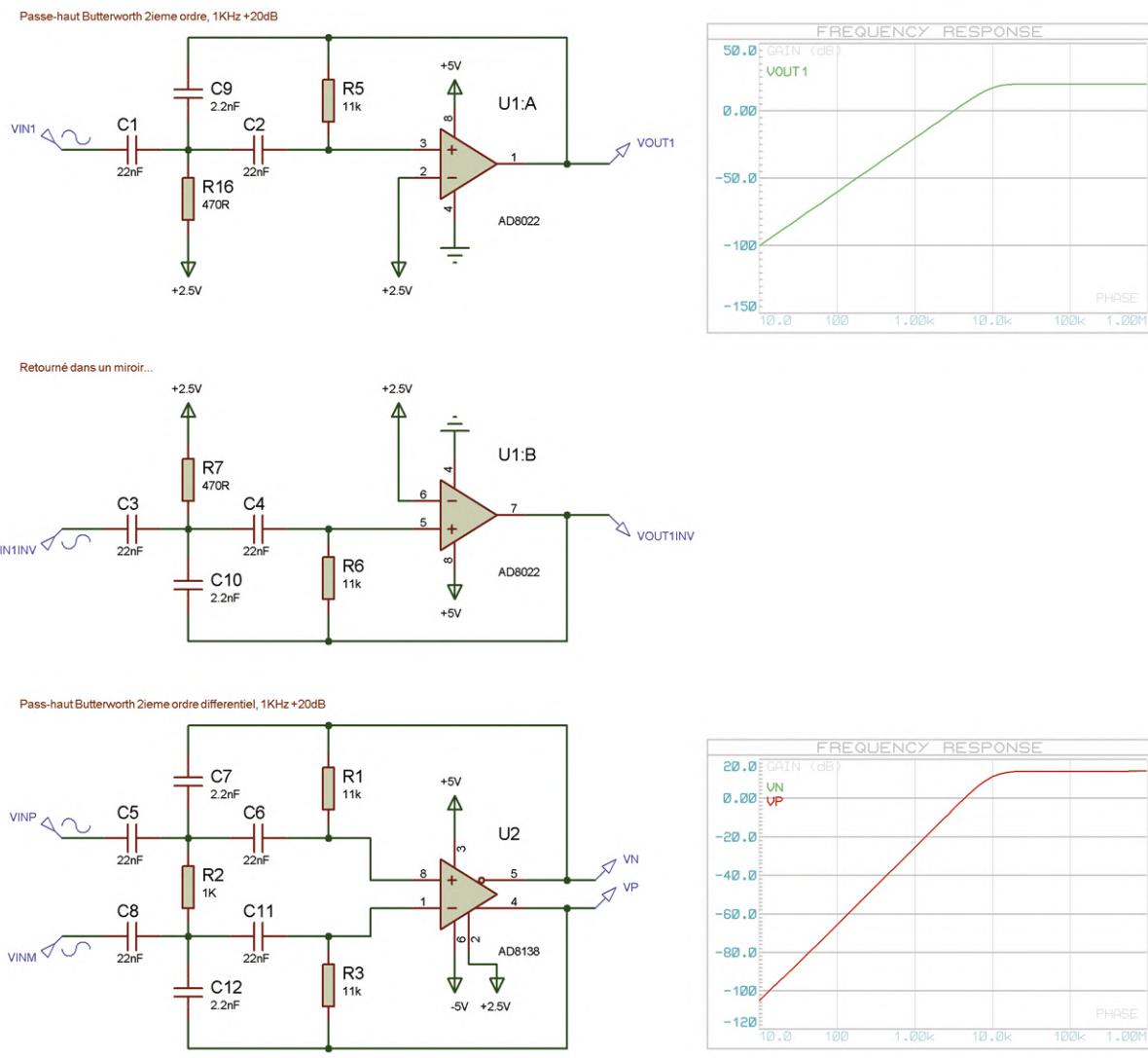


Figure 9. Voici une illustration du processus de conception pour passer d'un filtre MFB unipolaire (en haut) à une version entièrement différentielle (en bas). L'astuce consiste à dupliquer le premier en miroir (milieu) et à « connecter » les deux moitiés, comme expliqué dans le texte.

et connecté à une broche externe, alors que dans un circuit entièrement différentiel, les deux branches sont utilisées. Bien sûr, c'est très simplifié, mais vous avez compris l'idée.

### Comment les utiliser ?

Les AOP entièrement différentiels sont intéressants, mais comment diable s'en servir en pratique ? On trouve plein de schémas d'application pour les AOP classiques, comment faire pour les adapter et utiliser une architecture complètement différentielle ? C'est en fait très simple : la plupart du temps on peut transformer un schéma classique en schéma différentiel, simplement en se débrouillant pour rendre le schéma entièrement symétrique. Ça doit vous paraître un peu abstrait, un exemple sera donc le bienvenu. Vous vous rappelez le schéma de l'amplificateur soustracteur (fig. 4) ? Comment le transformer en circuit entièrement différentiel ? Simplement en l'adaptant pour que tout soit symétrique. Regardez donc le résultat sur

la **figure 8** et comparez-le avec le schéma de la version à sortie unipolaire, vous devriez voir qu'ils sont plus que cousins. En particulier les résistances ont les mêmes valeurs, la seule différence est que les deux entrées sont traitées exactement de la même façon, grâce à la structure différentielle de l'amplificateur. Pour cette simulation, j'ai utilisé un AOP entièrement différentiel AD8138 (Analog Devices) [2]. Ce circuit est assez facilement disponible pour une petite poignée d'euros, et a un produit gain×bande de plus de 300 MHz. Comme avec des amplis classiques, il serait possible de monter plusieurs étages d'amplification l'un derrière l'autre, tout en conservant les signaux différentiels. Notez que dans une telle approche la tension de mode commun peut très bien varier entre les étages. Par exemple sur la figure 8, les tensions d'entrée sont centrées autour de 1,5 V, alors que l'entrée VCM de l'amplificateur est réglée sur 2,5 V. Pas de problème, les deux sorties oscilleront autour de 2,5 V comme demandé.

Vous vous dites peut-être que cet exemple est trop simple et que les montages différentiels sont beaucoup plus complexes dans la vraie vie ? Un second exemple pourra vous convaincre du contraire : essayons avec un filtre actif. Dans ce cas, le processus de « symétrisation » est assez simple, et bien expliqué dans un exemple d'application de Texas Instruments (voir [3]). Supposons que vous ayez besoin de concevoir un filtre entièrement différentiel, par ex. un filtre passe-haut du second ordre, avec une fréquence de coupure de 10 kHz, une réponse de type Butterworth et un gain de 20 dB dans la bande passante. Tout d'abord, utilisez l'un des outils de synthèse de filtres disponibles sur la toile et concevez un filtre unipolaire avec la réponse souhaitée. Le plus simple est de choisir une topologie baptisée « Multiple-Feedback ». J'ai utilisé l'outil « Filter Wizard » qui se trouve sur le site web d'Analog Devices [5], et j'ai rapidement obtenu le schéma reproduit sur la **figure 9 (haut)**. Jetez un œil à la simulation pour vous convaincre que c'est bien un filtre passe-haut de 10 kHz, mais unipolaire.

Maintenant la magie : comment convertir ce schéma en une version entièrement différentielle ? Tout d'abord, faites deux copies du schéma, la seconde étant inversée comme dans un miroir. Vous obtenez quelque chose comme la **figure 9 (milieu)**. Il ne reste plus qu'à « connecter » les deux demi-schémas, en remplaçant les deux AOP par un seul AOP entièrement différentiel. Regardez le résultat sur la **figure 9 (bas)**. Vous comprendrez facilement que ce n'est que la somme des figures 9a et 9b. La seule différence est la valeur d'une résistance, à savoir R2, qui vaut maintenant 1 kΩ. Pourquoi ? Comme nous avons mentalement connecté les deux moitiés, deux résistances de 470 Ω (R16 et R7) ont été connectées en série. Et cela donne environ 1 kΩ ! J'ai simulé ce filtre différentiel et bien sûr le résultat est conforme aux attentes.

## Conclusion

J'espère avoir fait de mon mieux pour vous montrer qu'utiliser des amplificateurs entièrement différentiels est presque aussi simple qu'avec des AOP standard. Bien sûr, ils sont un peu plus chers et plus difficiles à trouver, et nécessitent un peu plus de place sur le circuit imprimé pour router deux fois plus de

fils et quelques composants passifs supplémentaires. Mais de telles solutions différentielles sont beaucoup plus résistantes aux perturbations et offrent de bien meilleures performances que leurs cousines unipolaires. De plus, la plupart des sources de signaux fournissent un signal différentiel (jauge de force, piézos, microphones, photodétecteurs, etc.), donc les raccorder à un circuit ayant une entrée différentielle paraît logique. À l'autre extrémité de la chaîne analogique, il y a souvent un convertisseur analogique-numérique (CA/N). Et presque tous les CA/N récents, en particulier ceux avec les meilleures caractéristiques, ont justement des entrées différentielles. Ce serait dommage de les piloter avec une source unipolaire, non ? Dans ce cas, la meilleure solution est souvent de mettre en place une chaîne entièrement différentielle.

Évidemment beaucoup de schémas utilisent des AOP standard et s'en portent bien. Mais tout concepteur doit avoir à l'esprit que l'approche entièrement différentielle peut aussi avoir de l'intérêt, en particulier lorsqu'on recherche de hautes performances, une grande dynamique ou une bonne immunité au bruit. Pensez alors aux AOP entièrement différentiels ! Dans le prochain article, je terminerai cette petite série sur les AOP en vous parlant un peu plus précisément des filtres analogiques. D'ici là, n'hésitez pas à essayer de reproduire les simulations de cet article vous-même, ou à dégainer votre fer à souder : expérimenter par soi-même est la meilleure méthode pour vraiment comprendre quelque chose ! ►

(190412-01)

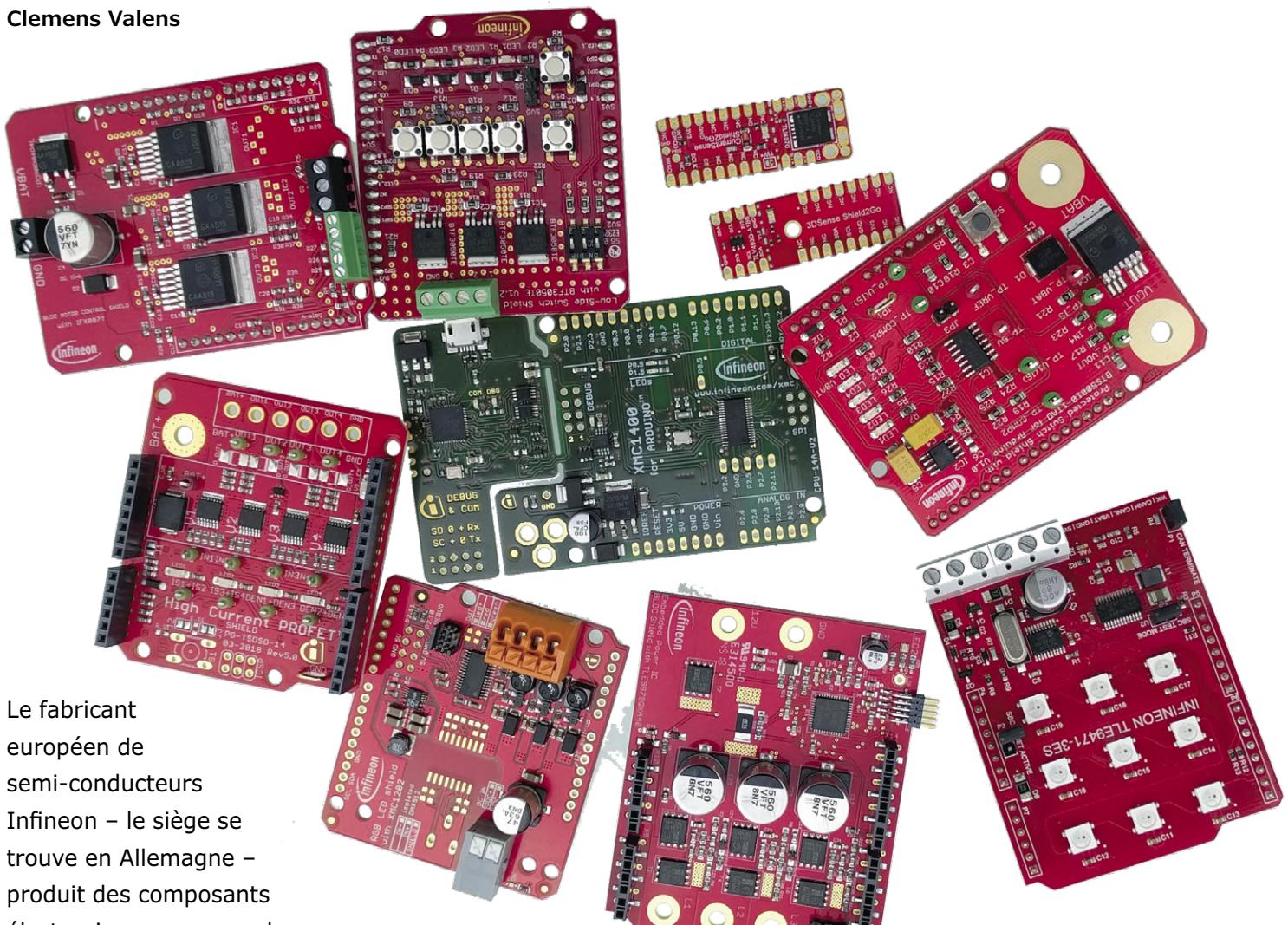
Cet article a été publié dans la revue *Circuit Cellar* (n°325, août 2017).

## Liens

- [1] Simulateur de Proteus : [www.labcenter.co.uk](http://www.labcenter.co.uk)
- [2] AD8138, 'low distortion differential ADC driver', Analog Devices : [www.analog.com/en/products/amplifiers/differential-amplifiers/fully-differential-amplifiers/ad8138.html](http://www.analog.com/en/products/amplifiers/differential-amplifiers/fully-differential-amplifiers/ad8138.html)
- [3] 'Using the infinite-gain, MFB filter topology in fully differential active filters', Thomas Kuehl, Texas Instruments : [www.ti.com/lit/an/slyt343/slyt343.pdf](http://www.ti.com/lit/an/slyt343/slyt343.pdf)
- [4] 'Fully Differential Amplifiers', James Karki, Texas Instruments : [www.ti.com/lit/an/sloa054e/sloa054e.pdf](http://www.ti.com/lit/an/sloa054e/sloa054e.pdf)
- [5] Outil de conception de filtres d'Analog Devices : [www.analog.com/designtools/en/filterwizard/](http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/)
- [6] Wikipedia : [https://en.wikipedia.org/wiki/Differential\\_amplifier](https://en.wikipedia.org/wiki/Differential_amplifier)
- [7] 'Understanding and Designing Differential Filters for Communications Systems', Mercy Chen, Analog Devices : [www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/Understanding-and-Designing-Differential-Filters-for-Communications-Systems.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/Understanding-and-Designing-Differential-Filters-for-Communications-Systems.pdf)
- [8] 'Differential Signals Allow Input Swing to Exceed Supply Voltage', David Buchanan, Analog Devices : [www.analog.com/en/analog-dialogue/raqs/raq-issue-93.html](http://www.analog.com/en/analog-dialogue/raqs/raq-issue-93.html)
- [9] Page de l'article : [www.elektormagazine.fr/190412-01](http://www.elektormagazine.fr/190412-01)

# arduinier avec les cartes de développement d'Infineon

Clemens Valens



Le fabricant européen de semi-conducteurs Infineon – le siège se trouve en Allemagne – produit des composants électroniques pour une large gamme d'applications. Ces composants sont montés sur des cartes d'évaluation et de développement qui facilitent la vie des concepteurs. Maintenant qu'Arduino est devenu le standard de fait pour de tels outils, Infineon a aussi créé une gamme de *shields* Arduino. Examinons-en quelques-uns.

## Infineon pour les makers

Si ma mémoire est bonne, lors d'un salon professionnel d'électronique, Infineon a été le premier à présenter les makers comme public cible sur une diapositive d'une présentation. Ce n'étaient pas des paroles en l'air et depuis ils ont beaucoup travaillé pour développer des cartes d'évaluation compatibles Arduino (*shields*) pour leurs composants. Comme Infineon est spécialisé dans l'automobile, l'électronique de puissance et

la sécurité numérique, il n'est pas surprenant que ces cartes concernent ces domaines d'application.

Pour respecter les conventions du monde des makers, les *shields* sont reconnus par des bibliothèques à code source ouvert publiées sur GitHub et les schémas des cartes sont disponibles sous forme de fichiers Eagle. En plus des produits compatibles Arduino, il y a aussi des outils plus traditionnels. Pour le programmeur averti d'application à microcontrôleur

Infineon, il y a DAVE, gratuit et basé sur Eclipse, avec des tonnes d'exemples de code.

## Des microcontrôleurs robustes pour les applications de l'industrie et de l'automobile

Les unités à microcontrôleur (MCU) étant aujourd'hui au cœur de la plupart des applications, Infineon en produit donc aussi. Leur famille multicœur Aurix est destinée entre autres aux applications de haute sécurité et de calcul intensif pour l'automobile, tandis que la gamme XMC vise principalement l'industrie et l'éclairage. Avec des cœurs ARM à 32 bits, les XMC sont particulièrement adaptés aux makers ; les séries XMC1000 possèdent des cœurs Cortex-M0, les XMC4000 un cœur Cortex-M4. Il existe aussi quelques composants spécialisés avec un cœur Cortex-M3.

En plus des périphériques standard – notez que chez Infineon un USART s'appelle un USIC et un compteur/temporisateur est un CCU (avec beaucoup d'options de MLI) – ces MCU proposent

des fonctions MLI avancées pour les applications d'éclairage et de commande de moteur. Certains disposent même d'un moteur CORDIC pour les calculs trigonométriques rapides associé à un diviseur matériel à 32 bits. Les XMC4300 et XMC4800 intègrent aussi EtherCAT pour l'automatisation de commande en temps réel par Ethernet.

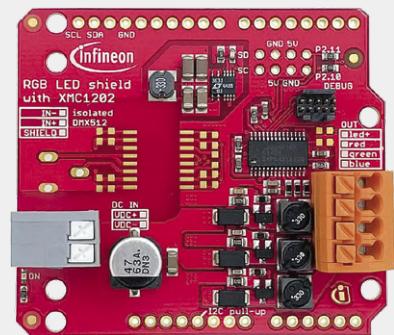
La famille XMC1000 comporte actuellement quatre lignes de produit :

- XMC1100 – usage général ;
- XMC1200 – éclairage à LED et applications d'interface homme-machine (IHM) ;
- XMC1300 – commande de moteur et conversion de puissance numérique, ainsi que périphériques pour les applications d'éclairage à LED ;
- XMC1400 – le plus puissant des composants à base de Cortex-M0, qui combine les capacités des XMC1200 et XMC1300.

### Shield d'éclairage à LED RVB avec XMC1202

Pour être précis, ce *shield* comporte un microcontrôleur XMC1202-T028X0016. Il contient une unité de commande de luminosité et couleur (BCCU) à 9 canaux, un périphérique qui permet la gradation des LED sans scintillement et la commande de couleur par modulation à densité d'impulsions (MDI). Le *shield* peut piloter jusqu'à trois canaux de LED en courant constant. On peut simuler en ligne le hacheur série qui produit ce courant. Presque deux douzaines d'exemples de logiciels mettent en œuvre ce *shield*.

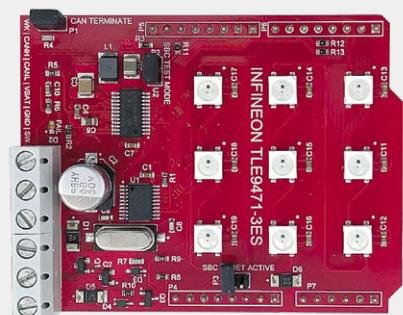
[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/kit\\_led\\_xmc1202\\_as\\_01/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/kit_led_xmc1202_as_01/)



### Shield DCDC à puce de base du système avec TLE9471-3ES

Le *shield* TLE9471-3ES est construit autour d'une puce DCDC dite de base du système (SBC) et comporte neuf LED RVB adressables en WS2812B, un bus CAN et un interrupteur à point chaud avec diode de roue libre capable de commuter des charges (inductives) jusqu'à 2,5 A. Le hacheur série alimentant les LED, le bus CAN et le pilote de point chaud sont tous intégrés dans le SBC TLE9471. La communication entre le SBC et la carte porteuse se fait par SPI. Pour programmer le SBC, on dispose d'un outil de configuration graphique qui produit le code nécessaire pour Arduino par exemple. Grâce à la grande variété de périphériques embarqués, ce *shield* est une bonne plateforme pour simuler l'électronique d'une voiture.

[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/sbc-shield\\_tle9471/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/sbc-shield_tle9471/)

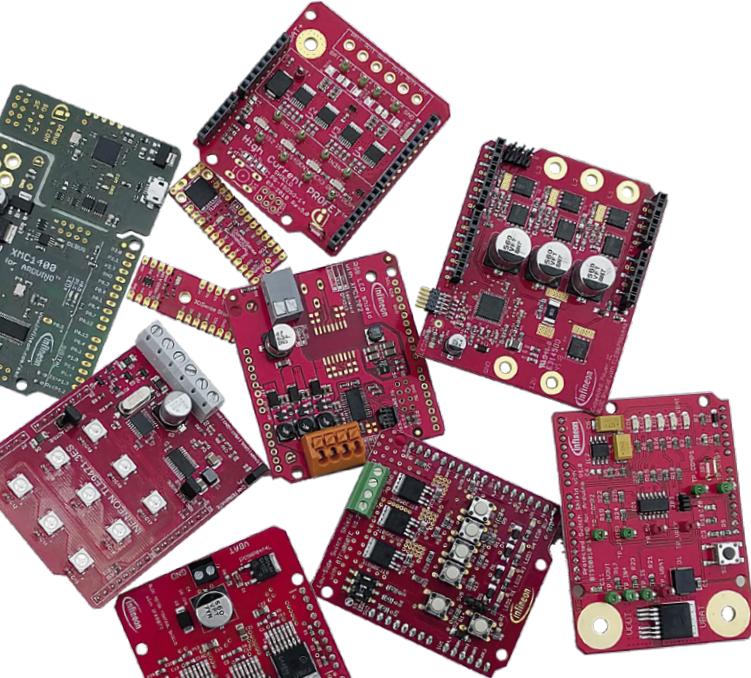


### Shield BLDC avec TLE9879QXA40

Membre de la famille de cartes de puissance à microcontrôleur embarqué, ce *shield* est muni d'un TLE9879QXA40, un pilote de moteur triphasé qui comporte un cœur ARM Cortex-M3. Le circuit intégré est épaulé par six transistors de puissance IGBT90N04S5-3R6 capables chacun de conduire 90 A (avec un refroidissement approprié, le *shield* lui-même étant spécifié pour une intensité de sortie maximale de 10 A). Il y a aussi une LED RVB sur la carte. Le MCU est livré préprogrammé avec trois algorithmes de commande de moteur : commande à orientation de champ (FOC) sans capteur ; commutation à contre-FEM et à base de capteur à effet Hall. Une carte porteuse compatible Arduino communique avec le TLE9879 par SPI et autorise l'utilisateur à changer les paramètres des algorithmes de commande du moteur. On peut empiler jusqu'à quatre de ces *shields* sur une carte porteuse. On peut télécharger des exemples de logiciels pour Arduino et µVision depuis la section « PCB Design Data » (le nom prête à confusion) de la page web du *shield*.

[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/bldc\\_shield\\_tle9879/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/bldc_shield_tle9879/)





## Commande de puissance avec des interrupteurs à point chaud et point froid

Un interrupteur à point chaud connecte une charge au côté positif d'une alimentation tandis qu'un interrupteur à point froid est placé entre la charge et la masse. La commutation à point chaud est préférable pour les grosses charges dans les applications à forte probabilité de court-circuit à la masse, comme dans les voitures ou les machines dont presque toute la structure est reliée à la masse. Les interrupteurs à point froid sont en général moins chers et plus faciles à commander, ce qui les rend adaptés à la commutation de faibles charges et à la commande par MLI.

Infineon fabrique une large gamme d'interrupteurs aussi bien à point chaud qu'à point froid. La famille à point chaud repose sur ce qu'ils appellent la technologie « PROFET », pour *PRO*tected *FET*. Ces dispositifs ciblent les applications automobiles

### Shield pilote de moteur (BL)DC IFX007T

Les MOSFET de puissance sont très communs dans les pilotes de moteurs DC avec et sans (BL) balais. Infineon couvre ce domaine avec toutes sortes de composants, mais compte tenu de l'espace disponible, nous n'examinerons que le *shield* pilote de moteur (BL)DC IFX007T. C'est un peu l'inverse du *shield* à base de TLE9879QXA40 évoqué ailleurs dans cet article. Plutôt qu'un dispositif intelligent qui exécute tout seul des algorithmes sophistiqués, il s'agit d'une conception discrète à base de trois demi-ponts à forte intensité IFX007T. La carte peut commander à la fois des moteurs DC avec et sans balais, jusqu'à une charge continue de 300 W. Le *shield* a plusieurs modes de fonctionnement, activés au fer à souder en reconfigurant quelques résistances ; la carte porteuse, un Arduino Uno par exemple, doit fournir le cerveau. Cette façon de faire permet de connecter des capteurs à effet Hall pour la commande par capteur, ou bien d'implémenter des algorithmes sans capteur à contre-FEM ou par modulation du vecteur d'espace.

[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/bldc-shield\\_ifx007t/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/bldc-shield_ifx007t/)

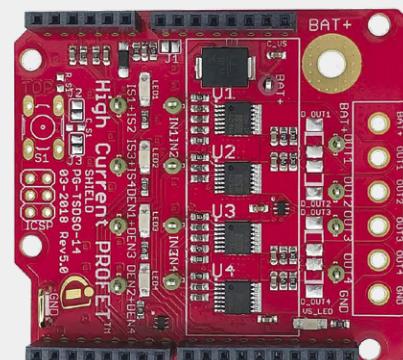


### Shield interrupteur à point chaud avec BTS700x-1EPP

Une famille de *shields* intéressante est celle des *shields* interrupteurs à point chaud à quatre canaux BTS700x-1EPP, où « x » est « 2 », « 4 », « 6 » ou « 8 ». Plus le chiffre est petit, plus l'intensité interrompue est forte (resp. 20 A, 15 A, 12,5 A et 10 A). Seule une case cochée sur le boîtier indique quel composant est monté sur la carte, les cartes elles-mêmes ne portent aucune mention. Destinés aux applications à forte intensité pour l'automobile, on peut utiliser ces interrupteurs pour remplacer les relais et les fusibles, pour commander et protéger les sorties d'une alimentation de 12 V, commuter des charges et mesurer le courant de charge, et détecter l'absence de charge.

[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/shield\\_bts7002-1epp/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/shield_bts7002-1epp/)

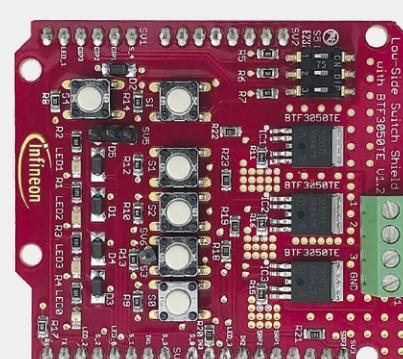
[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/shield\\_bts7004-1epp/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/shield_bts7004-1epp/)



### Shield interrupteur à point froid avec BTF3050TE

Avec ses trois canaux, le *shield* à base de BTF3050TE est un bon candidat pour l'expérimentation des interrupteurs à point froid. Chaque canal peut gérer des charges résistives, capacitatives et inductives jusqu'à 3 A DC en nominal, et dispose d'une protection contre surtension, surintensité et surchauffe. Il prend également en charge la MLI (jusqu'à 14 kHz). Les boutons-poussoirs et LED intégrés sont pratiques pour créer une interface utilisateur rudimentaire pour votre application. Des exemples de logiciel pour Arduino et DAVE sont disponibles.

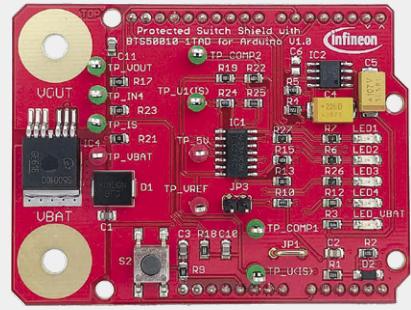
[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/shield\\_btf3050te/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/shield_btf3050te/)



## Shield interrupteur 12 V protégé avec BTS50010-1TAD

L'interrupteur à point chaud BTS50010-1TAD est un dispositif à canal N avec une résistance à l'état passant de 1 mΩ et capable de délivrer 40 A – la fiche technique mentionne aussi 80 A, mais il s'agit d'une erreur. Il est possible de le commander directement avec un microcontrôleur fonctionnant sous 3,3 V ou 5 V. Les protections intégrées incluent la détection de perte de masse et de perte de charge, la protection contre les sur- et sous-tensions, la surintensité, l'inversion de polarité et la protection thermique. Un circuit de protection de sortie intégré permet d'éviter l'ajout d'une diode de roue libre externe. Une broche de détection permet de surveiller le courant de la charge et de détecter les défauts.

[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/shield\\_bts50010-1tad/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/shield_bts50010-1tad/)



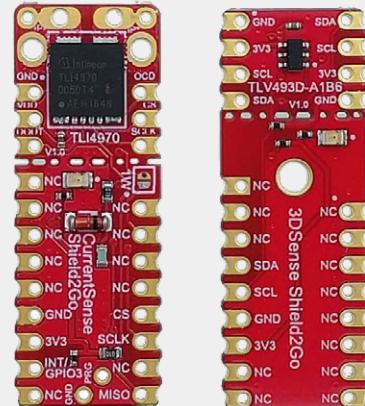
## Shield2Go TLV493D et TLI4970

Le TLV493D est un capteur magnétique 3D qui mesure le mouvement linéaire et la rotation en trois dimensions. Les applications couvrent les joysticks et autres organes de commande, l'anti-vandalisme ou toute autre application qui nécessite des mesures angulaires précises. Il comporte aussi un capteur de température.

[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/s2go\\_3d-sense\\_tlv493d/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/s2go_3d-sense_tlv493d/)

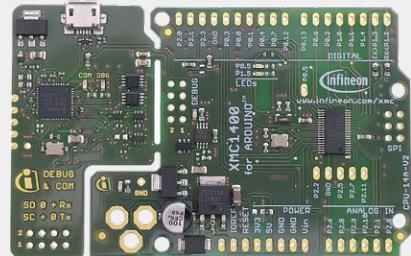
Le TLI4970 est un capteur de courant magnétique AC/DC sans noyau capable de mesurer des intensités jusqu'à ±50 A avec une résolution de 12,5 mA (13 bits) et une interface SPI. Le soudage à la main de ce composant est difficile, ce qui fait de ce Shield2Go un BoB pratique. Bien que le capteur puisse paraître très simple, il ne l'est pas, car il comporte un DSP avec CA/N et filtrage, une détection de surintensité, une EEPROM, un capteur de température et une jauge de contrainte mécanique.

[www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/s2go\\_cur-sense\\_tli4970/](http://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/s2go_cur-sense_tli4970/)



## XMC pour Arduino

Des cartes de développement compatibles Arduino existent pour les dispositifs XMC1000 et XMC4000. On peut mentionner par exemple la « XMC1400 for Arduino » et la très similaire « Boot Kit XMC100 ». Ces cartes sont prises en charge par les « Infineon Boards Package for Arduino » qui permettent à l'utilisateur de les programmer avec l'EDI Arduino



et industrielles et peuvent commuter des courants d'intensité jusqu'à 40 A et des tensions jusqu'à 28 V. Ils intègrent un N-FET avec toutes sortes de circuits de protection et une pompe de charge, ce qui autorise la commande directe par un microcontrôleur. Les interrupteurs Infineon à point froid utilisent la technologie « HIFET » (FET protégé en température à haut niveau d'intégration). Leur terrain de jeu principal est celui des applications automobiles où ils commandent les phares, les chauffages, les relais et de petits moteurs.

## Tester des capteurs avec Shield2Go

Infineon est actif sur de multiples fronts du prototypage rapide. Shield2Go est leur approche personnelle d'une telle plateforme. Elle est constituée d'une famille de minuscules cartes d'interface (39 × 15 mm) compatibles avec les platines d'expérimentation grâce à un brochage standardisé. Chaque carte est munie d'un capteur différent ou d'un circuit intégré (CI) de sécurité ; il y a aussi une carte avec un microcontrôleur XMC1100 (« XMC 2Go »). La « puce sous examen » est placée à une extrémité de la carte qui peut être découpée. L'utilisateur

peut ainsi d'abord essayer le CI sur une platine d'expérimentation, puis lorsqu'il est prêt, découper la puce pour l'intégrer dans un dispositif sans gaspiller d'espace. Pour remplacer les connecteurs, les cartes sont livrées avec des barrettes de fixation qui permettent de les utiliser sans avoir à faire de soudure. La carte « My IoT Adapter » (« Mon adaptateur IdO ») sert de passerelle avec les plateformes compatibles Arduino comme les Boot Kits propres à Infineon. Avec cet adaptateur, on peut connecter jusqu'à trois cartes Shield2Go à une carte porteuse. Des bibliothèques Arduino pour les cartes Shield2Go sont disponibles sur GitHub. ▶

(190352-02 - version française : Denis Lafourcade)

## Liens

- [1] Infineon pour les makers :  
[www.infineon.com/shields-for-arduino](http://www.infineon.com/shields-for-arduino)
- [2] Infineon sur GitHub : <https://github.com/Infineon>

# que la (bonne) lumière soit !

## critères de qualité pour un éclairage ambiant à LED

Uli Zappe (Allemagne)





Tout était mieux autrefois, ou du moins plus simple : vous aviez le choix entre une lampe à incandescence ou une halogène, alors vous n'aviez qu'à vous soucier de la puissance, des dimensions et de l'angle du faisceau ; les caractéristiques de la lumière étaient définies par la technologie de la source. La luminosité était si étroitement liée à la consommation d'énergie que vous n'achetiez pas des lumens, mais des watts. Les LED, quant à elles, peuvent être produites avec une grande variété de caractéristiques. Mais au fait, quels sont les critères de choix pour un bon éclairage à LED ?

Un peu de physique des couleurs est incontournable si vous voulez définir des critères de qualité de lumière à LED. Et assez étonnamment, il règne malheureusement une certaine confusion. La raison en est simple : la couleur en tant qu'objet n'existe pas dans le monde physique : notre cerveau attribue

des couleurs aux ondes lumineuses. C'est le cas aussi des ondes sonores, mais les conditions sont alors merveilleusement simples : une fréquence multipliée par deux donne l'octave supérieure. La physique des couleurs ne peut que rêver de relations aussi simples.

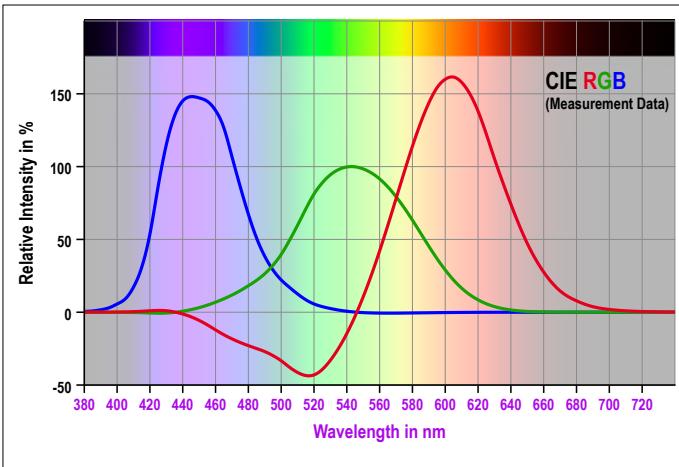


Figure 1. Résultat des expériences historiques de mélange de couleurs : point de départ pour l'observateur moyen de la CIE de 1931.

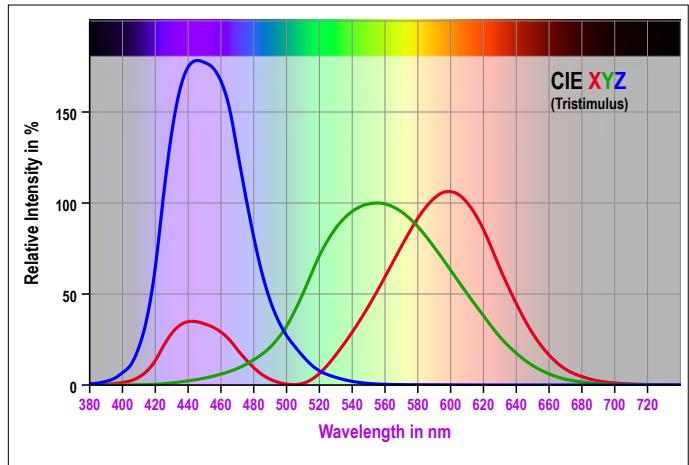


Figure 2. Tristimulus : version transformée des mélanges de couleurs de l'observateur moyen.

### L'observateur moyen

Alors, comment étudier physiquement une chose qui n'existe que dans la psyché humaine ? La seule manière de procéder consiste en des tests psychologiques permettant de relier grandeurs physiques et perception des couleurs. Ces tests ont été réalisés vers 1930 auprès de 17 (!) personnes. Les résultats sont consignés dans le rapport de « l'observateur moyen » de 1931, que la Commission internationale de l'éclairage (CIE [1]) a choisi comme base de la physique des couleurs. Ces 17 personnes incarnent donc à ce jour avec plus ou moins de succès la vision des couleurs de toute l'humanité !

On savait déjà à cette époque qu'en mélangeant trois « couleurs primaires », il était possible de produire n'importe quelle couleur, on a donc confié à chacun des 17 participants une petite table de mixage, avec laquelle ils pouvaient mélanger des sources de lumière monochromes ayant des longueurs d'onde de 700 nm (rouge), 546 nm (vert) et 436 nm (bleu), avec une luminosité réglable de 0% à 100%. Leur tâche consistait à reproduire la couleur d'un certain nombre d'autres sources lumineuses monochromes par mélange approprié de lumière,

de sorte qu'il n'était plus possible de percevoir de différence. Le résultat moyen statistique publié par la CIE en 1931 ressemblait à la **figure 1**. Par convention, la courbe du vert est mise à l'échelle à 100%.

Pour des raisons évidentes, les trois formes d'onde ont été nommées R, G et B (à ne pas confondre avec les espaces colorimétriques RVB utilisés par les ordinateurs et les moniteurs). Ainsi la simulation par exemple d'une source de lumière orange monochrome de 600 nm requiert 160% de R (rouge), 29% de G (vert) et 0% de B (bleu).

Fait remarquable, on constate que les couleurs dans la gamme de longueurs d'onde de 437 à 546 nm ne peuvent pas être parfaitement composées à partir de couleurs mélangées. Cela n'est possible qu'en rajoutant la couleur rouge à 700 nm au mélange. Dans les résultats de mesure, cela se traduit par l'introduction de valeurs de mesures négatives pour R ; une soustraction de la même quantité de R des deux côtés de l'équation, en quelque sorte. Mais au fait que signifie une intensité <0% ? Vous n'êtes pas le seul à froncer les sourcils...

Pour pallier ce problème, une transformation mathématique

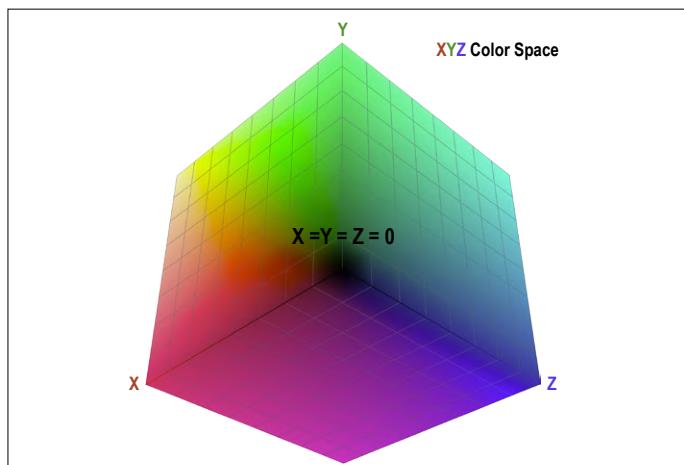


Figure 3. L'espace colorimétrique XYZ.

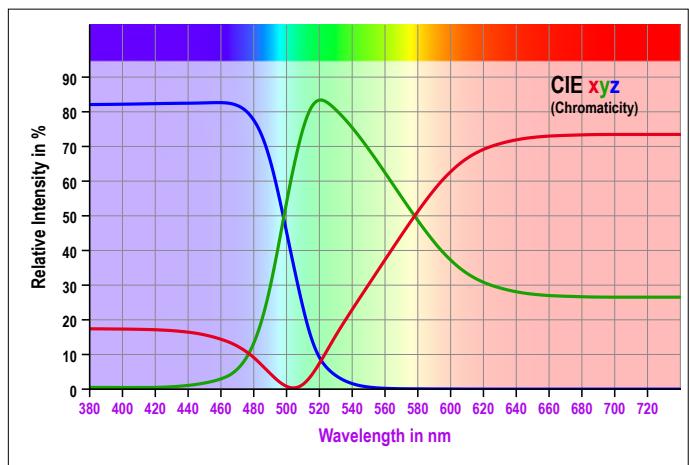


Figure 4. Courbes de chrominance. La somme des trois composantes de couleur donne 1 pour chaque longueur d'onde.

(linéaire) des résultats de mesure est introduite, elle décale toutes les valeurs dans le positif, mais conserve les rapports de mélange en tant qu'information des mesures. Et tant qu'à faire, on choisit la transformation de sorte que la courbe G représente en même temps exactement la perception de la luminosité de l'œil humain, ce qui est très pratique. Cela a épuisé l'imagination des scientifiques impliqués, en particulier pour donner des noms pertinents aux nouvelles courbes : R, G et B étaient déjà pris, alors on a simplement choisi les noms de variables génériques en math, soient X, Y et Z (voir **fig. 2**). Étant donné que ces trois courbes de mesures démontrent comment notre vision est stimulée par les ondes lumineuses pour créer une impression de couleur, ces courbes XYZ ont aussi été appelées *courbes tristimulus*. Plusieurs décennies plus tard : peu avant le tournant du millénaire, la technologie moderne est capable de mesurer le comportement d'absorption spectrale des trois types de cônes de la rétine, responsables de la vision des couleurs pour l'homme. On constate que ces courbes d'absorption sont très étroitement liées aux courbes XYZ. Donc ça colle.

### Localiser des couleurs

Les grandeurs physiques à trois composantes peuvent toujours être représentées dans un système de coordonnées à trois dimensions ; c'est pourquoi en quantification des couleurs, on parle aussi d'espaces colorimétriques. L'espace colorimétrique XYZ est représenté à la **figure 3**. Ça semble joli de prime abord, mais ce n'est pas très pratique pour localiser des couleurs, car la grande majorité de celles-ci sont invisibles, en fait dissimulées à l'intérieur de ce cube !

Si on ne considère que la couleur elle-même, soit par ex. turquoise, orange ou violet, et non l'intensité ou la saturation de celle-ci, voici un truc : divisez X, Y et Z d'une couleur donnée par la somme X + Y + Z. Ainsi, la relation entre X, Y et Z reste inchangée, mais la somme de X, Y et Z donne toujours 1 ou respectivement 100%. Et cette relation définit exactement la couleur ou la chrominance (*chroma* en grec ancien = couleur). On ne tient pas compte des valeurs spécifiques de luminosité et de saturation de sorte que la somme des composantes de couleur vaut toujours 1.

Lorsqu'à l'époque les scientifiques ont commencé à y réfléchir, ils étaient (encore) tellement épuisés par ce tour de force qu'a été leur réflexion, qu'ils ne purent penser à des lettres particulièrement originales pour les valeurs de chrominance. Ils les ont simplement baptisées x, y et z. La **figure 4** montre les courbes de chrominance obtenues.

Mais qu'avons-nous réellement gagné ? Puisque nous savons que la somme de x, y et z est toujours égale à 1, nous pouvons nous contenter d'une représentation en deux dimensions avec x et y, car z vaut toujours  $1 - x - y$  (à l'origine de x et y, z vaut logiquement 1). Il en résulte le diagramme de chrominance de la **figure 5**.

La moitié grisée au-dessus de la diagonale ne contient aucune valeur significative, car nous aurions  $x + y > 1$ , exclu par définition. Reste donc la moitié en bas à gauche, et hourra, on y trouve enfin toutes les couleurs perceptibles bien visibles, ne serait-ce que dans certaines saturation et luminosité. Pour être précis : toutes les couleurs perceptibles.

Mais ne nous réjouissons pas trop vite ! On trouve dans le diagramme de chrominance non seulement toutes les couleurs perceptibles, mais aussi celles qui n'existent pas (les couleurs

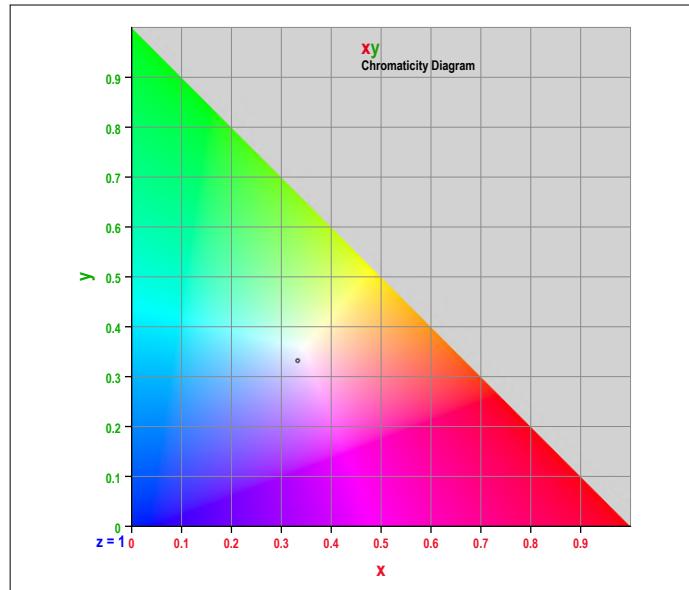


Figure 5. Diagramme de chrominance, pour lequel  $z$  est égal à  $1 - x - y$ .

présentées ne sont que symboliques, car Elektor ne peut pas imprimer de « couleur inexistante »). De quoi désormais froncer les deux sourcils, non ? Explication : R, G et B sont de vraies couleurs monochromes utilisées expérimentalement pour déterminer « l'observateur moyen ». Cependant, en raison de la transformation linéaire destinée à éviter les valeurs négatives, elles ont été décalées en X, Y et Z, et ces « couleurs décalées » n'existent pas dans la réalité physique, ce sont des représentations imaginaires, purement mathématiques. Et déjà se pose la question suivante : dans le diagramme de chrominance de la figure 5, quelles couleurs existent en réalité ? Simple : pour toutes les couleurs monochromes, on détermine à l'aide des courbes tristimulus, quelles valeurs XYZ correspondent aux longueurs d'onde monochromes, on les

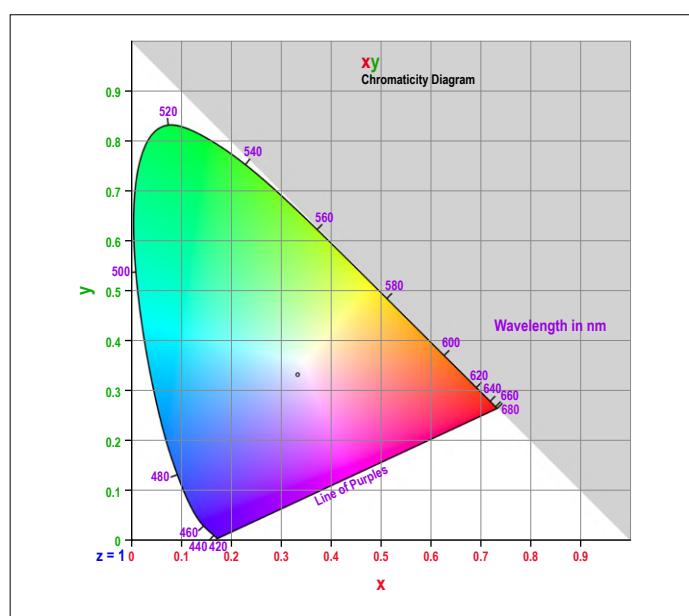


Figure 6. Diagramme de chrominance des couleurs réelles.

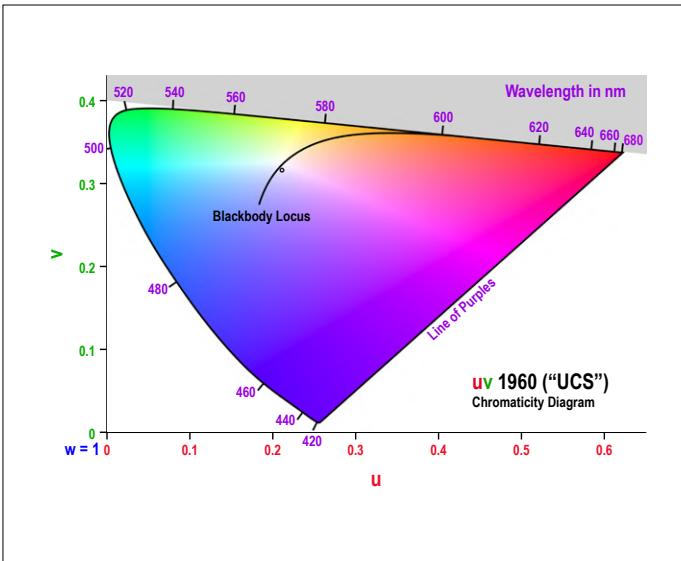


Figure 7. Diagramme de chrominance uv-1960 (*Uniform Color Space*).

