

Idées de conception, trucs et astuces

CIRCUIT SPECIAL 2026

REPLI DE
PROJETS
ÉLECTRONIQUES
PRATIQUES
DÉTAILLÉS !

- > verrou à combinaison magnétique sans contact
- > alimentation pour amplis de puissance audio
- > testeur de bracelet antistatique (ESD)
- > source de courant pour le test des diodes Zener
- > testeur de réponse transitoire des alimentations
- > séquenceur euclidien sans microcontrôleur
- > générateur de nombres véritablement aléatoires
- > effet lumineux au rythme des basses
- > Arduino Nano TestLab
- > préampli à très faible bruit alimenté par pile
- > générateur précis d'ondes carrées de 1 Hz pour plaques d'essai

... et bien plus encore !

L 16651 - 12 H - F : 16,50 € - RD



Rejoignez la communauté Elektor



Devenez membre maintenant !



- ✓ accès à l'archive numérique depuis 1978 !
- ✓ 8x magazine imprimé Elektor
- ✓ 8x magazine numérique (PDF)
- ✓ 10 % de remise dans l'e-choppe et des offres exclusives pour les membres
- ✓ accès à plus de 5000 fichiers Gerber



Également disponible
abonnement
sans papier !



- ✓ accès à l'archive numérique d'Elektor
- ✓ 10 % de remise dans l'e-choppe
- ✓ 8x magazine Elektor (PDF)
- ✓ accès à plus de 5000 fichiers Gerber



www.elektormagazine.fr/membres

49^{ème} année n° 12H
août-septembre 2026
ISSN 0181-7450

N° de TVA Intracommunautaire : FR90319937454

Dépôt légal : juillet 2026
CPPAP 1125 T 83713
Directeur de la publication : Donatus Akkermans

Elektor Magazine est publié 8 fois par an par
PUBLITRONIC SARL – c/o Regus Roissy CDG
1, rue de la Haye – BP 12910
FR - 95731 Roissy CDG Cedex
www.elektor.fr | www.elektormagazine.fr

Pour toutes vos questions : service@elektor.fr

Devenez membre : www.elektormagazine.fr/abo

Publicité : Morgan de Saint Jorre
Tél. : +49 175 199 40 29
morgan.saintjorre@elektor.com
www.elektormagazine.fr/publicite

Tarifs d'abonnement : à partir du
1er décembre 2025, l'abonnement imprimé (Gold)
coûte 144,95 € par an pour un abonnement d'un
an, et 249,95 € pour un abonnement de deux ans.
L'abonnement numérique (Green) est proposé à
99,95 € pour un an et à 169,95 € pour deux ans.

Droits d'auteur
© 2026 Elektor International Media B.V.

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

Imprimé aux Pays-Bas par Senefelder Misset,
Mercuriusstraat 35, 7006 RK Doetinchem

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

Jens Nickel



Rédacteur en chef international, magazine Elektor

Réaliser et apprendre

Ce numéro spécial Circuits perpétue une tradition de plusieurs décennies : la publication annuelle d'un « guide des semiconducteurs ». Notre 65^e anniversaire (www.elektormagazine.fr/elektor65), ainsi que les couvertures parfois psychédéliques des anciens *Halfgeleidergids* (guides des semiconducteurs), ont inspiré notre graphiste pour créer un collage riche en détails. Avec un peu de patience, vous pourrez retrouver dix couvertures issues des numéros d'été précédents.

À leurs débuts, les montages publiés dans nos « guides de semiconducteurs » étaient généralement assez simples, et tenaient souvent sur moins d'un quart de page. Je me souviens encore très bien des épreuves que notre ancien maquettiste, Giel Dols, apportait à la rédaction. À l'époque, Giel rassemblait jusqu'à dix montages avant de disposer de suffisamment de contenu pour remplir le nombre de pages qui lui était alloué. Mais le temps où les lecteurs

se satisfaisaient de petits montages à LED, à pile ou de mini-convertisseurs, souvent accompagnés d'une explication sommaire, est selon nous révolu. Vous trouverez des centaines de ces montages dans nos anciens numéros, dans des ouvrages Elektor comme la célèbre série 30X Circuits, et bien sûr en abondance sur Internet. C'est pourquoi, dans ce numéro également, nous avons tenu à fournir des explications détaillées sur le matériel et le logiciel à la base des projets présentés. Notre objectif est que chaque projet vous apporte de nouvelles connaissances, plutôt que de proposer de simples réalisations à reproduire.

Ou peut-être voyez-vous les choses différemment ? Vous avez peut-être encore un petit montage original oublié dans un tiroir, ou une astuce de conception ingénieuse que personne n'a encore partagée sur Internet ? Si c'est le cas, n'hésitez pas à m'écriture à editor@elektor.com ! Nous recueillons déjà des idées de montages pour 2027,

BUZZZ AROUND ...



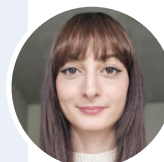
Le livre « SDR with HackRF One and HackRF Pro » présente la radio logicielle à travers des explications claires, des tutoriels GNU Radio et des projets pratiques. Il couvre les bases de la RF, le traitement du signal et des applications jusqu'à 6 GHz, et constitue une ressource idéale pour les passionnés de SDR et les radioamateurs.

www.elektor.fr/21317

Ferdinand te Walvaart — Directeur de la Learning Academy

L'une des choses les plus enthousiasmantes dans le travail chez Elektor est de voir comment les ingénieurs et les makers transforment des idées en réalisations concrètes, et comment ces projets inspirent notre communauté à expérimenter et à apprendre.