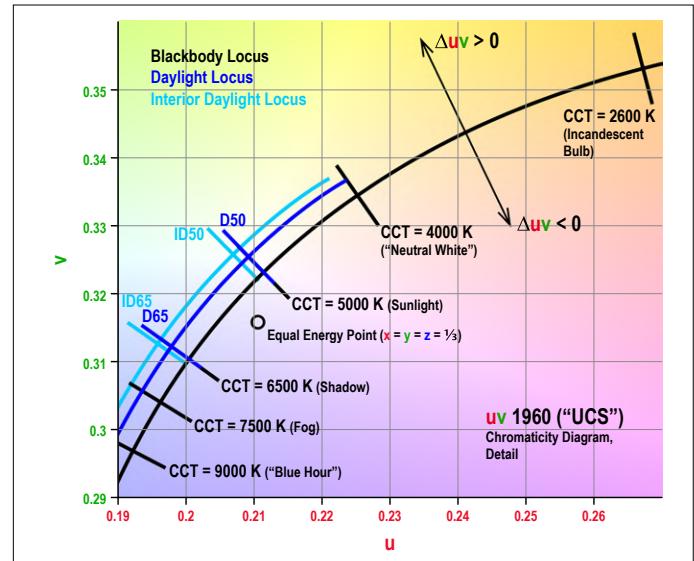


Figure 8. Température de couleur corrélée. Extrait de la figure 7 avec des exemples de différentes températures de couleur corrélées.

convertit en valeurs de chrominance xy, on les insère dans le diagramme de chrominance et, important, on relie tous ces points entre eux. Toutes les couleurs réellement existantes sont alors situées dans la forme géométrique ainsi dessinée, car soit une couleur donnée est monochrome, soit elle consiste en un mélange de plusieurs couleurs monochromes, et doit logiquement se situer entre celles-ci dans cet espace à deux dimensions, et non à l'extérieur. Il en résulte le diagramme de chrominance des couleurs réelles de la **figure 6**.

Bien entendu, aucune autre couleur monochrome ne peut se situer sur la ligne droite reliant les longueurs d'onde les plus courtes et les plus longues et qui ferme la forme géométrique, car justement elles constituent la partie incurvée de la forme géométrique. Toutes les couleurs de cette ligne droite de connexion existent donc exclusivement en mélange et jamais en couleurs monochromes, contrairement aux couleurs du reste du contour de la forme. Cette ligne de connexion est également appelée ligne violette, car les couleurs mélangées le long cette ligne sont principalement composées de bleu et de rouge, et donc de couleur violette.

Le petit point au milieu du diagramme de chrominance est appelé *Equal Energy Point*, c'est-à-dire point d'énergie égale, pour lequel x, y et z ont exactement la même valeur, à savoir  $\frac{1}{3}$ . Si vous regardez de plus près, vous remarquerez que ce point n'est pas d'un blanc neutre comme prévu, mais tire légèrement vers le violet. Par conséquent ce que nous percevons comme du blanc diffère d'une couleur neutre physique. C'est un bon exemple du contraste susmentionné entre la physique des couleurs et l'acoustique pour laquelle tout est plus harmonieux.

## Couleurs uniformes

Désormais tout est prêt pour que nous puissions évaluer les sources de lumière... enfin presque.

Le physicien américain David Lewis MacAdam n'appréciait pas, sur le diagramme de chrominance xy de la figure 6, que des distances égales n'impliquent pas toujours les mêmes différences de couleur : alors qu'au milieu de l'image ( $x = y = 0,5$ ), l'orange vire rapidement au jaune puis au vert, rien ne change

le long de la même distance dans la partie supérieure verte du diagramme, la couleur demeure définitivement verte. C'est pourquoi MacAdam a à nouveau introduit une transformation mathématique (linéaire) des données de chrominance : l'idée c'est de regarder sur le côté, de biais, le graphe de chrominance xy, il apparaît alors déformé de telle manière que les mêmes distances correspondent à peu près aux mêmes changements de couleurs. L'espace uniforme de couleurs UCS (*Uniform Color Space*) fut en grande partie défini ainsi.

Mais étant donné que X, Y et Z ainsi que x, y et z étaient déjà utilisées, MacAdam, dans un élan de fantaisie, a nommé les coordonnées de son nouvel espace colorimétrique U, V et W. Le diagramme de chrominance correspondant est donc le diagramme uv (qui n'a rien à voir avec la lumière UV). La CIE a adopté cet espace colorimétrique en tant que recommandation officielle en 1960, mais a cherché à encore améliorer l'uniformité. Cet effort a conduit en 1976 à un nouvel espace colorimétrique. Pour que le chaos soit total, la CIE a ensuite renommé les coordonnées U, V et W. Donc si vous faites référence à l'espace colorimétrique de MacAdam, vous devez rajouter « 1960 ». La **figure 7** montre le diagramme de chrominance uv-1960 résultant.

L'UCS 1960 est parfois considéré comme obsolète aujourd'hui en raison de la mise au point d'espaces colorimétriques encore plus « équidistants ». Mais ce n'est certainement pas le cas pour les techniques d'éclairage, dont de nombreuses variables de mesure sont définies par l'UCS 1960.

MacAdam a lui-même utilisé son nouvel espace colorimétrique entre autres pour définir les tolérances relatives aux écarts de couleur des sources de lumière. Plus l'écart admissible d'un lot de production de LED est faible, plus le cercle autour du point de couleur uv nominal est petit. Mais dans le diagramme de chrominance uv-1960 ce qui ressemble encore à de jolis cercles se transforme en ellipses dans tous les autres espaces de couleur de perspective différente. On parle donc aujourd'hui en général d'ellipses de MacAdam [2], lorsqu'il s'agit de tolérance de dispersion de la couleur de sources lumineuses. Les ellipses de MacAdam standardisées, également appelées SDCM (*Standard*

*Deviation of Colour Matching*, écart type de correspondance des couleurs) sont disponibles en classes de tolérance allant de 1 (très serrée) à 7 et plus.

Avec l'UCS 1960, tout est enfin prêt pour définir les paramètres d'une bonne lumière.

### Corps noir

Mise à part la luminescence de la luciole, toute lumière naturelle est créée par incandescence de la matière. La couleur exacte de la lumière émise dépend de la température du corps en question. Plus la température est élevée, plus la lumière devient bleuâtre. Il est donc logique de spécifier la couleur de la lumière comme température de couleur en unité K (Kelvin). Par souci de clarté, on part d'un corps noir idéalisé qui ne réfléchit ni n'émet de lumière, mais émet de la lumière exclusivement en raison de son incandescence. Dans ce cas, la couleur de la lumière émise par un corps noir est directement déterminée par sa température. Les couleurs de lumière possibles liées à la température sont rassemblées sur la courbe dite du corps noir, également représentée sur le diagramme de chrominance uv-1960 de la figure 7.

La courbe du corps noir accrédite le fait que la température de couleur ne semble nécessiter qu'une seule valeur numérique pour définir la couleur de la lumière, alors que deux valeurs numériques sont requises avec le diagramme de chrominance : la seconde valeur implicite se justifie par la condition que le lieu de la couleur doit se situer sur la courbe du corps noir. Malheureusement la plupart des sources de lumière s'écartent de cette condition idéale. C'est pourquoi on a introduit le concept de température de couleur corrélée : toutes les couleurs situées sur une ligne (du diagramme de chrominance uv-1960) perpendiculaire à la courbe du corps noir ont la même température de couleur corrélée, à savoir celle à laquelle cette ligne coupe la courbe du corps noir. Vous pouvez l'examiner de plus près en zoomant autour du point d'énergie égale sur le diagramme chromatique uv-1960. La zone résultante avec certaines CCT (températures de couleur corrélées) est illustrée à la **figure 8**. Comme toutes les différentes couleurs sur ces lignes ont toutes la même température de couleur corrélée, pour une définition précise de la couleur ces valeurs doivent évidemment être complétées par un second paramètre sous la forme de distance par rapport à la courbe du corps noir dans le diagramme de chrominance uv-1960. Cette distance s'appelle  $\Delta u v$  (si vous ne trouvez pas le  $\Delta$  sur votre clavier, vous pouvez aussi écrire Duv ;-)

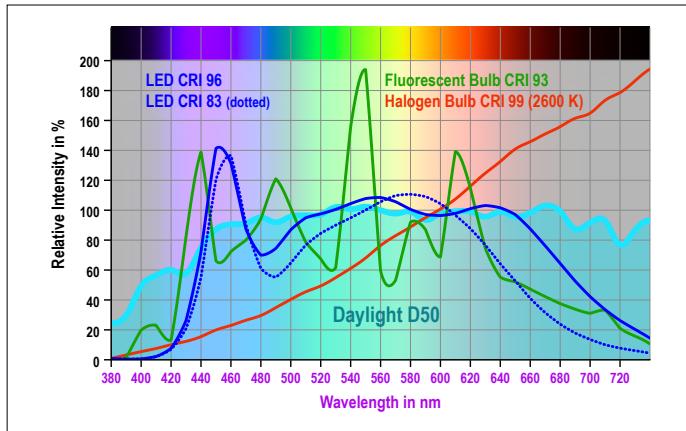


Figure 9. Caractéristiques spectrales mesurées de quatre sources de lumière différentes.

Une température de couleur corrélée n'a pas sens si cette deuxième valeur n'est pas présente.

Bien que le soleil soit un corps noir, le filtrage de la lumière du soleil par l'atmosphère terrestre fait que les différentes couleurs possibles de lumière du jour sont situées sur une courbe de lumière naturelle adjacente à la courbe du corps noir. Les températures de couleur corrélées pour la lumière du jour sont souvent abrégées par Dnn. Par exemple, D50 (*Daylight 50*) correspond à la lumière du jour avec une température de couleur corrélée de 5000 K. La lumière du jour en intérieur est encore décalée un peu plus par l'effet de filtre du verre : ID50 est donc proche de D50, car il ne s'agit pas de lumière du jour en intérieur ayant une température de couleur de 5000 K, mais de lumière du jour en intérieur résultant de la lumière du jour à 5000 K.

Il va de soi que grâce à l'évolution, notre vue s'est parfaitement adaptée à la lumière du jour. Elle peut donc très bien compenser tout décalage de couleur vers le bleu ou vers le jaune le long de la courbe de lumière du jour ; le papier blanc nous apparaît blanc toute la journée, quelles que soient les conditions d'éclairage. Ce processus d'adaptation s'appelle adaptation chromatique. En revanche des déviations vers le violet ou le vert ne se produisent pas dans la lumière du jour. C'est pourquoi l'adaptation chromatique échoue alors ; cette lumière est vite perçue comme artificielle et désagréable.

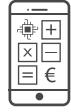
Là ça devient sérieux pour l'éclairage : le  $\Delta u v$  d'une source de

Publicité



## Assemblage en ligne de carte électronique

[www.emsproto.com](http://www.emsproto.com)



CHIFFREZ  
VOTRE CARTE  
ÉLECTRONIQUE  
**EN LIGNE**



DÉLAIS  
**2 à 12**  
JOURS



QUANTITÉ  
**1 à 50**  
CARTES



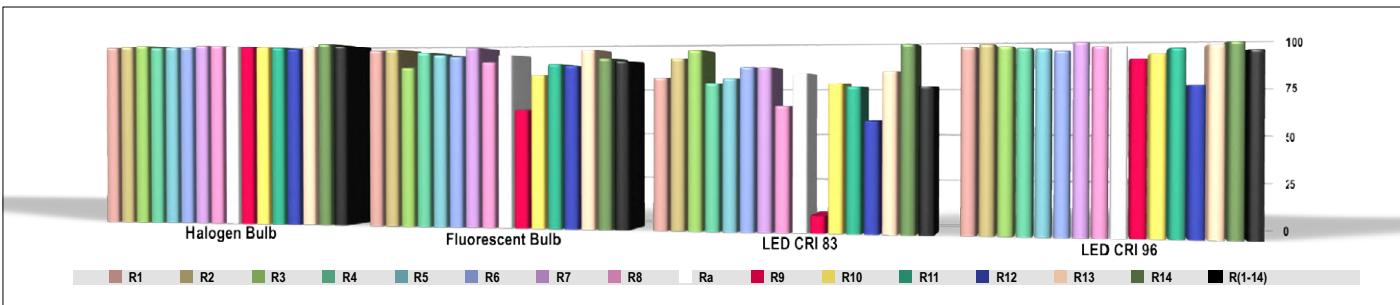


Figure 10. Mesures de l'indice de rendu des couleurs (IRC) pour les quatre sources lumineuses de la figure 9.

lumière ne doit donc pas être trop grande. Selon la CIE, il ne devrait pas dépasser  $\pm 0,0054$ . La longueur des lignes CCT du diagramme de chrominance uv-1960 correspond exactement à cette valeur. Idéalement, la couleur de la lumière devrait être aussi proche que possible de la courbe de lumière du jour, et de préférence entre la courbe de lumière du jour en intérieur et la courbe du corps noir.  $\Delta u v$  ne devrait donc jamais être  $< 0$ .

### Ampoules et locomotives à vapeur

Les gens ont parfois l'étrange habitude de transformer des technologies obsolètes et monstrueuses sur le plan technique et écologique en souvenir du « bon vieux temps ». Par conséquent, les locomotives à vapeur crachant de la suie et à rendement médiocre (max. 17,6%) sont considérées comme « romantiques ». Pareil avec les ampoules. Étant donné que des températures élevées de filaments sont techniquement ingérables, les ampoules à incandescence et halogènes plafonnent inévitablement à une température de couleur d'environ 2600 K, bien que celle-ci soit à des lieues de la lumière du jour et soit, de facto, défavorable à l'œil humain. Mais maintenant que les LED peuvent facilement nous éclairer à 5000 K, cette lacune est soudainement considérée comme « conviviale » et les LED se font colorer en jaune sans aucune nécessité.

Le préjugé selon lequel une température de 5000 K en tant que lumière « dorée » du soleil de l'après-midi est « froide » résulte d'une confusion. En effet les tubes fluorescents ont été la première possibilité technique d'offrir un éclairage avec cette température de couleur, et leur lumière est réellement désagréable. Cela n'est pas dû à la couleur de la lumière prétendue froide (qui ne serait de toute façon pas perceptible en cas d'éclairage continu à 5000 K en raison de l'adaptation chromatique), mais au fait que les tubes fluorescents présentent une courbe spectrale complètement irrégulière.

La **figure 9** montre un exemple de courbes spectrales de quatre lampes (toutes ayant une température d'environ 5000 K, sauf l'halogène) et de référence D50 en lumière du jour. La lampe halogène a un comportement largement équilibré sur toute la plage spectrale. La lampe fluorescente, aussi appelée « lampe à économie d'énergie », est de grande qualité et conçue pour une reproduction fidèle des couleurs, pour un prix horriblement élevé de 45 €. Néanmoins, son spectre est une vraie chaîne de montagnes déchiquetée, que l'on ne trouve nulle part dans la nature, et donc elle est perçue par l'œil humain comme non naturelle, repoussante, ou simplement « froide ». Même la meilleure adaptation chromatique reste impuissante contre une telle déviation de la lumière du jour. Bien que la lampe halogène offre une courbe spectrale complètement lisse, elle se révèle un vrai monstre écologique : la plus grande partie de l'énergie est dissipée dans l'infrarouge ; ça chauffe plus que ça n'éclaire. Par leur construction, les deux LED affichent un gain dans la plage du bleu, car les LED « blanches » sont en réalité des LED bleues, dont la lumière bleue est répartie sur l'ensemble du spectre des couleurs grâce à une couche de phosphore. Mais au moins la meilleure des deux a un spectre assez équilibré, proche de la lumière du jour.

Le véritable problème des sources lumineuses à température de couleur élevée réside donc dans une courbe spectrale irrégulière, qui ne se produit que pour des lampes fluorescentes ou des LED de faible qualité. En revanche, les LED de haute qualité sont difficiles à battre par d'autres sources lumineuses. L'index de rendu des couleurs CRI (Color Rendering Index) a été introduit dans le but de spécifier l'influence négative sur la qualité de la lumière. Pour le définir, on éclaire 14 échantillons de couleur normalisés (R1 à R14) avec la source lumineuse à tester ainsi qu'avec un éclairage du jour de la même température de couleur corrélée. Ensuite on compare la lumière

**Tableau 1. Critères et valeurs pour une bonne lumière.**

	CRI $R_a$	CRI $R_g$	$\Delta u v$	GAI
<b>Valeurs pour une bonne lumière</b>	$\geq 90$	$\geq 80$	$\geq 0 \leq 0,0054$	$\geq 80 \leq 100$
<b>Lampe halogène</b>	99	99	0,0007	<b>44</b>
<b>Lampe fluorescente</b>	93	<b>64</b>	<b>0,0080</b>	88
<b>LED CRI 83</b>	<b>83</b>	<b>9</b>	0,0036	<b>78</b>
<b>LED CRI 96</b>	96	90	0,0024	88

réfléchie dans les deux cas. À des températures de couleur < 5000 K, la lumière d'un corps noir est utilisée comme référence. Une valeur de 100 signifie égalité avec la lumière du jour, donc une meilleure qualité de lumière. Au fur et à mesure que la déviation augmente, l'IRC devient de plus en plus petit. En principe il peut même devenir négatif, car il ne s'agit pas d'un pourcentage.

La **figure 10** montre l'apparence des 14 couleurs de test lorsqu'elles sont éclairées par les quatre sources lumineuses de la figure 9.

Les barres blanches de la figure 10 indiquent la moyenne arithmétique  $R_a$ , qui correspond à l'IRC. Le « a » signifie « all » (tout), mais étrangement,  $R_a$  n'est de facto que la moyenne de  $R_1$  à  $R_8$ , toutes de couleurs plutôt pastel. Les couleurs saturées  $R_9$  à  $R_{14}$  sont totalement exclues, en particulier le rouge saturé  $R_9$ , particulièrement difficile avec des LED. C'est pourquoi il vaut mieux utiliser  $R_1$  à  $R_{14}$  (barres noires, fig. 10), au lieu de  $R_a$ . Ou au moins, vous devriez également prendre en compte  $R_9$  en plus de  $R_a$ .

La lumière réfléchie par  $R_1$  à  $R_8$  peut être évaluée d'une autre manière en tant que caractéristique de qualité de la lumière. Pour cela, on introduit les coordonnées uv des couleurs de lumière réfléchies dans le diagramme de chrominance uv-1960, on relie les huit points les uns aux autres, et on obtient ainsi un octogone. Plus la surface est grande, plus il est facile de distinguer les nuances entre couleurs, car la lumière pour ainsi dire les différencie (les tons pastel  $R_1$  à  $R_8$  sont en fait prédestinés pour ce test). En outre, plus la surface est grande, plus les couleurs apparaissent saturées et « lumineuses ». Cette surface est comparée à celle qui résulte d'un éclairage par une source de lumière théorique idéalisée ayant une courbe spectrale horizontale parfaitement droite. Le résultat est l'indice de gamme de couleurs GAI (*Gamut Area Index*). Un GAI de 100 correspond à la surface obtenue avec un éclairage par la source de lumière idéalisée.

## Valeurs réelles

Après la théorie, passons à la pratique : le **tableau 1** résume les critères de qualité précis déduits pour avoir une bonne lumière, et inclut toutes les mesures mentionnées pour les quatre sources de la figure 9. Sont spécifiées également les valeurs minimales pour une bonne lumière. En outre, si vous utilisez plusieurs sources dans une pièce, l'ellipse de MacAdam, donc la tolérance de dispersion des couleurs ou SDCM, doit être supérieure au niveau 3. Pour vos prochains achats de lampes, vous devriez avoir une copie de ce tableau dans votre portefeuille.

En résumé et en bref : actuellement une bonne lumière ne s'obtient qu'avec des LED de qualité.

Bien que la lampe halogène ait des valeurs de rêve pour CRI et Δuv, elle se loupe complètement avec le GAI en raison de sa teinte jaune épouvantable (CCT de seulement 2600 K). La lampe fluorescente échoue principalement en raison de sa dominante verte prononcée (Δuv de 0,008) et la LED de basse qualité échoue en fait sur presque tout.

Si vous vous souciez d'un bon éclairage pour bureaux, halles de production ou simplement pour votre domicile, vous ferez face à un problème majeur : il n'y a hélas aucun revendeur ou fabricant de LED qui fournit toutes ces valeurs pourtant essentielles à l'évaluation de la qualité des produits.

Mais avant de pousser la frustration plus loin : il est parfois

quand même possible de trouver certaines informations, et c'est mieux que rien. De plus, la publication d'un projet dans lequel toutes ces considérations sur l'éclairage ont été prises en compte est à l'étude. De quoi vous éclairer sur le sujet... ▶

(190159-03 – version française : Xavier Pfaff)

## À propos de l'auteur

Uli Zappe a d'abord étudié la physique et les mathématiques, puis la philosophie, la sociologie et la psychologie. C'est pourquoi il aime traiter des phénomènes à la frontière entre technologie et perception.

## Liens

- [1] CIE : <http://www.cie.co.at>
- [2] Ellipses de MacAdam : <https://leclairage.fr/lumiere-qualite-et-securite/>

 @ [WWW.ELEKTOR.FR](http://WWW.ELEKTOR.FR)

— Floranium Discovery Set  
(conversion d'électricité en changements de lumière)  
[www.elektor.fr/floranion-discovery-set-160670](http://www.elektor.fr/floranion-discovery-set-160670)

Publicité

**SANS COMPROMIS.**  
**PRÉCISION. PERFORMANCE. PUISSANCE.**

**DÉCOUVREZ LA NOUVELLE GAMME DE PANNE ACTIVES**

**Technologie de panne active**  
Les lampes ont un capteur de température intégré et un parfait transfert de chaleur, ce qui autorise une montée en température et une récupération ultra rapides. Réduit les temps de pause et augmente la quantité de travail avec de meilleurs résultats.

**Une unité panne-manche brevetée**  
Changement des lampes sans outils, rapide et sans problèmes.



  
productronica 2019  
November 12 – 15, 2019,  
Messe München  
hall A4, stand 241

 Pour en savoir plus :  
[weller-tools.com/nocompromise/](http://weller-tools.com/nocompromise/)



**Weller®**



# vol tous azimuts

## l'électronique par monts, maux et merveilles

Clemens Valens



### DE L'IDÉE AU PRODUIT

#### 2<sup>e</sup> PARTIE

Bon nombre d'entre nous rêvent (secrètement) de mettre au point un produit génial et de le commercialiser. Dans la première partie, j'avais mentionné certaines des contraintes personnelles et professionnelles liées à une telle aventure. La question, capitale, était donc : est-ce vraiment ce que vous voulez ? Je supposerai ici que votre réponse aura été un « Oui ! » sans réserve, et aussi que votre produit est électronique.

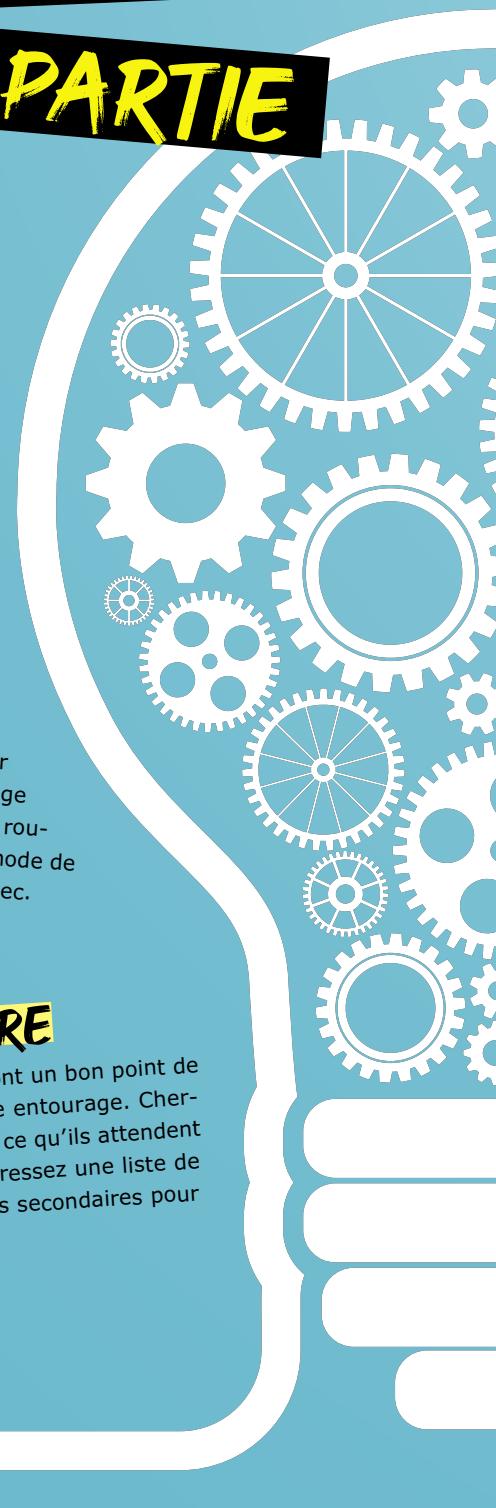
#### RESTEZ OBJECTIF, PENSEZ À L'UTILISATEUR

De nombreux concepteurs ne considèrent leur « produit » que de leur propre point de vue et par conséquent manquent d'objectivité. Au labo d'Elektor, nous recevons souvent des projets a priori intéressants, mais inutilisables en pratique car oubliant l'utilisateur final. Un concepteur trouvera par exemple tout à fait acceptable que l'activation d'un certain mode nécessite d'appuyer sur S1 durant 125 ms, puis de presser rapidement S2 trois fois tout en faisant un 8 de la main devant un capteur infrarouge (geste apparu d'une façon ou d'une autre durant la phase de prototypage). Devenue routine pour lui, notre concepteur risque qui plus est d'oublier de mentionner cette « méthode de commande » dans le mode d'emploi. Un tel produit est presque d'avance voué à l'échec. Efforcez-vous toujours d'adopter le point de vue de l'utilisateur.



#### SÉPARÉZ L'INDISPENSABLE DU SECONDAIRE

Un bon produit doit satisfaire les besoins de ses utilisateurs. Vos propres attentes sont un bon point de départ, mais ne supposez pas que tout le monde pense comme vous. Sondez votre entourage. Cherchez des personnes susceptibles d'être des utilisateurs potentiels, et demandez-leur ce qu'ils attendent de votre produit. Comment leur serait-il utile ? Que devrait-il faire précisément ? Dressez une liste de ses fonctions indispensables – plus elle est courte, mieux c'est. Gardez les fonctions secondaires pour une déclinaison future.





Créez un modèle de votre produit.

## CRÉEZ UN MODÈLE

L'utilisateur potentiel voudra savoir à quoi ressemblera votre produit. Dessinez-le sous divers angles, ou demandez de l'aide si votre talent est ailleurs. Vous êtes bien sûr une personne de goût et savez précisément ce qu'il faut, mais l'avis d'un créateur de produit professionnel ne sera pas de trop. Servez-vous des dessins pour créer un modèle physique. Peu importe qu'il soit en carton, en bois ou obtenu par impression 3D, l'essentiel est qu'il représente aussi fidèlement que possible le produit fini. Il montrera ce qui peut tenir à l'intérieur et, même s'il ne fonctionne pas, vous donnera, à vous et à vos utilisateurs potentiels, une idée de la façon dont le produit fini pourra être utilisé. Il pourra aussi mettre en lumière des choses auxquelles vous n'aviez pas pensé.



## ESTIMEZ LES COÛTS

Vos utilisateurs potentiels ne feront pas que s'intéresser à l'aspect de votre produit et aux fonctions qu'il offre, ils examineront aussi son prix. Le coût du brillant circuit sur lequel il repose ne représente qu'une fraction du prix de vente. Une façon d'estimer le coût de l'électronique est de prendre le problème à rebours en partant du prix de l'étiquette : soustrayez 30 % du prix de détail, et répartissez le reste entre conception, production, essais, emballage, expédition et service après-vente. Tabler sur un budget de 10 % du prix de détail pour le coût des cartes est peut-être légèrement optimiste. Une fabrication en série s'avère toutefois prometteuse puisque 10 000 unités coûteront certainement moins cher qu'un lot de 100 cartes. Votre *business plan* a déjà répondu aux questions telles que « Qui vendra le produit ? », « Qui sont les acheteurs ? » et « Qui va financer tout ça ? ». Reste la question : où allez-vous stocker toutes ces merveilles ? Sous votre lit ?



Prix et fonctions,  
un équilibre délicat.



## ET ENSUITE ?

Fonctions, dimensions et coût de fabrication de votre circuit étant déterminés, voici venu le temps de sa réalisation. Mais peut-être êtes-vous déjà à ce stade ? Dans ce cas, il vous faudra réexaminer votre projet à la lumière de ce qui précède. Peut-être vous faudra-t-il oublier un « connecteur d'extension future », ou encore cette LED témoin si commode, mais finalement accessoire. Peut-être aurez-vous à revoir le principe de fonctionnement de votre circuit. Ou peut-être n'est-il tout simplement pas réalisable... La suite au prochain numéro.

(180567-03 - version française : Hervé Moreau)

# L'évolution technologique la plus décisive de l'histoire de l'humanité



OpenAI et Microsoft s'associent pour déployer des systèmes d'IA(G) de grande échelle dans les services Azure d'informatique en nuage.

L'intelligence artificielle est actuellement l'aspirateur de tous les investissements. Fondée fin 2015, OpenAI s'engage à faire progresser « l'intelligence numérique dans une direction plus à même de bénéficier à l'humanité. » L'entreprise a démarré avec un capital d'un milliard de dollars réuni par des investisseurs comme Amazon, Elon Musk et Peter Thiel. S'y ajoute désormais le milliard apporté par Microsoft en juillet dernier. Le géant s'est associé à OpenAI pour déployer des systèmes d'IA de grande échelle dans ses services Azure.

« Les sociétés se concentreront sur la construction d'une plateforme informatique Azure d'une ampleur sans précédent. Elle entraînera et exploitera des modèles d'IA de plus en plus élaborés, comprendra des technologies matérielles reposant sur la technologie de calcul intensif de Microsoft, et respectera les principes d'éthique et de confiance partagés par les deux sociétés. »

## Intelligence Artificielle Générale

Les systèmes actuels d'IA requièrent une phase d'entraînement et ne traitent que de problèmes spécifiques. La complexité des problèmes du monde réel nécessite de l'IA une faculté de généralisation et la combinaison de plusieurs technologies. Ce dont nous avons besoin, c'est d'une Intelligence Artificielle Générale (IAG) collaborant « avec les humains pour les aider à résoudre des problèmes multidisciplinaires actuellement insolubles, dont des défis mondiaux comme le changement climatique, une éducation et une médecine plus personnalisées. »

Sam Altman, le PDG d'OpenAI, a déclaré (en toute modestie) : « La création de l'IAG sera l'évolution technologique la plus décisive de l'histoire de l'humanité, elle a le potentiel d'en façonner la trajectoire. »

Hmmm... voulons-nous vraiment laisser une chose si importante aux mains d'individus qui, jusqu'à présent, ont surtout été intéressés par ce qui était bon pour eux et par tout l'argent qu'ils pouvaient en tirer ?

# Outil de labo indispensable



Fatigué d'avoir à jongler entre plusieurs convertisseurs série-USB en fonction des niveaux de tension de vos cartes ? Peur d'endommager le port USB de votre ordinateur à cause d'un court-circuit sur la carte cible ? Cet adaptateur USB vers UART-TTL isolé est pour vous. μArt fonctionne de 1,8 à 5,4 V, expose

les signaux RXD, TXD, DTR, RTS et CTS (plus quelques broches GPIO), et permet jusqu'à 3 Mbauds de débit. Protections contre les inversions de polarité et les surintensités incluses.

[www.elektor.fr/the-muart-kit](http://www.elektor.fr/the-muart-kit)

## Le moteur Keely

À la fin de mon article consacré à la machine de Rife (*Résonance sympathique et vaudou ondulatoire*, Elektor mars/avril 2019), j'avais promis de parler du moteur Keely si je recevais suffisamment de « réponses sympathiques ». Ce fut le cas, alors allons-y.

J'étais persuadé de posséder un livre sur John Keely, mais impossible de remettre la main dessus (mon épouse a trié nos livres par taille, elle trouvait qu'un tri par couleur n'était pas pratique). Heureusement, l'étagère Wikipédia est mieux ordonnée.

John Ernst Worrell Keely, inventeur américain né en 1837, affirmait avoir découvert une nouvelle force qui pouvait être produite à partir d'air et d'eau froide par « sympathie vibratoire ». Voici l'une de ses explications : « *Sous l'effet d'une vibration, l'air et l'eau, deux milieux de densités différentes, libèrent un éther interatomique générant une force attractive.* » (Qui en douterait ?) Après cette découverte, Keely passa le reste de sa vie à tenter de convaincre gouvernements et candides – riches si possible – de lui donner de l'argent



(« d'investir ») afin qu'il puisse construire un moteur mû par cette force. Il fut toutefois incapable de prouver l'existence de ladite force, et certains sceptiques soupçonnèrent l'intervention discrète d'air comprimé lors des démonstrations. Keely mourut en 1898. Lorsque son atelier fut démantelé, on y découvrit, cachés, bon nombre de tubes à haute pression et autres bidules douteux qui n'avaient rien à faire au milieu des murs, sols et plafonds. D'aucuns considèrent Keely comme le père de la physique vibratoire sympathique... Pour en savoir plus, visitez le site SVP Wiki.

[www.svpwiki.com](http://www.svpwiki.com)

# système de fichiers Flash JesFS

## mégadonnées bien ordonnées pour petits contrôleurs



Jürgen Wickenhäuser (Allemagne)

Le principe des fichiers informatiques est crucial. Divers systèmes d'exploitation offrent des interfaces variées, utilisables par beaucoup de processeurs, mais pour l'embarqué et pour les solutions à basse consommation, en deçà de Linux, l'offre est maigre. D'où la tendance des programmeurs à incorporer les données au code, fâcheuse parce qu'elle exige une mise à jour du micrologiciel à chaque modification ultérieure. Le système de fichiers embarqué JesFS, conçu pour les (plus) petits systèmes et les applications à faible consommation, résout ce problème.

Dans le film culte « Terminator 2 – Le Jugement Dernier », T-800 (alias Arnold Schwarzenegger) explique la raison pour laquelle il est si efficace en tant que machine de guerre : « *I have detailed files* » (je possède des fichiers détaillés). Propos de visionnaire, qui met dans le mille : les fichiers sont incontestablement l'un des ingrédients majeurs de tous les produits de haute technologie. C'est aussi valable pour toutes sortes de systèmes embarqués. Ce qui manquait, c'est un système de fichiers adéquat. Le voici.

### Fichiers et code

Les fichiers sont des conteneurs qui servent à rassembler des informations de tous genres et à les transporter. Grâce au logiciel, ils seront compris de tous, du gros serveur au plus petit microcontrôleur. C'est vite dit, en pratique c'est moins facile. Heureusement, il existe des systèmes d'exploitation qui offrent des interfaces pour divers types de fichiers.

Dans le domaine de l'embarqué et des solutions à ultra-basse consommation, en deçà de Linux, l'offre est maigre. On a vu beaucoup de projets remarquables échouer à cause d'une séparation insuffisamment nette entre code et données. Il est tentant d'incorporer des paramètres du système quelque part dans le code, mais cette solution de facilité se paie par l'obligation de recharger un nouveau micrologiciel après chaque modification. Souvent cette intervention n'est malheureusement possible que sur site et directement sur l'appareil.

Dans sa profession, l'auteur travaille sur des appareils de mesure scientifiques dans le domaine alpin. Il y a quelques

mois, il a été conduit à changer les réglages d'un vieil appareil sur une montagne isolée, à 3000 m d'altitude. Hors d'haleine, l'auteur a constaté qu'il aurait été plus simple de gérer un tel appareil par l'internet plutôt que de creuser des trous dans la neige par -20 °C (**fig. 1**). C'est en pelletant de la neige qu'il a pris la résolution de ne plus jamais utiliser que des systèmes de fichiers qui permettent une mise à jour à distance et les pieds au sec.

Il existe bien quelques systèmes de fichiers embarqués, mais aucun qui satisfasse les besoins de l'auteur qui se décida donc à en développer un lui-même. Le résultat est « JesFS », un acronyme pour « Jo's embedded File System ». Il est spécialement conçu pour les tout petits systèmes et les applications à ultra-basse consommation.

### JesFS

Les critères de conception les plus importants de JesFS sont la fiabilité optimale et une petite taille. D'autres critères essentiels sont l'intégrité des données et la possibilité de mettre à jour le micrologiciel à distance. En parallèle avec JesFS a été développé un chargeur d'amorçage qui peut charger directement dans le contrôleur des fichiers chiffrés AES extraits de JesFS. Ce chargeur est totalement indépendant de JesFS et nous n'en dirons pas plus dans cet article.

Dans son travail quotidien, Jürgen Wickenhäuser n'utilise plus que JesFS, qui s'est avéré être un outil décisif pour lui et particulièrement fiable. Et le plus beau, c'est qu'il ne le garde pas pour lui-même : JesFS est librement disponible sous la licence GPL v3 [1].

## Version(s) de référence

JesFS est compilable sans problème avec un compilateur C standard. Dans ce qui suit, son fonctionnement sera démontré sur la carte d'évaluation CC1310 de Texas Instruments, équipée d'une puce ARM Cortex-M3 à 32 bits « Radio on Chip » cadencée à 868/915 MHz (**fig. 2**). Pour les microprocesseurs de la série CC13xx/26xx, il existe des cartes d'évaluation très bon marché, les Launchpad [2], mais aussi le CCSTUDIO de TI, un excellent EDI gratuit et basé sur le *cloud*, qui supporte le débogage de code source. Notez que la plupart des Launchpad sont équipés d'une mémoire Flash sérielle de 1 Mo de seulement  $2 \times 3$  mm.

De plus, on dispose avec le TI-RTOS d'un vrai moniteur en temps réel gratuit, également utilisable pour des applications industrielles et qui bénéficie d'un support conséquent de TI. Outre cet environnement, le code source de JesFS est compatible sans problème avec les compilateurs C standards de Windows et de Linux. Un pilote est prévu, il émule au besoin une mémoire flash dans la RAM du PC.

## Des puces Flash minuscules

En général, les systèmes embarqués ne sont pas spécialement gourmands en mémoire. Souvent ils se contentent de 1 à 16 Mo. Par bonheur, la taille des puces Flash appropriées a diminué de façon incroyable : une puce de 1 Mo ne mesure plus que  $1,24 \times 1,29$  mm (**fig. 3**).

JesFS lui-même occupe très peu de mémoire. On peut l'utiliser à partir de 200 octets de RAM seulement.

Le troisième aspect est d'ordre économique : beaucoup de systèmes de fichiers allouent un cache en RAM, ce qui les rend très rapides, mais aussi très complexes. Cela ralentit la commutation vers des modes de fonctionnement comme la mise en sommeil ou la mise hors tension. Par opposition, JesFS a été conçu dès le départ pour une consommation minimale et peut être endormi ou réveillé en quelques microsecondes. On profite du fait que la plupart des mémoires sérielles consomment en mode sommeil moins de 1  $\mu$ A, l'idéal pour le fonctionnement sur batteries.

## Conçu pour l'Internet des Objets

L'une des idées de base de JesFS est d'avoir, sur un serveur, automatiquement et sans problème, une copie miroir des fichiers du système embarqué. Le serveur dispose ainsi toujours d'une copie aussi à jour que possible des données du système embarqué. On peut aussi avoir un scénario où le système acquiert de nouvelles données toutes les minutes par exemple, mais que, pour des raisons d'économie d'énergie, il ne les transmet que rarement (disons toutes les heures) au serveur via un réseau sans fil.

De plus, un serveur peut, au vu de drapeaux, de tampons horaires et de *hashs* CRC32 aller chercher lui-même des données qui ont peu changé ou téléverser de nouvelles données ou des mises à jour du micrologiciel vers un système éloigné équipé de JesFS. Ce thème, ainsi que les applications particulières afférentes ouvrent tant de possibilités qu'on ne peut les décrire ici, même brièvement. En tout cas, toutes ses fonctions, ainsi que les *scripts* associés, ont été soigneusement testés par l'auteur. Leur fonctionnement est stable.

Commençons par les bases. On trouvera des informations détaillées sur l'ensemble des fonctions de JesFS dans la documentation de référence sous [1].



Figure 1. Heureusement, le capteur était équipé d'un émetteur de faible puissance à courte portée, sinon nous ne l'aurions jamais retrouvé (photo : sur le Kandersteg, Suisse, Jürgen Wickenhäuser).

## Fichiers laissés délibérément ouverts

Sur la plupart des systèmes de fichiers, l'accès en lecture n'est possible que si aucun accès simultané en écriture n'est en cours. Encore plus problématique : en cas de réinitialisation impromptue, des fichiers restés ouverts peuvent être incomplets ou, dans le pire des cas, l'ensemble des données sur le médium peut avoir rejoint le paradis de l'informatique.

Voilà qui n'est pas le cas avec JesFS : des fichiers ouverts en

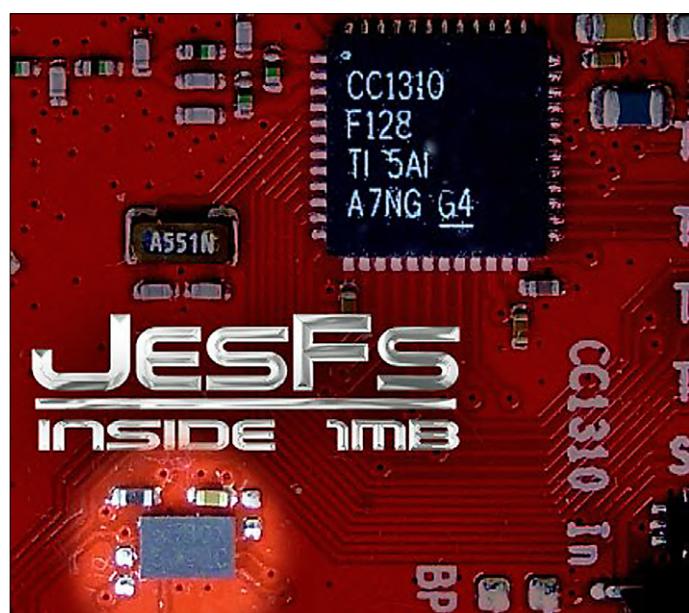


Figure 2. Carte d'évaluation avec JesFS (photo : Jürgen Wickenhäuser).



Figure 3. Les boîtiers WLCSP sont encore plus petits (photo : Macronix.com).

écriture peuvent aussi être lus à tout moment. C'est particulièrement avantageux, par exemple, avec des fichiers de *logging*, dans lesquels les systèmes embarqués ajoutent régulièrement des données, mais où un serveur ne va chercher à chaque fois que les dernières données ou les modifications les plus récentes. De même avec les fichiers non fermés : en cas de réinitialisation inattendue, il n'y a pas de perte de données avec JesFS !

### Limitations de JesFS

JesFS a été délesté de tout superflu. Les temps d'accès n'ont toutefois pas été optimisés jusqu'au minimum possible. Comme on le verra plus tard, il y a aussi une petite restriction au niveau des fichiers non fermés.

Comme il s'agit d'un système de fichiers simple destiné à de petits systèmes embarqués aux ressources limitées, la longueur des noms de fichiers a été limitée à 21 caractères. Pour simplifier et limiter la charge, il n'y a pas de répertoires ; il s'agit donc d'un genre de système de fichiers sans hiérarchie. En pratique, ces restrictions ne devraient pas constituer une limitation significative à son emploi dans des systèmes embarqués. En échange, JesFS est un système de fichiers léger et facile à gérer, simple à mettre en œuvre dans un environnement de production. L'auteur a été ici son testeur le plus critique.

### Mémoires Flash sérielles

Avant de passer aux détails du logiciel, voici quelques notions de base sur les mémoires Flash. Aujourd'hui il y a un nombre presque incalculable de types de mémoires Flash. Mais dans le domaine de l'embarqué, on a surtout affaire aux puces

sérielles de type NOR.

Pour que JesFS puisse s'adapter sans problème à n'importe quel matériel, les points suivants ont été plus particulièrement pris en considération, car ils s'appliquent aussi aux pilotes de bas niveau.

D'une manière générale, toutes les mémoires flash ont la même structure. Elles ne se distinguent que par des caractéristiques particulières comme la capacité, le courant de repos, la vitesse de l'horloge ou le nombre de bits par top d'horloge.

Presque toutes les puces NOR sérielles ont six caractéristiques en commun :

- Tous les bits d'une mémoire vide sont à 1.
- Au cours d'une écriture, il n'y a que des transitions de bits de 1 à 0.
- Inversement, au cours d'un effacement, et là seulement, il n'y a que des transitions de bits de 0 à 1.
- Avec une seule écriture, il est possible d'écrire de 1 à 256 octets. Comme une écriture dure 1 ms environ, il y a intérêt à écrire le plus d'octets possible en une seule fois.
- On ne peut effacer que des blocs ou des secteurs de données ou la puce entière. La taille des secteurs est habituellement de 4 Ko. L'effacement d'un secteur dure de 20 à 200 ms. Comme cette opération est rare en pratique, ce n'est pas vraiment un inconvénient.
- Le nombre d'effacements d'un secteur est fini (le plus souvent supérieur à 100.000).

L'accès à une puce Flash serielle est très simple et s'effectue en quatre étapes (voir aussi la **figure 4**) :

- Quelques nanosecondes après le passage de SELECT de 1 à 0, la puce passe à l'état actif.
- Écriture de commandes et de données avec CLK (*clock*) et DIN (*data in*).
- Lecture de données et de registres d'état avec CLK (*clock*) et DOUT (*data out*).
- Désactivation de la puce en passant SELECT de 0 à 1.

La vitesse d'horloge maximale d'une puce Flash sérielle est habituellement assez élevée (> 50 MHz). La plupart des microcontrôleurs sont incapables de l'exploiter pleinement, même avec des pilotes matériels. Avec ses 12 MHz, le contrôleur CC1310 de ma plateforme de référence atteint tout de même en pratique un débit de 1 Mo/s.

Voici une liste de puces courantes pour petits systèmes, pour lesquelles il existe toutefois bien des alternatives, mais l'intensité de leur courant de veille est éventuellement plus forte.

- MX25R8035F (1 Mo) jusqu'à MX25R1635F (16 Mo)
- W25Q80DL (1 Mo) jusqu'à W25Q128JV (16 Mo)
- GD25Q16 (2 Mo)

### Les pilotes

JesFS utilise un pilote de haut niveau et un pilote de bas niveau. Le pilote de bas niveau est à son tour divisé en deux : l'une pour les commandes générales de la mémoire Flash sérielle *JesFS\_ml.c* et l'autre, qui lui est subordonnée, gérant la partie matérielle SPI du contrôleur (ici : *JesFS\_tirtos.c*). Le pilote de haut niveau est décrit de manière détaillée dans la documentation de référence sous [1].

La gestion de la mémoire Flash est très simple. La plupart des puces possèdent des commandes spéciales qui ne sont pas uti-

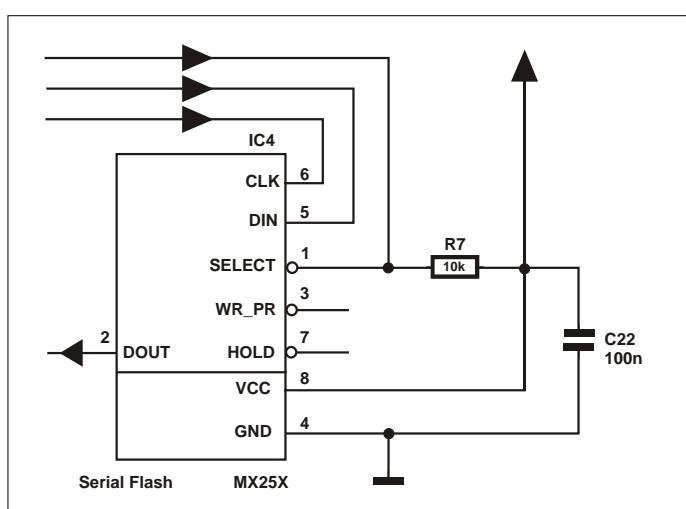


Figure 4.Brochage standard des puces Flash sérielles à huit pattes.

## BlackBox-Demo – enregistreur de vol pour la maison

Beaucoup d'appareils embarqués fonctionnent sans problème pendant des années. Mais la panne finit toujours par arriver; alors, tout surpris, on se demande : « Mais qu'est-ce qui a bien pu mal tourner ? »

Pour répondre à cette question, il serait fort utile de posséder suffisamment de « données historiques » d'aide au diagnostic. Est-ce que, par exemple, certaines valeurs de mesure internes de température, de tension ou d'humidité ont changé ? Quelqu'un a-t-il modifié un réglage ? Y a-t-il eu des signes avertisseurs de quelque problème ? Voilà exactement les questions pour lesquelles les avions sont équipés de boîtes noires.

Mais les systèmes embarqués ne disposent pour cela que de peu d'espace mémoire. Avec ses fichiers non fermés, JesFS propose une solution confortable pour l'enregistrement simple, fiable et particulièrement économique en énergie, de données de diagnostic. JesFS garantit que, même en cas de perturbations, aucune donnée enregistrée n'est perdue

```
*****
* log_blackbox(char* logtext, uint16_t len)
* This funktion logs one line to the history
*****
int16_t log_blackbox(char* logtext, uint16_tlen){
    FS_DESC fs_desc, fs_desc_sec; // 2 JesFs file descriptors int16_t res;
    res=fs_start(FS_START_RESTART); // (fast) WAKE JesFs (might be sleeping)
    if(res) return res;
    // Flags (see docu): CREATE File if not exists and open in RAW mode,
    // (RAW needed because in RAW-Mode file is not truncated if existing)
    res=fs_open(&fs_desc,“Data.pri“,SF_OPEN_CREATE|SF_OPEN_RAW);
    if(res) return res;
    // Place (internal) file pointer to the end of the file to allow write
    fs_read(&fs_desc,NULL,0xFFFFFFFF); // (dummy) read as much as possible
    // write the new data (ASCII, from function arguments) to the file
    res=fs_write(&fs_desc,logtext,tlen);
    if(res) return res;
    // Show what was written
    uart_printf(„Pos:%u Log:%s“,fs_desc.file_len, ,logtext);

    // Now make a file shift if more data than defined in HISTORY
    if(fs_desc.file_len>= HISTORY){
        uartprintf(„Shift ‘Data.pri’ -> ‘Data.sec’\n“);
        // Optionally delete and (but CREATE in any case) backup file
        res=fs_open(&fs_desc_sec,“Data.sec“,SF_OPEN_CREATE);
        if(res) return res;
        // rename (full) data file to secondary file
        res=fs_rename(&fs_desc,&fs_desc_sec);
        if(res) return res;
    }
    fs_deepsleep(); // Set Filesystem to
UltraLowPowerMode
    return 0; // OK
}
```

et qu'à tout moment (même en cas de réinitialisation ou de coupure de courant), on peut continuer à écrire des données. Pour cela, on utilise deux fichiers :

- Le fichier primaire *Data.pri* est écrit jusqu'à une taille spécifiée *HISTORY*.
- Il devient fichier secondaire par changement de son nom en *Data.sec*.
- S'il existe un fichier secondaire précédent, il est remplacé par le nouveau fichier secondaire.

Il est ainsi garanti qu'une quantité minimale *HISTORY* de données historiques est toujours disponible, mais sans jamais dépasser  $2 \times HISTORY$ . L'ordre chronologique correct s'obtient en lisant d'abord *Data.sec* puis *Data.pri*.

L'ensemble du code source documenté de BlackBox-Demo pour différents compilateurs (PC et embarqué) y compris le source de JesFS se trouve sous [1]. Le listage ci-dessous donne un extrait du code :

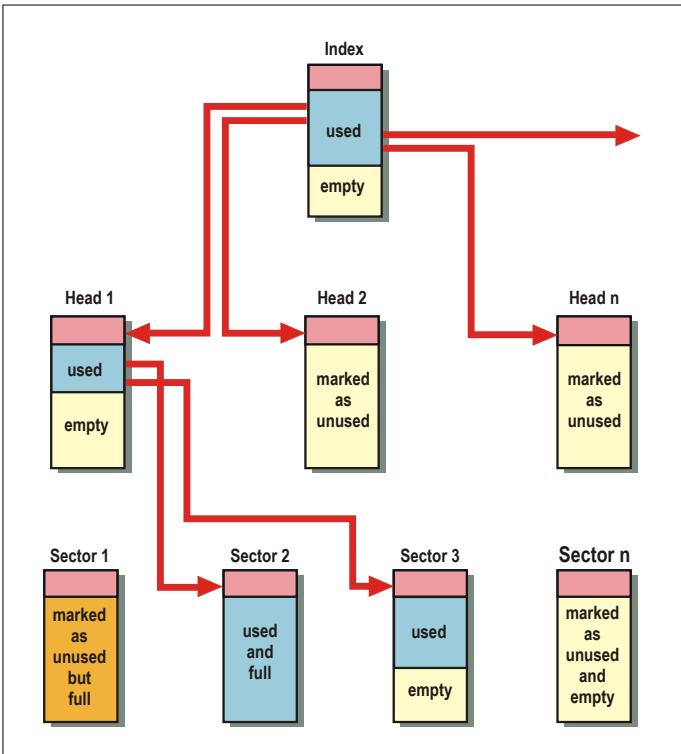


Figure 5. L'index est toujours dans le secteur 0 et pointe sur les en-têtes des fichiers.

lisées ici. On se contente d'un très petit nombre de commandes qui, par bonheur, sont les mêmes sur presque toutes les puces Flash sérielles. Pour les plus grandes capacités ( $\geq 32$  Mo), les adresses occupent quatre octets au lieu de trois.

Les commandes sont commentées en détail dans le code source. En voici une vue d'ensemble en hexadécimal :

- **9Fh** : lecture d'un ID de 3 octets (en hexa) dans lequel sont codés le fabricant, le type et la capacité (exprimée comme puissance de 2 en hexadécimal). Pour la puce MX25R8035 montée sur la carte CC1310, on a : C22814, avec C2h = Macronix, 28h = type et 14h = 20 =  $2^{20}$  = 1 Mo.
- **B9h** : fait passer la puce à l'état de sommeil profond.
- **ABh** : réveille la puce, qui passe à l'état actif après 5 à 50 µs environ.
- **03h** : lecture. La puce commence par attendre l'arrivée de l'adresse (sur 3 octets, voire 4 pour les puces de grande capacité), puis envoie des octets jusqu'à sa désactivation par passage de SELECT à 1.
- **06h** : doit être envoyé en préambule à toute opération d'écriture ou d'effacement.
- **02h** : écriture. On envoie d'abord l'adresse (3 ou 4 octets), puis de 1 à 256 octets de données (sans franchir la limite d'une zone de 256 octets).
- **20h** : effacement d'un secteur. Envoi de l'adresse (3 ou 4 octets), puis effacement du secteur de 4 Ko.
- **05h** : test de la bonne fin d'exécution de la commande d'écriture ou d'effacement précédente.

## Organisation de la mémoire

On trouvera les détails et les graphiques de la réalisation dans la documentation et le code source de JesFS sous [1]. Ici, nous

nous contenterons d'une brève description de l'organisation de la mémoire. JesFs divise la mémoire Flash en trois types de secteurs différents. Chaque secteur logique correspond à exactement un secteur physique de 4 Ko. C'est pourquoi une puce de 1 Mo peut contenir un maximum de 255 fichiers.

Le secteur 0 a une importance particulière, car il est utilisé comme index de fichiers. Chaque entrée de cet index occupe 4 octets. On peut donc considérer cet index comme un tableau de 1024 entiers longs non signés. Ce secteur présente les particularités suivantes :

- Il n'est effacé qu'une fois au moment du formatage.
- Ses trois premières entrées contiennent les informations de formatage : valeur magique, ID de la puce (cf. la commande 9Fh), date du formatage (en temps Unix, secondes écoulées depuis le 01/01/1970). La valeur FFFFFFFFh signifie invalide/non formaté.
- Les 1021 autres entrées contiennent les adresses de début des en-têtes des fichiers. Toutes ces adresses doivent être divisibles par  $2^{12} = 4.096$  (la taille d'un secteur), ce qui est vérifié par JesFS. Il peut donc théoriquement y avoir jusqu'à 1021 fichiers.

Pour les secteurs de 1 à n, il y a cinq possibilités. Le secteur est :

- vide (tous ses octets contiennent la valeur FFh)
- un en-tête d'un fichier actif
- un en-tête d'un fichier effacé
- une partie d'un fichier actif
- une partie effacée d'un fichier actif.

Un en-tête (*header*) est un secteur sur lequel pointe une entrée de l'index. Il est de ce fait important de traiter les en-têtes d'une manière particulière, car une valeur écrite dans l'index n'est plus jamais effacée après le formatage initial. Chaque secteur commence toujours par exactement trois (ou douze dans le cas d'un en-tête) valeurs de type long non signé :

- Valeur magique de l'utilisation (en-tête, fichier ou vide).
- Propriétaire du bloc (une référence vers l'en-tête ou FFFF-FFFFh si le bloc est lui-même un en-tête).
- Pointeur vers le bloc suivant du fichier ou FFFFFFFFh s'il s'agit du dernier bloc de la chaîne.

Ensuite viennent les données du fichier, ou bien, s'il s'agit d'un en-tête :

- Longueur du fichier en octets ou FFFFFFFFh si elle n'est pas connue ou si le fichier est encore ouvert.
- Facultatif : le hash CRC32 du fichier (s'il a été écrit et fermé en mode CRC32).
- Date de création du fichier (temps Unix, secondes écoulées depuis le 01/01/1970).
- Nom du fichier (max 21 caractères, sans caractère de fin 0h).
- Drapeaux de fichier ouvert (1 octet).
- Réserve : un octet vide.

Un en-tête occupe donc toujours 48 octets et un secteur de données commence toujours par 12 octets d'administration. La **figure 5** en donne une représentation graphique.

Les secteurs effacés sont simplement marqués comme tels. Les valeurs magiques sont choisies de telle sorte qu'en les écrasant avec des zéros (ce qui est très rapide), le statut du secteur passe d'*actif* à *effacé*. C'est seulement lorsqu'on a vraiment

besoin d'un secteur et qu'il n'y en a plus de disponibles qu'on l'efface avec une commande *20h*, ce qui prend évidemment plus de temps.

### Répartition de l'usure et fichiers non fermés

Avec la mémoire Flash, il est crucial d'utiliser tous les secteurs de manière uniforme, car on ne pourra effacer chacun que 100.000 fois environ. Si l'on effaçait un secteur en boucle, on pourrait le « tuer » en peu de temps. On utilise donc une stratégie de répartition de l'usure (*Wear Leveling*). Pour JesFS, cela signifie que, du fait de l'entrée statique dans l'index, un fichier ne pourra être effacé que 100.000 fois. On est tenté de trouver que c'est beaucoup, mais justement, pour les systèmes embarqués, même ce nombre élevé peut poser problème dans certaines applications. En revanche, à raison d'un effacement du même secteur toutes les heures, le fonctionnement sera fiable pendant plus de 11 ans.

Laisser ouverts des fichiers actifs ou utilisés va aussi dans le sens d'une limitation du nombre d'effacements de secteurs. Les octets effacés ont toujours la valeur FFh. Si un fichier ouvert n'utilise jamais cette valeur (par exemple s'il ne contient que des données ASCII ou si la valeur FFh est remplacée par une séquence d'échappement), la fin du fichier peut être déterminée par simple lecture, jusqu'à l'occurrence du caractère FFh. JesFS possède une routine particulièrement puissante qui trouve en quelques millisecondes la fin d'un fichier, même de 16 Mo.

### Hash CRC32 et intégrité des données

Les fichiers fréquemment modifiés sont en minorité. Cela permet à JesFS de gérer un CRC32, à l'écriture comme à la lecture, qui, à la fermeture du fichier, est écrit avec la taille du fichier dans son en-tête.

De cette manière, l'intégrité du contenu d'un fichier peut être vérifiée à tout moment par simple lecture. L'algorithme CRC32 utilisé est un standard de l'industrie (ISO 3309 etc.) et il est même supporté par PHP (un langage répandu de script pour serveurs).

Au démarrage de JesFS (ou, en option, à chaque réveil du système) est exécuté un test complet de l'intégrité de JesFS. JesFS prête une attention particulière aux erreurs. Le code source de démonstration contient une fonction qui vérifie JesFS de fond en comble (c'est-à-dire tous les secteurs et tous les fichiers).

### Chargeur d'amorçage et mises à niveau du micrologiciel

En raison de la structure très simple de JesFS, même un chargeur d'amorçage simple, avec peu de ressources, peut lire des fichiers et vérifier leur intégrité. Mais un chargeur dépend toujours d'une architecture d'unité centrale ou d'un type de contrôleur.

### Test de JesFS

Le plus simple, pour tester JesFS, est d'opérer sur une carte « Launchpad » de la série CC13xx/26xx, disponibles chez divers fournisseurs à partir de 30 €. On trouvera dans la documentation de JesFS sur Github un guide de réalisation pas-à-pas d'une application de type console.

On peut aussi compiler JesFS sur un PC sous Windows ou Linux, auquel cas il faudra émuler la mémoire Flash en RAM. Les images produites sont alors totalement compatibles avec le contenu réel de la puce Flash. On peut donc les téléverser ou les relire au moyen d'un programmeur, dans la mesure où le format de données du microcontrôleur est aussi *Little-Endian*, ce qui est le cas de la plupart des puces ARM comme les MSP430, MSP432 etc.

### Et qu'est-ce qu'on fait maintenant ?

Un système de fichiers, c'est du sérieux. À vous de juger ce que vous en ferez, cet article n'est qu'un début. L'auteur se réjouirait de voir JesFS se transformer en un outil d'utilité commune, il en a le potentiel.

Bien entendu, JesFS ne se limite pas aux contrôleurs des séries CC13xx/26XX, mais est utilisable par tout ce qui calcule, à partir de la classe des 16 bits. Jürgen Wickenhäuser est en train de travailler au portage de JesFS vers la famille MSP430. Mais on peut envisager de nombreux autres projets incluant JesFS. Rien que le domaine de l'embarqué offre d'énormes possibilités. Si votre intérêt est sérieux, prenez contact avec l'auteur ([joembedded@gmail.com](mailto:joembedded@gmail.com)). ▶

(190154-03 – version française : Helmut Müller)

### L'auteur

Dès son plus jeune âge, Jürgen Wickenhäuser s'est passionné pour l'électronique. Après ses études d'électrotechnique, il a fait de son loisir son métier et conçoit depuis plusieurs années des instruments scientifiques de mesure de l'environnement.



@ [WWW.ELEKTOR.FR](http://WWW.ELEKTOR.FR)

– Raspberry Pi 4

[www.elektor.fr/raspberry-pi-4-b-1-gb-ram](http://www.elektor.fr/raspberry-pi-4-b-1-gb-ram)

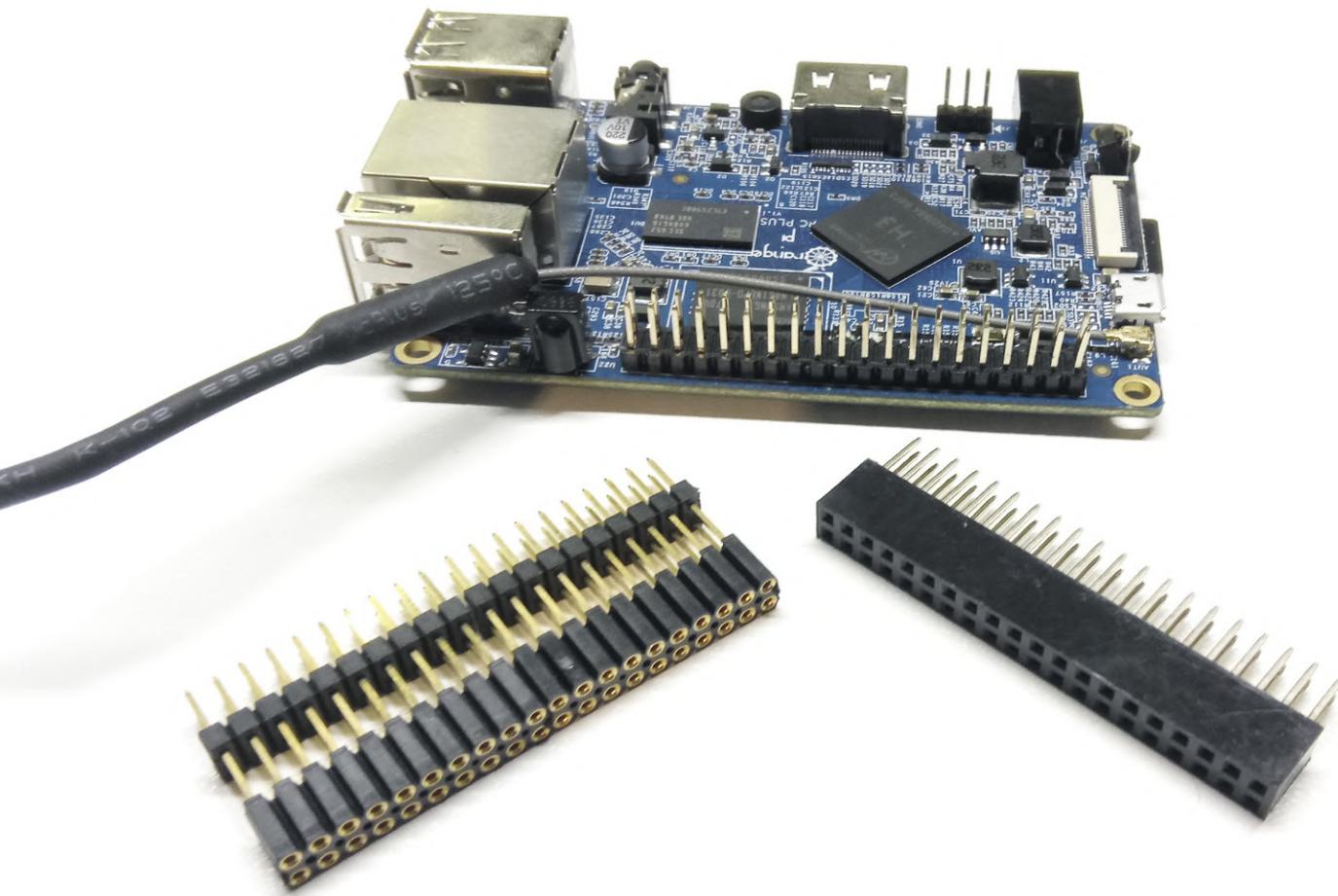
### Liens

- [1] JesFS V1.1 sur Github : <https://github.com/joembedded/JesFS>
- [2] Launchpad de TI : [www.ti.com/tool/LAUNCHXL-CC1310](http://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-CC1310)
- [3] CCSTUDIO : [www.ti.com/tool/CCSTUDIO](http://www.ti.com/tool/CCSTUDIO)
- [4] Mémoires Flash de Macronix : [www.macronix.com/en-us/products/NOR-Flash/Serial-NOR-Flash](http://www.macronix.com/en-us/products/NOR-Flash/Serial-NOR-Flash)

# Raspberry Pi dans le monde de l'automatisation

## les systèmes des amateurs dans les applications commerciales

Tam Hanna



La conception d'un ordinateur monocarte pour des applications commerciales dans le domaine de l'automatisation peut s'avérer laborieuse. En particulier dans le cas de séries limitées, il est souvent plus économique, plus rapide et plus confortable d'équiper le système d'un nano-ordinateur issu du monde des *makers* plutôt que de développer un système sur puce entièrement nouveau. Comment s'en sortent le Raspberry Pi et autres systèmes monocartes grand public en cas d'usage commercial ? Où se trouvent les chausse-trapes, quels sont les avantages et comment trouve-t-on les accessoires adéquats ? L'auteur, lui-même développeur d'applications commerciales dans les domaines de l'automobile et de l'automatisation, se propose d'éclairer ces questions.

Les exigences pesant sur le concepteur d'un système sur puce (SoC) croissent avec la complexité de celui-ci. Cela va de la difficulté de l'élaboration du circuit au portage du micrologiciel. Il suffit d'avoir eu à porter un système Yocto ou une dis-

tribution complète de Linux pour comprendre de quoi il s'agit. Dans le monde des amateurs, il existe depuis des années des alternatives séduisantes et largement répandues comme le Raspberry Pi et ses concurrents comme l'Orange Pi de Shenzhen

Xunlong. Ces calculateurs sont petits, relativement économiques et fonctionnent (le plus souvent) sans problème. Linux fonctionne – par nature – aussi sans problème et il y a même des systèmes radio intégrés comme le Wi-Fi et compagnie.

Cet article explique ce à quoi il faut prendre garde en pratique et les problèmes qui peuvent se poser. L'auteur a accompli une telle démarche lors d'un projet avec un client américain dans le domaine de l'automobile et peut donc en parler d'expérience.

### Cela vaut-il le coup ?

En tant qu'ingénieur, on n'a trop souvent tendance à choisir une solution « techniquement novatrice » simplement parce qu'elle est techniquement novatrice. L'utilité, c'est-à-dire choisir de recourir, ou pas, à un calculateur, est une pure question de coût, qui dépend essentiellement du volume des ventes. Le prix du Raspberry Pi n'est pas très élastique, alors que curieusement, à cause de frais de transport croissants, l'Orange Pi n'est intéressant qu'acheté en petites ou en très grandes quantités. Comme le tout coûte en général plus que la somme des parties, nous devons évaluer, pour déterminer le point d'équilibre, ce que coûte un calculateur entièrement fait maison. La formule donnant le point d'équilibre est la suivante :

$$n * (\text{coût du calculateur} + \text{coût de la carte}) = \\ n * \text{coût de la carte} + \text{coût de développement}$$

N'oubliez pas au passage l'avantage substantiel d'une mise sur le marché plus rapide. Alors que le débogage d'un calculateur prend beaucoup de temps, ne serait-ce qu'à cause des diverses étapes de mise au point de la carte, quelques heures suffisent à prendre en main le RPi.

### Quel Raspberry Pi choisir ?

Le choix du bon calculateur n'est pas évident, car les différents systèmes ne sont pas physiquement identiques. S'il faut revenir sur le choix du modèle, une révision de la conception de la carte mère est en général inévitable.

Le deuxième critère est le processeur utilisé et/ou le système d'exploitation souhaité. Si l'on n'a aucun collaborateur compétent en Linux sous la main, on sera en difficulté avec Orange Pi. Je n'ai pas de problème avec Armbian, mais je n'ai pas non plus peur de recompiler un noyau au besoin. La communauté d'utilisateurs du RPi est incomparablement plus grande, ce qui est d'un grand secours pour une application commerciale si le savoir-faire informatique n'est pas le point fort de l'entreprise. Quoi qu'il en soit, abstraction faite des variantes spécifiques discutées plus loin, il existe quatre familles de RPi. En bas de l'échelle, on trouve les différents modèles du Zero, qui, selon des rumeurs de provenance interne, sont produits par la Fondation Raspberry Pi elle-même ou en collaboration avec Sony [1]. Les petites cartes de 65 × 30 mm sont basées sur la puce monocœur Broadcom des premiers RPi et ne sont guère puissantes. La Fondation les destine explicitement aux « bricoleurs ». Dans les forums, on trouve des avertissements récurrents de limiter l'achat du Zero à des quantités d'usage domestique et qu'il n'existe aucun intérêt pour ce produit, pas plus que de garanties que les différents modèles soient mutuellement compatibles ni disponibles à longue échéance.

Le pic d'activité se situe autour du Raspberry Pi B classique, fabriqué depuis 2012 sans grand changement de son aspect physique et modifié techniquement avec modération. Quelques



Figure 1. Un calculateur qui ressemble à un module de mémoire.

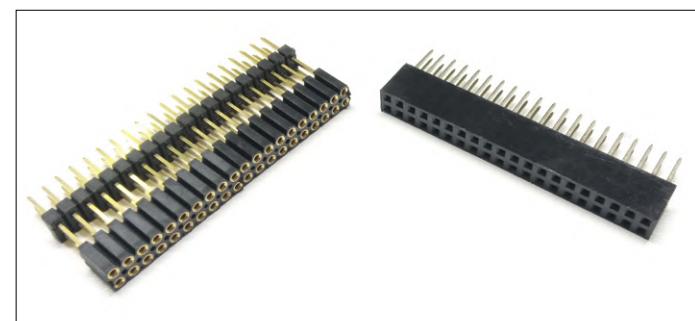


Figure 2. Des composants divers assurent le bon écartement physique.

années plus tard fut lancé le modèle A+ avec le même connecteur à 40 broches. Était-ce une réaction au grand succès du format mini de l'Orange Pi ? L'auteur n'est pas en mesure de le confirmer. Pour finir, il existe aussi le « Compute Module » (fig. 1), comparativement plus coûteux.

Remarquons qu'il existe des calculateurs plus petits chez Shenzhen Xunlong. Leur Zero ne mesure que 52 × 46 mm, mais comme les connecteurs sont intégrés, il est plus haut. De plus, il ne gère pas le HDMI en mode natif.

### Compatibilité physique

On interroge souvent l'auteur sur les exigences de base de l'électronique automobile. Considérez ne serait-ce que le délestage que nous vous avons présenté dans le numéro de mars/avril de cette année. Mais quelle que soit son importance, dans la pratique ce genre de difficultés passe à l'arrière-plan en face d'une tout autre catégorie de problèmes.

L'intégration d'un calculateur, RPi ou autre, dans un circuit commence habituellement par poser des problèmes mécaniques. La cause en est le connecteur en général à 40 broches, pourtant à première vue bien inoffensif, mais dont les broches ne font que 10 mm de haut. Mais tous les calculateurs comportent des composants de taille nettement plus élevée comme le connecteur de réseau. Selon un examen rapide et empirique de l'auteur, le RPi 4 présente une hauteur de 17,27 mm en son point le plus épais; les divers Orange Pi, qui comportent aussi des connecteurs de réseau et USB, atteignent des hauteurs comparables.

Dans le cas d'un projet où la place est mesurée, on ne peut pas

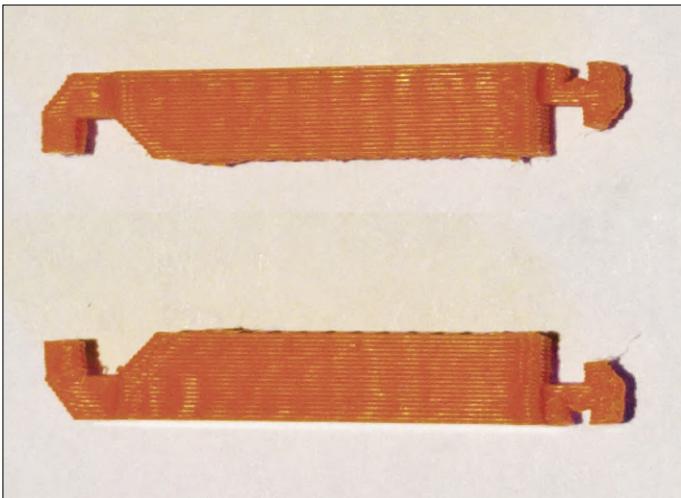


Figure 3. Ces composants d'aspect certes un peu grossier tiennent le calculateur à bonne distance (source : SpotMyBus).

se permettre de laisser la « queue » du calculateur déborder de la carte mère. Déjà, ce n'est pas recommandé parce qu'on perdrat deux trous de fixation sur quatre. Comme solution, on a la possibilité de rallonger les broches du connecteur. Il y a plusieurs variantes, la **figure 2** en présente deux. On enfiche directement sur le RPi le connecteur de droite en version à  $2 \times 20$  broches, ce qui augmente la hauteur. Le gros avantage est que cette solution est facile à réaliser et bon marché. À gauche, on a un connecteur fabriqué par Fischer, à souder directement sur la carte mère et donc robuste. Mais il s'agit là d'un composant spécial, qui ne sera probablement pas en stock chez un fournisseur de composants électroniques standard. De plus, son coût sera plus élevé, surtout pour de petites séries. D'un autre côté, le connecteur bon marché a déjà été fatal à quelques calculateurs chez un partenaire de l'auteur. Plus cette rallonge est mécaniquement robuste, plus on peut alléger les autres fixations. De base, on a les trous de fixation du calculateur qui acceptent des vis et des boulons plus ou moins quelconques. Dans le domaine anglo-saxon, on utilise volontiers des gabarits en plastique appelés *spacers* qui immobilisent tous les composants (**fig. 3**).

Comme la fabrication ou l'approvisionnement de ces *spacers* n'est pas nécessairement très facile, on pourra opter en pratique pour des boulons. Prenez garde : ces boulons doivent empêcher tout mouvement vers le haut ou vers le bas, c'est simple à obtenir avec la méthode présentée sur la **figure 4**. On peut acheter les colonnettes en plastique nécessaires ou les réaliser au moyen d'une imprimante 3D.

La mémoire de masse pose un autre problème physique. Alors que les deux premières versions du RPi étaient équipées de connecteurs micro-SD de type push-push, celui du RPi 3 ne retient la carte que par frottement. C'est sans doute moins coûteux et cela empêche ou minimise les dégâts en cas d'arrachage de la carte, mais dans le domaine de l'embarqué, ce nouveau connecteur n'est guère apprécié.

Pour éviter des dégâts, il faut adapter la conception du boîtier. Prenez garde à n'exercer aucune force sur le connecteur (mot clé : ressort). Si le connecteur est arraché de la carte avec ses points de soudure, la perte sera totale et irrémédiable.

On peut aussi expérimenter avec un pistolet à colle, toutefois,

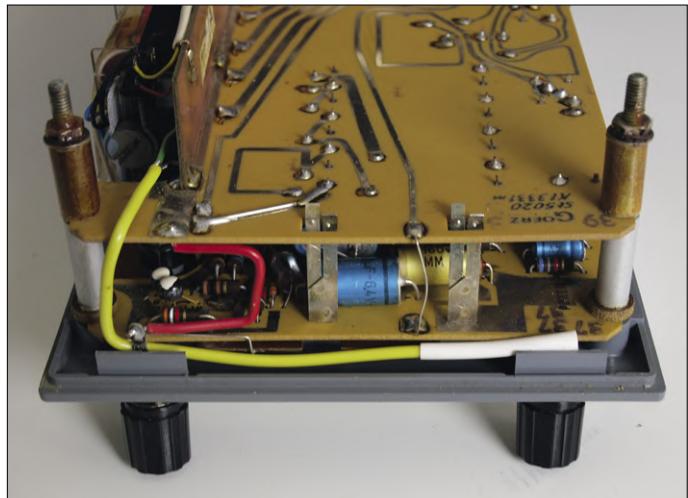


Figure 4. Ce procédé fonctionnait déjà avec l'Unigor 6e.

en cas de défaut dans le microgiciel, c'est tout le calculateur qui est menacé. Si, pendant l'assemblage, la colle arrive à pénétrer dans le connecteur, c'en est fini aussi. En bref, immobiliser la carte SD avec un pistolet à colle n'est pas un travail de mécanicien automobile.

Notez que les cartes SD n'apprécient guère l'écriture permanente. Au temps des débuts, l'auteur était régulièrement confronté à des défaillances de cartes avec le RPi 1B, dont l'une des causes était le stress thermique. Aujourd'hui ce genre de problèmes est bien plus rare, du moins dans la mesure où l'on évite les cartes les plus bas de gamme.

Pour éviter ce problème, la société Shenzhen Xunlong propose des calculateurs avec des mémoires flash soudées sur la carte. On est alors limité en espace mémoire à la valeur fixée par le fabricant. La programmation ne peut être effectuée qu'en cours de fonctionnement, ce qui devient laborieux à partir d'un certain nombre de machines à programmer.

### Problèmes liés à la chaleur et aux vibrations

Quand on fait ses débuts en électronique automobile, on est impressionné par l'amplitude du domaine de température. Rien d'anormal : quand le véhicule stationne sous la neige, c'est qu'il fait froid. Le RPi et ses collègues ne sont guère loquaces sous de telles températures : ils sont en général spécifiés pour un domaine de températures de 0 à 85 °C.

En général, une petite excursion hors de cette plage de température ne pose pas de sérieux problème. L'auteur a installé des systèmes à base d'OrangePi PC Plus à l'intérieur de cars aux États-Unis ; ils doivent résister à des températures un peu plus basses que celles dont on a l'habitude ici. On trouvera une discussion des variantes du RPi avec une plage de température étendue sous [2], mais on n'en voit guère sur le marché. Le système de refroidissement pose davantage de problèmes. La bataille que se livrent les différents fabricants de calculateurs fait qu'ils surchargent de plus en plus le budget thermique de leurs systèmes – dans le labo de l'auteur, où il fait 20 °C environ, un RPi peut dépasser les 55 °C à pleine charge, ce qui réduit considérablement la plage de température ambiante autorisée. La première mesure est de réduire la vitesse d'horloge du processeur, ce qui est dans l'ensemble facile chez Shenzhen Xunlong, mais demande un peu de travail sur les modèles

## Accessoires recommandés pour un usage professionnel

### Cartes mémoires de SwissBit [10]

Les défaillances de cartes mémoires ont toujours été un grave problème sur les calculateurs, surtout si l'application exige un gros trafic en écriture (fichiers d'enregistrement de données), ce qui requiert l'emploi de cartes professionnelles. SwissBit ne risque sans doute pas de remporter un concours en matière de prix, mais jouit d'une excellente réputation. La plupart de ses produits reposent sur des cellules de mémoire flash particulièrement résilientes. Les cartes possèdent en outre des extensions dans le domaine des contrôleurs pour rester solides et fiables en cas de coupures de courant et autres mauvais traitements.

### Extension CAN [11]

Un bus CAN n'est pas forcément facile à réaliser – les problèmes de synchronisation et de tension ainsi que les sempiternels pics de surtension se traduisent par un cahier des charges à rallonge.

Le PiCAN offre une solution agréable pour relier le RPi à un bus CAN 2.0. Le fournisseur de la carte s'appuie sur le contrôleur CAN de Microchip qui devrait garantir une excellente compatibilité. La connexion est assurée au moyen de connecteurs DB9 ou de bornes ordinaires. La programmation s'effectue en C ou en Python, en passant par le pilote socketCAN.

### Raspberry Pi sur rails DIN [12, 13]

Phoenix Contact est réputé et apprécié depuis des années dans le domaine de l'automatisation des usines. Cette société propose avec le RPI-BC une série de boîtiers pour le RPi conçus pour être montés sur un rail DIN.

récents du RPi. Avec la réduction de cette vitesse, on gagne en échauffement et en consommation électrique, mais on perd en puissance de calcul disponible.

La deuxième méthode consiste à fixer un radiateur sur la puce du processeur. Ce qui semble à première vue raisonnable pose problème dans un environnement soumis aux vibrations. Dans son ouvrage de référence *Surface-Mount Technology for PC Boards* [3], James K. Hollomon mettait déjà en évidence que la force causée par les vibrations croissait directement avec la masse. C'est d'ailleurs l'une des raisons pour lesquelles les composants CMS (à l'exception des connecteurs) ont une meilleure tenue aux vibrations que les composants traversants. Les connecteurs CMS ont mauvaise réputation chez les élec-

troniciens. L'auteur de ces lignes s'intéressait à ce thème déjà depuis longtemps lorsqu'il obtint d'intéressantes informations de la société WAGO lors d'un événement. Leur analyse montrait que la plupart des connecteurs CMS étaient maltraités par des câbles de poids excessif.

Alors que la plupart des cartes mères et des ordinateurs industriels offrent la possibilité de fixer le radiateur au substrat avec des vis, le RPi utilise (s'il y a lieu) un support élaboré en acier, ce qui limite l'efficacité du radiateur. On peut enfin ajouter un ventilateur soufflant de l'air à travers le boîtier, une solution que l'auteur adopte volontiers chez ses clients de référence. Notons à ce propos que les fabricants de boîtiers ne se limitent pas aux produits mignons (« kawaii » [4]) pour l'utilisateur

Publicité



Your SPECIALIST for ESD- and  
PRECISION TOOLS

Visit us at PRODUCTRONICA 2019  
hall A4 / booth 577

[www.bernstein-werkzeuge.de](http://www.bernstein-werkzeuge.de)





Figure 5. Dans le domaine de l'analyse des domaines de modulation, les faiblesses du RPi sous Raspbian sont clairement visibles.

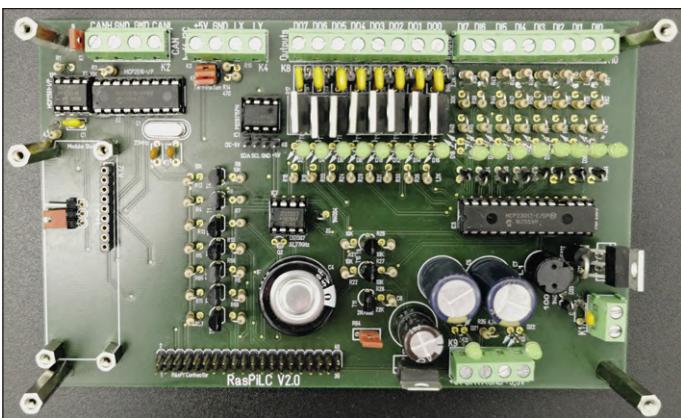


Figure 6. Le RasPiLC est optimisé pour les applications de la maison intelligente.

lambda. Des sociétés comme ItalTronic [5] ont à leur catalogue des boîtiers à monter sur des rails DIN. Si vous avez sérieusement l'intention d'utiliser le RPi dans des solutions commerciales, vous devriez jeter un coup d'œil à ces produits. Pour finir, indiquons que le RPi, comme tous les ordinateurs monocartes grand public, utilise de la RAM standard. Si, pour une raison quelconque, il s'avère nécessaire d'utiliser de la mémoire à correction d'erreurs (ECC), il faudra concevoir soi-même ou y mettre le prix.

### CAN ? Yes we can

Qu'il s'agisse du RPi ou de l'Orange Pi, la cible est toujours le *maker*. Habituellement celui-ci connecte son matériel par I<sup>2</sup>C, SPI ou UART, avec la possibilité dans certains cas d'utiliser le *bit banging* (exécution d'un protocole série par logiciel) sur des broches GPIO, si l'on peut s'accommoder des performances en temps réel déplorables (**fig. 5**) de la plupart des systèmes d'exploitation.

Un autre problème est que les entrées du calculateur travaillent dans le domaine de tension de 0 à 3,3 V. Le RPi supporte dans une certaine mesure le 5 V, mais l'auteur le déconseille en pratique (commerciale). Et comme les RPi et compagnie utilisent des processeurs issus du monde des ordiphones, leurs performances comme sources de courant sont aussi misérables. Pour traiter ces problèmes, il existe bien entendu des circuits externes. Si, comme c'est le cas dans le domaine du pilotage simple, il ne s'agit que d'adapter des niveaux de tension ou de commuter un relais, cela reste trivial pour le concepteur. Notons que même pour des applications aussi simples, il existe des cartes d'extension prêtes à l'emploi. S'il s'agit de toutes petites séries, une extension « commerciale » de ce genre peut s'avérer moins coûteuse que le développement d'une nouvelle carte.

En pratique, les cas sont fréquents où l'on a besoin de protocoles de bus additionnels. Si l'on dispose pour le OneWire (les capteurs de température de Dallas) d'un module du noyau,

## Liens

- [1] Utilisation commerciale du Raspberry Pi : [www.raspberrypi.org/forums/viewtopic.php?f=63&t=176564](http://www.raspberrypi.org/forums/viewtopic.php?f=63&t=176564)
- [2] Raspberry Pi pour applications industrielles : [www.element14.com/community/thread/71335/l/raspberry-pi-for-industrial-uses?displayFullThread=true](http://www.element14.com/community/thread/71335/l/raspberry-pi-for-industrial-uses?displayFullThread=true)
- [3] 'Surface Mount Technology for PC Boards', Holloman, James : [www.amazon.com/Surface-Mount-Technology-PC-Boards/dp/0790610604](http://www.amazon.com/Surface-Mount-Technology-PC-Boards/dp/0790610604)
- [4] Kawaii ? : <https://fr.wikipedia.org/wiki/Kawaii>
- [5] Italtronic : [https://deu.italtronic.com/](http://deu.italtronic.com/)
- [6] RaspiLC : [www.raspilc.de/](http://www.raspilc.de/)
- [7] Personnalisation du RPi : [www.element14.com/community/docs/DOC-76955/l/raspberry-pi-customization-service](http://www.element14.com/community/docs/DOC-76955/l/raspberry-pi-customization-service)
- [8] Open Source IPC : [https://revolution.kunbus.com/](http://revolution.kunbus.com/)
- [9] netPI : [www.netiot.com/netpi/industrial-raspberry-pi-3/](http://www.netiot.com/netpi/industrial-raspberry-pi-3/)
- [10] Cartes mémoires SD haut de gamme : [www.swissbit.com/products/nand-flash-products/microsd-memory-cards/](http://www.swissbit.com/products/nand-flash-products/microsd-memory-cards/)
- [11] PICAN : [www.elektor.com/pican-2-can-bus-board-for-raspberry-pi](http://www.elektor.com/pican-2-can-bus-board-for-raspberry-pi)
- [12] Boîtiers RPi pour rails DIN : <https://bit.ly/2HngILR>
- [13] Boîtiers RPi pour rails DIN : <https://bit.ly/31XJswY>
- [14] UPS, RTC et plus : [www.sferalabs.cc/strato-pi/](http://www.sferalabs.cc/strato-pi/)
- [15] HAT PoE pour Raspberry Pi : [www.elektor.fr/poe-hat-for-raspberry-pi-3-b-plus](http://www.elektor.fr/poe-hat-for-raspberry-pi-3-b-plus)

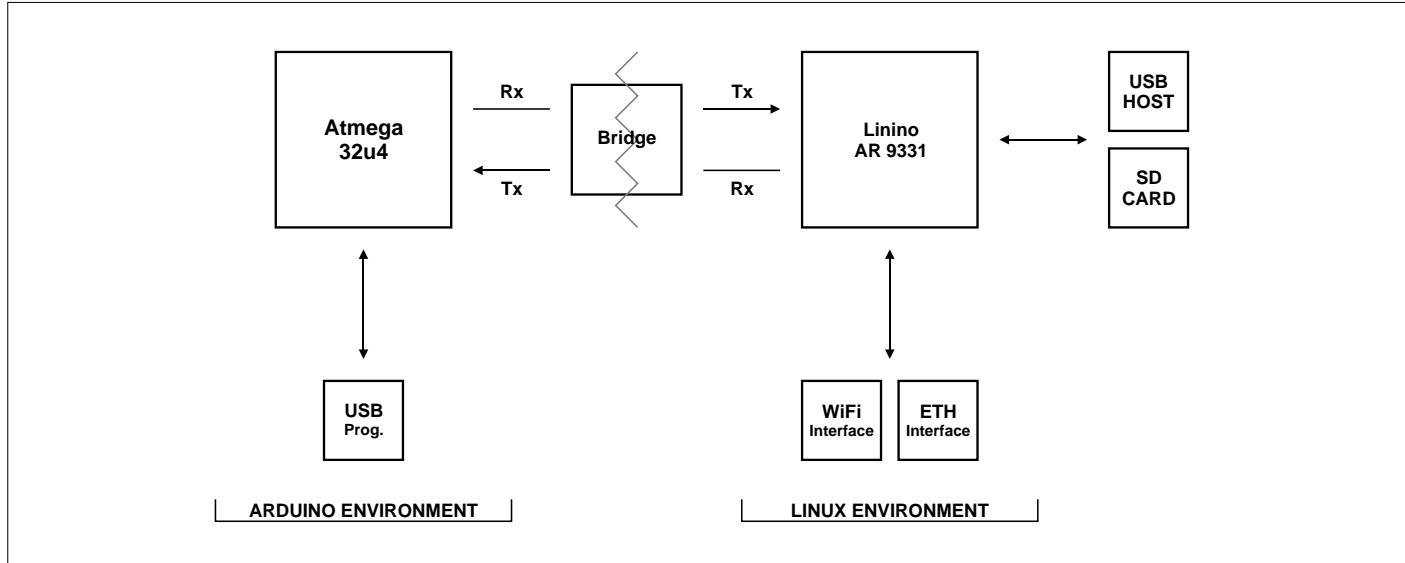


Figure 7. Les ressemblances avec l'Arduino Yun sont purement fortuites :-).

les protocoles du monde CAN sont plus complexes. Il est alors possible de réaliser un calculateur hybride où un contrôleur comme l'ESP32 communique avec le RPi par I2C ou SPI pour lui remonter les événements entrants.

Avant d'envisager une solution maison pour ce genre de problème, on devrait songer à l'usage du port USB. L'auteur utilise par exemple un récepteur USB-GPS peu coûteux plutôt que de concevoir son propre module.

Si tout cela ne résout pas le problème, on devra se mettre à la recherche d'une extension ou d'un HAT (*Hardware Attached on Top*) adéquats. Si l'on tape « Raspberry Pi <nom de protocole> » dans un moteur de recherche, on obtient habituellement un nombre suffisant de candidats. Dans sa pratique, l'auteur a accordé une attention particulière à une société sise à Schneeberg (Allemagne), qui propose des extensions pour la maison intelligente, dont le RaspiLC Advanced [6] (**fig. 6**) supportant le protocole CAN.

De cette manière, le développeur expérimenté vient aussi à bout de problèmes concernant les performances en temps réel insuffisantes des systèmes Linux. Si le contrôleur de faible puissance dédié prend en charge le traitement des événements, on peut même arrêter le calculateur principal. Il ne sera démarré qu'en cas de besoin d'un affichage avancé. C'est d'un avantage indiscutable pour le bilan énergétique du système. La **figure 7** montre le concept dans son principe ; l'auteur utilise pour ses applications de production aussi bien le PIC 16F1503 que la série STM32.

L'**encadré** présente la liste de quelques liens vers des extensions intéressantes pour un usage commercial.

### Calculateurs libres

La plupart des produits mentionnés ici utilisent plus ou moins le terme « Open Source » dans leur publicité. Si l'on veut reproduire les modules à partir d'un fichier Gerber, on est assuré d'ennuis plus ou moins gros.

Il semble que cette situation ait éveillé des appétits chez certaines entreprises. C'est ainsi que la Fondation Raspberry Pi, en collaboration avec le manufacturier Element14 [7], offre

la possibilité d'adapter le RPi aux désirs particuliers du client. Quant aux quantités et tarifs, ils restent muets. Dans le formulaire de commande, il est juste indiqué qu'une quantité inférieure à 1000 pièces par lot de fabrication ne sera pas prise en considération. Si on le veut équipé d'une ancienne puce, on devra souvent en commander 5000.

Mais une fois qu'on a sorti ce genre de produit, cela peut rapporter gros. On en a un exemple remarquable avec la société KunBus [8], avec son RPi maison à la robustesse améliorée. Sous [9], on trouvera un autre fournisseur de calculateur dérivé du RPi.

Chez Shenzhen Xunlong, on n'est pas non plus opposé à la personnalisation. Mais comme chez Element 14, les quantités minimales de commande devraient dépasser un chiffre conséquent.

### Conclusion

Si l'on avait à concevoir un successeur du MIG-25, ni le Raspberry Pi ni l'Orange Pi ne ferait l'affaire – les calculateurs grand public ne supportent pas les températures et les vibrations extrêmes. D'un autre côté, le pire n'est pas toujours au rendez-vous et les ordinateurs monocartes fonctionnent sans problème en métrologie et dans le domaine du confort automobile. Qu'ils soient basés RPi ou Orange Pi, les calculateurs des clients de l'auteur ne leur ont causé jusqu'ici aucun souci, alors pourquoi ne pas essayer ?

(190331-03 – version française : Helmut Müller)

@
[WWW.ELEKTOR.FR](http://WWW.ELEKTOR.FR)

- [Raspberry Pi 4 B](http://www.elektor.fr/raspberry-pi-4-b-4-gb-ram)  
www.elektor.fr/raspberry-pi-4-b-4-gb-ram
- [HAT pour le Raspberry Pi](http://www.elektor.fr/plateformes/raspberry-pi/hats)  
www.elektor.fr/plateformes/raspberry-pi/hats
- [Livres sur le Raspberry Pi](http://www.elektor.fr/books/raspberry-pi-arduino-esp/raspberry-pi)  
www.elektor.fr/books/raspberry-pi-arduino-esp/raspberry-pi



# projet 2.0

## corrections, mises à jour et courrier des lecteurs

### introduction aux codes correcteurs d'erreurs

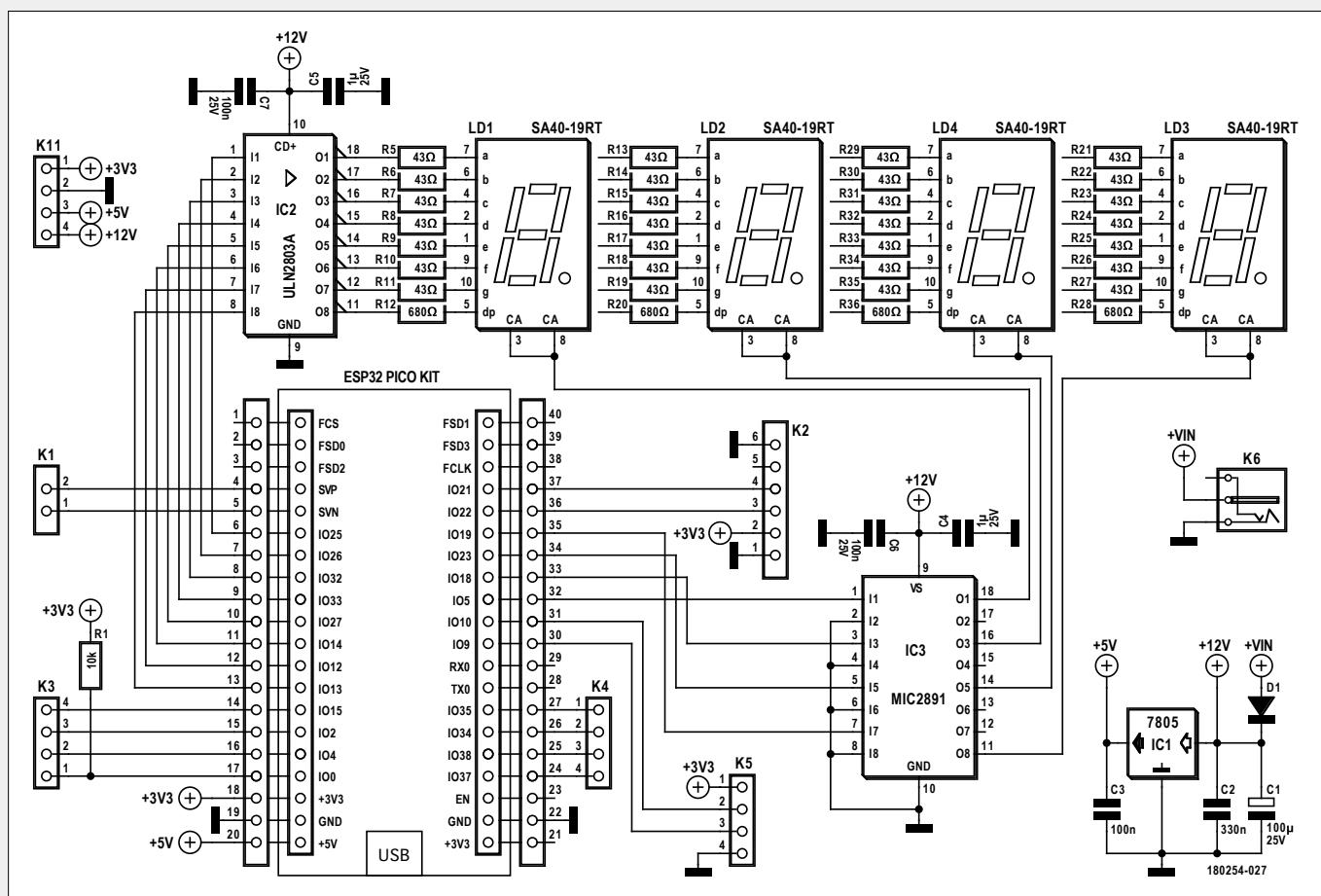
Elektor 05-06/2019, p. 98 (190138-01)

L'article fait plusieurs fois référence au « code de Huffman ». Il faut lire « code de Hamming ».

### horloge à LED géante avec Wi-Fi et mesures météo

Elektor 05-06/2019, p. 52 (180254-04)

Malheureusement, une erreur s'est glissée dans le schéma du circuit. L'affectation des broches des afficheurs à sept segments dans le schéma ne correspond pas à celle sur la carte. C'est pourquoi nous vous proposons ici la version corrigée du schéma.



## horloge à LED géante avec Wi-Fi et mesures météo

Elektor 05-06/2019, p. 52 (180254-B-04)

## concentrateur de capteurs avec MQTT

Elektor 09-10/2019, p. 6 (180254-B-03)

Pour R1, n'utilisez pas une résistance de  $10\text{ k}\Omega$  (comme indiqué sur le schéma et dans la liste des composants), mais une résistance de  $1\text{ k}\Omega$ . Si vous avez installé un convertisseur 7805, ce n'est pas un problème d'utiliser une  $10\text{ k}\Omega$ . Cependant, si vous avez monté le convertisseur DC/DC, il faut appliquer sur la broche reliée à R1 (rappel vers le haut) un courant légèrement plus élevé pendant le démarrage pour s'assurer que l'ESP32 ne passe pas involontairement en mode démarrage. Comme cette broche ne commande aucune autre fonction, une résistance de rappel vers le haut d'une valeur de  $1\text{ k}\Omega$  ne pose aucun problème.

La diode D1 doit être une MBRS540.



## kits à microcontrôleurs pour utilisateurs chevronnés

Elektor 05-06/2019, p. 74 (180604-B-04)

J'ai commencé avec le STM32 et j'ai acheté une carte Nucleo L476RG. J'ai téléchargé l'environnement STM32CubeIDE chez ST. Dans l'article du numéro de mai/juin, je vois que la combinaison STM32CubeMX et compilateur Keil a été utilisée. Pourquoi n'avez-vous pas choisi le STM32CubeIDE ? Y avait-il une raison précise à cela ?

Ronald Hofman



Tout d'abord, bravo ! Je suis content

de lire que vous réalisez un projet avec la carte L476RG.

Pourquoi avons-nous choisi la combinaison du Keil MDK et STM32CubeMX au lieu de l'environnement propriétaire STM32CubeIDE, qui utilise l'EDI TrueSTUDIO d'Atollic avec STM32CubeMX intégré ? Il y a plusieurs raisons à cela.

Sur le fond, il est évident qu'en tant que développeur, vous pouvez utiliser l'environnement STM32CubeIDE ainsi que ARM mbed, IAR et de nombreux autres EDI, sans problèmes de compatibilité et avec le support et la documentation existants du fabricant.

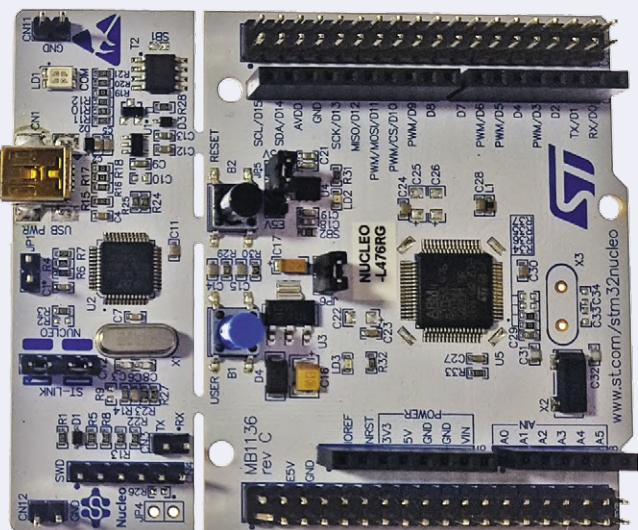
Nous avons choisi l'écosystème Keil parce qu'il est bien distribué et indépendant des fabricants, puisque MDK est proposé directement par ARM. L'EDI TrueSTUDIO d'Atollic intégré dans STM32CubeIDE, en revanche dépend maintenant du fabricant depuis son rachat par ST et sera bientôt disponible uniquement sous la forme STM32CubeIDE.

L'expérience nous a montré que la majorité des développeurs professionnels utilisent Keil MDK parce qu'il leur permet d'utiliser toute la gamme ARM des différents fabricants dans cette catégorie et que les obstacles à la transition sont minimes. De plus, nous pensons que certains utilisateurs avancés utilisent également le matériel de débogage universel de Keil. D'ailleurs, vous trouverez aussi un grand nombre d'applications ST documentées sur le net, qui utilisent le compilateur Keil.

Néanmoins, Keil n'est pas forcément la solution idéale. Si, par exemple, vous souhaitez réaliser rapidement votre projet avec des cartes d'extension de ST ou de fabricants tiers, et que vos exigences en matière d'efficacité et de sécurité ne sont pas élevées, mbed et les bibliothèques de code correspondantes sont souvent une meilleure option.

Bonne chance avec votre projet !

Viacheslav Gromov (auteur)



# révision du détecteur de rayonnement (déjà amélioré)

## mise à jour du matériel du compteur alpha/bêta/gamma

**Ton Giesberts** (labo d'Elektor)

En 2011, Elektor a publié un article sur la réalisation d'un détecteur de rayonnement ingénieux, et sans tube Geiger-Müller, cher et difficile à mettre en œuvre. L'auteur en était Burkhard Kainka, bien connu des fidèles lecteurs, et il utilisait une simple photodiode pour mesurer la radioactivité. C'était quelques mois après l'accident de Fukushima, un thème d'actualité...

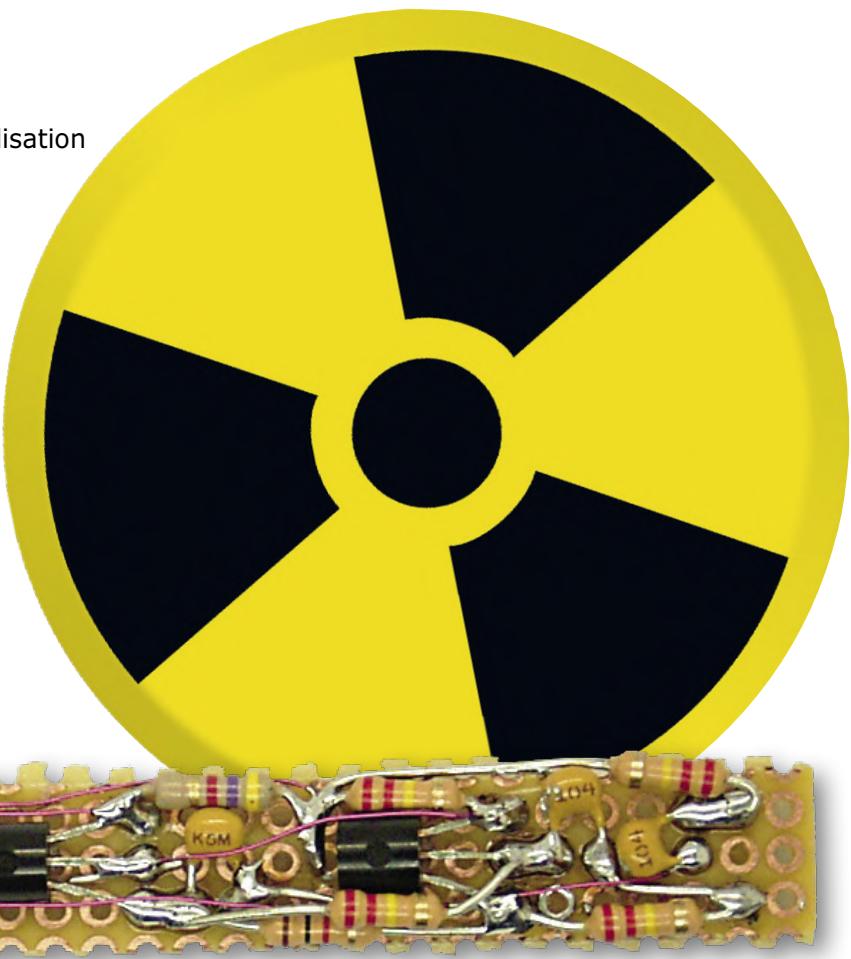


Figure 1. Le détecteur original de juin 2011, monté sur une plaque à trous.

### Caractéristiques

- Nouveau circuit imprimé à double face
- Composants traversants uniquement
- Possibilité d'utiliser le logiciel existant
- Kit complet disponible

La radioactivité par émission de particules matérielles et immatérielles (rayonnements ionisants) se manifeste sous trois formes, plus ou moins dangereuses pour notre santé. Les rayons  $\alpha$  – qui sont en fait des noyaux d'hélium (deux neutrons et deux protons), sont émis par des corps radioactifs qui voient leur nombre

de nucléons diminuer. Ces particules sont relativement lourdes et n'ont qu'un faible rayon d'action ; il en va de même pour leur capacité de pénétration : une simple feuille de papier suffit à les arrêter. Les rayons  $\beta$  ne sont pas à proprement parler des rayons non plus, mais bien des électrons libérés lors de la transformation

dans le noyau atomique d'un neutron en proton. Ils ont une plus grande capacité de pénétration et un rayon d'action plus grand que les particules  $\alpha$  ; ils sont donc plus dangereux pour notre santé. Une protection efficace peut être constituée d'un panneau de Plexiglas de 1 cm d'épaisseur ou d'aluminium pas trop fin. Les rayons y sont quant à eux des photons à très hautes fréquence et énergie qui résultent d'une désintégration dans un noyau atomique. Ils sont omniprésents, notamment dans le rayonnement cosmique, qui bombarde la Terre – et donc nous – en permanence. Ils sont très pénétrants et extrêmement nuisibles pour la santé. Une protection efficace est difficile à réaliser – les murs ne sont pas un réel obstacle – et demande de grandes quantités de matière, par ex. une grosse épaisseur de plomb.

### Le projet original...

Le fonctionnement du détecteur a été décrit en détail dans le numéro de juin 2011 [1], auquel nous vous renvoyons pour des informations complémentaires. Il s'agissait avant tout d'une preuve de concept (*proof of concept*), et le circuit était monté sur une simple plaque à trous (**fig. 1**). Une version améliorée s'imposait, et elle a fait l'objet d'un article en novembre de la même année [2].

### ...et la version améliorée

Le circuit avait désormais un vrai circuit imprimé, un meilleur préamplificateur et un écran à cristaux liquides, et le tout était commandé par un microcontrôleur. L'appareil était convivial, la **figure 2** vous en donne une idée. On pouvait également déduire pas mal d'informations des mesures effectuées ; il vous faudra lire l'article de novembre 2011 pour en savoir plus à ce sujet.

### Que pouvait-on encore vouloir de plus ?

La **figure 3** montre le schéma de notre nouvelle version. Si on le compare avec le circuit de 2011 [2], on ne constate que peu de changements.

Les JFET en boîtier TO-92 deviennent rares, c'est notamment le cas du BF245 utilisé dans le montage original. Le BF256B est plus facile à trouver et convient tout aussi bien ; nous l'avons choisi pour le circuit mis au goût du jour. Nous avons aussi remplacé l'écran à cristaux liquides par un modèle vert/noir avec rétroéclairage disponible dans l'e-

choppe (voir encadré @www.elektor.fr). Le rétroéclairage peut être utilisé ou non, en fonction des circonstances ; l'interrupteur à glissière S2 permet l'allumage ou l'extinction. La luminosité est réglée à l'aide du potentiomètre P1.

Nous utilisons désormais un connecteur réservé à l'alimentation, plutôt que de simples picots à souder. On pourra donc raccorder directement un adaptateur secteur standard de 9 V.

Avec le circuit original, on devait utiliser un haut-parleur externe pour entendre les impulsions du compteur. Un biper piezoélectrique monté sur le circuit imprimé permet désormais de s'affranchir de cette contrainte.

Le microcontrôleur, cœur du circuit, n'a quant à lui pas changé ; son programme non plus. Une résistance de  $220\ \Omega$  (R12) a été ajoutée en série avec l'entrée de comptage pour une protection accrue.

Le raccordement à un ordinateur se fait maintenant via un connecteur à six broches (K3). Ceci permettra d'utiliser notre nouvelle passerelle USB/RS232 sans autre forme de procès (BoB à FT231XQ du numéro de septembre/octobre 2019). K5 est le connecteur standard ISP Atmel à six broches pour une reprogrammation *in situ* éventuelle du microcontrôleur.



### Circuit imprimé

Nous arrivons enfin à l'amélioration principale : le nouveau circuit imprimé, complètement redessiné (**fig. 4**). La disposition des divers connecteurs est bien plus clairement indiquée ici. Le circuit est toujours divisé en deux parties : le

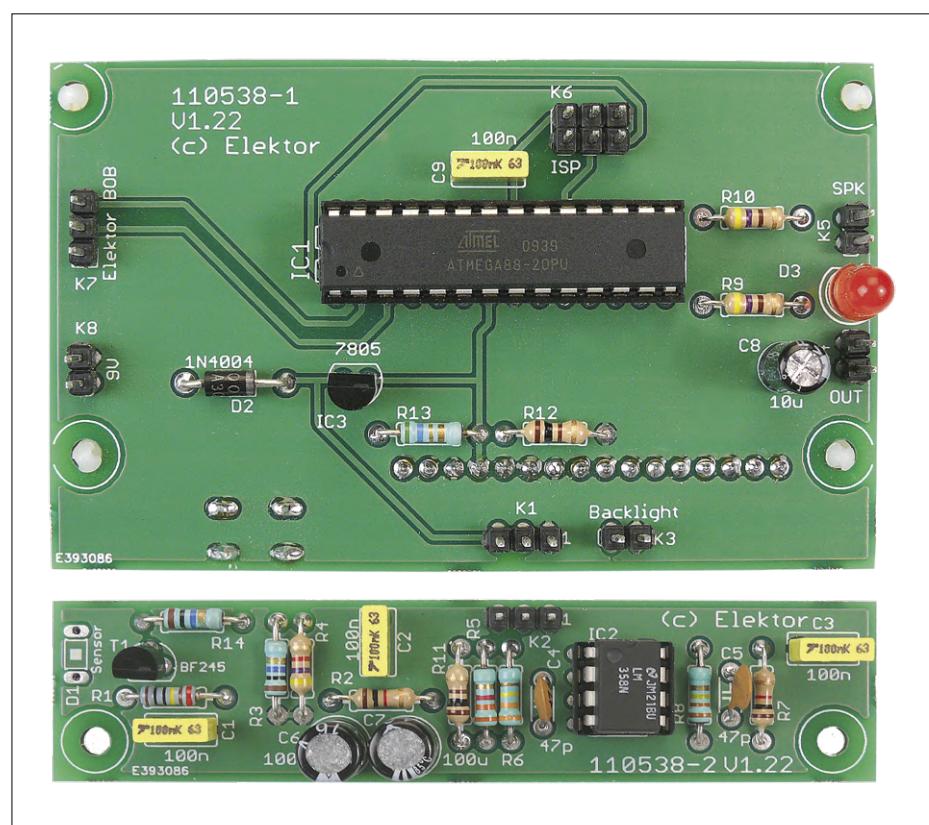


Figure 2. Le détecteur amélioré en novembre 2011, avec un vrai circuit imprimé.

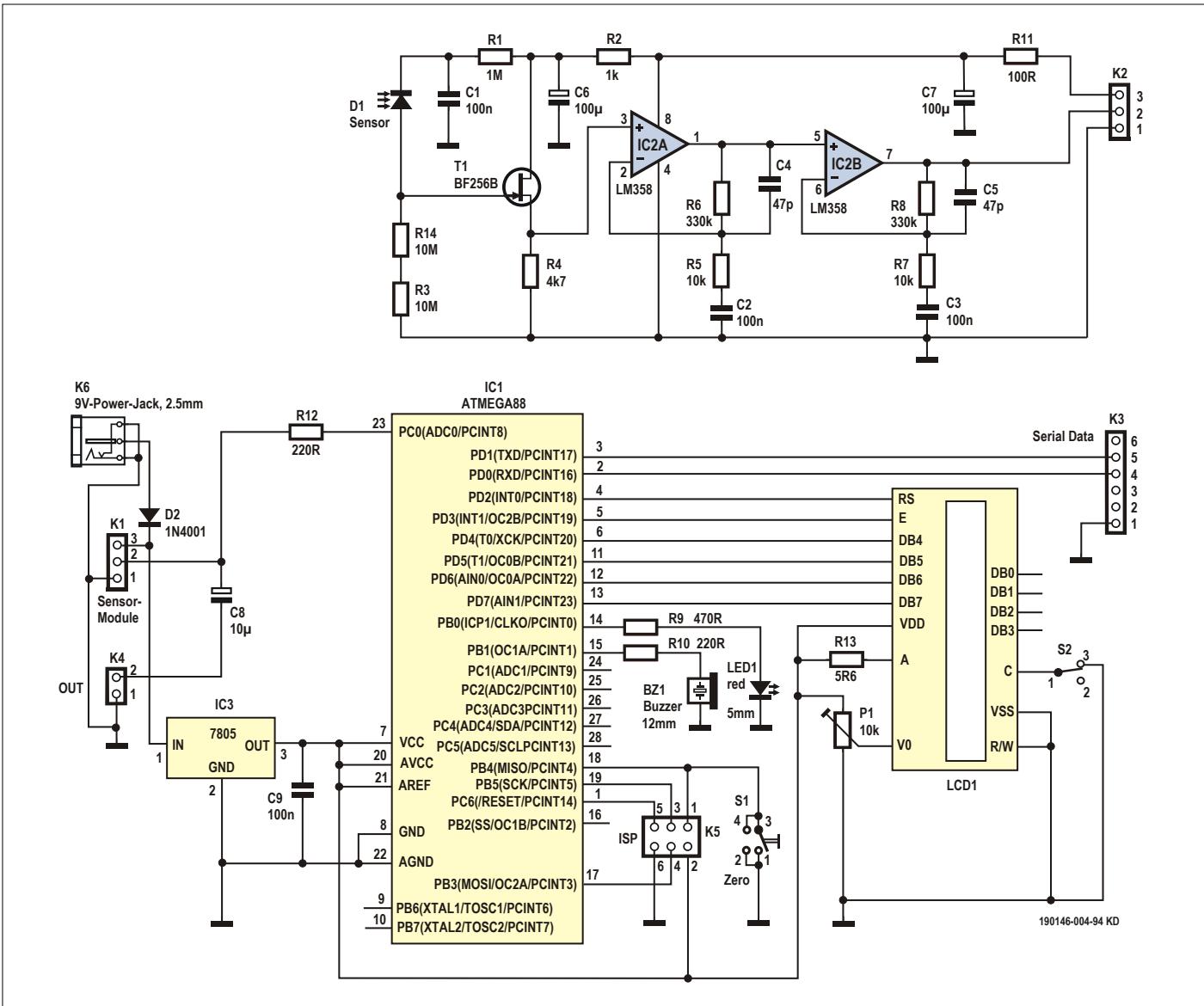


Figure 3. Le schéma de la nouvelle version n'est pas très différent de l'original.

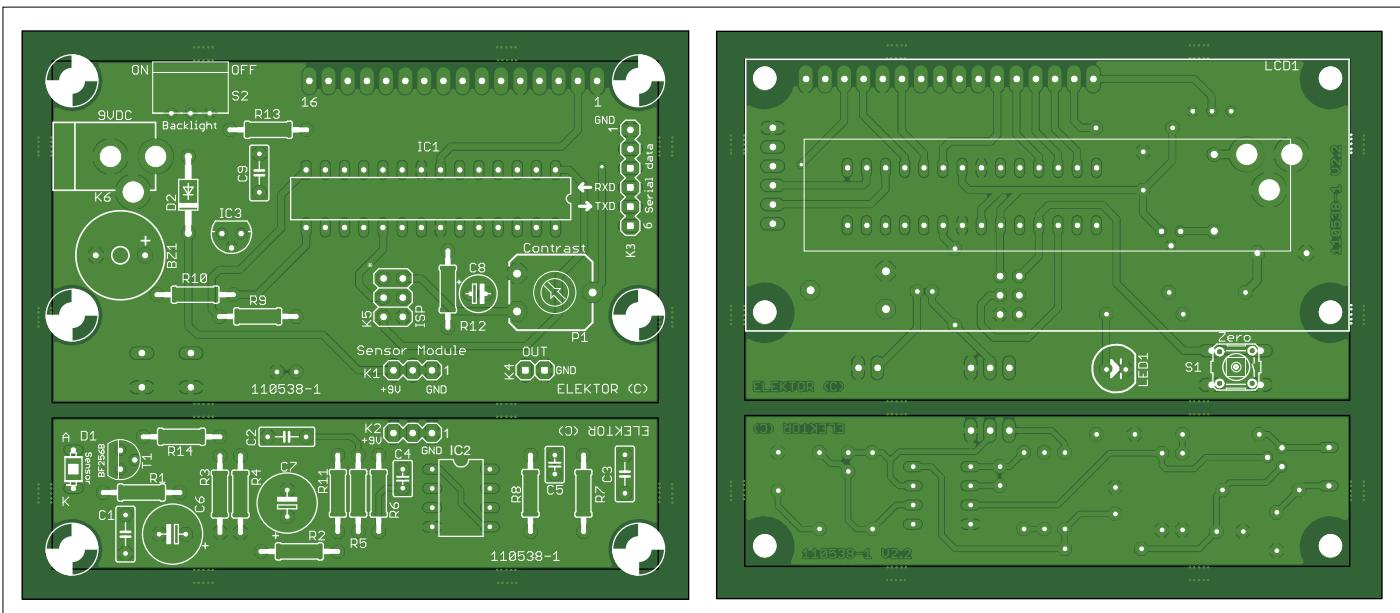


Figure 4. Le nouveau circuit imprimé a les mêmes dimensions que l'ancien.



## LISTE DES COMPOSANTS

### Résistances

(5%, 0,25 W, 250 V)

R1 = 1 MΩ

R2 = 1 kΩ

R3, R14 = 10 MΩ

R4 = 4,7 kΩ

R5, R7 = 10 kΩ

R6, R8 = 330 kΩ

R9 = 470 Ω

R10, R12 = 220 Ω

R11 = 100 Ω

R13 = 5,6 Ω

P1 = potentiomètre, 10 kΩ, horizontal

### Condensateurs

C1, C2, C3, C9 = 100 nF, 50 V, X7R, au pas de 5,08 mm

C4, C5 = 47 pF, 50 V, COG/NPO, au pas de 2,5 mm

C6, C7 = 100 µF, 50 V, au pas de 3,5 mm, 8×11 mm

C8 = 10 µF, 50 V, au pas de 2 mm, 5×11 mm

### Semi-conducteurs

D1 = BPW34, montage à plat

D2 = 1N4004

LED1 = LED de 5 mm

T1 = BF256B

IC1 = ATMega88PA-PU (programmé, 110538-41)

IC2 = LM358

IC3 = 78L05

### Divers

Bz1 = bipôle piézoélectrique, 12 mm, 1 à 3 Vcc, fréquence de 2,04 kHz, au pas de 6,5 mm

S1 = bouton-poussoir pour circuit imprimé, 6×6 mm

S2 = interrupteur à glissière pour circuit imprimé, angle droit, au pas de 2,54 mm (Würth Elektronik 450302014072)

K1, K2 = barrette de 3 picots à souder, au pas de 2,54 mm

K3 = barrette de 6 picots à souder, au pas de 2,54 mm

K4 = barrette de 2 picots à souder, au pas de 2,54 mm

K5 = barrette de 2×3 picots à souder, au pas de 2,54 mm

K6 = connecteur d'alimentation, 12 V, 3 A (Lumberg NEB 21R)

IC1 = support de circuit intégré DIP-28 (profil bas)

IC2 = support de circuit intégré DIP-8

LCD1 = module LCD à 2×16 car., réf. 120061-74 (+ barrette de 16 picots à souder, droite, au pas de 2,54 mm)

Matériel de montage pour module LCD1

Circuit imprimé réf. 110538-1 v2.2



Figure 5. Pas besoin d'être un as du soudage pour ce montage.



@ WWW.ELEKTOR.FR

- Écran à cristaux liquides vert/noir avec rétroéclairage : [www.elektor.fr/120061-74](http://www.elektor.fr/120061-74)
- BoB FT231XQ, circuit imprimé nu : [www.elektor.fr/18878](http://www.elektor.fr/18878)
- BoB FT231XQ, circuit monté : [www.elektor.fr/18895](http://www.elektor.fr/18895)
- DéTECTEUR de rayonnement, circuit imprimé nu (v2.2) : [www.elektor.fr/110538-41](http://www.elektor.fr/110538-41)
- DéTECTEUR de rayonnement, microcontrôleur programmé : [www.elektor.fr/110538-41](http://www.elektor.fr/110538-41)
- DéTECTEUR de rayonnement, kit complet : [www.elektor.fr/110538-71](http://www.elektor.fr/110538-71)

### Liens

- [1] « Mesure de rayonnement gamma avec une photodiode », Elektor 06/2011 : [www.elektormagazine.fr/110372](http://www.elektormagazine.fr/110372)
- [2] « Compteur alpha/bêta/gamma - détecteur de rayonnement amélioré », Elektor 11/2011 : [www.elektormagazine.fr/110538](http://www.elektormagazine.fr/110538)
- [3] Page de l'article : [www.elektormagazine.fr/190146-04](http://www.elektormagazine.fr/190146-04)

microcontrôleur, l'écran et les accessoires d'une part, la photodiode détectrice et le préamplificateur d'autre part. Le circuit imprimé est bien entendu disponible dans l'e-choppe, de même que le microcontrôleur programmé. Et si ça ne vous suffit pas, il y a aussi un kit complet avec en sus tous les composants nécessaires.

### Montage

Il n'y a pas grand-chose à ajouter pour le montage. Les composants sont tous traversants, il ne devrait donc pas y avoir de problème. Le bouton-poussoir S1, la LED et l'écran à cristaux liquides sont montés sous le circuit. Sur notre prototype (**fig. 5**), l'écran a été monté avec des boulons M3 et des entretoises. Vous pouvez le fixer autrement, en fonction de vos besoins ou préférences ; ce n'est pas critique et l'important c'est que ce soit solide.

Il nous reste à vous souhaiter bien du plaisir avec ce projet. Surtout ne mesurez pas directement un niveau de radioactivité élevé !

(190146-04 –  
version française : Jean-Louis Mehren)

# horloge à VFD

## faire du neuf avec du vieux



Thomas Pototschnig

Les afficheurs fluorescents sous vide (VFD) d'antan impressionnent encore par leur charme nostalgique, c'est pourquoi ils sont souvent utilisés pour des projets d'horloge. L'horloge VFD présentée dans cet article met l'accent sur un look minimaliste tout en offrant de nouvelles fonctions utiles.

Les VFD exercent une attraction presque magique, raison pour laquelle de nombreux concepteurs aiment les utiliser pour des projets d'affichage. Un afficheur cathodique particulièrement populaire est le tube IW-18, que l'on trouve entre autres dans la calculatrice de bureau russe MKU1-1 [1] de 1989.

Ce projet met lui aussi en œuvre ce type de tube, mais dans une optique minimalist. Le but est que seul l'écran lui-même soit en vue, pas l'électronique de commande, ce qui implique certaines contraintes de conception. Notez que IW-18 et IV-18 désignent le même tube (ИВ-18 en russe)..

D'abord, il faut que toute l'électronique de commande soit complètement cachée par le tube, dont le diamètre n'est que d'environ 18 mm. Un IW-18 est relativement long, environ 110 mm. En outre une prise USB qui dépasse ruinerait totalement l'effet. Donc, il faudra que le circuit imprimé soit plus court que le tube. De plus, les afficheurs VFD doivent être alimentés sous une tension d'anode assez élevée, une trentaine de volts, ce qui nécessite un convertisseur CC/CC et, pour chaque signal de commande, un pilote qui convertit les niveaux logiques de 5 V en tensions adéquates pour l'afficheur VFD. Évidemment, tout cela prend de la place

sur la carte. Même les pilotes de VFD habituels, les SO28, sont trop gros et ne devraient donc pas être utilisés, qui plus est, plusieurs puces spéciales pour VFD sont obsolètes ou trop chères.

Pourtant il est possible de satisfaire à tous les critères retenus pour la réalisation de cette pendule à VFD, et même plus, comme d'adoindre à l'affichage de l'heure d'autres fonctions intéressantes et modernes.

On règle l'horloge avec une télécommande IR dont les codes sont stockés dans son microcontrôleur. Le port USB ne sert pas seulement de source de courant, mais aussi d'interface (USB-HID) en relation avec un PC. En plus de la lecture et du stockage des codes IR, il est également possible d'édition des textes défiliants sur l'afficheur. Cela offre de nombreuses possibilités comme l'affichage de l'état d'un serveur, de la température des coeurs de l'unité centrale, du nombre d'abonnés à Youtube, etc.

### Commande du VFD

La **figure 1** donne le diagramme fonctionnel du projet. Au centre se trouve le cœur du circuit, un microcontrôleur de type ATmega88 qui contrôle toutes les fonctions du circuit. Le circuit est alimenté en 5 V par USB, ce qui permet d'échanger des données avec le microcontrôleur par la même voie. À partir du +5 V, un convertisseur de tension délivre la tension d'environ -30 V nécessaire aux 17 pilotes MOSFET des segments et des grilles ainsi que pour l'alimentation

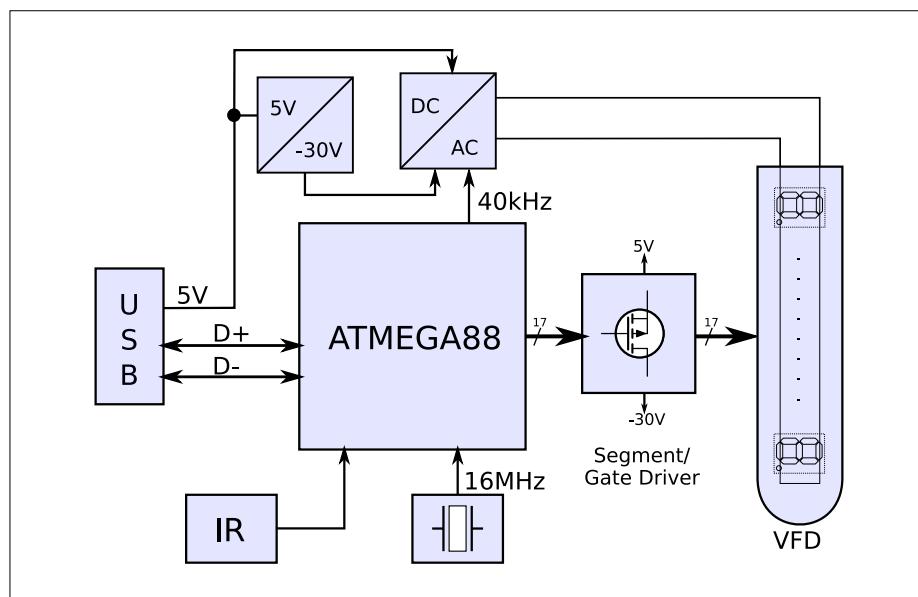
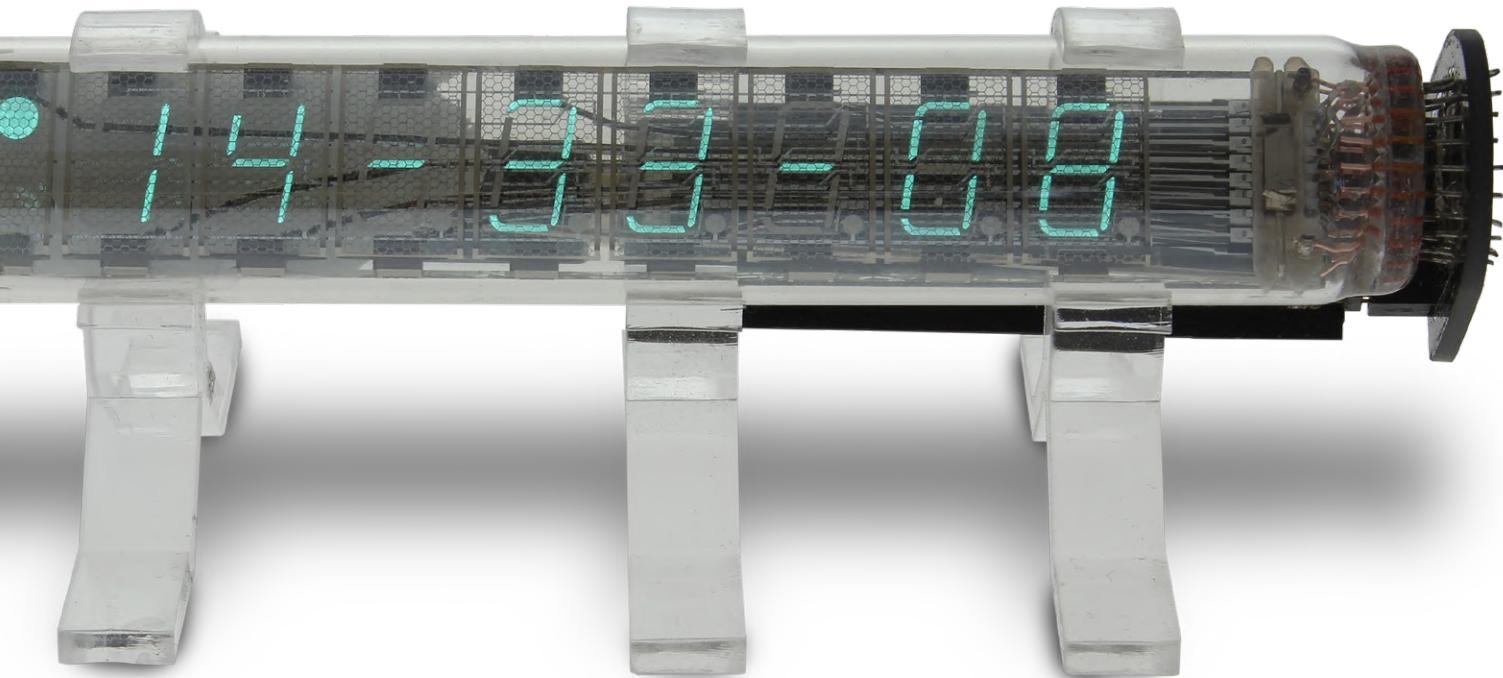


Figure 1. Diagramme fonctionnel de la pendule à VFD.



mentation du filament. Le circuit comprend également un récepteur IR pour régler la pendule sans connexion par fil. Ce projet fait donc appel à l'afficheur populaire à fluorescence sous vide IW-18 [2]. Il y a déjà bien longtemps que ces tubes ne sont plus en production, mais on en trouve encore des comme « neufs issus d'anciens stocks » sur des sites de vente aux enchères par internet. Vous pouvez donc facilement en acheter en petite quantité. Vu les circonstances, mieux vaut en acheter quelques-uns en plus par précaution en cas de défaillance. Le fonctionnement du tube VFD est comparable à celui d'un tube d'amplificateur à chauffage direct. Un filament chauffant sert de cathode du tube, il émet des électrons qui sont attirés ou repoussés (comme dans une triode) par des

grilles et des anodes chargées positivement ou négativement (ici les segments enduits de phosphores). Si le potentiel d'un segment est plus positif que celui du filament, les électrons sont attirés et bombardent le phosphore, qui brille alors d'un bleu vert typique. Si un segment est plus négatif que le filament, les électrons sont repoussés et le segment ne s'éclaire pas.

Comme on le voit à la **figure 2**, sept segments (huit avec le point décimal) sont disposés sous la forme classique d'afficheurs à sept segments pour représenter un chiffre. Afin de réduire le nombre de lignes de commande nécessaires, les afficheurs VFD sont souvent multiplexés en temps (section 3.1.2 dans [3]) pour réduire le nombre de lignes de 66 à 17 dans le cas du tube IW-18.

Pour ce faire, les afficheurs VFD disposent d'une grille de commande séparée pour chaque position (*digit*), elle est située entre la cathode et les segments d'une position et interrompt le flux d'électrons en cas de charge négative. De cette façon, des positions entières peuvent être activées ou désactivées à la vitesse de l'éclair, ce qui est bien pratique pour le multiplexage temporel. En succession rapide, chaque position individuelle est activée à tour de rôle et le segment choisi s'éclaire. Si la récurrence est assez élevée – dans ce projet elle est de 500 Hz – le résultat est un affichage stable et sans scintillement.

La commande des segments et des grilles d'un écran VFD demande environ -30 V. La référence de potentiel (le potentiel du filament) peut être choisie presque

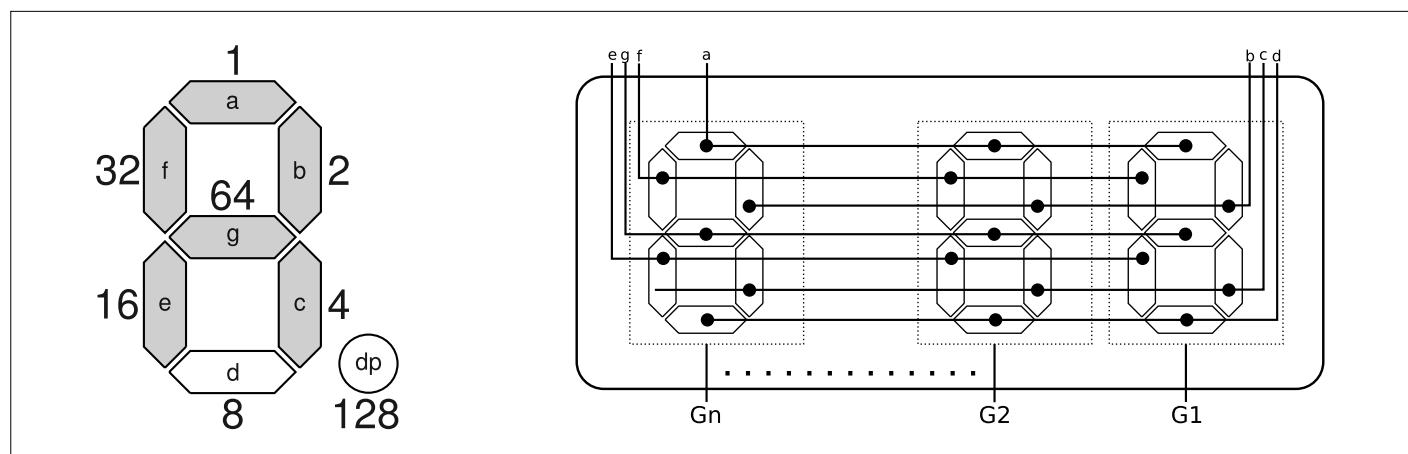


Figure 2. Câblage des lignes de commande du tube IW-18 et composition d'un chiffre.

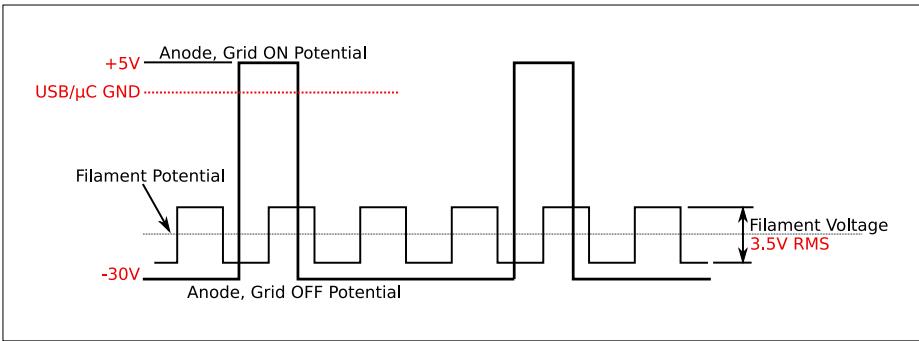


Figure 3. Potentiels des signaux de commande.

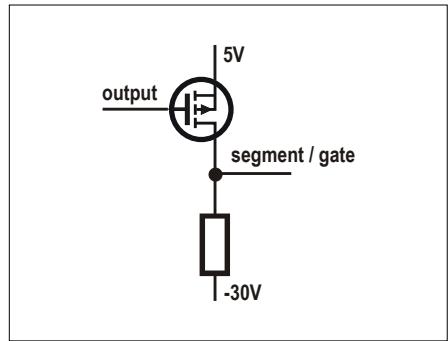


Figure 4. Pilote simple à MOSFET.

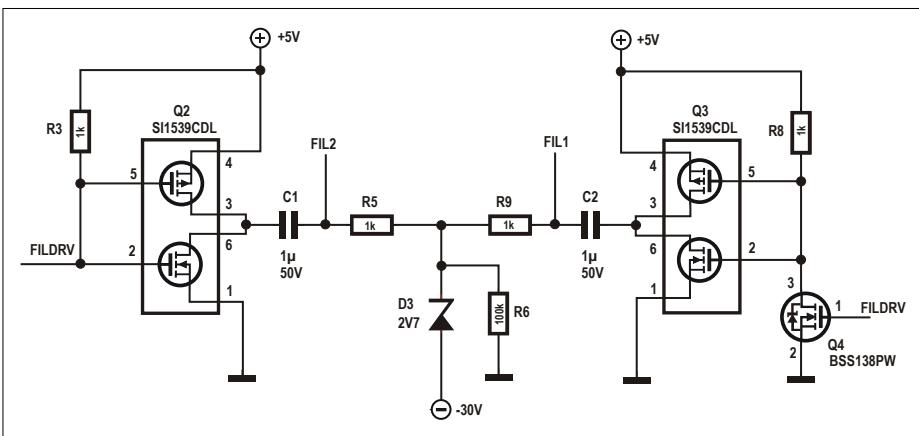


Figure 5. Deux paires de MOSFET complémentaires pour réaliser deux demi-ponts.

arbitrairement, mais sa sélection judicieuse simplifie l'électronique à mettre en œuvre.

La **figure 3** montre les potentiels retenus. Il y a un potentiel *ON* de +5 V et un potentiel *OFF* de -30 V avec lesquels on allume et éteint les grilles et les segments. Le filament-cathode flotte quelques volts au-dessus du potentiel *OFF* pour éviter les fantômes pendant le multiplexage. Ce choix de potentiels permet de commander très facilement grilles et segments, car le microcontrôleur peut à l'aise commuter directement les MOSFET à canal logique P (**fig. 4**), d'ailleurs peu coûteux, tels que les BSS84.

Si une sortie du microcontrôleur passe au +5 V ( $U_{GS} = 0$  V), le MOSFET bloque et son drain retourne au -30 V (et donc le segment ou la grille également). Si la sortie est commutée à 0 V ( $U_{GS} = -5$  V), le MOSFET conduit et le segment ou la grille est commuté au +5 V. Le BSS84 est une variante du double MOSFET dans un minuscule boîtier SC70. Il possède la rigidité diélectrique requise et est donc parfaitement adapté à cette fonction. Au total, il faut neuf de ces transistors

doubles, quatre pour les segments et cinq pour les grilles.

Un convertisseur de tension comme le LT1931, logé dans un boîtier compact SOT23-5, peut facilement fournir la tension négative ad hoc.

Le dernier point délicat est la tension d'alimentation du filament. Noritake, créateur de l'afficheur VFD, écrit ([3], section 5.4) qu'il faut utiliser une tension alternative et qu'avec une tension continue, on observe une diminution de la luminosité sur la longueur du tube. De nombreuses interfaces pour l'alimentation du filament recourent à des solutions avec convertisseurs CC/CA et transformateurs (par ex. les convertisseurs Royer), qui nécessitent malheureusement beaucoup d'espace. Noritake écrit également que le filament peut aussi fonctionner avec une tension alternative rectangulaire et recommande une gamme de fréquences de 10 à 200 kHz.

C'est facilement réalisable avec un pont complet dont les deux demi-ponts sont constitués chacun d'une paire de MOSFET complémentaires (**fig. 5**).

Les deux demi-ponts sont attaqués en

opposition de phase avec un rapport cyclique de 50 %, ce qui produit une tension alternative d'environ 3,5 V entre les drains des deux doubles MOSFET, conformément aux spécifications du tube IW-18. Les condensateurs de couplage en alternatif C1 et C2 permettent de fixer le potentiel moyen et l'amènent ainsi à -27,3 V avec le concours de R5, R9, R6 et D3.

Des simulations SPICE des doubles MOSFET (et des mesures ultérieures du circuit assemblé) ont montré qu'un temps mort n'est pas nécessaire pour les deux demi-ponts. Ceci réduit à un seul signal d'horloge de 40 kHz la commande du filament, ce qui économise de cette manière de précieuses sorties du microcontrôleur. Dans le schéma de câblage complet de la **figure 6**, deux autres groupes de fonctions se greffent au microcontrôleur en plus des différents pilotes mentionnés, à savoir l'interface USB et le récepteur de télécommande IR.

### USB minimalist

Il est possible d'installer V-USB, la pile logicielle pour USB, sur n'importe quel microcontrôleur AVR qui dispose d'au moins 2 Ko de flash, 128 o de RAM et 12 MHz de fréquence d'horloge [4]. Si le microcontrôleur fonctionne sous 5 V, seuls cinq composants sont nécessaires, comme l'indique la **figure 7**. Cela rend le V-USB attrayant pour toutes sortes d'applications.

Afin de maintenir la synchronisation USB aussi exacte que possible, les développeurs ont créé des routines d'assembleur optimisées pour sept fréquences d'horloge [5]. Pour la taille minimale du code, on recommande un oscillateur à quartz de 16 MHz, tel que celui utilisé dans ce projet. Il faut également tenir compte du fait que V-USB réclame l'entrée d'interruption INT0 la plus priori-

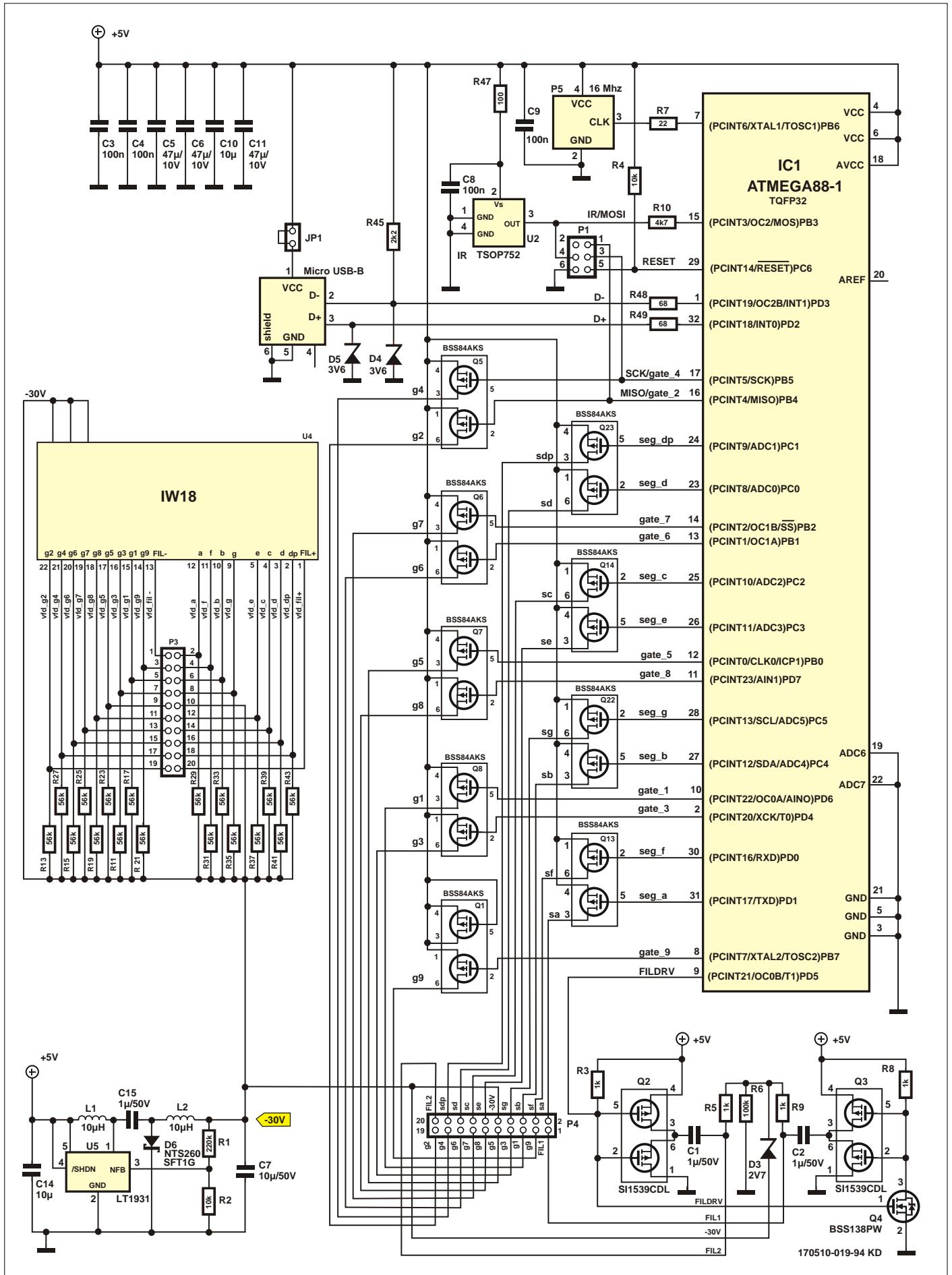


Figure 6. Le schéma complet de la pendule à VFD.

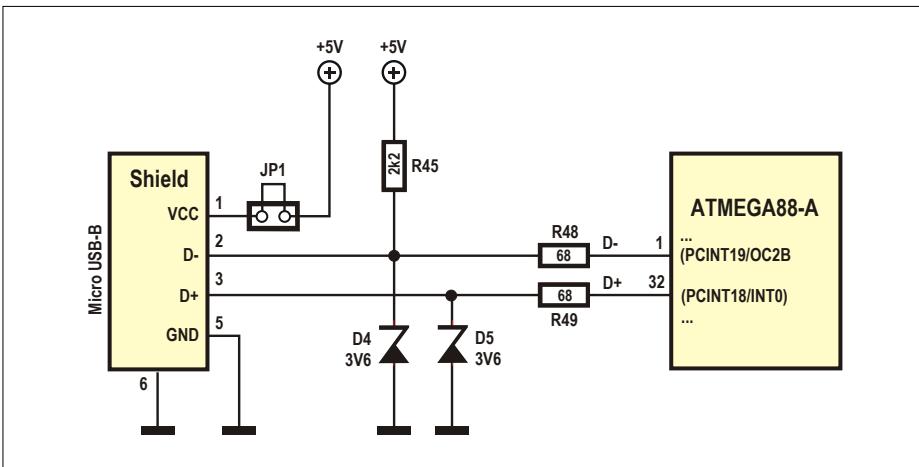


Figure 7. Cinq composants pour une connexion USB.

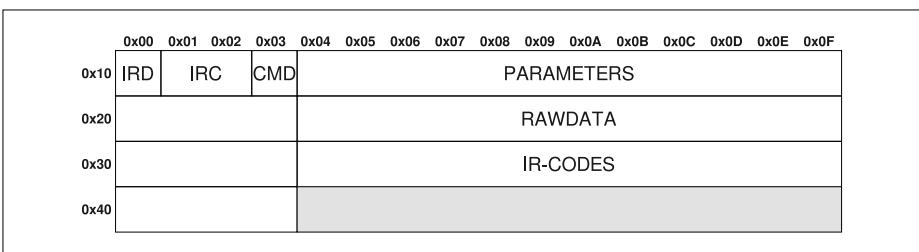


Figure 8. Lignes de commande pour le tube IW-18.

taire et que les interruptions ne doivent pas être désactivées dans le logiciel, sinon la chronométrie ne pourra plus être assurée, avec le risque d'erreurs de communication.

Et précisément, la communication avec le microcontrôleur s'effectue par l'intermédiaire de rapports HID dont la structure est présentée à la **figure 8**. Les

champs IRD et IRC contiennent le dernier code IR reçu et un compteur qui totalise le nombre de codes IR reçus avec succès. Dans le champ CMD, il est possible de passer une commande destinée à modifier le mode d'affichage, à apprendre des codes IR ou à régler l'heure. Le champ PARAMETERS contient les paramètres des différentes commandes, les don-

nées brutes des segments RAWDATA (par ex. pour l'inscription de texte sur le tube) et les codes IR de la télécommande. Ces commandes sont expliquées dans l'encadré.

### Télécommande IR

Le projet utilise la bibliothèque *IRMP* [6] qui prend en charge diverses télécommandes IR. Dans ce projet, on a utilisé un récepteur IR pour zappe à fréquence porteuse de 38 kHz. Avant de pouvoir utiliser une télécommande, il faut lui apprendre les codes pour lesquels il existe un programme Python dans le dépôt GIT [9] :

```
$ sudo python setir.py sudo python
found: 0x16c0 0x05df VFD Clock
microengineer.eu
Please press IR for key SET
read ir-code: 0xa0
Please press IR for key 1
read ir-code: 0x00
...
Please press IR for key 9
read ir-code: 0x08
Please press IR for key 0
read ir-code: 0x09
...

```

On peut alors commuter l'horloge en mode de réglage à l'aide de la touche SET (apprise) et régler l'heure juste au moyen des touches numériques. Les codes ne sont pas perdus en cas de coupure de courant, ils sont stockés à demeure dans le microcontrôleur. Une

## Commandes

Le champ CMD à l'adresse 0x03 spécifie l'une des trois commandes :

CMD	Description	Paramètres (1 octet chacun)
0x01	mise à l'heure	(hh) (mm) (ss)
0x02	changer le mode d'affichage	(mode)
0x03	fixer le code IR	(index) (code)

### 0x01 mise à l'heure

La commande se compose de trois octets : les valeurs des heures (hh), des minutes (mm) et des secondes (ss).

### 0x02 commutation du mode d'affichage

Cette commande permet de commuter l'affichage entre les données temporelles et les codes spécifiques des segments,

qui sont transmis au microcontrôleur dans la zone de données RAWDATA. Chaque octet des données RAWDATA correspond à une position sur l'écran du VFD (de gauche à droite) et est codé en binaire. Par exemple, la lettre A, qui est constituée des segments a, b, c, e, f, g, donne un total unique de 119 qui correspond à 0x77.

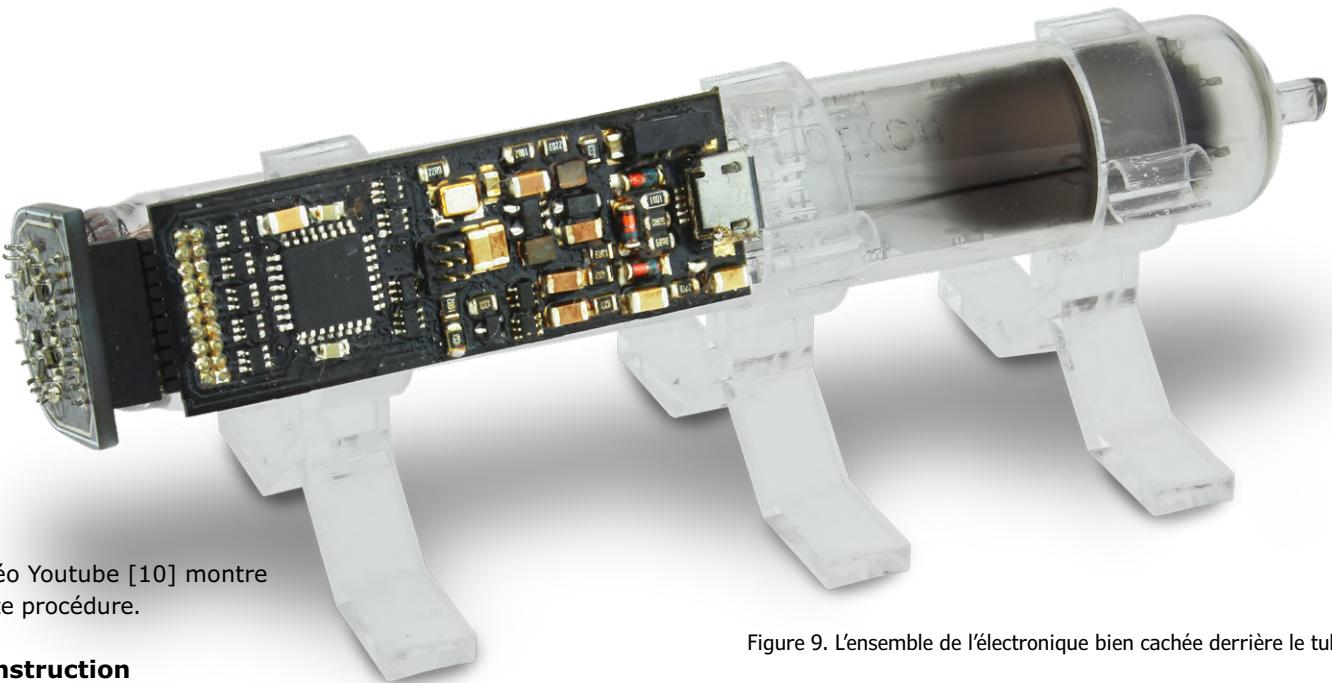
Cette fonction peut être utilisée pour réaliser des textes défilants. Il y a un exemple de programme (écrit en Python) dans le dépôt GIT du projet.

### 0x03 Inscription des codes IR

La commande 0x03 permet de mémoriser les codes IR d'une télécommande dans l'EEPROM du microcontrôleur. Un index de clé et le code IR correspondant sont toujours transférés. Les commandes suivantes sont prises en charge :

0x00 : touche SET

0x01 à 0xa : touches 1 à 9 et 0



vidéo Youtube [10] montre cette procédure.

### Construction

Le projet consiste en deux circuits imprimés assemblés à angle droit et appliqués sur le tube (**fig. 9**). Une carte (**fig. 10**) contient l'électronique de commande, l'autre ne porte que l'écran VFD. Il est encore possible, si le cœur vous en dit, d'assembler vous-même la carte de commande. Il vous faut de la pâte à braser et un dispositif à air chaud, une main sûre et une bonne paire de pinces pointues pour disposer les transistors en petit boîtier SC70. Le dépôt du projet [9] contient également un fichier de pochoir de pâte à braser parmi les fichiers Gerber.

Il faut être assez prudent avec le capteur IR TSOP752 [7], que l'on peut monter légèrement incliné dans deux orientations, ici il est monté horizontalement pour recevoir des signaux IR perpendiculaires à la surface de la carte.

Avant de raccorder au tube le support (**fig. 11**), il faut installer les huit résistances. Dans l'image, on voit le repère de la broche 7, elle correspond dans le tube au milieu des trois broches qui ne sont pas câblées (voir aussi [2]).

Petit extra, le socle du tube (**fig. 12**), que l'on peut imprimer au laser à partir d'acrylique de 8 mm d'épaisseur (fichier DXF) ou en 3D (fichier STL). Le support gauche ne diffère du droit que par une petite pince pour soutenir le câble USB. Dans ce socle, il est aisément d'incliner le tube de quelques degrés vers le haut ou vers le bas pour l'adapter parfaitement à l'angle de vision du spectateur. Correctement ajustée, l'électronique de commande disparaît complètement derrière le tube et donne ce look minimaliste unique.

Figure 9. L'ensemble de l'électronique bien cachée derrière le tube.

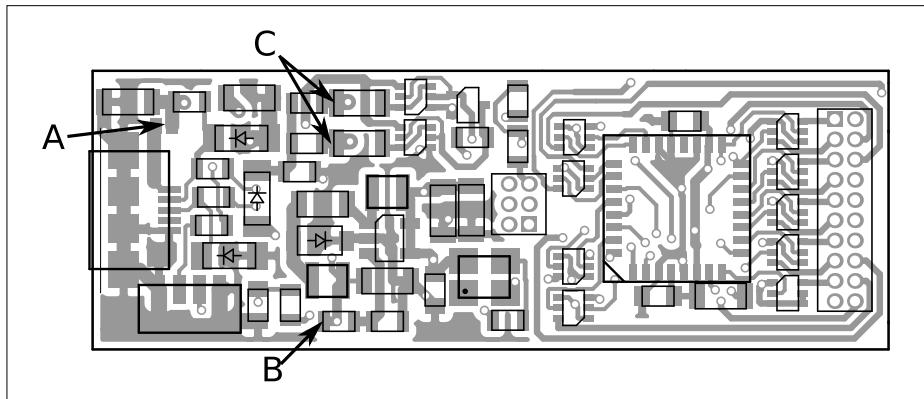


Figure 10. Le tracé des pistes de la carte de commande.

### Mise en service

Après le montage des cartes, on commence par former un pont de soudure (en A sur la fig. 10). Pendant les mesures qui suivent, il ne faut pas encore relier le petit circuit imprimé avec le tube pour éviter que le filament chauffant soit détruit en cas d'erreur de manipulation. Après l'alimentation de la carte par USB, la tension de sortie du convertisseur de tension pour le courant d'anode doit être d'environ -30 V au point B. Après le clignotement du microcontrôleur, on devrait mesurer une tension alternative efficace voisine de 3,5 V (on l'espère) entre les deux points C, elle doit servir à alimenter le filament du tube.

Si les mesures de toutes les tensions sont correctes, vous pouvez assembler

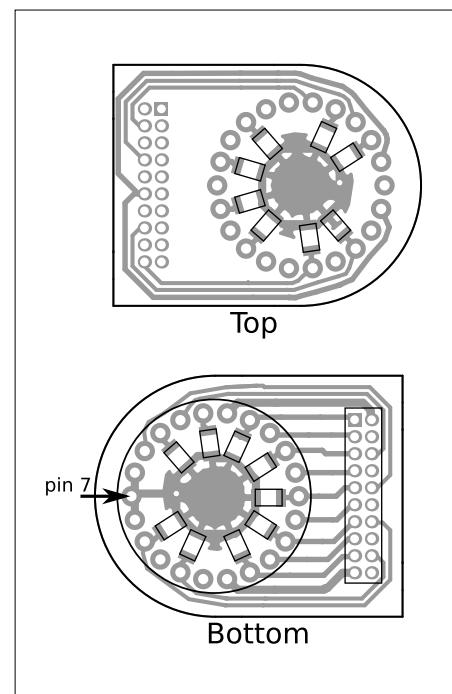


Figure 11. Le tracé des pistes du support de tube.

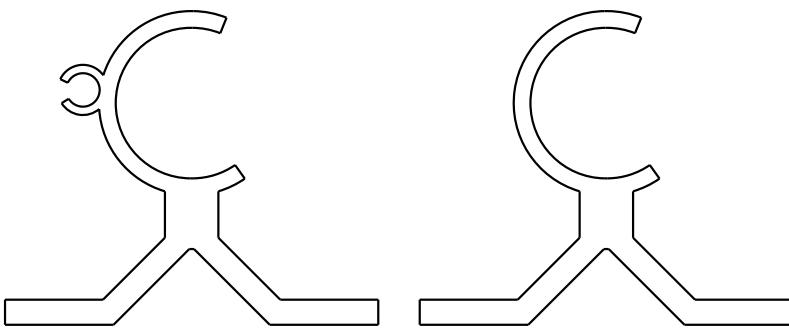


Figure 12. Et voilà le fameux socle.

la carte de support sur la carte de commande sous un angle de 90°. Le côté non garni de la carte de commande doit être orienté vers le tube.

## Logiciel

C'est Linux qui est en principe le système d'exploitation. Pour transférer le logiciel du microcontrôleur dans le contrôleur, il est nécessaire de compiler et de flasher certains paquets (par exemple pour Ubuntu). On peut les installer facilement au moyen de la ligne de commande suivante :

```
sudo apt-get install gcc-avr make
avr-libc avr-libc avrdude
```

Puis on peut compiler le logiciel du dépôt et le flasher dans l'ATmega88 :

```
git clone https://gitlab.com/
vfd-clock/avr
cd avr
make hex
make fuses
make flash
```

Le Makefile est configuré pour utili-

ser un adaptateur de programmation USBASP-V2 qui, comme par hasard :-), utilise lui-même V-USB.

Bien que le brochage du connecteur de programmation sur la carte de commande soit à six broches et disposé conformément à la norme, le pas a été réduit de 2,54 mm à 1,27 mm pour gagner de la place. On peut également trouver un tracé de carte d'adaptation dans le dépôt.

## Linux

Il y a quelques exemples de programmes dans le dépôt pour savoir comment communiquer en Python avec l'horloge VFD. Il faut d'abord installer le paquet *pyusb* :

```
sudo apt-get install
python-setuptools
easy_install pyusb
```

Après quoi, le célèbre programme d'exemple « Hello Elektor » devrait fonctionner :

```
sudo python scroll.py «hello
elektor» python scroll.py
```

On peut voir un exemple en vidéo avec l'alphabet sous [8].

## Windows

Les scripts Python fonctionnent également sous Windows (testés avec Windows 10 et sur une machine virtuelle Windows 7). Cependant, les instructions d'installation pour la version Windows sont un peu plus vastes, c'est pourquoi seule la documentation du dépôt du projet [9] est mentionnée ici. ▶

(170510-04 – version française : Robert Grignard)

## @ WWW. ELEKTOR.FR



→ Horloge à 8 tubes VFD avec DevKit-C ESP32 (réf. 18455)  
[www.elektor.fr/18455](http://www.elektor.fr/18455)

*Note : ce n'est pas l'horloge à tube VFD de cet article, mais un projet similaire du laboratoire Elektor*

→ Shield VFD pour Arduino (réf. 17244)  
[www.elektor.fr/17244](http://www.elektor.fr/17244)

→ Boîtier en verre acrylique pour le shield VFD pour Arduino (réf. 17385)  
[www.elektor.fr/17385](http://www.elektor.fr/17385)

## Liens

- [1] Calculatrice de bureau russe : [www.leningrad.su/museum/show\\_calc.php?n=182](http://www.leningrad.su/museum/show_calc.php?n=182)
- [2] Afficheur à fluorescence sous vide IW-18 : [www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Nixie/IW18/IW18.pdf](http://www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Nixie/IW18/IW18.pdf)
- [3] Commande de VFD : [www.noritake-elec.com/technology/general-technical-information/vfd-operation](http://www.noritake-elec.com/technology/general-technical-information/vfd-operation)
- [4] V\_USB : [www.obdev.at/products/vusb/index.html](http://www.obdev.at/products/vusb/index.html)
- [5] Micrologiciel USB pour AVR : <http://vusb.wikidot.com/hardware>
- [6] IRMP: [www.mikrocontroller.net/articles/IRMP](http://www.mikrocontroller.net/articles/IRMP)
- [7] Fiche technique du récepteur IR : [www.vishay.com/docs/82494/tsop752.pdf](http://www.vishay.com/docs/82494/tsop752.pdf)
- [8] Vidéo texte défilant : [www.youtube.com/watch?v=fJh3KZqygx4](http://www.youtube.com/watch?v=fJh3KZqygx4)
- [9] Dépôt du projet : <https://gitlab.com/microengineer18/vfd-clock>
- [10] Vidéo du réglage de l'heure : [www.youtube.com/watch?v=s-MpQ9E\\_qpg](http://www.youtube.com/watch?v=s-MpQ9E_qpg)

# relais commandé par Wi-Fi sur carte miniature à prix riquiqui (< 3 €) ESP8266 à la manœuvre

Bera Somnath

Par curiosité, j'ai commandé pour trois fois rien, chez aliexpress.com, une minuscule carte qui embarque une puce EPS8266 et des relais. J'étais loin d'imaginer alors les difficultés à venir pour faire fonctionner la chose comme annoncé. J'ai reçu, j'ai bataillé, j'ai survécu – voici mon histoire.

Le vendeur annonçait que la petite carte de la **figure 1** contenait un programme de commutation intégré, et que je n'avais qu'à « utiliser un ordiphone Android pour le commander ». Malheureusement, malgré plusieurs tentatives avec diverses apps Android en chinois et en anglais, il ne se passait jamais rien. Bien sûr, l'appareil se connecte au Wi-Fi de mon PC ou de mon ordinateur portable (alors serveur), et il reçoit une adresse IP dynamique – mais rien ne se passe après cela. Aucune page de serveur etc. ne s'ouvre nulle part ! Totalement frustré, j'ai décidé un jour de développer et d'installer mon propre programme dans son stupide cerveau !

## On commence

J'ai reprogrammé l'interrupteur pour qu'il se connecte à mon routeur Wi-Fi avec une adresse IP et un port fixes comme ceci : 192.168.1.99, port 8083. Une fois connectée, la carte se comportait comme un serveur web à l'adresse <http://192.168.1.99:8083> et l'interrupteur était visible dans le navigateur. La pression du bouton On ou Off dans le navigateur était reconnue. Par simplicité, j'ai ajouté un compresseur de rafraîchissement et l'état du relais pour qu'il soit lu (c.-à-d. marche ou arrêt).

## Stratégie

Ensuite, dans mon routeur DSL, j'ai configuré la « redirection de port » du port 8083 vers le port 8083 de l'ordinateur « 192.168.1.99 » (c.-à-d. la carte à relais qui y est connectée). Une fois que vous connaissez l'adresse IP externe de votre routeur, vous pouvez vous y connecter depuis l'autre bout du monde ! Trop facile ! Mais la question est : comment connaître l'adresse IP externe de votre routeur ? C'est simple, vous demandez à votre fils, fille ou conjoint d'ouvrir la page d'ad-

ministration du routeur, d'aller sur l'onglet *Status* et de localiser l'adresse IP du routeur – c'est une fonction commune de la plupart des modems routeurs DSL du marché. Lorsque votre ordinateur portable, de bureau ou votre ordiphone se connecte à votre réseau Wi-Fi, il obtient une adresse IP qui l'identifie sur le réseau. De même, votre routeur DSL obtient une adresse IP lorsqu'il se connecte à l'internet : c'est cette adresse que vous devez connaître. Mais dans l'univers électronique de Bera, les problèmes ne manquent pas ! L'adresse IP externe de chaque routeur change régulièrement – il n'est pas rare que ce soit jusqu'à dix fois par jour. Alors il faudrait une personne à plein temps, assignée au modem, pour déclamer des numéros dix fois par jour... ou bien dresser votre animal de compagnie pour remplir cette tâche ? Mais tout problème a sa solution ! Du moins est-ce très vrai dans le monde de l'électronique. Lorsque vous pouvez énoncer puis simplifier un problème, en fait vous vous rapprochez de la solution. Heureusement, la plupart des modems DSL communs ont une fonction intégrée de suivi DDNS (DNS dynamique). Il suffit de donner le nom du serveur hôte DNS, le nom DNS et d'autres informations d'autorisation, et le modem suivra tout seul les changements de l'adresse externe. Vous devez simple-

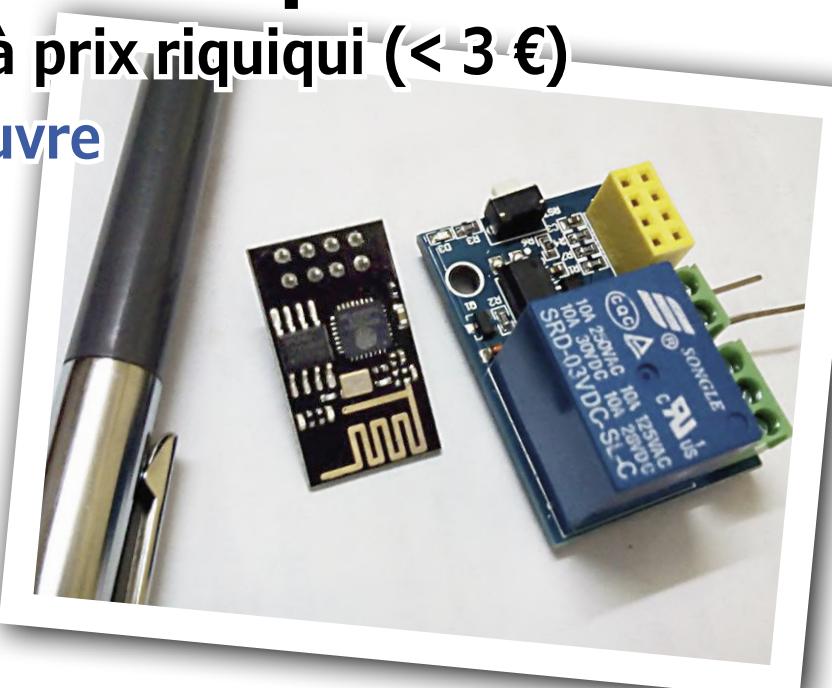


Figure 1. Carte-interrupteur à relais Wi-Fi achetée sur aliexpress.

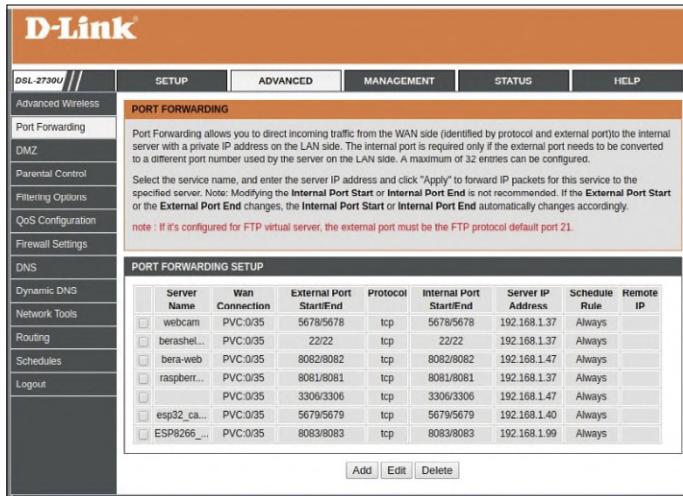


Figure 2a. Redirection de port sur le modem D-Link.

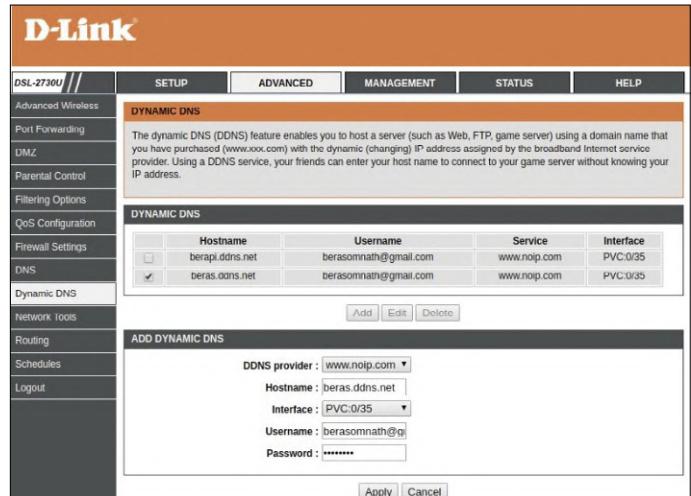


Figure 2b. DNS dynamique sur le modem D-Link.

ment vous rappeler du nom DNS que vous avez enregistré sur le site du serveur hôte DNS et du port que vous avez redirigé dans le modem – dans mon cas, c'est **berapi.ddns.net :8083** depuis **noip.com**. Voyez mes réglages sur les **figures 2a et 2b**.

## Architecture

Le module le plus simple de l'ESP8266 – alias l'ESP-01 – possède huit broches de sortie (**fig. 3**). Mais si vous regardez attentivement, la puce a un total de 32 broches. Cela signifie que par simplification, le fabricant n'a pas utilisé les autres broches sur ce module. Le relais 5 V est connecté à la broche GPIO0 par un transistor de commutation. Lorsque la broche GPIO0 passe à l'état bas, le relais est excité, et inversement à l'état haut, le relais est au repos. Il y a un régulateur de 3,3 V ordinaire sur la carte qui se satisfait de 7 à 9 VDC sur sa broche Vcc.

## Programmateur

C'est vraiment la partie la plus simple du projet. Il vous faut juste un programmeur pour programmer cette petite merveille ! Le programmeur n'est qu'un moyen pour transférer

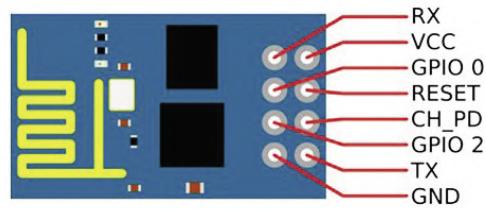


Figure 3. Le module ESP8266 le plus simple (ESP-01) a huit connexions reliées à des broches.

un croquis Arduino du port USB de l'ordinateur dans le «cerveau de la puce» ESP8266. La carte CP2102 de FTDI est disponible sur aliexpress pour moins d'un euro. Si vous disposez d'une carte Arduino Uno en état de marche, vous pouvez aussi l'utiliser pour télécharger votre croquis dans le petit bijou. Les **figures 4 et 5** montrent les connexions respectives. En fait, lorsque vous reliez la broche Reset de l'Arduino à la masse,

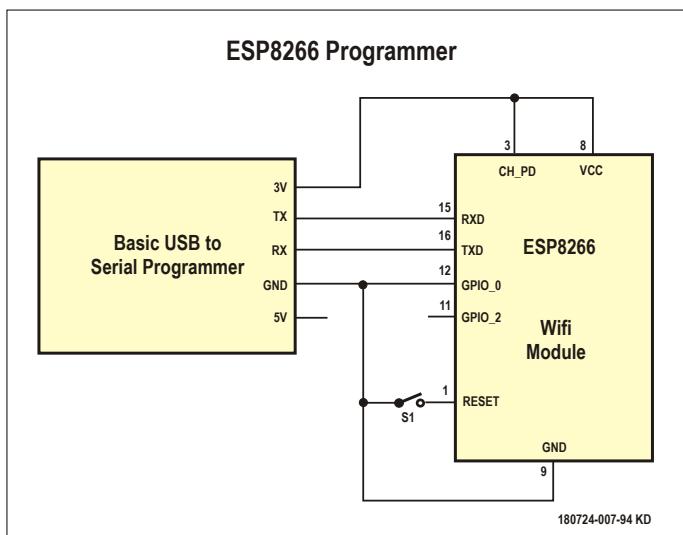


Figure 4. Téléchargement du croquis avec l'interface FTDI USB-série.

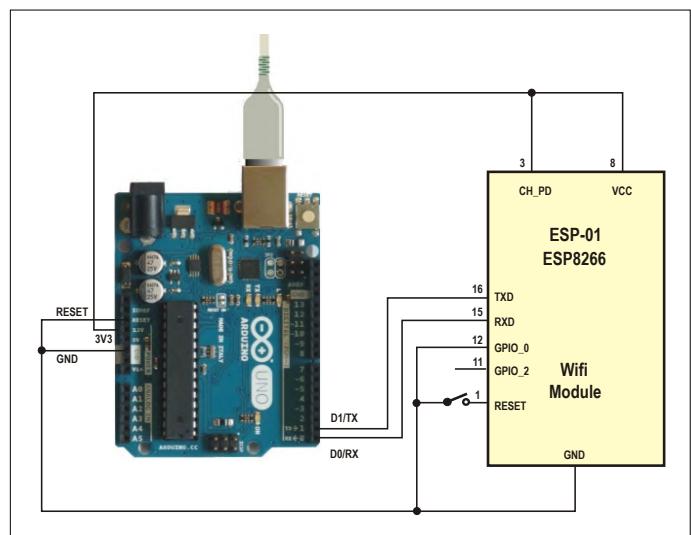


Figure 5. Alternative à la figure 4 avec une carte Arduino Uno.

vous faites juste fonctionner la carte Arduino Uno comme une interface USB-série, tout comme la carte CP2102 de FTDI ! Dans les deux cas, il y a un bouton-poussoir à enfoncez durant environ 10 s pendant le chargement du croquis. Au bout de 10 s, relâchez-le et le croquis sera chargé dans les 60 s qui suivent. Tous les voyants de la carte FTDI vont clignoter pendant le chargement du croquis.

### Programme en action

Le croquis du programme est disponible en téléchargement gratuit dans la page de l'article [1]. Remplacez l'ID et le mot de passe par ceux de votre réseau Wi-Fi, puis téléchargez le croquis en appuyant sur la commande « *Téléverser* » de l'EDI Arduino (allez à *Croquis>Téléverser*).

La **figure 6** montre le résultat pour cette petite merveille, lorsque le croquis a été chargé et que le DDNS et la redirection de port ont été correctement configurés. En appelant cette **url** dans n'importe quelle fenêtre d'un navigateur, que ce soit sur un ordiphone Android ou Apple, partout dans le monde, le relais va suivre la pression du bouton.

### Liste des composants avec les prix

Prix sur aliexpress, au moment de la rédaction de l'article  
 Carte CP2102 de FTDI, interface USB-série : 0,78 € (optionnel)  
 Relais Wi-Fi ESP8266 : 1,65 €  
**Total : < 2,50 €** (sans l'alimentation de 5 V)

### Ce n'est pas fini !

La seule chose qui reste à faire maintenant, c'est sécuriser la connexion, sinon n'importe qui connaissant l'**url** de l'interrup-

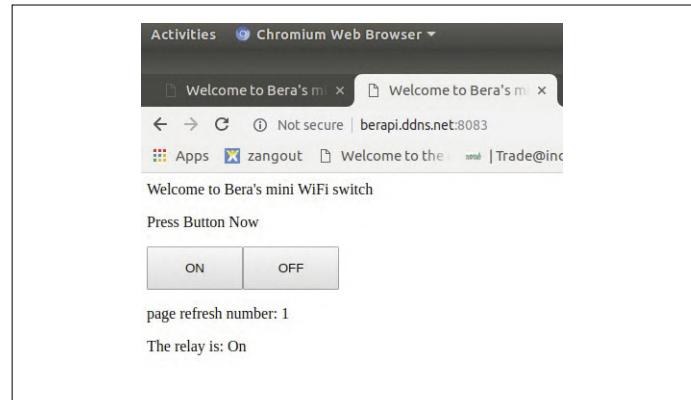


Figure 6. Le mini-interrupteur à relais de l'auteur en service sur un serveur web domestique.

teur pourra actionner le relais, avec de graves conséquences. Je ne doute pas que vous vous lancerez dès maintenant dans cette exploration. Bonne chance. ↗

(180724-03 – version française : Denis Lafourcade)

### Lien

- [1] Page de l'article :  
[www.elektormagazine.fr/180724-03](http://www.elektormagazine.fr/180724-03)

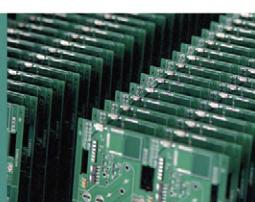
– Publicité



En tant que fabricant basé à Shenzhen, en Chine, PCBWay aide les particuliers et les entreprises à surmonter les défis liés à la technologie électronique grâce à leurs services professionnels de prototypage et d'assemblage de cartes. Que ce soit pour une production en petit ou en grand volume, la société fournit ses services experts de PCB, le tout sous un même toit.

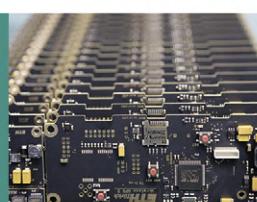
**SERVICE DE PCB PERSONNALISÉ**  
24 heures de temps de production

**SEULEMENT 5\$**  
**POUR 10 PIÈCES**



**ASSEMBLAGE SMT & THT**  
Livraison mondiale gratuite + frais d'outillage gratuits

**À PARTIR DE**  
**30\$**



Ce qui différencie vraiment PCBWay, c'est son efficacité de production. Alors que les autres concurrents mettent entre 7 et 10 jours à livrer, l'entreprise peut traiter les commandes de circuits imprimés en 24 heures. En outre, PCBWay offre également un support client 24h / 24 permettant aux clients de recevoir de l'aide à toute heure du jour et de la nuit.

En tant que l'un des fabricants de circuits imprimés et des assembleurs SMT les plus expérimentés en Chine, PCBWay est fier d'être le meilleur partenaire commercial pour tous les aspects des besoins en circuits imprimés de ses clients.

Obtenez un devis instantané: [www.pcbway.com](http://www.pcbway.com) Email: [service@pcbway.com](mailto:service@pcbway.com)

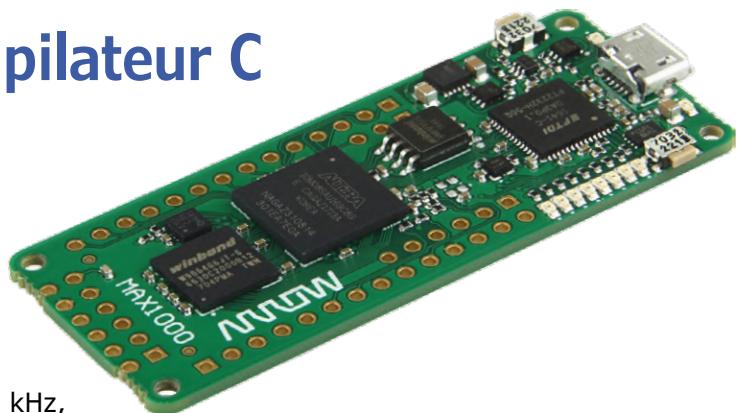
# projet SCCC (5)

## processeur *softcore* et compilateur C à construire soi-même

Mathias Claussen (labo d'Elektor)

Dans ce dernier article de la série, nous utilisons la majeure partie de la FPGA : il s'agit de recevoir les données du service de météo marine allemand sur 147,3 kHz, de décoder ces dernières et de les afficher sur un moniteur VGA.

Comme dans les autres articles, notre CPU DIY en FPGA est au cœur de l'expérience !



Cette ultime expérience, la huitième, nous montre ce qu'il est vraiment possible de réaliser avec un *MAX10*. L'émetteur DDH47 du service météorologique allemand envoie des messages sur 147,3 kHz en codage FSK (*Frequency Shift Keying*). L'expérience 8 consiste à recevoir ces données et à les afficher sur un moniteur VGA. Le signal d'antenne est raccordé à l'entrée *Analog In* (fig. 1) ; il faut retirer le cavalier JP1.

La figure 2 représente le schéma fonctionnel de notre récepteur. Les blocs verts sont ceux de notre CPU et les blocs jaunes sont réalisés avec la FPGA restant disponible. L'architecture de notre récepteur est celle d'une SDR classique. Le signal d'entrée est mélangé à celui d'un oscillateur local LO, dédoublé en deux phases I (normale) et Q (en quadrature). Les filtres passe-bas éliminent les signaux des autres émetteurs. Ensuite, des filtres CIC (*Cascaded Integrator Comb* = peigne intégrateur en cascade) sans multiplicateur sont appliqués. L'amplitude et la phase du signal reçu sont calculées à partir des phases I et Q

par un module Cordic (*COordinate Rotation DIgital Computer* = processeur numérique à rotation de coordonnées). Un autre filtre passe-bas achève de nettoyer le signal de phase. La fréquence instantanée est calculée par soustraction des valeurs successives, ce qui constitue notre signal démodulé. Le CPU prend ces données en charge. Il échantillonne le signal de fréquence à 500 éch./s et les transmet à une UART logicielle à 5 bits. Ces signaux en codage Baudot sont convertis en ASCII et envoyés au pilote VGA.

La synthèse des signaux VGA est elle aussi prise en charge par la FPGA. L'écran VGA est connecté comme indiqué par la figure 3. Comme d'habitude, nous synthétisons le fichier *experiment8.qpf* avec Quartus, compilons le fichier *experiment8.c* et chargeons le code avec Processing. L'auteur a utilisé une mini antenne fouet (*minwhip*). Elle permet une réception de bonne qualité. Pendant la phase de débogage de ce projet, nous avons de nombreuses fois utilisé les sorties des deux CN/A pour visualiser en direct les signaux dans la FPGA (fig. 4). Dans la version actuelle, la fréquence apparaît sur la voie 1 et la phase sur la voie 2. Le signal RTTY typique apparaît sur la voie 1. La phase elle-même monte ou descend à l'intérieur d'un bit à un rythme proportionnel à la fréquence. La phase présente des sauts, cela tient au fait que l'on affiche de façon équivoque.

### Affichage VGA

La fonction VGA est implémentée comme suit : un diviseur par deux transforme l'horloge FPGA à 50 MHz en 25 MHz pour la VGA. En fait nous devrions travailler à 25,175 MHz, mais cette petite différence est sans conséquence. L'horloge à 25 MHz pilote le compteur Htimer. Sa période, *h\_period*, pourra être ajustée ultérieurement à l'aide de notre CPU. Dans le cas normal, *h\_period* est réglé à 799. La fréquence de répétition de notre compteur est alors de 31250 Hz, ce qui correspond à la fréquence horizontale du signal VGA.

Ce dernier pilote le compteur Vtimer dont la période, *v\_period*, peut aussi être réglée à l'aide du CPU, ici la

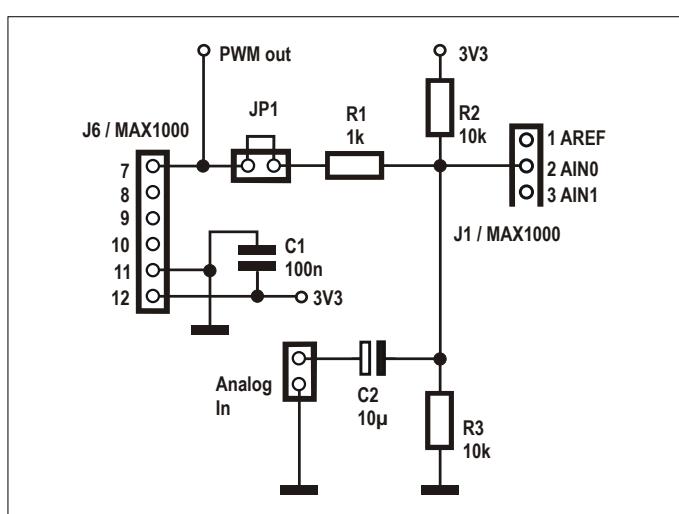


Figure 1. Sortie des signaux.

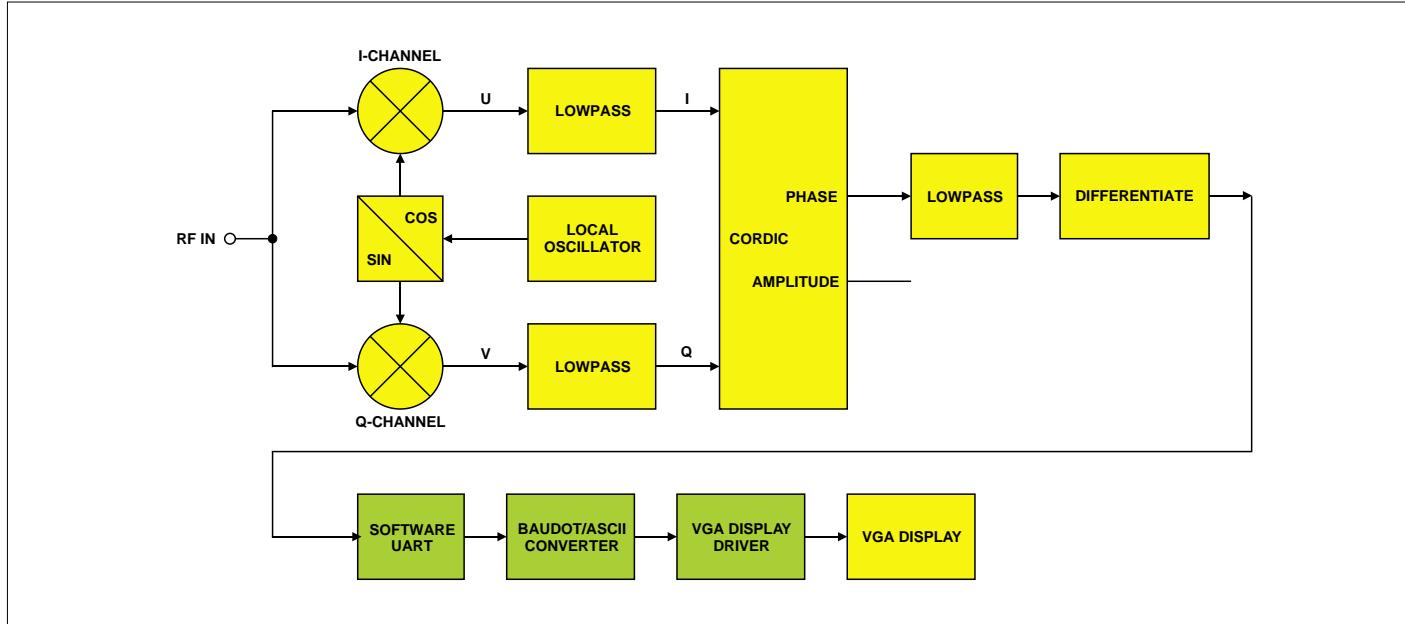


Figure 2. Schéma fonctionnel du récepteur SDR.

valeur est de 524. Cela nous donne la fréquence verticale  $31250 \text{ Hz} / 524 = 59,523 \text{ Hz}$ .

Le code Verilog ci-dessous montre comment nous élaborons les signaux de synchronisation horizontale `h_sync` et verticale `v_sync`. Le signal `h_sync` s'étend de `h_sync1` à `h_sync2` de Htimer. Le signal `v_sync` s'étend de `v_sync1` à `v_sync2` de Vtimer. Le signal `Valid` vaut 1 si le point en cours est dans la zone visible. La zone visible s'étend horizontalement de `h_valid1` à `h_valid2` et verticalement de `v_valid1` à `v_valid2`. Ces paramètres déterminent où la zone visible de l'écran est positionnée.

```
always @(posedge clock)
begin
    vga_h_sync  <= ~((Htimer[10-1:0] >= h_sync1) &&
                      (Htimer[10-1:0] <= h_sync2));
    vga_v_sync  <= ~((Vtimer[9:0] >= v_sync1) &&
                      (Vtimer[9:0] <= v_sync2));
    Valid       <= ( (Htimer >= h_valid1) && (Htimer
                      <= h_valid2) && (Vtimer >= v_valid1) && (Vtimer
                      <= v_valid2) );
end
```

La **figure 5** montre les relations chronologiques. Les paramètres sont réglés comme suit :

```
vgaSet_h_sync1(640);
vgaSet_h_sync2(736);

vgaSet_h_valid1(4);
vgaSet_h_valid2(625);
vgaSet_h_period(799);

vgaSet_v_sync1(484);
vgaSet_v_sync2(485);
vgaSet_v_valid1(0);
vgaSet_v_valid2(522);
```

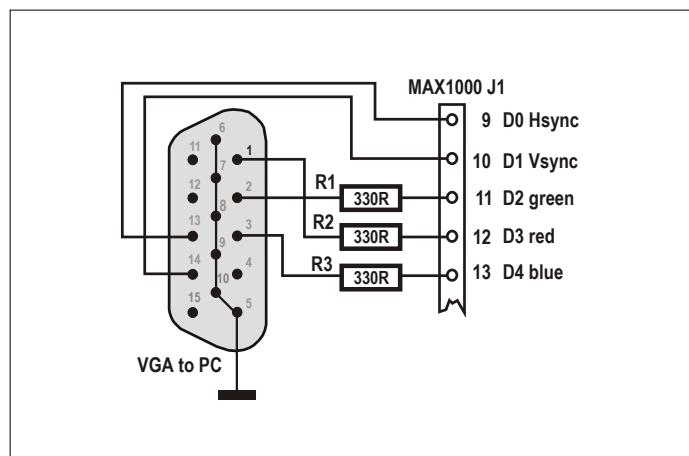


Figure 3. Raccordement de l'écran VGA.

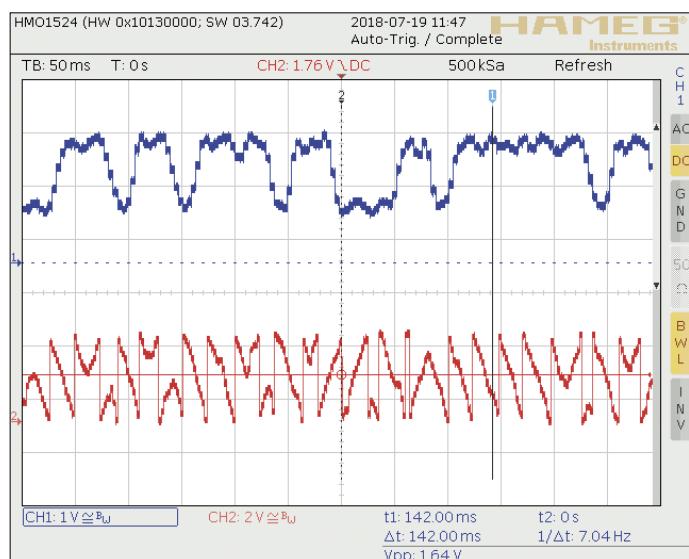


Figure 4. Phase et fréquence du signal RTTY.

```

    vgaSet_v_period(524) ;
}

//-----

```

Le générateur de caractères `cgRom` est chargé au moyen d'un tableau externe.

```
// générateur de caractères en prom :
```

```

localparam cgRomPatternWidth = 12 ;
localparam CGromAdrWidth = 11 ;
reg [ cgRomPatternWidth-1: 0] cgRom
[0:(1<<CGromAdrWidth)-1] ;

```

```

initial begin
// Très important : régler l'option du dispositif sur
image simple non compressée avec initialisation de
la mémoire soit : Single Uncompressed Image with
Memory Initialization
$readmemh(``CGrom128x12x16x1v01.txt'',cgRom) ;
end

```

Les caractères à représenter sont enregistrés dans la RAM appelée `vRam`. La routine ci-dessous se charge des accès à ladite `vRam`.

```

always @ (posedge clock) begin
vRamReadData <= vRam[vRamWriteAddr] ;
if(vRamWriteEnable) begin
  vRam[vRamWriteAddr] <= vRamWriteData ;
end
end

```

Programme de restitution sur l'écran, avec notre CPU :

```

int vgaXpos,vgaYpos ;

moveUp(){
  int x,y,c ;
  for(y=1 ; y<28 ; y++){
    // décaler de 27 lignes en amont
    for(x=0 ; x<51 ; x++){
      // 51 caractères par ligne
      c=vgaXYread(x,y+1) ;
      vgaXYwrite(x,y,c) ;
    }
  }
}

vgaCrlf(){
  int x ;
  vgaXpos=0 ;
  vgaYpos++ ;
  if(vgaYpos>28) {
    moveUp() ;
    for(x=0 ; x<39+12 ; x++) { vgaXYwrite(x,28,'
') ; }
    vgaYpos=28 ;
  }
}

```

```

    }
}

vgaPutChar(int c){
  if(c==13){ vgaCrlf() ; return ; }
  if(c==10){ vgaXpos=0 ; return ; }
  vgaXYwrite(vgaXpos,vgaYpos,c) ;
  vgaXpos++ ;
  if(vgaXpos>39+12) { vgaCrlf() ; }
}

```

Pour notre application DDH47, les signaux reçus démodulés par UART logicielle doivent être transformés en caractères en code Baudot :

```

#define uartFullTime 10
#define uartHalfTime 6

checkForStartBit(int input){
  if ( input != 0) {
    uartTimer=uartHalfTime ;
    uartBitCount=0 ;
    uartShiftReg=0 ;
  }
}

uartSample(int input){
  if (uartTimer==0) {
    checkForStartBit(input) ;
  }
  else {
    uartTimer++ ;
  }

  if (uartTimer>uartFullTime) {
    // la durée complète d'un bit est de nouveau
    écoulée
    uartTimer = uartTimer-uartFullTime ;
    // décaler l'entrée dans le registre à décalage
    if ( input == 0) {
      uartShiftReg=uartShiftReg+(1 <<
uartBitCount) ;
    }
    // compte les bits
    uartBitCount++ ;
    if (uartBitCount==6) {
      // assez de bits
      uartShiftReg=uartShiftReg >>1 ;
      // suppression du bit de départ
      BaudotPrint(uartShiftReg) ;
    }
    if (uartBitCount>6) {
      // trop de bits, on recommence
      uartBitCount=0 ;
      uartTimer=0 ;
    }
  }
}

```

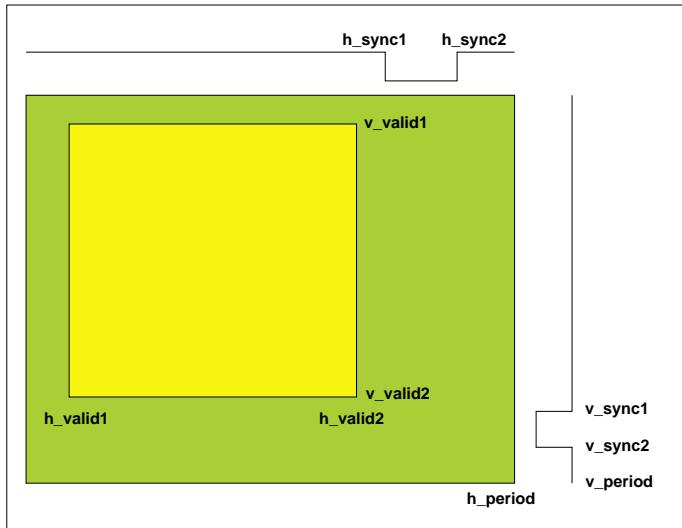


Figure 5. Relations temporelles dans le signal VGA.



Figure 6. Affichage des données météo.

```

}
}

La transformation du code Baudot en code ASCII :
BaudotPrint(int baudotChar){
    int AsciiChar ;
    AsciiChar= Btable[baudotChar+(baudotShift<<5) ] ;

    if ( AsciiChar==131) {
        baudotShift=0 ;
        AsciiChar=0 ;
    }
    else if ( AsciiChar==130 ) {
        baudotShift=1 ;
        AsciiChar=0 ;
    }
    if (AsciiChar!=0) {
        // ne garder que les caractères imprimables
        putChar(AsciiChar) ;
        vgaPutChar(AsciiChar) ;
    }
}
}

```

Ainsi conçu, notre projet occupe 70% des éléments logiques et 80% de la RAM disponibles dans la FPGA (**fig. 6**). Il reste certes encore de la place, mais la FPGA est déjà bien exploitée. En utilisant un convertisseur CA/N externe, il est bien sûr possible d'étendre ce projet SDR vers des fréquences plus élevées.

### Expérience 8b : VGA avec nombres premiers

Pour ceux que la réception DDH47 n'enthousiasme pas, nous proposons aussi une mini-expérience à télécharger [2]. Il s'agit

de faire calculer des nombres premiers à notre CPU ; la sortie s'effectue en VGA.

L'auteur a également mis à disposition quelques projets de démonstration qui pourraient vous inspirer :

- *demo1*, exemple d'utilisation des interruptions RTC et RXrdy ;
- *demo2*, raccordement d'un afficheur LCD au *MAX1000* ;
- *demo3*, mesure de durée d'exécution d'instructions à l'aide de la RTC ;
- *demo4*, affichage de la profondeur de la pile lors d'un calcul récursif ;
- *demo5*, petits tests pour le compilateur et le CPU ;
- *demo6*, exemples montrant comment le CPU traduit les instructions ;
- *demo7*, démonstration des options de sortie du compilateur.

Cet article clôt notre projet SCCC. Amis lecteurs, à vous de jouer. Équipez vos propres projets FPGA d'un CPU ; étendez le CPU en lui adjoignant de nouveaux périphériques. Les plus audacieux pourront même étendre le compilateur. ─

(180394-04 – version française : Yves Georges)

@ [WWW.ELEKTOR.FR](http://WWW.ELEKTOR.FR)

→ Carte de développement FPGA MAX1000  
[www.elektor.fr/max1000](http://www.elektor.fr/max1000)

→ Livre électronique (en anglais) :  
 « Microprocessor Design Using Verilog HDL »  
[www.elektor.fr/verilog](http://www.elektor.fr/verilog)

### Liens

- [1] « projet SCCC (1) », Elektor 3-4/2019 : [www.elektormagazine.fr/180394-04](http://www.elektormagazine.fr/180394-04)
- [2] Page de cet article : [www.elektormagazine.fr/180394-E-04](http://www.elektormagazine.fr/180394-E-04)

# conception d'un récepteur de 1 à 30 MHz

## AM, BLU et CW par résonateurs, filtres ou quartz enfichables

Kostas Giannopoulos, SV3ORA (Grèce)

Développer un concept de circuit n'est pas courant pour des amateurs, même enthousiastes. D'habitude, ils construisent des circuits classiques qui répondent à leurs besoins sans chercher à innover. Il y en a pourtant qui trouvent une idée suffisamment originale pour valoir la peine de l'expérimenter. Et si elle fonctionne, elle devient un appareil constitutif de l'équipement du laboratoire personnel. Le récepteur de radio sujet de cet article en est un exemple. Il permet la réception à large bande d'un seul signal (BL supérieure ou USB) tout en évitant la complexité supplémentaire des circuits aux caractéristiques comparables. Bien sûr, un récepteur moderne utiliserait une structure de circuit frontal de type phasage à conversion directe (comme dans le cas du SDR), mais il faudra certainement de l'argent et du temps pour le réaliser. La solution de rechange présentée ici, on peut la construire à peu de frais ou avec des composants en réserve. On ne doit pourtant pas sous-estimer ses possibilités.

La tête de ce récepteur reflex à réaction est toute simple, mais capable de performances remarquables, meilleures que celles de n'importe lequel des récepteurs HF simples que j'avais construits jusqu'ici. Le récepteur très sensible, capable de travailler sur une fréquence simple dans toutes les bandes HF, on peut facilement le construire en quelques heures. Il reçoit n'importe quelle fréquence sur les bandes HF (1 à 30 MHz), il suffit de remplacer le résonateur pour l'accorder à la gamme choisie. On ne doit remplacer aucun autre composant. La **photo de chapeau de l'article** montre le récepteur ainsi qu'un casier plein de différents résonateurs, ainsi aisément accessibles à l'opérateur.

Le récepteur travaille avec des **résonateurs**, des substituts mécaniques de circuit oscillant, tant à **quartz** qu'en **céramique**, il y en a à deux broches, mais aussi des **filtres céramiques** à

trois broches. À la place d'un résonateur, il est possible de brancher des circuits résonnats LC, mais je n'ai pas encore éprouvé la combinaison. Avec les filtres céramiques, on peut mettre la broche centrale à la masse ou la laisser libre. Notez que les quartz permettent la réception d'un signal **simple** (c'est-à-dire à une seule fréquence, à spectre étroit, à fréquence ponctuelle) dans toutes les bandes, mais selon les propriétés du quartz, la sensibilité est moindre que celle des céramiques. La réception à fréquence unique avec des céramiques a donné de bons résultats jusqu'à environ 17 m. Avec les quartz, elle fonctionne très bien jusqu'à la bande des 10 m. Sachez que certains résonateurs en céramique refusent d'osciller, mais ce n'est pas la majorité, alors ne soyez pas déçu si le récepteur ne fonctionne pas directement avec l'un d'eux, essayez-en un autre. Vous n'aurez pas



ces ennuis avec les quartz, mais si vous trouvez la sensibilité résultante un peu faible, essayez de diminuer la résistance fixe de 10 kΩ à la source du JFET.

### La tête du récepteur

Imaginer un circuit avec un si petit nombre de composants tout en offrant de bonnes performances demande mûre réflexion et une recherche variée. La **figure 1** montre le résultat. Les deux étages du récepteur servent à plusieurs tâches. Le transistor 2SC9018 agit comme préamplificateur à large bande RF (radiofréquence) sans accord, avec commande de gain RF et en même temps comme préamplificateur audio (le principe du reflex). Le FET J108 constitue un détecteur à réaction (rétroaction positive) autooscillant.

Les signaux RF issus de l'antenne sont appliqués au préamplificateur RF 2SC9018 pour passer par les condensa-

teurs de 4,7 pF et 100 nF. La petite quantité de signal qui sort du condensateur de 4,7 pF arrive par le quartz au J108, un détecteur autooscillant par réaction. Une capacité aussi faible que 4,7 pF ne peut qu'affecter faiblement l'accord. De plus, elle isole l'oscillateur du préamplificateur RF et charge légèrement le bloc d'accord de l'oscillateur. Ce mélangeur autooscillant ajoute son propre signal à celui de l'entrée RF et produit de l'audio et d'autres fréquences. L'intensité de la réaction se dose par le potentiomètre de 100 kΩ, lequel influence aussi la fréquence comme réglage fin. Avec des résonateurs en céramique, il est particulièrement délicat d'atteindre le battement nul sur un signal BLU avec le seul potentiomètre d'ajustement de fréquence. Pour réduire les coûts, j'ai renoncé à un potentiomètre multitours. On réalise alors le réglage fin au moyen du potentiomètre de rétroaction. L'incidence sur la fréquence provoquée par ce potentiomètre est faible, mais suffisante pour atteindre le battement nul.

Le signal de sortie à RF et de détection audio produit par cet étage traverse la résistance de 10 kΩ, un condensateur d'arrêt du continu de 100 nF et une self de filtrage RF de 3,3 mH vers le transistor 2SC9018 (quand la rétroaction est à l'œuvre) où il est encore amplifié. Cette self de choc empêche aussi le signal RF de l'antenne d'atteindre le détecteur à réaction. Le signal audio amplifié aboutit alors aux condensateurs de 4,7 pF et 100 nF et à l'autre self de 3,3 mH.

Le condensateur de 4,7 pF et le quartz qui le suit ne permettent pas le passage de l'audio vers le J108, de sorte que la majeure partie de l'audio amplifiée est transmise à la sortie du récepteur via le condensateur de 100 nF et la self série. Le condensateur de 100 nF transmet également les signaux RF amplifiés de l'antenne et du 2SC9018. Avec l'inductance en série, il empêche la RF de passer à la sortie audio du récepteur. Si vous connectez un casque à haute impédance au récepteur ou si vous construisez le filtre actif audio présenté dans cet article, vous pourrez vous passer de cette self, vu que le casque ne peut de toute façon pas reproduire les RF et le filtre les supprimera. La valeur des deux selves n'est pas critique, vous pouvez utiliser n'importe quelle valeur (même des valeurs différentes pour les deux) à condition qu'elles restent dans la gamme basse en mH. J'ai utilisé deux selves moulées, bon marché, de 10 mH dont je disposais. L'utilisation d'un étage séparé comme préamplificateur RF (et audio) assure l'isolation de l'antenne du détecteur autooscillant. Il n'y a pas de fuite de l'oscillateur local (LO) vers l'antenne ni aucun désaccord du détecteur.

On peut raccorder directement à la sortie du récepteur un casque à haute impédance. Le volume est plus que suffisant avec une grande antenne et la réaction enclenchée. Sinon, l'entrée microphone d'un PC ou d'un portable conviendra. De nombreux programmes permettent différentes manipulations audio ainsi que le

filtrage et le décodage de données, donc ce récepteur n'a pas besoin de plus de complexité. N'empêche, il vous faudra un bon processeur et une bonne carte son si vous voulez minimiser la latence due au traitement DSP, exigeant pour le système.

### Aspects pratiques et pièges

Le circuit de la figure 1 a été construit à de multiples exemplaires et a toujours donné satisfaction. La **figure 2** montre le prototype opérationnel. On en a fait différentes variantes avec condensateurs variables, potentiomètres multitours, varicaps et même des LDR ! Elles ont toutes fonctionné comme prévu. Notez cependant qu'avec la réaction et en présence de forts signaux de radiodiffusion hors bande, la jonction B-E du 2SC9018 devient un détecteur AM ! Cette diode est effectivement en parallèle sur l'entrée d'antenne, ce qui envoie le signal à la sortie audio sans le moindre filtrage. C'est la rançon du bond de sensibilité offert par l'irruption de la réaction dans un circuit aussi simple que celui-ci.

Réjouissant de savoir que la détection des signaux AM n'a lieu que si une antenne externe non accordée reçoit des stations de radiodiffusion très fortes et que le gain RF est réglé au maximum. Sur les antennes accordées ou petites, la gêne ne devrait pas être perceptible. Ces signaux AM détectés apparaissent généralement à des niveaux assez bas à la sortie AF par rapport aux signaux désirés avec la réaction souhaitée. Ils

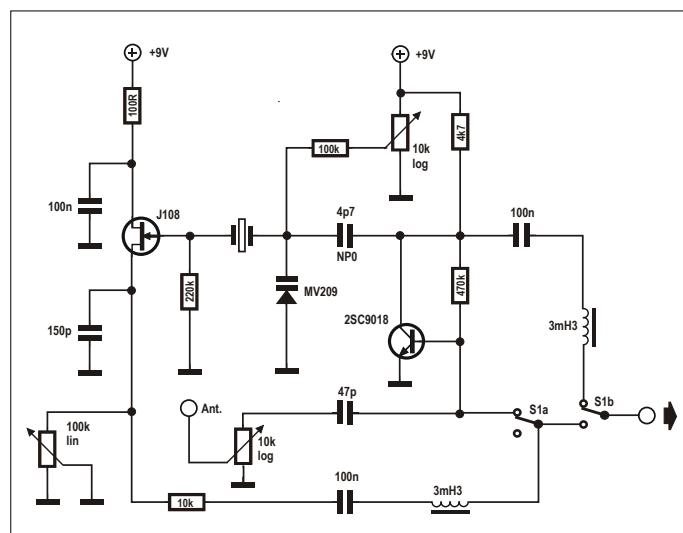


Figure 1. La tête du récepteur peut se brancher directement à l'entrée microphone d'un PC ou fournir le signal audio à un casque d'écoute à haute impédance.

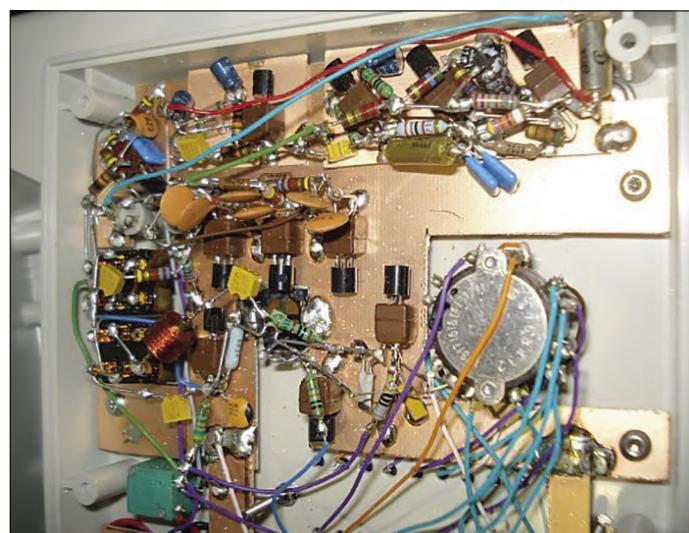


Figure 2. Construction pratique de la tête du récepteur mode rétro, du style des postes de TSF, mais sur plaque cuivrée non gravée.

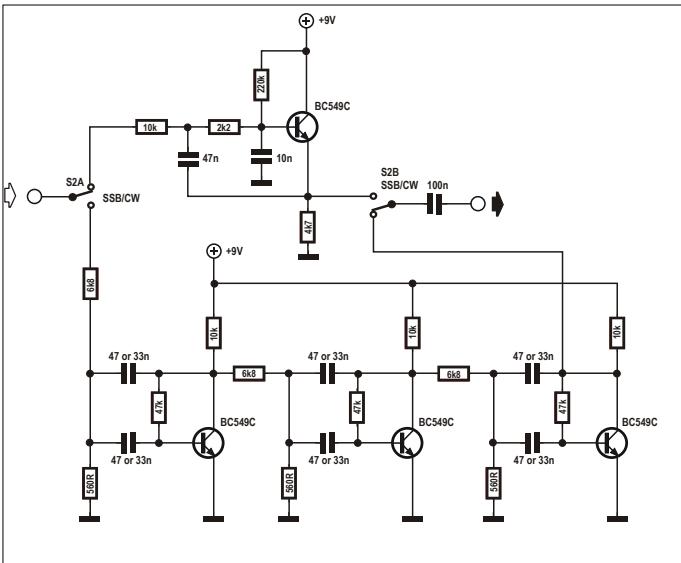


Figure 3. Filtres passe-bas et passe-bande en option pour CW et BLU à intercaler entre la sortie du récepteur et l'entrée microphone du PC.

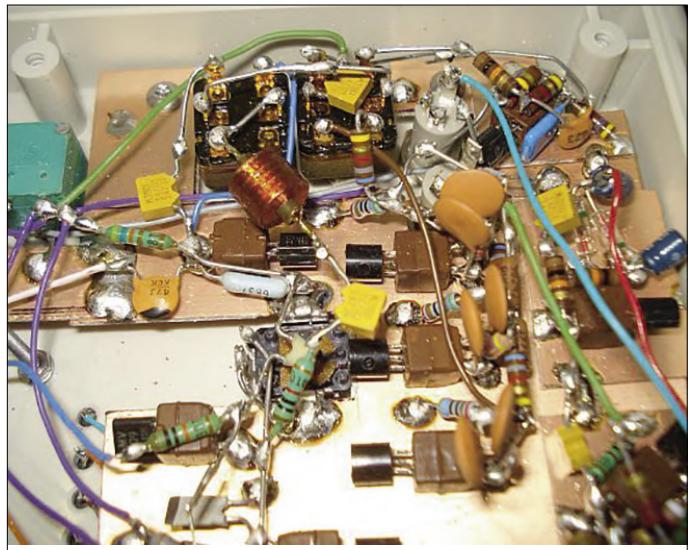


Figure 4. Les trois transistors bipolaires qui composent le filtre audio du récepteur.

sont surtout perceptibles en présence de niveaux élevés et lorsque le détecteur à réaction n'oscille pas ou qu'aucun signal en bande radioamateurs n'est syntonisé. Dans la pratique, ils ne posent pas de problème significatif au radioamateur en cas de réception faible du signal. Quand on utilise derrière le récepteur un filtrage audio, matériel ou par FFT, la bande passante audio de quelque 6 kHz en AM chute à 2,5 kHz ou moins, selon la largeur de bande de votre filtre. Et avec un filtrage numérique à bande étroite, entre autres, les signaux AM disparaissent par manque de spectre et de niveau. Tant pour la bande large que pour la bande étroite, la commande de gain RF peut aider à réduire ces signaux AM brouilleurs (mais aussi les signaux désirés).

#### Réception à fréquence unique

La réception d'une seule fréquence (c'est-à-dire sur un seul canal, à fréquence ponctuelle) est une particularité que l'on ne rencontre que sur les récepteurs complexes. Malgré sa simplicité, notre récepteur est également capable de recevoir des ondes HF d'une seule fréquence. Le réglage de la réaction est si précis qu'il peut être ajusté pour ne capter qu'une seule bande latérale. Pour mieux l'illustrer, supposons un signal reçu en DSB, c'est-à-dire à deux bandes latérales modulées en fréquence. En réglant soigneusement la commande de réaction, une tonalité sera reçue sur l'USB et un sifflement sur la BL inférieure (LSB). Le sifflement sera semblable à l'écoute d'un

signal modulé en BLU sur un récepteur AM. En outre, le sifflement reçu sur la LSB sera considérablement atténué par manque d'efficacité de la réaction dans cette bande.

Cette fonction a été testée avec des quartz en réception à fréquence unique sur toutes les gammes HF et avec des résonateurs céramiques jusqu'à 17 m, vu l'absence de résonateurs au-dessus de 17 m. Cette fonction ne concerne pas le filtrage par quartz du signal RF à l'entrée. Ce n'est qu'après un réglage minutieux de la réaction près du point d'oscillation (pour chaque fréquence utilisée) que la BL opposée (la basse) a été éliminée. En fait, pas totalement, mais fortement atténuée et le détecteur n'est pas efficace pour trouver un battement sur cette bande latérale. On l'a vérifié en réglant la réaction un peu plus haut (c'est-à-dire dans ses basses fréquences), après quoi la bande latérale a donné un battement. Quand la réaction a été réglée encore plus haut, toute la bande latérale opposée a donné un battement (correspondant à la réception DSB). Tout s'est passé ainsi sur toutes les gammes. Sur les bandes supérieures, le réglage était plus critique que prévu, mais toujours parfaitement stable. Ce qui est impressionnant, c'est qu'on peut le réaliser sans potentiomètres multitours, donc sans aucun composant spécial. C'est la réception monofréquence sur toutes les gammes HF, grâce à notre détecteur ultrasimple ! En quoi pourrait-il être bien meilleur à ce niveau de simplicité ?

#### Modes reflex et réaction

Jusqu'à ce point, le récepteur a été décrit comme étant un circuit qui combine les procédés reflex et réaction. Avec un seul inverseur (SW1), l'effet reflex est instantanément désactivé, transformant le récepteur en un circuit uniquement à réaction. Pour bien remarquer les différences, il faut basculer instantanément entre les deux configurations de circuit. C'est pourquoi le commutateur a été installé à demeure. Dans la configuration non-reflex, le volume audio de sortie est plus faible, mais il n'y a plus d'en-nui dû au redressement par la jonction B-E, même lorsque le gain RF est au maximum. Parce que tout signal audio détecté est filtré par la valeur minime du condensateur de 4,7 pF et passe difficilement au détecteur à réaction comme à la sortie audio du récepteur. Quand elle est testée avec des céramiques, l'activation ou la désactivation de la réflexion provoque un écart instantané de la fréquence, en plus d'une modification du volume audio. De plus, lorsque la réflexion est désactivée, les changements dans le gain RF provoquent une faible dérive de la fréquence. Heureusement, l'auditeur n'a pas fort envie de changer très souvent le gain RF. Avec la réflexion en service, on n'a plus du tout de fluctuation de fréquence lors d'une modification du gain RF.

#### Syntonisation : condensateur ou diode varicap

L'effet d'un condensateur variable sur

l'évolution de la fréquence des quartz dans un circuit comme celui-ci est bien connu, il a été décrit dans maints articles. En effet, le condensateur variable mécanique (donc pas la diode varicap) utilisé dès l'origine pour régler la fréquence, positionné sur les basses valeurs de capacité, modifie davantage la fréquence que plus loin dans sa course. En outre, sa capacité minimale n'est pas négligeable. Cela rend l'accord plus difficile à ces réglages, également en raison de la capacité de dispersion qui a maintenant un effet plus grand sur l'évolution de fréquence. Si vous souhaitez éviter les condensateurs à décades et les nombreux commutateurs, deux choses peuvent aider. L'une consiste à utiliser un condensateur variable avec un réducteur et une position d'axe décalée. Le premier permet un réglage fin et l'autre réduit la non-linéarité en fréquence (du cadran) en positionnant l'axe et les plaques adéquatement. De quoi compenser la non-linéarité de l'échelle de fréquence. L'autre méthode c'est la diode varicap qui possède une courbe capacité/tension dont un potentiomètre logarithmique compense la non-linéarité. On peut effectuer le réglage fin de la varicap par potentiomètre multitours (à condition d'en trouver un logarithmique), ou un potentiomètre log ordinaire mû par un bouton de grand diamètre. Je signale que certains de ces condensateurs d'accord bon marché en plastique récupérés sur d'anciennes radios peuvent présenter des capacités minimales assez faibles (moins de 10 pF) et des valeurs maximales relativement élevées (150 à 250 pF environ). De quoi obtenir une plage de capacité favorable en évitant aussi les dérives dues à l'instabilité de la tension de réglage des varicaps. Cependant, en plus d'améliorer la linéarité de l'accord, la varicap a encore d'autres avantages sérieux. Elle évite les capacités parasites causées par l'effet de main, supprimant ainsi la nécessité d'un blindage RF. Elle ne souffre pas de microphonie, est de petite taille et très bon marché. Pour une commande fiable, il faut un potentiomètre de bonne qualité, sans humidité ni poussière. Même des potentiomètres peu coûteux peuvent faire du bon travail par rapport à un condensateur variable bon marché. Rappelez-vous que la capacité minimale est importante pour une plage de fréquence plus large, donc une varicap, avec sa faible capacité minimale et sa capacité

maximale assez élevée, est préférable, mais là, ne dépassez pas 150 pF, car des valeurs plus élevées n'auront qu'un faible effet sur la plage de fréquence. Les varicaps de 500 pF les plus chères n'ont qu'une capacité minimale d'environ 20 pF et la plage de variation au-dessus d'un certain point est faible. Les varicaps ne se trouvent pas dans un fond de tiroir. Mais il y a d'autres solutions comme la jonction E-B d'un transistor bipolaire ou d'une diode ordinaire des séries 1N4001 à 1N4007, en polarisation inverse évidemment. Leur portée est plus petite, mais ils sont faciles à trouver. À moins de les occulter, les LED ne conviennent pas.

#### **Commande de diode varicap**

Dans le récepteur SV3ORA, la varicap économique MV209 est commandée par un potentiomètre log de 10 kΩ. Cette combinaison donne d'excellents résultats. La linéarité d'accord est vraiment bonne à toutes les fréquences sur les quartz et les résonateurs céramiques. La plage d'accord pour les quartz testés est d'environ 2 à 3 kHz au-dessus de 40 m, moindre à 80 m et quasi nulle à 160 m. La plage d'accord d'un résonateur céramique à 40 m était d'environ 60 kHz et à 80 m, à peu près 30 kHz. La varicap de type 1SV149 (500 pF), plus coûteuse, n'a amélioré que de 10 kHz la plage d'accord du céramique à 40 m malgré sa plage de capacité beaucoup plus élevée. Or, la linéarité de l'accord a baissé au milieu du potentiomètre. Finalement, j'ai choisi la varicap MV209 avec un potentiomètre log de 10 kΩ.

La polarité correcte de ce potentiomètre est importante. N'inversez pas ses connexions, car cela conduirait à une linéarité bien pire que celle de la varicap seule. On trouve la bonne polarité en plaçant le récepteur (équipé d'un quartz) près d'un récepteur BLU du commerce. Régler ensuite le potentiomètre log en position centrale et amener au battement nul le récepteur du commerce sur l'oscillateur local du récepteur. Tourner ensuite l'axe du potentiomètre à fond à droite puis à fond à gauche. S'il est correctement branché, la tonalité qui retentit du récepteur commercial aux deux extrémités du potentiomètre doit être à peu près de la même fréquence. Si ce n'est pas le cas, inversez-en les connexions de la masse et du positif. Une autre façon de connaître la polarité correcte du potentiomètre est d'observer le signal de fuite de l'oscillateur local

du récepteur sur une radio SSB commerciale. Lorsque le potentiomètre log est correctement connecté, la fréquence diminue lorsque vous tournez le potentiomètre dans le sens horaire.

La polarité correcte du potentiomètre de gain RF de 10 kΩ (log) est également importante. Connectez-le de manière à ce que le gain RF varie en proportion du déplacement du curseur. S'il parcourt l'essentiel du gain RF pendant que le curseur ne bouge que légèrement, il faut inverser ses bornes extrêmes.

#### **Filtre audio passe-bande / passe-bas en option pour CW et BLU**

Pour éliminer presque tous les signaux en CW (ondes entretenues), ajoutez un filtre passe-bande adéquat, la **figure 3** en montre un schéma. Serait-il plus facile de le remplacer par un PC avec un logiciel de filtre audio ? Il faudrait alors transporter un PC et subir sa latence. Le logiciel a besoin de beaucoup de puissance de calcul pour exécuter rapidement cette tâche. Sur les ordinateurs plus anciens ou plus bas de gamme, elle n'est pas disponible et le temps est long avant que le son traité n'arrive dans les écouteurs, parfois plusieurs secondes. Syntoniser le récepteur est un cauchemar si la latence est élevée. Un filtre matériel analogique pur n'a aucune latence.

On a testé beaucoup de filtres audio pour CW, des types LC, d'autres à réaction, etc. Les filtres LC nécessitent des inductances difficiles à trouver pour que le filtre soit efficace. Avec les filtres à réaction essayés dans la pratique, il a fallu un certain nombre d'ajustements critiques pour fonctionner efficacement. De plus, aucun ne s'est révélé suffisamment stable. Selon les variations de puissance du signal, ils ont tous oscillé brutalement. Le filtre CW qui a donné les meilleurs résultats et une bonne stabilité sans aucun réglage est le filtre passe-bande à rétroaction multiple présenté ici. Il rassemble trois filtres identiques en cascade. Les six condensateurs du filtre CW en définissent la fréquence centrale. Avec des condensateurs de 47 nF, la fréquence centrale est proche de 700 Hz. Avec des condensateurs de 33 nF, la fréquence centrale avoisine 1 kHz.

L'inverseur SW2 choisit le filtre CW ou le BLU. Le filtre BLU n'a qu'un seul étage, l'atténuation commence à environ 2 kHz. Le filtre CW, avec une bande passante inférieure à 250 Hz, offre une excellente

sélectivité pour sa simplicité, sans tendance à l'oscillation. Pour se faire une idée de sa sélectivité, on ne sélectionne qu'une seule des deux tonalités d'un signal RTTY (télex). On peut entendre en fond de forts signaux CW très proches de la bande passante, mais bien atténusés, ils n'affectent pas la réception du signal utile, même s'il est à plus bas niveau. Lors du balayage de la bande à la recherche de signaux, sans changer de réglage, il est appréciable de savoir ce qui se passe autour. Contrairement à de nombreux appareils commerciaux dont le filtre à bande étroite nécessite un réglage très lent pour éluder les sauts aléatoires des signaux lors d'un large balayage.

La **figure 4** montre la réalisation pratique de ce BPF/LPF.

### Amplificateur audio en option avec limiteur automatique

L'amplificateur audio optionnel présenté à la **figure 5** complète bien le récepteur. Vous pourriez penser qu'un gain d'au moins 100 dB est excessif. Mais, avec d'intenses fluctuations de niveau du signal d'entrée, il n'est pas rare qu'il soit nécessaire, cet amplificateur le fournit. J'ai l'exemple de certains quartz aux pertes très élevées avec lesquels j'ai dû activer l'inverseur reflex pour ajouter un autre préamplificateur dans la chaîne audio. Pour une réception idéale du signal, il faut combiner les réglages de l'inverseur reflex, du gain RF, de la réaction et du volume audio. Parfois, mieux vaut régler haut le gain audio et limiter le gain RF. D'autres fois, le contraire est

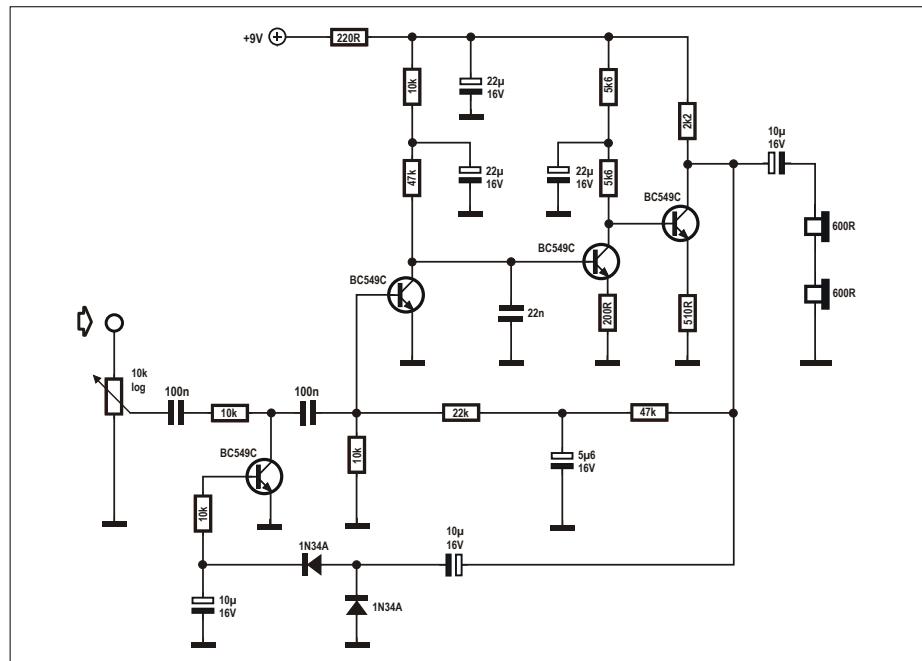


Figure 5. Schéma de l'amplificateur audio en option.

préférable, selon la puissance du signal et du bruit. Mais la beauté de ce récepteur, c'est de donner à l'opérateur un contrôle total sur ces paramètres, même sur la façon dont la détection s'effectue. Au début, je pensais que la partie la plus facile à réaliser serait l'amplificateur audio ; j'ai été surpris de voir que les choses n'étaient pas aussi simples. Il y a plusieurs raisons à cela. D'abord, le volume de sortie audio du récepteur varie fort en fonction de l'intensité du signal, de la manière dont la réaction est réglée et de l'utilisation soit de quartz,

soit de céramiques. Puis j'ai entendu des « clics » des interrupteurs du reflex et du filtre, ainsi que le crachement du potentiomètre de réaction quand les limites dues au courant continu sur le curseur sont franchies. De plus, sur des signaux d'entrée élevés, à grand gain, l'amplificateur oscille violemment. Avec un amplificateur de haut-parleur, l'auditeur ne devrait pas s'en inquiéter.

Mais, sur casque d'écoute, la situation est toute différente. Tous ces bruits de potentiomètres et de commutateurs, une fois amplifiés à gain élevé, deviennent

## Utilisation pratique du récepteur

Installez-vous confortablement pour vous familiariser avec le maniement du récepteur. Approchez-en le casier de résonateurs, choisissez-en et branchez-les sur le support ZIF. Sélectionnez l'antenne-cadre ou branchez une antenne extérieure et vos écouteurs à haute impédance. Mettez l'appareil sous tension, réglez l'atténuation RF au minimum, sélectionnez le résonateur désiré et réglez le contrôle de volume pour un niveau de bruit initial confortable. Régler la réaction jusqu'à obtention du sifflement d'oscillation. Ne vous inquiétez pas si la réaction est trop forte, il est peu probable que ce récepteur oscille à l'audio. À chaque

réglage du résonateur, trouvez le niveau d'oscillation optimal en évaluant le volume audio sur les écouteurs (cherchez le maximum). J'écoute habituellement du DSB en réglant la réaction au maximum, ce qui permet à la fois l'oscillation et un bon volume audio. Ainsi, je n'ai pas besoin d'ajuster continuellement la réaction. Ce n'est que quand il y a des interférences à proximité d'autres stations que je baisse la réaction pour éliminer la LSB. Il est facile de trouver le point critique de la commande de réaction en observant le changement dans la réponse audio. Lorsque vous passez de l'oscillation à l'absence

d'oscillation, la bande passante audio est réduite, comme quand vous baissez les aigus de votre chaîne stéréo, et un sifflement caractéristique se fait entendre. Vous entendrez toujours clairement les tonalités de signal (parfois un peu plus douces) sur l'USB à ce moment-là, mais les signaux LSB disparaissent graduellement, en commençant par les tonalités les plus élevées et en diminuant à mesure que vous continuez à réduire la réaction. Si vous continuez à l'abaisser, les tonalités graves de l'USB commencent également à disparaître, comme le ferait un filtre P-H audio. Ces réglages sont un peu délicats, il faut avoir la main stable.

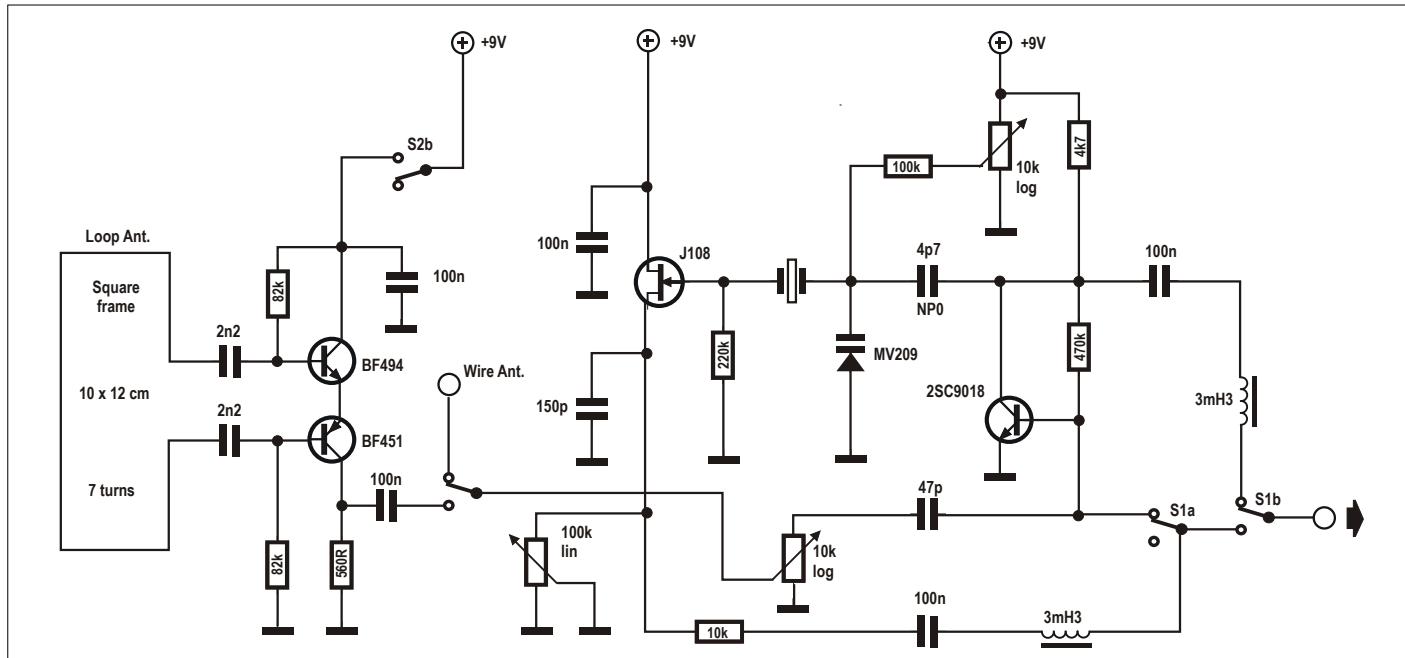


Figure 6. Schéma de la tête du récepteur avec antenne-cadre active à large bande.

assourdisants pour qui essaye d'extraire des signaux faibles. Pour éviter ces oscillations, ne réglez le volume de l'amplificateur sur grand gain que lorsque vous voulez recevoir ces signaux faibles. Un autre aspect à considérer, c'est le bruit. En HF, le bruit de l'amplificateur audio n'a pas beaucoup d'importance. Dans ce récepteur très silencieux, le bruit de l'amplificateur audio (le plus souvent un sifflement) est observé à volume élevé, puisque le bruit est amplifié au même titre que le signal utile. Un autre point : pour mesurer convenablement

l'intensité du signal dans ce récepteur à conversion directe, il ne faut pas de contrôle automatique de gain (AGC) audio dans le circuit. En résumé, coupez le bruit interne de l'amplificateur et les bruits très forts, mais pas les signaux relativement puissants.

Dans l'amplificateur audio présenté, le premier transistor après le potentiomètre d'entrée est utilisé comme limiteur automatique. Les signaux audio sont prélevés sur la sortie de l'amplificateur et pilotent les diodes au germanium (de n'importe quel type, toutes sont à faible tension

directe) qui le redressent et chargent le condensateur de  $10\ \mu F$  à la base du transistor. En fonction de l'amplitude instantanée, le transistor conduit plus ou moins, ce qui influence le diviseur de tension transistor/résistance de  $10\ k\Omega$ . Les valeurs des composants font que seuls des signaux très forts à la sortie de l'amplificateur (commutation, oscillations) peuvent limiter le volume d'entrée. Le temps d'attaque est très court, donc le limiteur répond rapidement et protège les oreilles de l'auditeur. La décroissance est d'environ 0,5 s, ce qui permet à l'au-

Jouez alors d'avant en arrière en réglant la réaction pour comprendre comment le signal en LSB est coupé par le réglage de réaction approprié.

Une fois que vous êtes sur un signal, passez de l'antenne externe à la boucle active et remarquez les différences de niveau de signal et de bruit de fond. L'atténuateur RF sera utile ici. Tournez le cadre pour voir l'effet du rejet des interférences causées par les appareils électroménagers tout en trouvant la direction de l'interférence ou les signaux utiles. Activez et désactivez le filtre actif sur les signaux à bande étroite et remarquez la différence dans la réponse audio. Lorsque vous passez au filtre

audio étroit, il se peut que vous deviez refaire le réglage fin de la fréquence (plus finement effectué par la réaction ou même par la commande de gain RF jusqu'à un certain point), afin de centrer la tonalité du signal sur le pic du filtre. Basculez le commutateur réaction/réflex+réaction et remarquez la différence dans le niveau audio, mais aussi du bruit de fond.

Toutes ces commandes (qui interagissent à l'occasion) vous permettent de définir précisément le mode de réception d'un signal. Depuis l'extrême RF, qui influence le mode de détection en cours et en allant jusqu'à la partie audio, chaque étape

avec ses propres réglages utilisateurs. Les combinaisons sont infinies, à vous de les explorer. Dans tous les cas, ce récepteur vous plaira non seulement en raison de son fonctionnement et de ses performances, mais aussi sans doute pour son haut degré de « collector ». Si vous êtes collectionneur de composants électroniques, vous trouverez peut-être amusant d'essayer d'extraire différentes fréquences de résonateurs rares sur internet, des magasins ou des salons de radioamateurs pour les essayer sur ce récepteur.



Figure 7. L'antenne-cadre montée à l'arrière du récepteur, en position repliée.



Figure 8. L'antenne-cadre déployée.

diteur de savoir quand ces bruits se produisent, mais après, il ne perd que peu du signal utile.

Le 22 nF entre collecteur du deuxième transistor et masse filtre le siflement. Sans lui, il serait très perceptible. Installé, l'amplificateur est très silencieux, même avec des réglages de volume élevés. Il aide également à prévenir les oscillations de l'amplificateur. Toute valeur comprise entre 10 nF et 22 nF convient, mais en dessous de 10 nF, le siflement revient. Ne dépassez pas 22 nF, cela couperait une grande partie

de la bande passante audio souhaitée. Les 22 nF dépassent sans doute, mais je préfère perdre un peu d'aigu plutôt que d'altérer mon ouïe.

Cet amplificateur audio a une haute impédance de sortie (2,2 kΩ), ce qui économise beaucoup la batterie, mais nécessite des écouteurs à haute impédance. J'ai utilisé deux oreillettes magnétiques de 600 Ω en série pour un meilleur volume audio. Les écouteurs de 600 Ω fonctionneront aussi à un volume légèrement inférieur. Vous pouvez utiliser tous les écouteurs à haute impédance avec

ce circuit, mais si vous en avez le luxe, choisissez-en qui offrent un volume et un confort maximum.

Il serait dommage de dévaloriser des écouteurs *vintage* en les soudant en série dans un seul connecteur. C'est pourquoi il y a deux prises sur le châssis du récepteur pour mettre en série les écouteurs. Du même coup, il est simple de brancher par câble le récepteur sur l'entrée de la carte son d'un ordinateur et d'utiliser l'autre prise pour un casque d'écoute. Vous pouvez ainsi surveiller le signal audio sur écouteur tout en profitant des fonctions de l'ordinateur. Mais comme l'ordinateur est souvent plus sensible, il exige que le volume audio du récepteur ne soit pas trop élevé.

#### **En option, antenne-cadre active à large bande**

Le schéma de la **figure 6** représente la tête du récepteur équipé d'une antenne-cadre active, équilibrée et à large bande. Pour économiser l'accu, le préampli est éteint dès que l'antenne filaire est sélectionnée. Ceci évite transformateur d'adaptation ou circuits accordés, économie et facilité de construction.

L'antenne est enroulée sur un cadre carré en plastique de 10×12 cm, avec sept spires de fil de cuivre isolé de petit diamètre (standard). Pour le prototype, j'ai récupéré un cadre en plastique d'une ancienne radio AM (cf. **fig. 7 et 8**).

Ce cadre permet de faire pivoter l'antenne en azimut pour éliminer une source de brouillage sans avoir à déplacer le récepteur.

La performance de cette antenne active est très bonne, compte tenu de sa petite taille et du petit nombre de composants. Comparé à une descente d'antenne de toit de 12 m, le cadre actif de 10×12 cm a presque le même gain, testé à partir de 2 MHz. Comme la boucle filaire est équilibrée, elle est aussi moins sujette aux interférences locales. De plus, son grand avantage est la suppression des parasites provenant d'une direction déterminée, par rotation physique du cadre. Grâce à cette antenne fixée sur le boîtier du récepteur, vous profitez d'un récepteur portable n'importe où, sans dépendre d'une grande antenne.

#### **Construction globale du récepteur**

Le récepteur est logé dans un coffret en plastique. Un boîtier métallique serait peut-être préférable, mais plus diffi-



Figure 9. Le panneau de commande du récepteur.

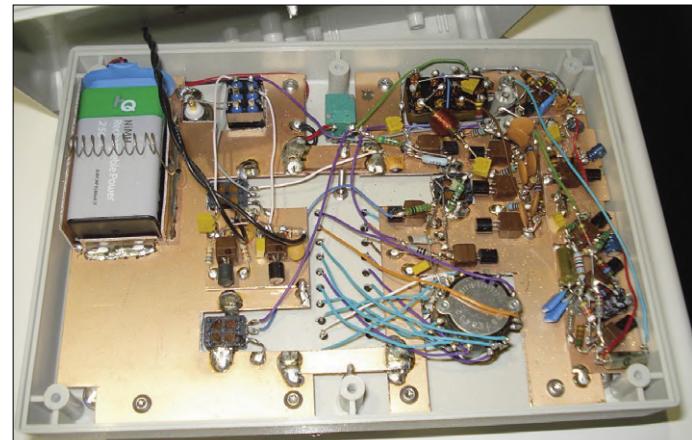


Figure 10. L'intérieur du récepteur : rien que des composants discrets et pas de circuit imprimé.

cile à percer et susceptible d'interférer avec le diagramme de réception de l'antenne-cadre. Cependant, une mise à la terre courte et une isolation de l'effet de main sont nécessaires, ce qui est assuré par la grande carte de circuit imprimé à l'intérieur du récepteur.

Les boutons de commande sont assez grands (sans être encombrants) pour assurer une précision du réglage fin sans nécessité de recourir à de coûteux verniers. Le réglage de la réaction est le plus critique, on peut l'effectuer de manière très pratique pour la réception d'un seul signal, même dans les bandes d'ondes courtes supérieures. Pour éviter le dessin de nombreuses inscriptions de cadrons sur la face avant, on a choisi des boutons avec des marquages à l'échelle. Sur la face avant (**fig. 9**), des commutateurs sélectionnent l'antenne et le type de filtre audio, ainsi que le mode de fonctionnement (par réaction ou réflex) et bien sûr on y trouve aussi le connecteur d'antenne externe, la prise ZIF et les sorties audio.

Le sélecteur de résonateur, quartz ou céramique, est une nouvelle idée. On n'a jamais assez de résonateurs et le récepteur est conçu pour être à large bande, donc pour couvrir toute la bande HF en changeant simplement de résonateur. Par conséquent, souder les résonateurs sur le sélecteur n'est pas une bonne idée. D'un autre côté, le fait de n'avoir qu'une prise pour quartz sur le panneau avant signifie que l'opérateur devrait transporter tous les résonateurs avec lui à chaque sortie avec ce récepteur. Un compromis a donc été trouvé entre les deux.

J'ai installé un support de puces ZIF (à force d'insertion nulle) qui retient dix

résonateurs. Si l'un d'eux ou l'ensemble de résonateurs doit être remplacé, vous déverrouillez le levier du support pour les remplacer. Un autre avantage du support ZIF est que les broches ne s'usent pas lors des nombreuses insertions. J'ai choisi un support ZIF à 40 broches, il peut contenir 20 résonateurs. Mais des broches du support intermédiaire ont été enlevées afin de réduire sa capacité parasite et de créer de l'espace pour les résonateurs adjacents.

L'organisation des résonateurs sur le support est personnelle. Vous pouvez les classer par bandes ou par fréquences préférées, etc. S'ils sont organisés par bandes, vous pouvez constituer des supports DIP supplémentaires (un pour chaque bande) et installer les résonateurs de bande sur chacun d'eux. Quand un changement de bande est nécessaire, déverrouillez le levier ZIF et remplacez tout le support DIP. Les possibilités sont infinies, à vous de choisir le moyen le plus pratique.

Il faut placer le sélecteur le plus près possible du support ZIF. Le récepteur est alimenté par un accumulateur dans un logement fait à partir de deux morceaux de carte nue, soudés sur les côtés. Un petit ressort empêche la batterie de

tomber et facilite l'échange.

Pour assurer un réglage en douceur des commandes, il faut des potentiomètres de bonne qualité. J'ai choisi des potentiomètres miniatures Panasonic en plastique pour toutes les commandes, sauf pour le volume audio, lequel est également doté d'un interrupteur qui sert à allumer et éteindre le récepteur. Il n'y a pas de LED comme témoin de marche, on évite ainsi une consommation supplémentaire. Les poignées du panneau avant sont placées de manière à protéger les commandes en cas de chute accidentelle du récepteur avec le panneau tourné vers le bas. Le récepteur a été conçu dans un souci de simplicité. Si vous suivez convenablement les schémas, tout devrait bien se passer lors de sa construction. Référez-vous à la **figure 10**. Si vous avez des questions, n'hésitez pas à me contacter via [1]

(180480-03 – version française : Robert Grignard)

#### Lien

[1] Site internet de l'auteur :  
<http://qrp.gr/>

## Gain RF et fatigue auditive

Le contrôle de gain RF a des propriétés intéressantes. Des signaux RF moins amplifiés réduisent considérablement le brouillage par les signaux AM détectés. L'audio est plus claire. QRM et bruit sont également réduits, ce qui permet de recevoir des signaux plus faibles malgré tout. En particulier dans les modes à bande étroite, la plupart des signaux parviennent à vos oreilles avec un bruit moins fort, ce qui réduit la fatigue de l'oreille aussi.

# transmission de paquets UDP

## no souçaï avec l'ESP8266

Gilbert Ghyselbrecht (Belgique)

Pour échanger des données sur un réseau, on utilise en général un modèle client-serveur. Le client envoie une requête à un serveur, qui fournit les données demandées sous la forme d'une page HTML. Ce modèle exige pas mal de ressources logicielles : un programme de serveur tournant sur un ordinateur, par ex. un Raspberry Pi, et du côté client un logiciel pour traiter les données de la page HTML.

Pour beaucoup d'applications qui ont besoin de communiquer à (courte) distance et sans fil, par ex. des projets de domotique ou de radiocommande, de petits modules comme l'ESP8266 qui intègrent le Wi-Fi suffisent. L'accès à l'internet n'est pas nécessaire, et parfois même à proscrire.

Pour la transmission de données, on utilise des paquets UDP (*User Datagram Protocol*) [1], envoyés vers un port arbitraire. Le routeur n'aiguille pas ces paquets vers un autre segment du réseau, et tout ordinateur appartenant à ce réseau et écoutant le port concerné reçoit les données.

Avec le protocole UDP, et au contraire de TCP (*Transmission Control Protocol*) [2], la transmission n'est pas sûre : il n'y a aucun contrôle de réception des données, et un paquet perdu l'est pour de bon. D'un autre côté, c'est un protocole très rapide ; on l'utilise lorsque la vitesse prime et que la perte de quelques données n'est pas dramatique. C'est le cas de la téléphonie, des vidéoconférences et de certains jeux en ligne. Lorsque les données sont transmises régulièrement, par ex. toutes les quelques secondes ou lorsqu'une valeur change, le

fait d'en perdre quelques-unes n'a aucune incidence sur les résultats à long terme.

Pour vous donner une idée de la vitesse de transmission de l'UDP : entre la fermeture d'un interrupteur du côté de l'émetteur et l'allumage d'une LED du côté du récepteur, il ne s'écoule que de 2 à 10 ms...

Dans un environnement client-serveur, chaque requête du client doit attendre une réponse du serveur ; si celui-ci ne répond pas, quelle qu'en soit la cause, il faut tout recommencer et rétablir la communication. Dans un réseau utilisant l'UDP, chaque module, ordinateur ou tablette peut se déconnecter sans affecter les autres utilisateurs ; les données sont renvoyées régulièrement vers tous les participants. La **figure 1** illustre ce principe.

### Exemples avec l'ESP8266

Le module ESP8266 est équipé d'un microcontrôleur à 32 bits puissant et peut servir de station Wi-Fi ou de point d'accès pour d'autres stations. Les exemples ci-après, qui illustrent les capacités du module, ont été établis avec l'EDI Arduino adapté à l'ESP8266 [3].

Nous utilisons des adresses fixes dans les exemples, le démarrage est plus rapide et cela permet de se passer d'un serveur DHCP. Cela rend aussi plus facile la supervision du réseau avec un analyseur (*NetScan*). Les divers modules établissent une liaison avec un routeur, connecté ou non avec l'internet et configuré en point d'accès Wi-Fi [4].

### L'émetteur

La plupart des capteurs et des interrupteurs ne font qu'envoyer des informations, ils n'ont pas à en recevoir. La communication est à sens unique et nous donnons ci-dessous un exemple de programme pour l'ESP8266.

En début de programme, certaines données sont spécifiées, comme l'adresse IP fixe, la passerelle et le sous-réseau. Le numéro du port peut prendre n'importe quelle valeur supérieure à 1024, nous avons choisi 7923 dans les exemples. L'adresse de diffusion est la même que celle de la passerelle, mais avec

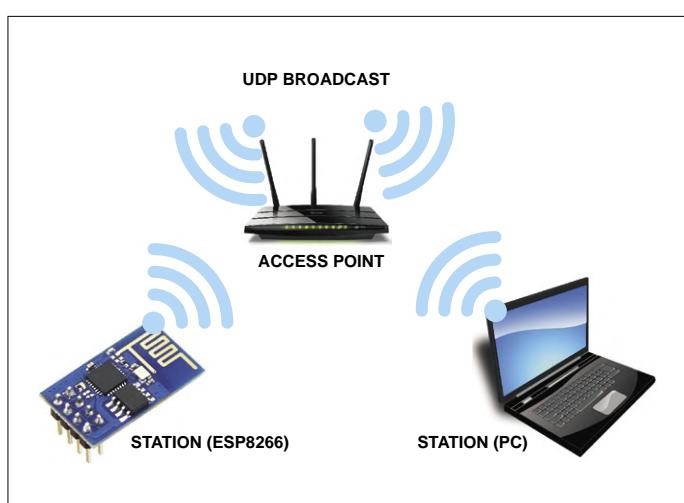


Figure 1. L'ESP8266 en mode station.

255 comme numéro de station. Le nom d'un réseau (SSID, *Service Set Identifier*) et un mot de passe éventuel pour le point d'accès peuvent aussi être définis dans cette section.

```
#include <ESP8266WiFi.h>
#include <WiFiUdp.h>

int led = 2;
int key = 4;
boolean state;

WiFiUDP Udp;

IPAddress staticIP (192,168,1,130);
// change for every module
IPAddress gateway (192,168,1,130);
IPAddress subnet (255,255,255,0);
IPAddress broadcast (192,168,1,255);

unsigned int UdpPort = 7923;

char* ssid = "Myssid";
char* pasw = "MyPassword";
```

Lors de l'exécution du programme, la routine `setup()` est exécutée une fois, afin de démarrer le mode Wi-Fi avec `WiFi.begin()` et `WiFi.config()`. Le programme attend ensuite que la connexion soit établie : réponse à `WiFi.status()` avec `WL_CONNECTED`. La LED bleue clignote à une fréquence de 1 Hz jusqu'à connexion ; si après 10 s celle-ci n'est pas encore établie, le module ESP redémarre : `ESP.restart()`.

```
void setup(){
    int count = 0;
    boolean ledstate = 0;

    pinMode (led, OUTPUT);
    pinMode (key, INPUT); // Input switch

    WiFi.begin (ssid, pasw);
    WiFi.config (staticIP, gateway, subnet);

    while (WiFi.status() != WL_CONNECTED)
    {
        delay (500);
        ledstate = !ledstate;
        // flash led until connected
        digitalWrite ( led, ledstate );
        if (++count >20 ) ESP.restart();
        // if no connection restart ESP
    }
    digitalWrite ( led, 1 );
}
```

La sous-routine `loop()`, qui contient le programme effectif, est appelée indéfiniment. Dans notre exemple, nous obser-

vons l'état d'un interrupteur connecté à GPIO2 ; lors d'un changement, un paquet `UDP-ON` ou `UDP-OFF` est envoyé par la fonction `sendUDP()`.

```
void loop() {
    boolean P = digitalRead (key);
    if ( !P && !state ) SendOn();
    else if ( P && state ) SendOff();
}

void SendOn() {
    state = true;
    digitalWrite ( led, 0 );
    sendUDP ( "1 Switch ON" );
}

void SendOff() {
    state = false;
    digitalWrite ( led, 1 );
    sendUDP ( "0 Switch OFF" );
}
```

Le paquet UDP est créé par la fonction `Udp.beginPacket()`. Les données à transmettre sont annexées au paquet sous la forme d'une chaîne de caractères établie par la fonction `Udp.write()`. Le paquet lui-même est expédié par `Udp.endPacket()`.

```
void sendUDP ( char * s ) {
    Udp.beginPacket ( broadcast, UdpPort );
    Udp.write ( s );
    Udp.endPacket();
    delay (5);
}
```

Ceci permet de transmettre quantité d'informations provenant de capteurs ou d'interrupteurs.

## Le récepteur

Le module Wi-Fi est initialisé de la même manière que pour l'émetteur. On ajoute la fonction `Udp.begin(UdpPort)` à la routine `setup()` ; elle permet de détecter la réception de paquets de données.

```
int led = 2;
int relay = 5;
boolean ledState;
WiFiUDP Udp;

unsigned int UdpPort = 7923;

char inbuf[255];

...

void setup() {
```

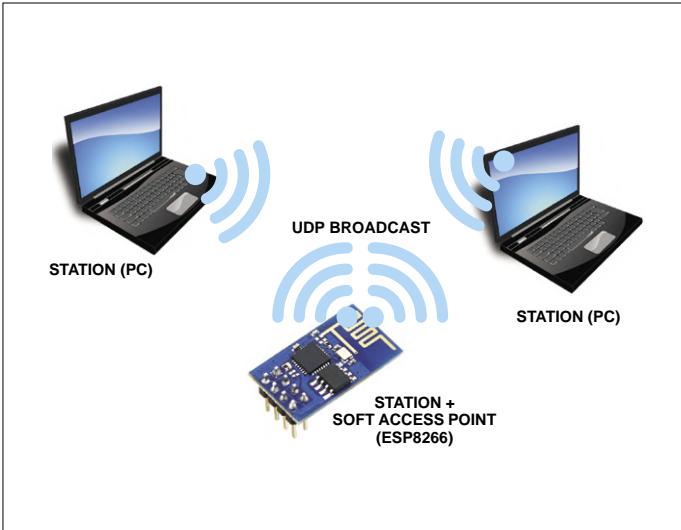


Figure 2. L'ESP8266 comme station ou point d'accès (logiciel).

```
int teller = 0;
boolean led1 = 0;

pinMode (led, OUTPUT);
pinMode (relay, OUTPUT);

...
Udp.begin (UdpPort);
}
```

La fonction `Udp.parsePacket()` de la routine `loop()` vérifie la réception d'un paquet et retourne la valeur `True` le cas échéant. Les données sont alors réceptionnées et traitées avec `Udp.read()`.

```
void loop() {
if (Udp.parsePacket()) {
    int len = Udp.read (inbuf, 255);

    if (inbuf[0] == '1') ledState = 0;
    if (inbuf[0] == '0') ledState = 1;

    digitalWrite (relay, !ledState);
    digitalWrite (led, ledState);
}
}
```

### L'ESP8266 comme point d'accès

Ce qui vient d'être décrit fonctionne bien, mais c'est encore plus simple si l'ESP8266 est configuré en point d'accès (**fig. 2**). Cinq autres modules ou ordinateurs peuvent être connectés à ce point d'accès logiciel, qui peut en outre servir de station d'émission ou de réception.

La fonction `WiFi.softAP()` configure l'ESP8266 comme point d'accès, avec nom et mot de passe.

```
#include <ESP8266WiFi.h>
#include <WiFiUdp.h>

int led = 2;
int relay = 5;
boolean ledState;

WiFiUDP Udp;
unsigned int UdpPort = 7923;
char inbuf[255];

void setup() {
    WiFi.softAP ("ELEKTOR-01", "password");

    pinMode (led, OUTPUT); digitalWrite (led, 1);
    pinMode (relay, OUTPUT); digitalWrite (relay, 0);

    Udp.begin (UdpPort); // listen on port
}

void loop() {
    if (Udp.parsePacket()) {
        int len = Udp.read (inbuf,255);

        if (inbuf[0] == '1') ledState = 0;
        if (inbuf[0] == '0') ledState = 1;

        digitalWrite (relay, !ledState);
        digitalWrite (led, ledState);
    }
}
```

Par défaut, le module ESP démarre avec l'adresse IP 192.168.4.1. Les modules qui souhaitent se connecter à ce point d'accès doivent utiliser une adresse IP comprise entre 192.168.4.2 et 192.168.4.254.

La fonction `WiFi.softAPConfig()` permet de modifier l'adresse du point d'accès.

```
IPAddress local_IP(192,168,20,1);
IPAddress gateway(192,168,20,1);
IPAddress subnet(255,255,255,0);

void setup() {

    WiFi.softAPConfig(local_IP, gateway, subnet); // change access point address
    WiFi.softAP("ELEKTOR_01", "password");
}
```

L'ESP8266 continue à fonctionner en mode point d'accès, même lorsqu'on charge un nouveau programme. Il faut utiliser la fonction `WiFi.softAPdisconnect()` de la partie `setup()` du programme pour quitter ce mode.

Les données relatives aux adresses peuvent être supprimées dans l'EDI Arduino : Tools -> Erase Flash: Sketch + Wifi Settings .

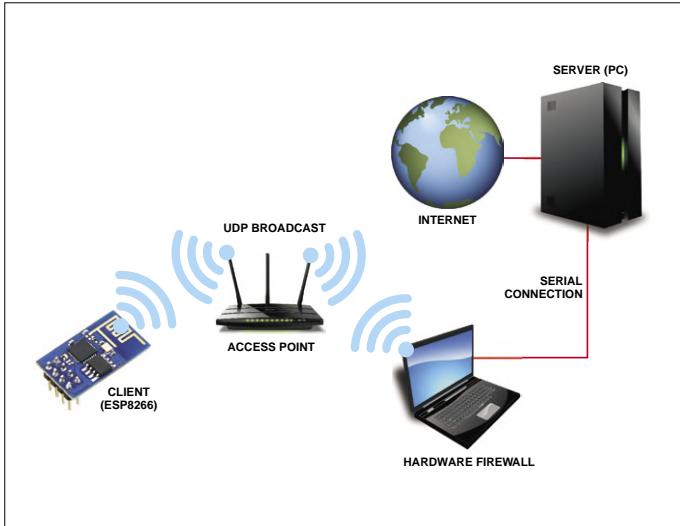


Figure 3. Configuration pour une liaison sûre avec l'internet.

Il n'est vraiment pas difficile d'établir son propre protocole de transmission de paquets UDP pour interconnecter différents appareils, capteurs et interrupteurs. Chaque station du segment de réseau reçoit toutes les données et peut décider si elle doit entamer une action ou non. Un ordinateur ou une tablette peut réceptionner l'ensemble des données et en établir un tableau récapitulatif ; on pourrait même placer des ordinateurs en divers endroits du réseau qui montreraient les mêmes informations.

### Pare-feu matériel

Si une liaison via l'internet est nécessaire, par ex. pour opérer à distance ou commander des appareils hors de portée du Wi-Fi local, on peut l'établir sans risque ! La **figure 3** montre comment utiliser un module ESP ou un ordinateur pour collecter les données de tous les paquets UDP, les rassembler dans un tableau et les expédier par une liaison série vers un RPi ou un ordinateur configuré en serveur connecté à l'internet. On programmera le tout pour ne laisser passer que ce qui aura été « vérifié et approuvé ».

### Conclusion

Nous vous avons montré que la mise en œuvre de paquets UDP est si simple que tout un chacun peut établir un protocole taillé sur mesure pour ses besoins. Il n'y a pas de restrictions, car on n'utilise ni logiciel ni bibliothèques d'une tierce partie, qui nous imposeraient un protocole défini.

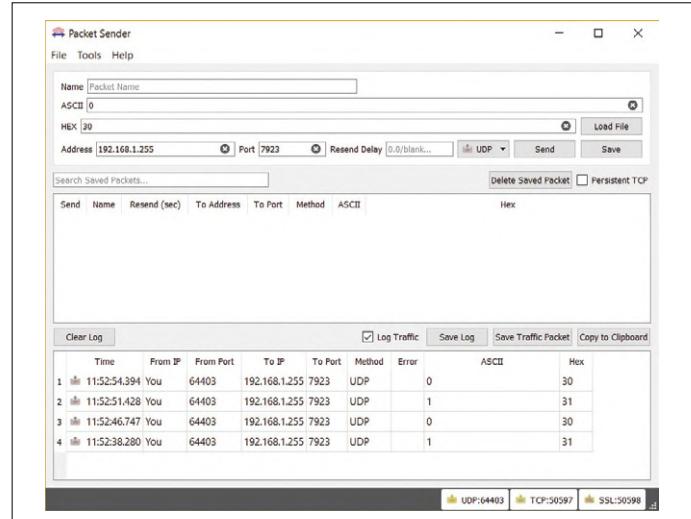


Figure 4. Le programme *Packet Sender* permet de tester ses propres protocoles de transmission UDP.

Cela convient parfaitement à nos auteurs qui peuvent s'en donner à cœur joie et expérimenter avec les exemples donnés. Un programme comme *Packet Sender* permet en plus de suivre le déroulement des opérations (**fig. 4** et [5]).

Les programmes décrits ci-dessus sont bien entendu disponibles gratuitement sur la page de l'article [6].

(180453-04 – version française : Jean-Louis Mehren)

@ WWW.ELEKTOR.FR  
→ Module Wi-Fi ESP8266 :  
[www.elektor.fr/1732](http://www.elektor.fr/1732)

### Liens

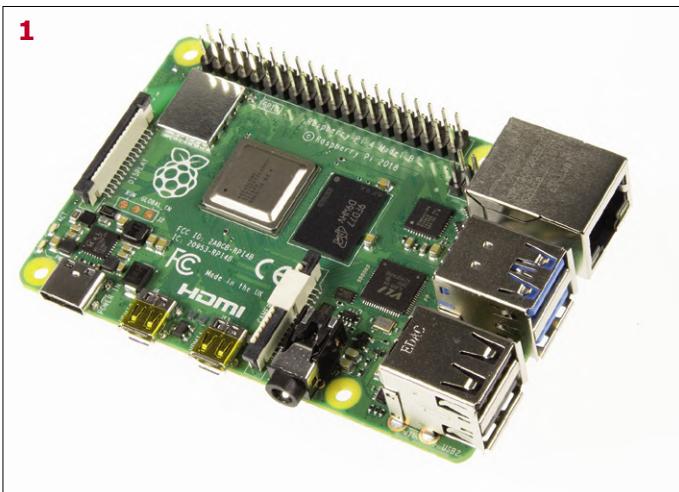
- [1] User Datagram Protocol : [https://fr.wikipedia.org/wiki/User\\_Datagram\\_Protocol](https://fr.wikipedia.org/wiki/User_Datagram_Protocol)
- [2] Transmission Control Protocol : [https://fr.wikipedia.org/wiki/Transmission\\_Control\\_Protocol](https://fr.wikipedia.org/wiki/Transmission_Control_Protocol)
- [3] Arduino IDE et ESP8266 : <https://arduino-esp8266.readthedocs.io/en/latest/installing.html>
- [4] ESP8266 et WiFi : <https://arduino-esp8266.readthedocs.io/en/latest/esp8266wifi/readme.html>
- [5] Packet Sender : <https://packetsender.com>
- [6] Page de l'article : [www.elektormagazine.fr/180453-04](http://www.elektormagazine.fr/180453-04)



# banc d'essai : Raspberry Pi 4 tout nouveau, tout beau, toujours au top ?

Mathias Claussen (labo d'Elektor)

Le Raspberry Pi 4 venait à peine de sortir quand Elektor en a publié le jour même, sur son site, un banc d'essai effectué au labo d'Elektor sur une version préliminaire reçue peu avant le lancement. Après le lancement du Raspberry Pi 3 B+, la concurrence était sortie du bois et tout le monde attendait le 4 au tournant. La plupart des conclusions sur le Raspberry Pi 4 auxquelles notre labo était arrivé il y a quelques mois restent d'actualité.



Le Raspberry Pi 4 est arrivé. Avec la précédente version, l'évolution avait été modeste, pour ne pas dire infime. Du Raspberry Pi 2 au 3, on peut parler d'avancée, mais du 3 B au 3 B+ c'était surtout de la cosmétique. Après le lancement du Raspberry Pi 3 B+, la concurrence était sortie du bois : matériel plus puissant, plus de fonctions, (USB 3.0 et Ethernet) etc. Avec le Raspberry Pi 4 on attendait de l'inédit sur le plan matériel, mais pas de grands changement du gabarit familier. Commençons par le matériel, puis viendra le logiciel.

## Port USB-C et PMIC

La première chose qui frappe, c'est que le Raspberry Pi 4 ne tient dans aucun des boîtiers habituels. C'est la faute à la nouvelle connectique pour l'écran et l'alimentation : USB-C pour l'alimentation et deux ports micro-HDMI pour nos écrans 4K. Oui, deux écrans en haute résolution en même temps grâce à l'interface numérique et l'alimentation par un connecteur universel USB-C.

## Nouveau SoC

Les deux ports USB sont bleus. C'est donc de l'USB 3.0 que nous avons, ce qui, avec l'interface Ethernet native, réglera définitivement tout problème de transfert des données mémoire de masse et réseau. Pour cela, il y a le nouveau SoC BMC2711 du Raspberry Pi 4, avec quatre coeurs Cortex-A72 cadencés à 1,5 GHz max. et jusqu'à 4 Go de RAM. Le gain de puissance

par MHz par rapport au Cortex-A53 se traduira aussi par une plus forte consommation d'énergie. Même avec des applications de bureau classiques, la réponse du Raspberry Pi 4 sera plus rapide.

Pas trop vite... Avant de passer au logiciel, examinons mieux le matériel.

Autre nouveauté, le processeur graphique *VideoCore VI*, avec de nouvelles fonctions comme les sorties 4K et le décodage 4K HEVC à 60 i/s. Comme ses prédécesseurs, ce SoC sans ventilateur ni radiateur est une solution élégante et discrète. Vous le verrez en pleine action sur quelques clichés en vision thermique de ce banc d'essai. L'alimentation du Raspberry Pi 4 change : au lieu des 5 V et 2 A de base auxquels nous étions habitués (2,5 A en fait pour le B+), ce sont 5 V @ 3 A qui sont demandés sur l'entrée USB-C, soit une puissance généreuse de 15 W. Outre l'unité centrale, quelques circuits intégrés nouveaux font leur apparition sur la carte.

Les photos montrent de près le PHY Gigabit Ethernet utilisé (type BCM54213PE) **fig. 4** et un hub USB, type VLI VL805-Q6 (**fig. 5**). Sur la fiche technique de ce hub USB 3.0, on voit qu'il n'y a pas de liaison montante (*uplink*) USB 3.0. En revanche, il existe une ligne PCI-Express, compatible PCI-E 2.0 et rétro-compatibles PCI-E 1.0. Il aura donc de la bande passante ! Côté radio, le Bluetooth est passé en version 5.0, et le Wi-Fi en 802.11ac à 2,4 GHz et 5 GHz. Je reviendrai sur la connexion Wi-Fi, des essais de transfert de données sont en cours.



## Hub USB 3.0 avec liaison montante PCI-E

On retrouve sur le Raspberry Pi 4 : le port RCA, le connecteur pour l'écran et l'interface caméra. Inchangée et rétrocompatible, la barrette à 40 broches nous permettra de connecter nos HAT (extensions matérielles) comme à l'accoutumée, au moins matériellement.

Mise en garde : ce banc d'essai a été mené sur une version alpha du Raspberry Pi 4, lequel a évolué depuis. Certains éléments peuvent être inopérants voire absents. Le logiciel du système a été amélioré entretemps et continuera de l'être comme par le passé avec les Raspberry Pi 2, 3 B, 3 B+ et Zero W.

## Raspberry Pi 4 côté logiciel

Avec la version bêta préliminaire que j'ai testée, tout ne fonctionne pas complètement, les mises à jour de certaines parties du Raspberry Pi 4 se poursuivent. Les deux possibilités : image Raspbian Buster ou NOOBS 3.1, ont fonctionné l'une et l'autre parfaitement et donnent accès sans problème au Bureau après un démarrage rapide.

## Double écran 4K

Grâce aux deux ports micro-HDMI, nous avons pu connecter deux écrans Full HD. Immédiatement après le démarrage, et accéder au Bureau complet sur l'un et l'autre. Nous avons tenté de connecter en moniteur secondaire le petit écran JOY-iT de 10 pouces disponible dans l'e-choppe d'Elektor, mais en vain pour le moment. En principe, avec deux écrans vous pouvez faire fonctionner deux sorties vidéo 4K à 30 i/s, ou à 60 i/s avec un seul.

À quoi bon deux écrans, en fait ? Diffuser une vidéo sur l'un pendant que vous naviguez sur l'autre. Ou jouer à certains jeux 3D, ce qui nous amène aux fonctions vidéo.

Premier test avec VLC sur le Raspberry Pi 4 et la vidéo *Big Buck Bunny* en résolutions 1080p @ 60 i/s et 4k @ 60 i/s. Et pour commencer, la résolution de 1080p en mode « fenêtré » (*windowed*). Malheureusement sans la fluidité habituelle. La forte charge de l'unité centrale observée au même moment indique que le décodage n'est pas entièrement délégué par le processeur. Avec le retour en mode plein écran, la charge de travail de l'unité centrale diminue et la vidéo devient fluide. Avec les deux sorties, nous avons également essayé deux vidéos différentes. Refus obstiné de VLC. Apparemment, le décodeur vidéo ne gère, pour le moment, qu'un seul flux à la fois.

J'ai essayé une vidéo 4K en h.264 avec un moniteur 1080 p, il n'est rien sorti de VLC que le son, car la restitution 4K n'est possible qu'en H.265. J'ai essayé avec le codec libde265.org. Hélas, l'écran de VLC est resté noir. La forte charge de l'unité centrale confirme que le décodage n'est pas traité par le maté-

riel comme il faudrait. Comme la compatibilité avec le standard 4K est prévue, on peut supposer qu'il s'agisse d'un bogue du pilote, qui sera éliminé. Si vous demandez comment se comporte le lecteur *OMXPlayer*, sachez qu'il n'a été daucune utilité non plus.

Après ce petit test avec VLC, j'ai encore essayé *Kodi*. Comme lors de ce test la plupart des distributions orientées vers la vidéo n'avaient pas encore été mises à jour pour le nouveau matériel, seule une version ancienne des référentiels Raspbian était disponible. En l'absence de toute accélération vidéo avec *Kodi* sur le Raspberry Pi 4, cela n'aurait eu aucun sens de pousser plus loin ces tests.

## La vie en bleu...

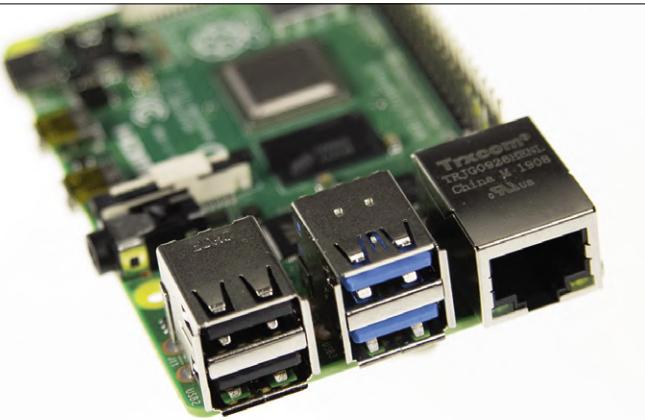
Nous disposons enfin de ce qui pour certains faisait si cruellement défaut : des ports USB dignes de ce nom, et pas seulement un banal USB 2.0 assorti d'une affligeante liaison montante vers le SoC. Avec les deux ports bleus et le nouveau hub USB, nous sommes enfin dans l'USB 3.0. De même, l'interface Ethernet n'est plus associée exclusivement à l'un des ports USB du hub. Elle est désormais directement connectée au SoC, ce qui laisse davantage de bande passante aux périphériques sur l'USB, et donne pour le réseau un appréciable gain de débit. Voyons les performances avec ces ports USB 3.0 et cette interface Gigabit Ethernet authentique. Avec un débit de 1000 Mbits/s, vous pouvez escompter un débit de données brut de 125 Mo/s, et rêver d'un beau serveur de fichiers NAS à la maison. Pour mes essais, j'ai utilisé SAMBA, probablement l'un des meilleurs outils de partage de données en réseau, et de surcroît compatible avec les trois principaux systèmes d'exploitation.

Pour le stockage, j'ai utilisé une clé USB *Kingston DataTraveler 100* de 32 Go et le système de fichiers EXT4. Comme deuxième option de stockage, j'ai essayé un disque en RAM ; nous pouvons en effet nous permettre de dilapider jusqu'à 1,2 Go de mémoire vive. Pour installer le disque en RAM, voici la commande que j'ai saisie :

```
sudo mount -t tmpfs -o size=1200M none /ramdisk
```

Après avoir configuré Samba (partage de fichiers Windows sur Linux), il m'a fallu quelques gros fichiers de test à copier. Pourquoi pas [bbb\\_sunflower\\_1080p\\_60fps\\_normal.mp4](http://bbb_sunflower_1080p_60fps_normal.mp4) et [bbb\\_sunflower\\_2160p\\_60fps\\_normal.mp4](http://bbb_sunflower_2160p_60fps_normal.mp4) (<http://bbb3d.renderfarming.net/download.html>), et ses 1.004.968 Ko, que j'avais sous la main depuis mes essais de restitution vidéo. Je les ai d'abord copiés sur la clé USB puis, à l'aide d'une simple commande `cp`, j'ai mesuré le temps nécessaire au Raspberry Pi 4 pour les copier vers le disque en RAM. De cette façon, un disque lent ne risquait pas de ralentir le transfert.

6



Un petit script récupère l'horodatage en début de transfert et un autre à la fin. Le temps de 9,3 s, soit un débit de 108,05 Mo/s, correspond hélas à la limite du lecteur Flash utilisé. Lors de la deuxième copie des fichiers, le débit était sensiblement plus élevé, car maintenant la mémoire RAM supplémentaire, très pratique, joue le rôle de cache pour le lecteur. Comparé à la vitesse d'un Raspberry Pi 3 B+, c'est rapide, car avec le port USB 2.0, on doit se contenter d'environ 50 Mo/s. De plus, sur un 3 B+, la bande passante est partagée avec l'interface Ethernet. À propos d'Ethernet, le disque RAM permet de lire à 102 Mo/s en partage de fichiers SMB, et nous sommes donc pratiquement à la vitesse maximale de 1 Gbit/s compte tenu de la charge que constitue le SMB. Pour les fichiers, j'ai utilisé une machine Windows 10 Pro dotée d'un lecteur SSD comme destination. Mon dernier essai a consisté à copier directement à partir de la clé USB. D'expérience, les données se lisent sur cette clé à des vitesses dépassant 100 Mo/s. Pour ce transfert, le débit a atteint 98 Mo/s, là encore compte tenu de la charge de la clé USB elle-même. Pour faire un petit serveur économique, c'est correct et ça représente une amélioration attendue depuis longtemps.

#### Et côté radio ?

Comme avec le Raspberry Pi 3 B+, la puce Wi-Fi est blindée par un boîtier métallique pour limiter les interférences (EMI). L'agencement de l'antenne est similaire à celui des anciens modèles. Examinons les fonctions Wi-Fi.

J'ai de nouveau utilisé le disque en RAM pour copier des données depuis le Raspberry Pi 4 vers un PC sous Windows 10. Cette fois-ci, j'ai déconnecté le réseau local et activé le Wi-Fi, dans la bande 2,4 GHz. Dans cette configuration, le Raspberry Pi 4 fonctionne à 150 Mbits maximum, connecté à mon point d'accès test, qui atteint 300 Mbits/s. J'ai choisi une configuration idéale pour le Raspberry Pi 4, sans obstacles visuels et une dis-

tance de moins de 10 m. Ce n'est pas si fréquent dans la vraie vie, mais c'est la limite pour notre labo. J'ai ensuite transféré la même quantité de données qu'auparavant (1.004.968 Ko) et mesuré la durée du transfert : 159 s. Soit une vitesse de transfert de 6,32 Mo/s. Quid de la bande de 5 GHz ? Les transferts n'y devraient-ils pas être plus rapides ? Oui, à condition d'utiliser pour cette bande un canal inférieur à 64, faute de quoi le Raspberry Pi 4 ne le verra pas. J'ai obtenu une vitesse de transfert de 7,17 Mo/s du fait du débit de 200 Mbits dans l'air offert par le Raspberry Pi 4. Pour de la diffusion directe (*streaming*) de vidéo, c'est acceptable, mais pas pour utiliser le Raspberry Pi 4 comme point d'accès.

Bluetooth ! Oui, ça fonctionne, comme il se doit, avec Linux. Mais je n'ai pas eu le temps de le tester.

#### À quelle vitesse ?

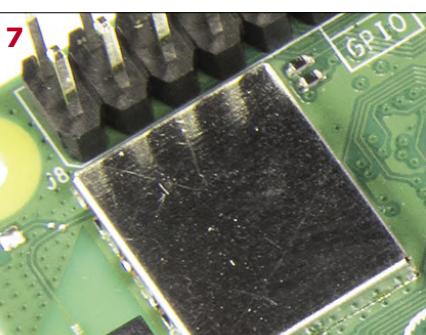
La fréquence maximale pour cadencer les coeurs est de 1,5 GHz, soit 100 MHz de plus que sur le 3 B+. Une augmentation théorique de 7,1% peut paraître modeste. Cependant, les coeurs du Raspberry Pi 4, désormais de type Cortex-A72, ont été conçus d'abord pour améliorer la puissance par MHz, et ensuite la puissance par watt. Le calcul montre que le Raspberry Pi 4 est plus puissant que la version 3 B+. Si nous utilisons *sysbench* avec un cœur, en saisissant la commande :

```
sysbench -test=cpu run
```

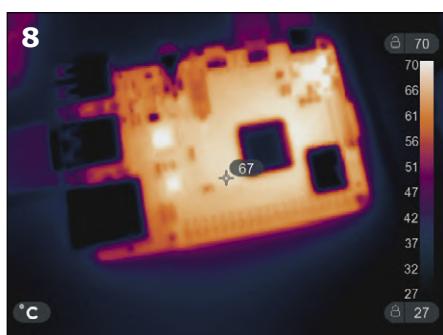
il faut 121,35 s au Raspberry Pi 3 B+. Si nous effectuons le test sur l'un des coeurs Raspberry Pi 4, le temps de traitement est de 92,78 s, soit environ 30 % de mieux que le 3 B+ dans les mêmes conditions. Ce test sur les deux systèmes avec l'ensemble des coeurs donne 34,54 s pour le Raspberry Pi 3 B+ et 23,25 s pour le Raspberry Pi 4, ce qui représente une augmentation considérable à mettre surtout au crédit des nouveaux coeurs.

Cette bonne nouvelle concernant la puissance de l'unité centrale un prix : la consommation d'énergie est plus élevée. La vision thermique montre que le Raspberry Pi 4 chauffe davantage que le Raspberry Pi 3 B+.

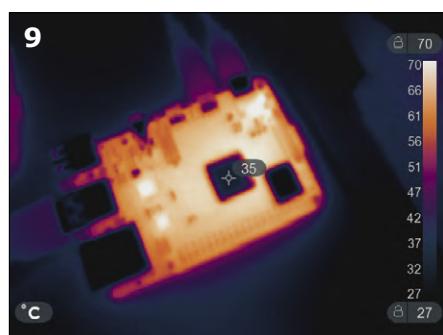
Si vous chargez le système, il atteindra des températures qui sont tout sauf négligeables. Avec des crêtes à 68 °C et des points de chaleur dépassant 55 °C autour de l'unité centrale, il est évident que le refroidissement opère. L'image du logiciel utilisée pour nos essais était considérée comme une version préliminaire. Espérons qu'elle sera optimisée. Par nature, le processeur Cortex-A72 privilégie la vitesse au détriment de la consommation. Je m'attendais donc à une forte dissipation, mais pas au degré observé. Les zones noires dans l'image thermique correspondent aux boîtiers métalliques de l'unité centrale et du module de communication sans fil. Croyez-moi, ils ne sont pas aussi froids que l'image semble l'indiquer et



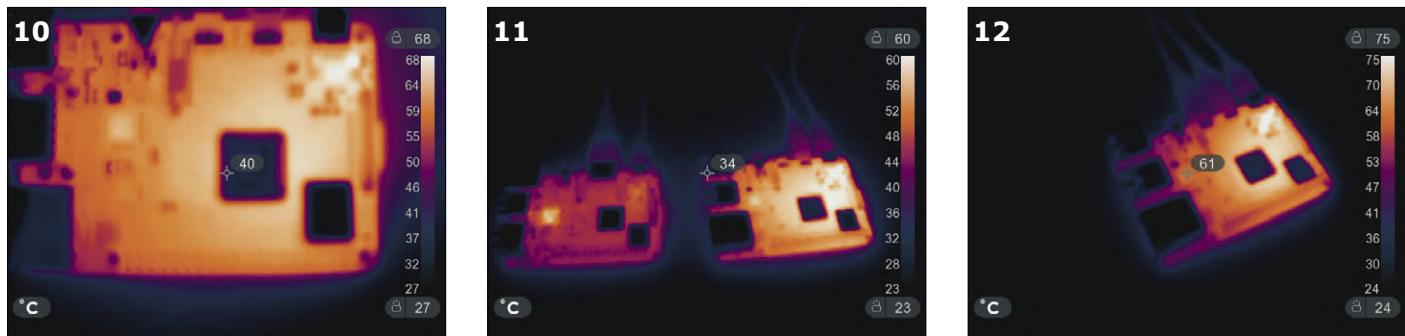
7



8



9



je doute que, dans la pratique, vous ayez très envie de toucher le CPU du Raspberry Pi... Le deuxième point chaud apparent dans l'image correspond à la puce électronique du hub USB 3.0. Pas touche !

En comparant la nouvelle version au 3 B+ en mode bureau au repos, il est évident que le 4 n'est pas aussi cool que son petit frère. Une optimisation de la consommation électrique dans les configurations de repos s'impose, et j'espère des améliorations avant la sortie de la version finale. La **figure 11** montre les températures au repos d'un Raspberry Pi 3 B+ et d'un Raspberry Pi 4. (**figure 10**).

Conséquence : le logement de votre carte Raspberry Pi 4 est crucial. Le recoin sombre et poussiéreux convenable pour les précédents modèles, n'est plus de mise. Un refroidissement efficace doit éviter une dangereuse surchauffe. Toute cette chaleur dissipée par le système, c'est autant d'énergie qu'aura à fournir son alimentation.

La consommation d'énergie du Raspberry Pi 4 est un paramètre essentiel. J'ai donc mesuré le courant fourni successivement au repos, avec le test vidéo de référence de l'unité centrale et le jeu *SuperTuxKart* (720 p). Ces essais ont été effectués avec un seul écran et l'image alpha du système Raspbian.

- Avec le Bureau au repos : 2,8 W sous 5 V.
- Avec la vidéo *Big Buck Bunny* en lecture en 1080p : environ 3 W en plein écran ; et en mode « fenêtré », près de 4 W.
- Avec *SuperTuxKart* (720 p) : environ 5 W en course sur circuit.
- Avec *Sysbench* sur un seul cœur : 3,9 W ; ou 5,2 W avec l'ensemble des coeurs.

Avec la puissance du système augmente sa dissipation de chaleur. Si la charge de traitement s'alourdit, prévoyez une ventilation permanente. Le port réseau et les ports USB chauffent aussi. Le hub USB consomme aussi quand vous transférez des données par le réseau, tout comme les composants de réseau et de Wi-Fi.

Un système principalement au repos 24/24 h et 7/7 jours consommera 24,6 kWh par an, une consommation qui augmentera avec la charge de calcul. La contrepartie de cette puissance de calcul accrue est la nécessité de mieux gérer les aspects thermiques, surtout si vous y ajoutez des HAT. Grâce à la mémoire vive supplémentaire, on peut envisager des machines virtuelles sur le Raspberry Pi 4, ou différents serveurs, un système « courtier » pour messagerie MQTT ou un support de stockage de fichiers chiffrés, sans oublier la possibilité de passer rapidement d'un système à un autre... De ces belles idées, il restera à faire la part de rêve et de réalité.

### **VideoCore VI : retour de la 3D sur le Bureau**

Ce qui a manqué sur les versions antérieures, c'est l'accélération 3D pour le Bureau. Avec le Raspberry Pi 4 et le pilote de la partie graphique du processeur *VideoCore VI*, cette fonction est enfin de retour. Comme elle est proposée ici en mode « fenêtré », elle fonctionne parfaitement ! Avec le nouveau cœur, aucun problème pour faire tourner des jeux comme *SuperTuxKart*, alors que le Raspberry Pi 3 B+ imposait de nombreux bidouillages quand parfois il ne refusait pas de le faire fonctionner. Le Raspberry Pi 4 permet de lancer le jeu plutôt rapidement. Avec une résolution de 1024×768 et des effets limités au niveau 3, nous avons pu faire quelques tours à 40 i/s en moyenne. Si nous passons à une résolution de 720p, la vitesse de rafraîchissement diminue à 29 i/s en moyenne, même si cela reste jouable — une amélioration manifeste par rapport au Raspberry Pi 3 B+. Comment se comporte un émulateur N64 ou PS1 ? Désolé, faute de temps pour ce banc d'essai (fait avant l'été), je n'ai pas pu le tester. On peut s'attendre à bénéficier d'une puissance bien plus grande qu'avec la version antérieure.

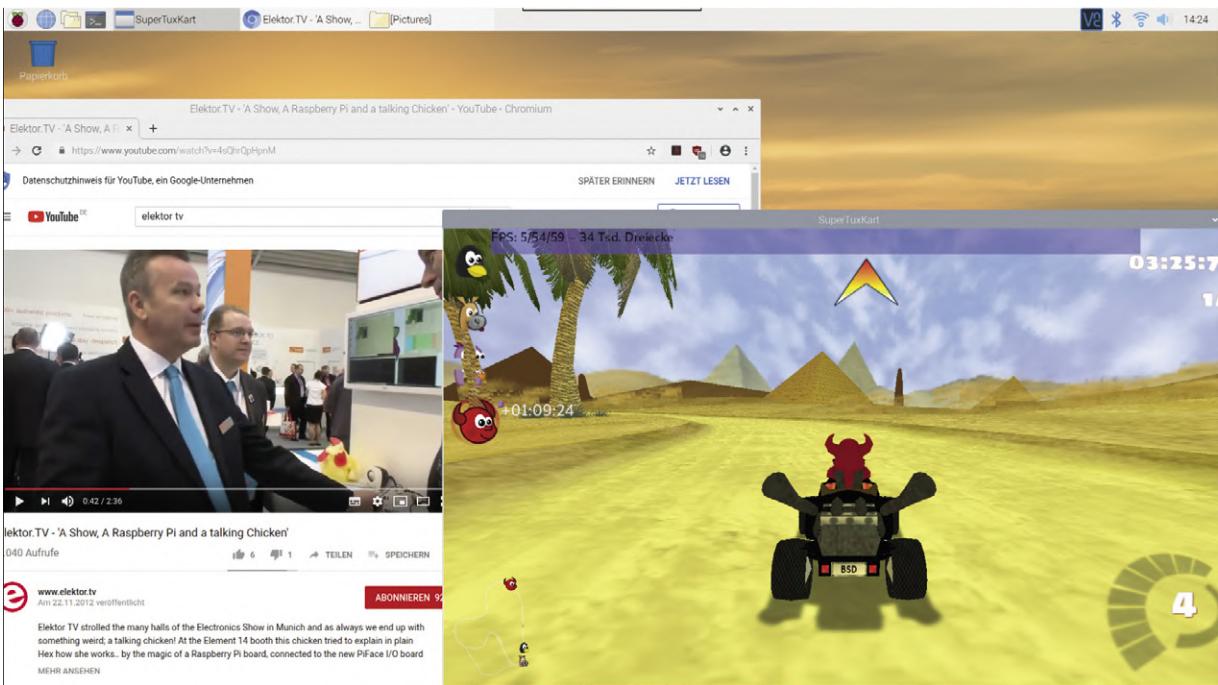
### **Connexion des extensions au Raspberry Pi 4**

Question incontournable pour tous ceux qui possèdent déjà une extension Raspberry Pi ou envisagent d'en installer une sur le nouveau nano-ordinateur : pourrai-je encore connecter des produits additionnels sur le Raspberry Pi 4 ? Oui, rassurez-vous. En revanche, s'il s'agit d'un écran TFT avec interface HDMI, vous aurez besoin d'un nouveau câble.

Les connecteurs et circuits de la caméra et de l'écran sont inchangés par rapport au Raspberry Pi 3 B+, et il en va de même de notre cher connecteur polyvalent à 40 broches. Il est possible de connecter les mêmes extensions qu'auparavant, par exemple l'alimentation de substitution enfichable StromPi V3, avec son courant de 3 A. Le HAT PoE (Power Over Ethernet) trouvera sa place également, mais avec seulement 2,5 A de courant, il est un peu gringalet pour le Raspberry Pi 4. Le HAT PoE pourrait marcher mais je ne l'ai pas vérifié. En revanche, sur la nouvelle carte, j'ai testé un écran TFT de 3,5 pouces, et l'écran tactile de 7 pouces de la Fondation Raspberry Pi, raccordé au connecteur pour écran.

Le premier essai sur le port d'affichage a échoué : l'écran n'a pas été détecté et rien ne s'est affiché. Ce problème devrait être corrigé dans les versions ultérieures.

L'écran TFT de 3,5 pouces connectable en principe directement aux différents modèles de Raspberry Pi, n'a rien donné non plus, sans doute parce qu'il reste à mettre à jour certains éléments du logiciel qui ont changé. L'écran lui-même est reconnu après la configuration habituelle. Mais si la sortie graphique est redirigée vers l'écran, le Raspberry Pi 4 se bloque au démarrage. Encore un problème de logiciel à résoudre.



Je n'ai pas non plus connecté tout de suite de caméra au Raspberry Pi 4, car d'autres éléments de l'image en version préliminaire ne fonctionnaient pas. Pour évaluer le fonctionnement de ces périphériques, il faudra attendre l'image finale et probablement quelques jours d'expérimentation.

Du côté des entrées-sorties et des interfaces SPI et I<sup>2</sup>C, tout semble fonctionner comme prévu, du moins après un test rapide. Selon les logiciels et les bibliothèques utilisés, vos configurations adoptées pour les modèles de Raspberry Pi plus anciens devraient fonctionner avec le Raspberry Pi 4. Et si non, les ajustements nécessaires ne tarderont pas à rétablir le fonctionnement au fil des mises à jour.

## Bilan

J'ai testé sommairement les performances, la consommation d'énergie et les possibilités de jeux en 3D (en version *light*). Comme je l'ai mentionné dès le début de ce banc d'essai, je ne disposais alors que d'une image bêta pour Raspberry Pi 4, dont la version finale devrait être améliorée. Pour vos distributions préférées orientées vers la vidéo, par exemple OpenELEC, il faudra un certain temps avant que toutes les adaptations soient incorporées. Le logiciel n'est pas complet, des correctifs s'imposent. Ces améliorations seront faites, mais ça prendra forcément un peu de temps.

## Prêt pour l'industrie ?

Raspberry Pi 4 est un pas en avant vers une possible utilisation industrielle, mais il ne s'affranchit pas des principaux problèmes communs à ses prédécesseurs. La carte micro SD pour commencer. Son utilisation prolongée sans optimisation se traduira forcément par une panne. Le port SATA reste sur la liste des souhaits. Il faut composer désormais avec le problème de dissipation de chaleur ; il lui faut de l'air au Pi 4, beaucoup d'air ! Dans les environnements

Nous les avons donc finalement vu arriver, ces évolutions tant attendues : plus de vitesse pour les ports USB, le réseau et l'unité centrale, et davantage de mémoire vive. Tout ceci a évidemment un prix, d'abord en espèces sonnantes et trébuchantes, mais aussi en énergie consommée ! À partir des modèles d'entrée de gamme avec 1 Go de RAM, presqu'au tarif du Raspberry Pi 3 B+, le prix augmente en fonction de la mémoire souhaitée. La consommation d'énergie et la dissipation thermique progressent de conserve. Selon les besoins de votre application, vous préférerez peut-être les avantages de la RAM étendue et de la puissance accrue, la possibilité de plusieurs écrans et de la résolution 4K, ou au contraire, l'un des anciens modèles p-ê moins puissant mais aussi moins gourmand.

J'ai apprécié la capacité supplémentaire en mémoire vive de la nouvelle carte. L'USB 3.0 accélère et facilite le transfert de données. La possibilité de connecter deux écrans au Raspberry Pi 4, le tout en 4K, permet de faire de votre nano-ordinateur préféré un excellent client léger, un flipper intégralement numérique, un compagnon (de jeu) apprécié dans votre salon, un outil d'expérimentation de la réalité virtuelle, voire une petite machine pour applications de bureau... ▶

190324-04 — VF PG DM

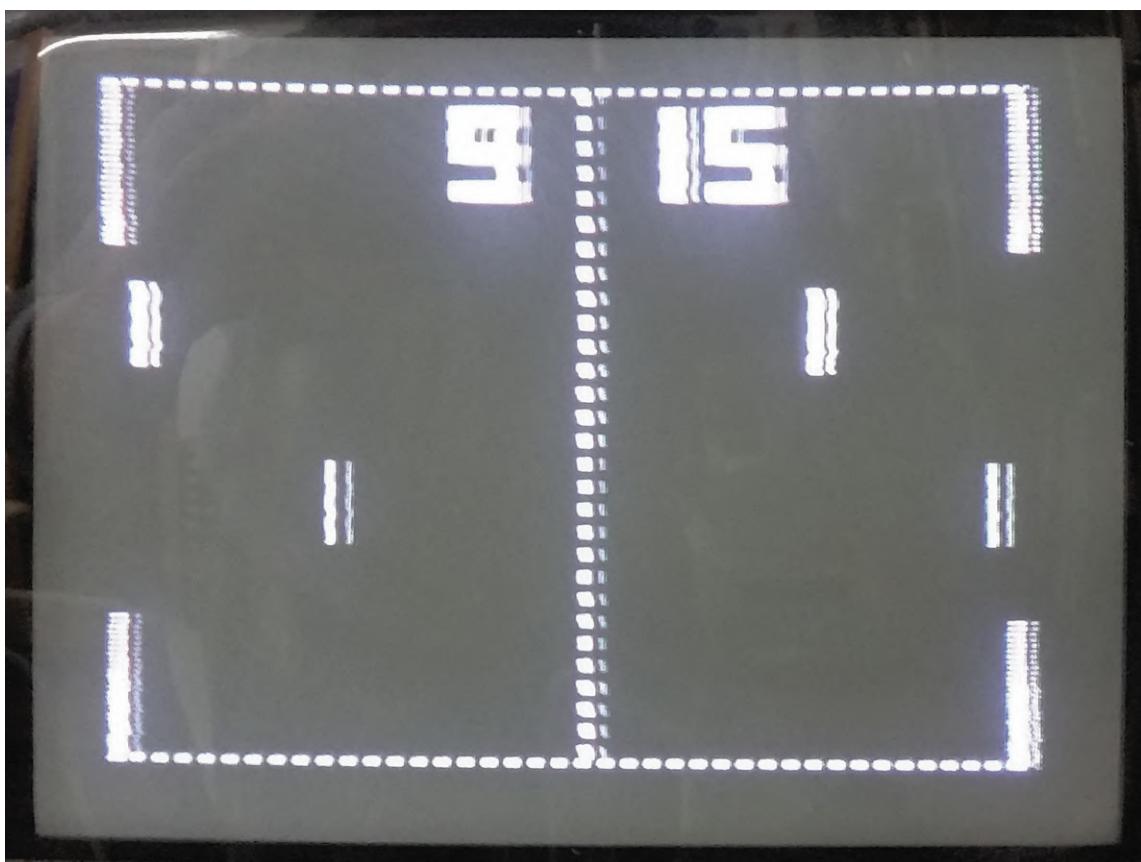
sensibles ou difficiles d'accès, le nouveau venu n'est pas encore la panacée, même si ses 4 Go de RAM réduisent la dépendance au stockage sur carte SD. Si vous êtes actif dans les applications d'affichage dynamique, les systèmes d'information ou d'applications multimédia, vous adopterez certainement le Raspberry Pi 4 plus facilement que si vous avez à tenir compte des contraintes citées.

# la première console de jeux vidéo d'Elektor

## reprise de service après 42 ans

Karl-Ludwig Butte

Dans le numéro de juillet/août 1977 paraissait le guide de montage de la première console de jeux vidéo d'Elektor avec la puce AY-3-8500 de General Instruments. Avec peu de composants additionnels et un circuit imprimé professionnel fabriqué par Elektor, le succès de sa reproduction était pratiquement garanti. Mais si la puce AY-3-8500 marquait le début des jeux vidéo, elle était surtout le couronnement d'un développement de plus de dix ans. Suivez-moi sur les traces d'une histoire étonnante des jeux vidéo et assistez à la remise en service d'un circuit Elektor original après 42 ans !



« Je ... me suis livré à un décompte mental de toutes ces centaines de millions de téléviseurs à travers le monde qui ne faisaient rien d'autre que de jouer le programme diffusé par les émetteurs locaux. J'ai alors eu une inspiration – un eurêka ! – et ainsi sont nés les jeux TV à la maison... un peu tôt, du point de

vue technique, car les microprocesseurs peu coûteux n'étaient pas encore disponibles et les puces numériques étaient encore trop chères, de sorte que les jeux ne pouvaient dépasser un niveau relativement primitif. »

Voilà comment, dans l'introduction son livre « Videogames: In

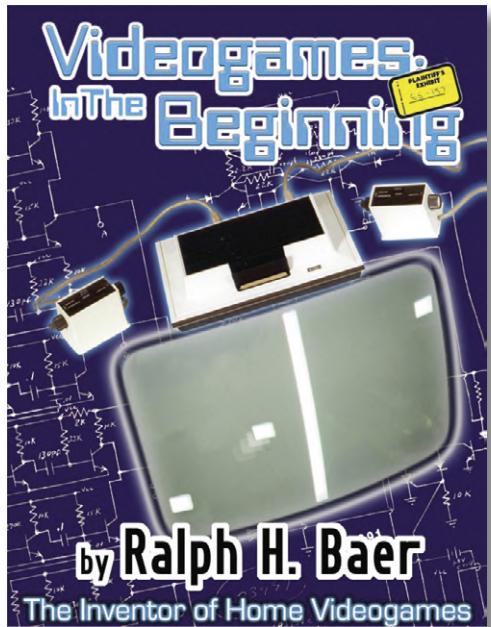


Figure 1. Le livre de Ralph H. Baer « Videogames: In the Beginning » [1].



Figure 2. Ralph Baer au Lara-Games-Award 2009 à Cologne, Allemagne [2].

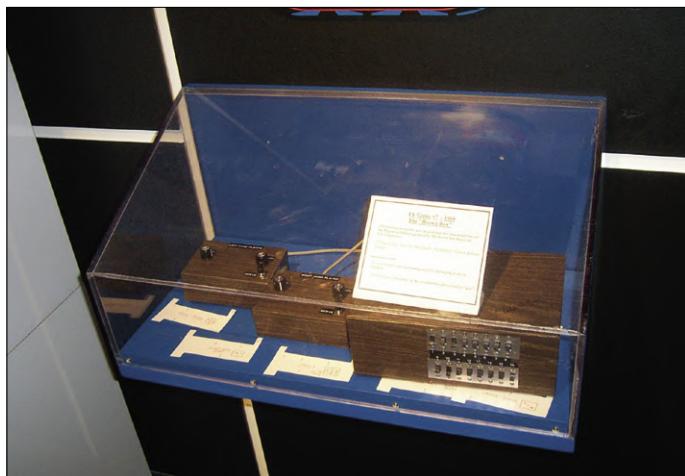


Figure 3. Le prototype de Ralph Baer « Brown Box », exposé à la Smithsonian Institution [3].



Figure 4. La console de jeux « Odyssey » de Magnavox, 1972 (photo : Evan Amos, domaine public).

the Beginning » (**fig. 1**), Ralph H. Baer décrit ses premières idées qui conduisirent au développement des jeux vidéo et d'une industrie multimilliardaire en dollars. C'était en 1966. Cette année-là, l'Angleterre remporta la coupe du monde de football, l'Union soviétique réussit le premier alunissage non habité en douceur avec Luna 9 et Kurt Georg Kiesinger devint le troisième chancelier d'Allemagne Fédérale.

Ralph A. Baer (**fig. 2**) naquit en 1922 à Rodalben, près de Pirmasens, en Allemagne. Juif, il émigra avec sa famille en Amérique en 1938, échappant de peu au péril nazi. Après la guerre, il étudia à l'*American Television Institute of Technology* à Chicago, où il obtint un diplôme de « Bachelor of Science » en 1948. En 1955, il rejoignit Sanders Associates, un fournisseur de matériel électronique militaire, pour lequel il travailla pendant trente ans. « Mais les jeux vidéo, ça n'a rien de commun avec l'armement ! » me direz-vous. Baer voyait les choses autrement. Il était suffisamment visionnaire pour imaginer que la technologie qu'il voulait utiliser pour ses jeux vidéo pouvait très bien servir de base aux simulateurs et à l'entraînement des systèmes d'armement. Et bien plus important, il sut convaincre sa hiérarchie de sa vision et obtenir le feu vert pour son projet.

### Premières expérimentations

Baer se mit au travail avec un petit budget et un technicien. Les premiers circuits expérimentaux étaient à base de tubes, comme celui représenté à la page 221 du livre « Videogames: In the Beginning » [1], qui affiche sur l'écran une ligne verticale de largeur constante. On pouvait la déplacer horizontalement et changer sa hauteur par rapport au bord inférieur de l'écran. Il devint rapidement clair que les objectifs prévus ne pourraient être atteints avec des tubes et qu'il fallait passer aux transistors. Vous pouvez admirer le premier prototype à base de transistors sur la page 223 du même livre. En 1968, Baer présenta à la direction de Sanders Associates la « Brown

Box », un prototype qui comprenait sept jeux différents, un réglage manuel et un fusil optique pour les jeux de tir. Ce prototype est toujours exposé à la *Smithsonian Institution* à Washington, DC (**fig. 3**).

### Cherche repreneur de la licence, désespérément

Pour récupérer les coûts investis dans le projet sans devoir faire apparaître le nom « Sanders » dans le domaine de l'électronique grand public, la direction se décida à chercher un repreneur de la licence du nouveau jeu vidéo. Cela s'avéra plus difficile que prévu et prit des années avant qu'un accord pût finalement être conclu avec le fabricant américain de téléviseurs Magnavox. C'est en septembre 1972 que la console de jeux « Odyssey » fit ses débuts sur le marché américain (**fig. 4**).

Le succès d'« *Odyssey* » fut fulgurant ! Il fut suivi du développement de nouveaux jeux, de versions à l'exportation vers des pays aux standards de télévision différents de ceux des États-Unis et d'imitations d'autres fabricants. Finalement, General Instruments commercialisa la puce AY-3-8500 (**fig. 5**), avec laquelle se clôt la boucle avec la revue Elektor de l'été 1977.

### Entrée en scène de General Instruments

General Instruments (GI), fondé en 1948, fut l'un des plus gros fabricants de composants à semi-conducteurs aux États-Unis. L'histoire fluctuante de l'entreprise comporte la direction, entre 1990 et 1993, de Donald Rumsfeld, qui devint plus tard le ministre de la Défense des États-Unis. En 1997, la société fut démembrée en trois entités dont deux furent rachetées respectivement par Vishay et Motorola. Seule la troisième, CommScope, fournisseur d'infrastructures de réseaux, existe encore aujourd'hui.

Dans l'établissement écossais de GI à Glenrothes, au nord d'Édimbourg, Gilbert Duncan Harrower était arrivé à concentrer en 1975 presque toute la circuiterie nécessaire pour un jeu vidéo comme l'« *Odyssey* » de Magnavox en un seul circuit intégré. La puce AY-3-8500 était née ! La nouvelle parvint aux oreilles du Dr. Ed Sacks, le directeur général de l'établissement GI de Hicksville, États-Unis. Il fit venir la puce ainsi que deux ingénieurs d'Écosse et invita Ralph Baer à une présentation à Hicksville. Avec l'aide



Figure 5. La puce AY-3-8500 de General Instruments, 1975 [4].

de Baer, on trouva en la Société Coleco le premier client commercial. « Telstar », la première console de jeux de Coleco, fut un succès complet, ce qui n'était pas évident à priori si l'on considère que Coleco (**Connecticut Leather Company**) avait été fondée par le Russe Maurice Greenberg à New York en 1932 pour vendre des articles en cuir à des cordonniers.

### Numéro d'été

En novembre 1975, Elektor publia un guide de montage sous le titre « *TV Tennis* ». Ce jeu n'était encore équipé que de puces TTL de la série 74 et de quelques transistors. Le circuit ne réalisait que ce jeu et la conception de l'écran n'allait pas au-delà de la balle et des deux raquettes. Mais ce projet retient l'attention, car la description du circuit expose très clairement les principes de base sur lesquels reposaient les jeux vidéo des années 70.

En 1977, je n'étais pas (encore) un lecteur assidu d'Elektor, mais je ne laissai pas m'échapper le numéro d'été de l'année. En le feuilletant, je tombai sur le projet de jeu vidéo qui m'a tout de suite fasciné. Le guide de montage était très succinct, mais il y avait tout de même un circuit imprimé professionnel fabriqué par Elektor. La **figure 6** en montre le schéma. On voit que l'AY-3-8000 ne nécessitait que très peu de composants additionnels. Une comparaison avec le circuit de référence de

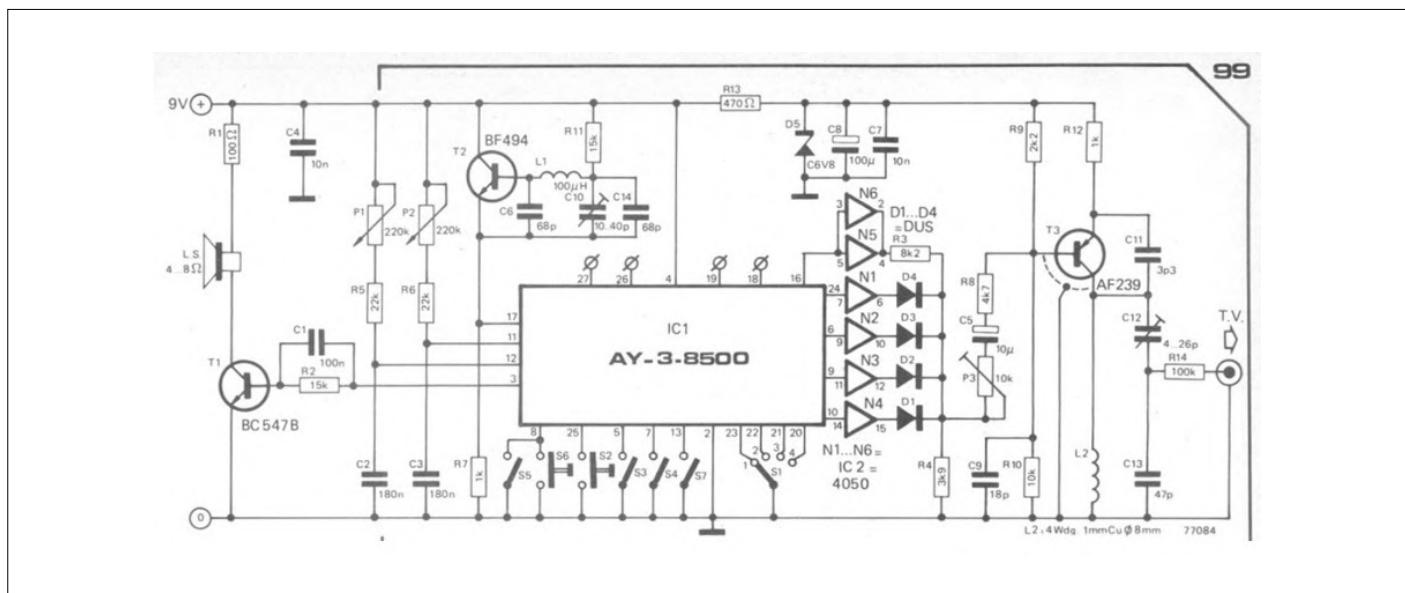


Figure 6. Schéma de la première console de jeu vidéo d'Elektor du numéro de l'été 1977.

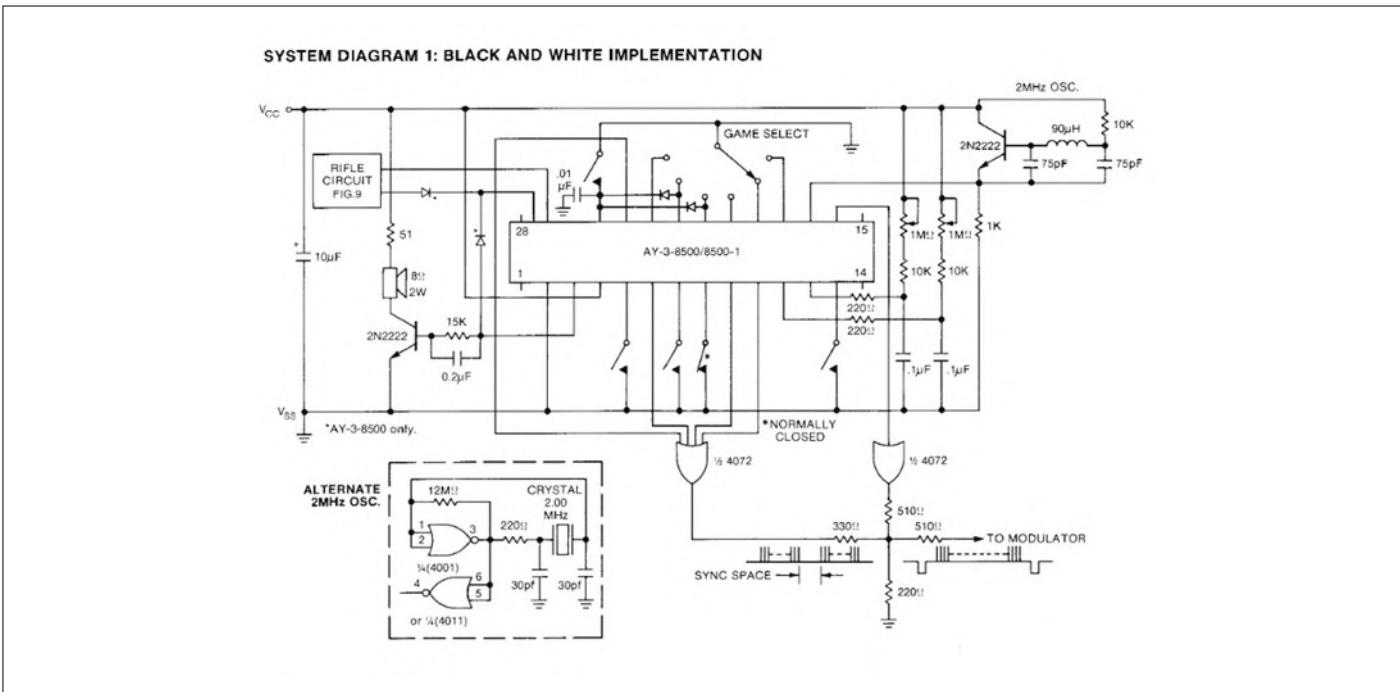


Figure 7. Circuit de référence d'utilisation de la puce AY-3-8500 (General Instruments Corp. – Microelectronics : Gimini TV Game circuits, janvier 1978).

la **figure 7** [5] montre à quel point Elektor s'en est inspiré. Le jeu de tir avec le fusil optique fut laissé de côté et la version de la AY-3-8500 utilisée était celle adaptée au standard de télévision allemand à 625 lignes. Pour le standard américain NTSC, il fallait utiliser la **AY-3-8500-1**.

La puce principale, au prix de trente deutsche marks, était plutôt chère pour mon modeste budget, mais j'étais fermement décidé à réaliser ce jeu vidéo. Vous voyez le résultat sur la **figure 8**. Il a gardé l'aspect d'il y a 42 ans. Marcherait-il encore ? Avec une certaine appréhension, je dévissai le boîtier pour avoir un aperçu de l'état intérieur (**fig. 9**). La **figure 10** montre le circuit imprimé équipé. Ma foi, tout cela avait encore très bon aspect. Le condensateur céramique C1 était endommagé et fut remplacé. Par bonheur, j'ai également contrôlé la prise d'antenne. Le fil d'antenne en était sorti à cause de la vis de fixation dévissée. Le petit haut-parleur à l'intérieur de l'appareil avait subi les outrages du temps : la membrane s'était décollée de la corbeille et les fils de raccordement à la bobine étaient cas-

sés. Comme je ne disposais pas d'un haut-parleur de rechange adéquat, j'ai décidé de me passer du son. Ce n'était pas un grand sacrifice, car le « pépiement » m'avait agacé dès l'origine. Après avoir réglé quelques autres problèmes mineurs, j'ai connecté le jeu à la prise d'antenne d'un vieux téléviseur à tubes, branché les réglages à main et l'alimentation que j'ai mise sous tension. L'article indiquait le canal 30 pour obtenir les meilleures images. Après de nombreux essais et un réglage laborieux des condensateurs d'ajustage C10 et C12, j'ai obtenu la meilleure image sur le canal 29, comme vous pouvez l'admirer sur la **figure 11**. Tout fonctionne encore comme jadis, mais à condition d'utiliser un vieux téléviseur à lampes, aucune chance avec les appareils numériques d'aujourd'hui. Mais dans l'Elektor de juillet-août 2018 (« puce pour jeu vidéo GI AY-3-8500 »), Neil Gruending s'attaque précisément à ce problème et présente une solution qui contourne le circuit du modulateur et préleve le signal vidéo en amont pour l'envoyer à l'entrée AV du téléviseur.



Figure 8. L'appareil de l'auteur d'après le guide de montage dans Elektor 6-7/1977.

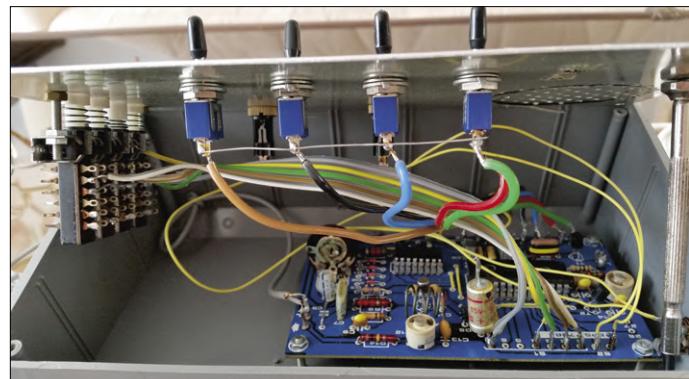


Figure 9. Vue de l'intérieur de l'appareil de l'auteur.

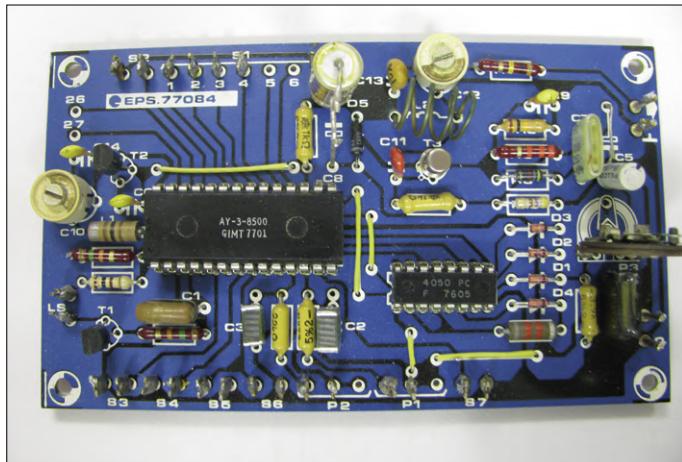


Figure 10. Le circuit imprimé Elektor équipé de l'auteur.



Figure 11. L'appareil de l'auteur fonctionne toujours, après 42 ans, branché sur un téléviseur à lampes.

### Ralph H. Baer, un millionnaire ?

Dans cet article, nous avons suivi l'histoire des jeux vidéo de Ralph H. Baer (depuis les débuts en 1966, puis le développement de la puce AY-3-8500 par General Instruments en 1975 et enfin le numéro de l'été 1977 d'Elektor). Cela a débouché sur un marché mondial multimilliardaire en dollars qui jouit encore aujourd'hui d'un taux de croissance appréciable. Cela signifie-t-il qu'en conséquence Ralph H. Baer est devenu millionnaire, voire milliardaire ? Non. Inventer quelque chose est simple, comme il le dit lui-même ([1], p. 110), mais vendre ensuite l'invention est nettement plus difficile. Même sa qualité de père des jeux vidéo a été contestée par le fondateur d'Atari, Nolan Bushnell. Mais comme il avait l'habitude de tout documenter légalement, il a gagné son procès contre Bushnell en 1982. Parmi d'autres preuves, il a pu produire la liste des visiteurs d'une exposition publicitaire de Magnavox pour la console de jeu « Odyssey » de 1972, avec la signature de Nolan Bushnell comme participant. Au cours de cette exposition, Bushnell avait donc pris connaissance des jeux contenus dans l'« Odyssey » avant le développement de son jeu d'arcade « Pong ».

En 2005, Ralph Baer fit don au *Smithsonian National Museum of American History* [6] de tout le matériel et de la documentation encore existants de son développement des jeux vidéo. En 2006, il fut l'invité d'honneur d'une exposition exceptionnelle au musée des jeux sur ordinateur de Berlin. On peut voir son interview vidéo tournée à cette occasion sur Spiegel Online [8]. Ralph Baer est décédé le 6 décembre 2014 à l'âge de 92 ans à Manchester, New Hampshire, États-Unis. Mais ses idées, ses réalisations et leurs développements modernes procurent encore aujourd'hui bien du plaisir aux joueurs – dans le monde entier. ▶

(180574-03 – version française : Helmut Müller)

**ESTP 2004**

www.elektor.tv



*Rétronique* est une rubrique mensuelle sur les pages glorieuses et jaunies de l'électronique, avec occasionnellement des montages de légende décrits dans Elektor.

Si vous avez des suggestions de sujets à traiter, merci de les télégraphier à [redaction@elektor.fr](mailto:redaction@elektor.fr)

### Liens

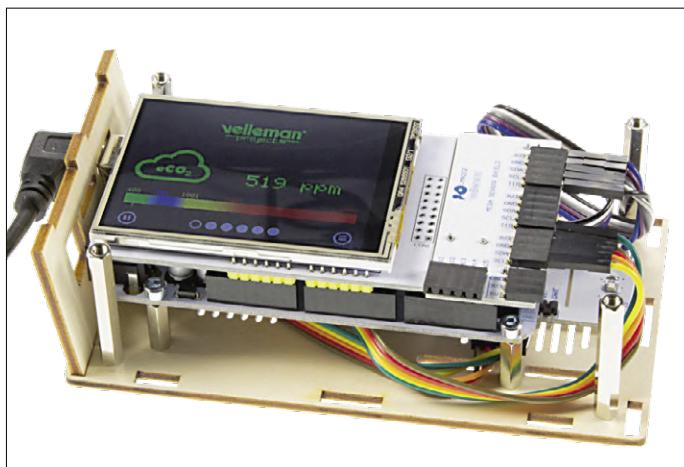
- [1] 'Videogames: In the Beginning', Baer, Ralph H., Rolenta Press, Springfield, NJ, USA, 2005 : <https://bit.ly/33PHNeT>
- [2] Ralph Baer au Lara-Games-Award 2009 à Cologne, Allemagne (copyright : Michael Schilling, licence Creative Commons) : <https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Ralph-Baer.jpg>
- [3] Le prototype « Brown Box » de l'« Odyssey » de Magnavox, signé du créateur Ralph Baer (copyright : George Hotelling, licence Creative Commons Attribution-ShareAlike 2.0 Generic) : <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=2859746>
- [4] General Instrument AY-3-8500 - antic pong TV game (copyright : Atreyu, licence Creative Commons Attribution 3.0 Unported) : <https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:AY-3-8500.jpg>
- [5] General Instruments Corp. – Microelectronics: 'Gimini TV Game circuits', Janvier 1978, p. 4 : <https://web.archive.org/web/20120316160455/http://www.pong-story.com/GIMINI1978.pdf>
- [6] Smithsonian National Museum of American History : <https://invention.si.edu/ralph-h-baer-papers>
- [7] Computerspiele-Museum (musée des jeux sur ordinateur), Berlin : [www.computerspielmuseum.de/1262\\_Unser\\_Schirmherr.htm](http://www.computerspielmuseum.de/1262_Unser_Schirmherr.htm)
- [8] Interview vidéo sur Spiegel Online : [www.spiegel.de/netzwelt/games/ralph-baer-erfinder-der-spielkonsole-ist-tot-a-1007139.html](http://www.spiegel.de/netzwelt/games/ralph-baer-erfinder-der-spielkonsole-ist-tot-a-1007139.html)

# Earth Listener, générateur de fonctions, alimentation de labo programmable



La météo, tout le monde en parle, mais sans pouvoir rien n'y faire. Toutefois, l'un des produits présentés ici permet de surveiller le microclimat de votre maison ou de votre bureau et de prendre des mesures pour le corriger si nécessaire.

## Kit Earth Listener de Velleman



Pour dissiper tout malentendu : cet appareil n'écoute pas la Terre... En fait, ce kit permet de garder un œil sur le microclimat de votre maison ou de votre bureau.

L'Earth Listener est un capteur basé sur Arduino qui mesure différentes valeurs environnementales : température, taux d'humidité, pression atmosphérique, taux de CO<sub>2</sub> et taux de substances organiques volatiles (TVOC, *Total Volatile Organic Compound*). Le résultat des mesures est affiché sur un écran tactile TFT et peut être sauvegardé sur une carte mémoire SD. Il y a aussi un capteur qui détecte les éclairs dans un rayon de 20 km.

Le programme de l'Arduino est à code source ouvert, et le *shield* permet l'ajout de six capteurs supplémentaires. Cela fait pas mal de possibilités pour un aussi petit boîtier (tout est relatif), mais il faut d'abord assembler le tout.

Pour l'assemblage de l'appareil, il n'y a aucun composant à souder ( !) ; la clé Allen nécessaire est fournie avec le kit. Si vous suivez bien les instructions, votre appareil sera prêt à l'emploi en deux temps, trois mouvements. Les panneaux en bois du boîtier sont découpés au laser et les bords sont bien nets.

Le microcontrôleur est préprogrammé ; après la mise sous tension, l'afficheur devrait confirmer la détection des trois capteurs.

Le code source du logiciel du microcontrôleur de l'Earth Listener est disponible sur GitHub et peut donc être modifié par tout un chacun. La version du logiciel lors de notre test était la V3.2, c'est entretemps la V3.4 qui peut être téléchargée. Au sein de la rédaction d'Elektor il n'y a jamais de consensus pour l'ouverture d'une fenêtre ; avec un arbitre électronique, c'est plus facile.



@ [WWW.ELEKTOR.FR](http://WWW.ELEKTOR.FR)

→ Earth Listener de Velleman (kit)  
[www.elektor.fr/18917](http://www.elektor.fr/18917)

## Générateur de fonctions Siglent SDG1032X

Dans le numéro précédent d'Elektor (09-10/2018), nous nous sommes intéressés au générateur de fonctions à DDS (JDS6600) de JOY-iT. Le modèle Siglent présenté ici est plus cher, mais il présente quelques caractéristiques supplémentaires.

L'un des principaux reproches faits au générateur JOY-iT était son boîtier en plastique, qui donne une impression de « mauvaise qualité ». Le Siglent SDG1032X est quant à lui logé dans un boîtier métallique solide avec des pare-chocs en caoutchouc et peut donc résister à une chute.

Sur la face avant se trouvent deux prises BNC pour les sorties de signal. Le panneau arrière dispose de connecteurs LAN et USB de type B, mais aussi trois prises BNC pour a) le fréquencemètre intégré, b) un signal de référence de 10 MHz et c) un signal de synchronisation avec d'autres appareils.

Le panneau de commande comporte un grand bouton rotatif, un clavier numérique et différentes touches de fonction.

Au-dessous de l'écran se trouvent six touches pour menus programmables dont la fonction active apparaît sur l'écran.

L'écran lumineux de 4,3 pouces permet d'un coup d'œil de voir tous les réglages importants et la forme du signal de sortie sélectionné.



L'instrument (avec une largeur de bande de 30 MHz et une amplitude de sortie de 20 Vcc) offre de nombreux types de modulations analogiques et numériques : AM, DSB-AM, FM, PM, PM, FSK, PSK et PWM. De plus, le générateur Siglent permet d'ajouter des harmoniques à un signal de son choix. Cela encourage l'expérimentation ! Une autre bonne chose est que les fonctions « balayage » et « rafale » permettent d'utiliser comme base une onde sinusoïdale, ou toute autre forme de son choix.

Pour les signaux en ondes carrées et sous forme d'impulsions (avec un câble BNC correct), vous obtenez de beaux signaux avec un temps de montée d'environ 4,5 ns et des impulsions de qualité dont la pente peut même être réglée sur chaque front. Si vous êtes un électronicien acharné, le Siglent SDG1032X vaut l'investissement d'un peu moins de 350 € (au moment de l'écriture de ces lignes).

**@ WWW.ELEKTOR.FR**

→ Générateur de fonctions SDG1032X de Siglent  
[www.elektor.fr/17891](http://www.elektor.fr/17891)

Une source d'alimentation est indispensable pour obtenir une tension d'entrée. Selon l'application concernée, vous pouvez avoir une tension d'entrée comprise entre 6 et 55 V ; cette alimentation externe doit pouvoir fournir au moins 5 A (correspondant au courant maximal de sortie de 5 A du module). Pour le premier test, il est préférable d'utiliser une (autre) alimentation de labo.

Nous nous limitons ici aux possibilités et caractéristiques les plus importantes. Le menu principal affiche les limites de tension et de courant réglées ainsi que les valeurs actuelles après la mise sous tension de la sortie. La tension d'entrée est également indiquée.

Tous les réglages sont effectués en combinant les actions sur trois boutons-poussoirs sur la gauche du panneau avant et sur le bouton rotatif/poussoir. Il faut un peu de temps pour se familiariser avec l'ordre de manipulation des boutons avant d'obtenir rapidement la configuration souhaitée. Le manuel explique tout cela très clairement.

Pour les essais, nous avons utilisé l'alimentation CA/CC la moins chère de Mean Well, le modèle RSP-320-48, capable de fournir une puissance plus que suffisante et la tension maximale admissible nécessaire. Elle permet d'obtenir 48 V @ 6,7 A, et vous pouvez régler la sortie à l'aide d'un potentiomètre un peu au-delà de 55 V. L'ensemble donne une alimentation de laboratoire 50 V / 5 A à un prix très attractif. ▶

## Alimentation de labo programmable DPS5005 de JOY-iT

L'alimentation de labo programmable JT-DPS5005 proposée par JOY-iT est un petit module qui, avec une tension de sortie maximale de 50 V et un courant de sortie de 5 A, peut produire une puissance significative pouvant atteindre 250 W.

JOY-iT propose le coffret JT-DPS-Case pour cette alimentation. Les éléments supplémentaires nécessaires sont fournis dans des sachets séparés : écrous, boulons, entretoises en matière plastique et leurs écrous, connecteurs, bornes à cosses, ventilateur, fils, commutateur, ainsi qu'une petite carte à circuit imprimé pour alimenter le ventilateur.

Bien sûr, vous pouvez aussi monter et utiliser le module sous d'autres formes, mais avec ce coffret, vous avez en main tout ce qui est nécessaire pour construire une alimentation soignée et sécurisée.

**@ WWW.ELEKTOR.FR**

→ Alimentation de labo programmable JT-DPS5005 de Joy-iT  
[www.elektor.fr/18708](http://www.elektor.fr/18708)

→ Boîtier JT-DPS-Case  
[www.elektor.fr/18709](http://www.elektor.fr/18709)

# bienvenue dans votre e-choppe

la rédaction recommande



## Weller WT 1014 - Station de soudage numérique (90 W)

La manipulation d'un fer à souder Weller WT 1014 est agréable. Il répond au doigt et à l'œil. Pour les travaux délicats sur les CMS, on optera pour une panne fine. Le choix du type et de la taille des pannes disponibles est vaste, pour un prix raisonnable. Un fabricant réputé comme Weller peut garantir longtemps la disponibilité des pièces de rechange. Le support, la

station de régulation et le fer à souder sont tous trois fiables et ergonomiques. Ces exigences de qualité ont certes un prix, mais avec le WT 1014, vous faites le choix d'un excellent poste qui ne quittera plus votre paillasse avant des années d'excellents services.

Luc Lemmens (labo d'Elektor)

[www.elektor.fr/18649](http://www.elektor.fr/18649)

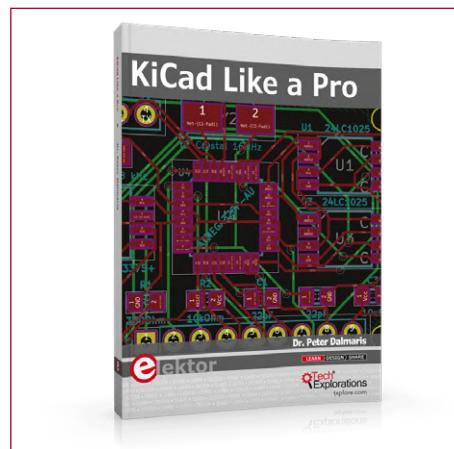


## The µArt Kit



µArt est une passerelle isolée USB vers UART-TTL, idéale pour connecter un UART au port USB de votre ordinateur, quels que soient les niveaux de tension, les potentiels, leur polarité et le débit des échanges. Peu importe qu'elle serve pour l'échange de données ou pour programmer des Arduino, ESP, ou d'autres.

## KiCad Like a Pro (livre en anglais)



Ce livre (en anglais) vous apprendra à utiliser KiCad. Que vous soyez amateur ou ingénieur en électronique, grâce à ce livre, vous serez rapidement en mesure de dessiner vos schémas électroniques et de concevoir vos circuits imprimés. L'approche pratique de cet apprentissage repose sur quatre projets de difficulté progressive.

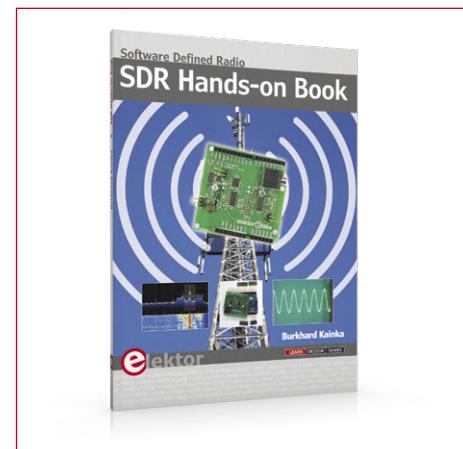
## Vos favoris :

1. Raspberry Pi 4 B  
[www.elektor.fr/rpi4](http://www.elektor.fr/rpi4)



2. Camera Projects Book  
(livre en anglais)  
[www.elektor.fr/18943](http://www.elektor.fr/18943)
3. JoyPi  
[www.elektor.fr/18770](http://www.elektor.fr/18770)
4. RTL-SDR  
[www.elektor.fr/18949](http://www.elektor.fr/18949)
5. Kit PCBite  
[www.elektor.fr/18818](http://www.elektor.fr/18818)
6. Elektor SDR Shield 2.0  
[www.elektor.fr/18515](http://www.elektor.fr/18515)
7. Fan SHIM  
[www.elektor.fr/19039](http://www.elektor.fr/19039)

## SDR Hands-on Book (livre en anglais)



Le *shield* SDR d'Elektor (réf. 18515) permet de construire un récepteur à ondes courtes jusqu'à 30 MHz. Avec une carte Arduino et le logiciel approprié, il est possible de recevoir des stations radio et SSB, du morse et des signaux numériques. Dans ce livre en anglais, Burkhard Kainka décrit comment pratiquer la radio logicielle avec le *shield* SDR d'Elektor, donne une formation théorique et détaillé l'utilisation d'outils logiciels libres.



Prix : 64,76 € (membres)

[www.elektor.fr/19029](http://www.elektor.fr/19029)



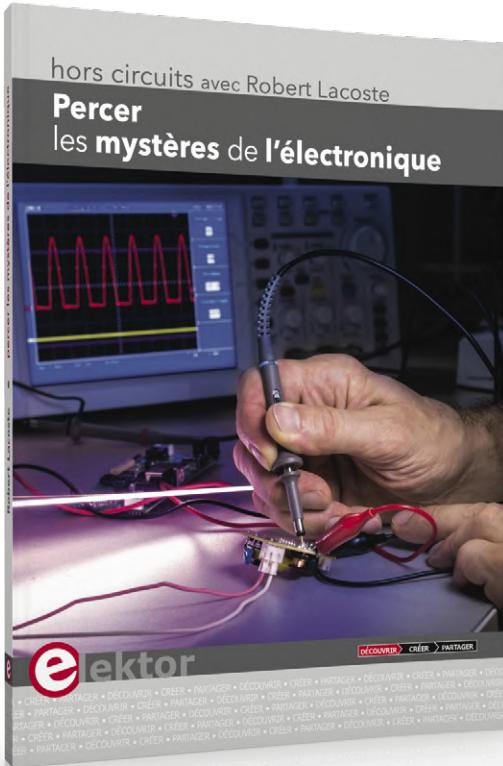
Prix : 35,96 € (membres)

[www.elektor.fr/18822](http://www.elektor.fr/18822)



Prix : 26,96 € (membres)

[www.elektor.fr/18914](http://www.elektor.fr/18914)



## Robert Lacoste : grands et petits secrets de l'électronique

Le monde de l'électronique est à la fois vaste et tout petit ! Tout touche à tout, le plus petit détail peut avoir les plus grandes conséquences. L'objectif de R. Lacoste, l'auteur de **Percer les mystères de l'électronique**, est de vous donner des pistes pour comprendre et vous permettre ensuite de progresser seul. Repoussez vos propres limites et apprenez à détecter celles du matériel et du logiciel utilisés. Repassez par les notions de base et distinguez les véritables progrès techniques des laïus commerciaux.

Ce livre vous aide à y voir plus clair. Sans formule mathématique qui ne soit pas à la portée d'un lycéen, il balaye tout le champ de l'électronique. L'auteur explique comment ça marche, pourquoi parfois ça ne marche pas, et différentes techniques pour que vos projets marchent.



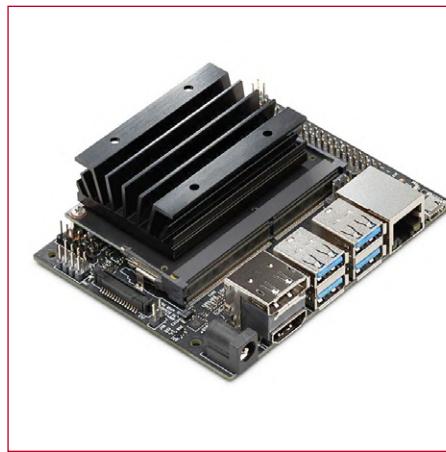
Prix : 33,75 € (membres)  
[www.elektor.fr/19080](http://www.elektor.fr/19080)

### Jeu de tournevis de précision iFixit Manta



Ce jeu d'embouts offre une grande variété de tournevis de précision utiles pour tous vos travaux. Il comporte un manche iFixit 1/4 de pouce avec fût de 4 mm en alu de qualité supérieure avec socle magnétique, poignée moletée et tête pivotante, ainsi que 112 embouts de tournevis de précision.

### Kit de conception NVIDIA Jetson Nano



Le kit NVIDIA Jetson Nano Developer met l'intelligence artificielle à la portée de tous. Vous associez probablement, à juste titre, la marque NVIDIA aux excellentes cartes graphiques et aux GPU. Avec la réputation éprouvée de Nvidia, vous êtes assuré que le Jetson Nano sera à la hauteur des tâches les plus exigeantes que vous lui confierez.



Prix : 53,96 € (membres)

[www.elektor.fr/19049](http://www.elektor.fr/19049)



Prix : 134,96 € (membres)

[www.elektor.fr/19001](http://www.elektor.fr/19001)

### Camera Projects Book (livre en anglais)



Ce livre (en anglais) explique en termes simples et avec des exemples testés et fonctionnels, comment configurer et utiliser une caméra Raspberry Pi et une webcam USB dans des projets qui combinent vision et Raspberry Pi.



Prix : 26,96 € (membres)

[www.elektor.fr/18943](http://www.elektor.fr/18943)

# 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 **26 novembre 2019** à l'adresse **hexadoku@elektor.fr**

## Les gagnants

La solution de la grille du numéro de septembre/octobre 2019 est **4A0FC**.

Les cinq bons Elektor d'une valeur de **50 €** vont à : Darryl **Jewiss** (Nouvelle Zélande), Jean-Paul **Lagaisse** (Belgique), Harald **Metzen** (Allemagne), Kenneth **Steelman** (États-Unis), Hans van **Zanten** (Pays-Bas).

Bravo à tous les participants et félicitations aux gagnants !

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

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

Tout recours est exclu, de même que le sont, de ce jeu, les personnels d'Elektor International Media et leur famille. Un seul gagnant par foyer.



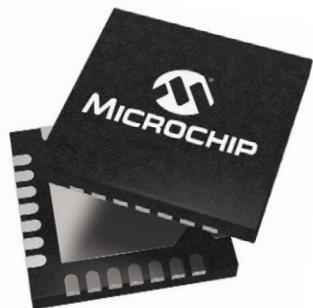
## De l'analogique de classe mondiale chez un leader des microcontrôleurs ?

Si vous ne connaissez Microchip que comme fournisseur de MCU, nous allons vous surprendre !

La success-story de Microchip ne serait pas complète sans nos solutions analogiques. Notre histoire de fournisseur leader proposant un support de conception complet et une large gamme de produits, ne se limite pas seulement aux microcontrôleurs.

Nous proposons également des produits linéaires, signaux mixtes, de gestion d'énergie, thermiques et d'interface, tous à hautes-performances et faciles à mettre en œuvre. Globalement l'offre Microchip s'avèrera précieuse pour de nombreuses applications ayant des exigences de performance variées.

Vous disposerez de la puissance, de la souplesse et de la confiance nécessaires pour choisir la meilleure solution pour votre projet, quelles que soient vos contraintes de conception. Profitez de notre expérience et de nos solutions système complètes pour gagner du temps et simplifier votre travail de conception.



Démarrez votre propre success-story sur  
[www.microchip.com/Real-Analog](http://www.microchip.com/Real-Analog)

# CONSTRUISEZ L'AVENIR AVEC DISTRELEC: C'EST VOUS QUI DÉCIDEZ

PARCOUREZ NOTRE SÉLECTION DE KITS DE  
DÉMARRAGE CONÇUS POUR DONNER PLUS DE  
MOYENS À LA NOUVELLE GÉNÉRATION D'INGÉNIEURS

**DÉCOUVREZ TOUS LES KITS**

🌐 [distrelec.ch/education](http://distrelec.ch/education)

📞 +41 44 944 99 11



HIGH QUALITY, LOW PRICES,  
SMART RESULTS.

- > **Kit de soudage: station de soudage et absorbeur de vapeur de soudure 100W 500°C 230V, RND Lab**

Distributeur leader de produits électroniques et de  
technologies d'automatisation

 **DISTRELEC**  
Distribution with a difference