Lobna Belarbi — Chargée de marketing



notre équipe

Rédacteur en chef : Jens Nickel | Directeur du contenu: C. J. Abate | Rédaction : Hans Adams, Asma Adhimi, Roberto Armani, Eric Bogers, Rolf Gerstendorf (RG), Ton Giesberts, Saad Imtiaz, Alina Neacsu, Dr. Thomas Scherer, Jörg Starkmuth, Clemens Valens, Brian Tristram Williams | Contributeurs réguliers : David Ashton, Stuart Cording, Tam Hanna, Ilse Joostens, Prof. Dr. Martin Ossmann, Alfred Rosenkränzer | Maquette : Harmen Heida, Sylvia Sopamena, Patrick Wielders | Des questions techniques : editor@elektor.com

DANS CE NUMÉRO

Volume 52 – N° 12H
août et septembre 2026

source de courant pour tester les diodes Zener

test des diodes Zener de 1 à 54 V sous 1 à 50 mA



6

verrou combiné magnétique sans contact

avec le capteur de position angulaire AS5600

30

Rubriques et articles

- 3 éditio**
- 24 besoin de circuits imprimés ?**
le service PCB d'Elektor est fait pour vous
- 52 du Halfgeleidergids aux Circuit Specials**
65 ans d'innovation en électronique
- 76 conception de circuits**
conseils d'experts
- 82 livres d'Elektor**
rétroaction : qu'est-ce que c'est et pourquoi est-ce important ?
- 112 du rigide au smart**
électronique flexible et imprimée – entre vision et réalité industrielle

Projets

- 6 source de courant pour tester les diodes Zener**
test des diodes Zener de 1 à 54 V sous 1 à 50 mA
- 12 testeur de bracelet antistatique**
un testeur de référence à trois états : réussite, limite ou échec
- 15 testeur de réponse transitoire pour alimentation**
générateur d'échelon de charge répétable pour alimentations de labo
- 18 séquenceur euclidien sans microcontrôleur**
motifs de déclenchement et séquences CV avec une simple logique CMOS
- 21 lampe clignotante à LED**
pour portails avec alerte sonore
- 27 minuterie pour brosse à dents**
avec un petit PIC
- 30 verrou combiné magnétique sans contact**
avec le capteur de position angulaire AS5600
- 34 préampli à faible bruit alimenté par pile**
pour micros dynamiques
- 38 Arduino Nano TestLab**
mesure, contrôle et régulation
- 42 effet lumineux au rythme des basses**
accentuez le rythme musical
- 46 filtre coupe-bas**
aucun risque d'effet Larsen dans votre système audio
- 48 générateur précis d'ondes carrées à 1 Hz pour plaque d'essai**
une source d'horloge CMOS fiable

CONTENU BONUS

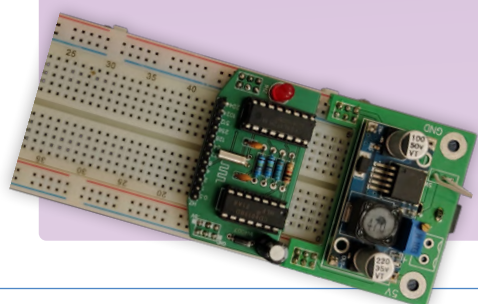
Découvrez l'édition bonus extra-longue du numéro spécial circuits du magazine Elektor !

- Stroboscope à LED
- Sélecteur audio stéréo 4 canaux
- L'impression 3D simplifiée
- Préampli de microphone
- Module RTC en pratique
- et bien plus encore !



[www.elektormagazine.fr/
circuits-conception-de-circuits](http://www.elektormagazine.fr/circuits-conception-de-circuits)

générateur précis
d'ondes carrées à 1 Hz
pour plaque d'essai
une source d'horloge
CMOS fiable



48



une carte,
des idées infinies :
Arduino UNO Q

du jeu rétro à la surveillance
environnementale en
temps réel

86



- 50 555 à l'envers**
rapports cycliques jusqu'à zéro
- 61 spongillator**
un oscillateur à éponge
- 64 générateur de nombres véritablement aléatoires**
avec test du khi carré intégré
- 69 visionneuse 3D pour pages HTML**
simple, et presque sans programmation
- 72 programmation avec TlScript**
un langage de script pour la mesure, les tests et le contrôle
- 86 une carte, des idées infinies : Arduino UNO Q**
du jeu rétro à la surveillance environnementale en temps réel
- 90 réparation d'une antenne « donut »**
- 92 Standby Killer**
un vrai interrupteur marche/arrêt pour votre téléviseur
- 95 test d'accus**
mesurer les capacités de batteries avec l'Arduino Nano
- 100 alimentation pour ampli audio de puissance**
sans bruit secteur
- 104 cartes de prototypage RF**
montages rapides avec des cartes de prototypage pour RF
- 106 protection contre les surtensions T3**
un parafoudre de type 3 pour vos équipements sensibles
- 108 thermostat d'ambiance IdO**
avec le module MCU Xiao basé sur ESP32-C3/S3



Industrie

- 56 isolation électrique**
interface CAN avec isolateur numérique et module d'alimentation isolé

Bientôt dans ces pages

Le numéro de septembre et octobre 2026

Vous retrouverez dans le prochain magazine Elektor l'habituel mélange stimulant de réalisations originales, de circuits, d'articles de fond, de sujets nouveaux, de trucs et d'astuces pour les électroniciens. Le thème de ce numéro sera « sans-fil et communication ».

- Drone-fusée ESP32
- Convertisseur de radio Internet vers AM
- Conception de systèmes électroniques pour l'espace
- Guide pratique des communications sans fil : émetteur-récepteur CC1101 433 MHz
- Émetteur AM
- Mise à niveau d'un modem de la 2G vers la 4G
- Apprendre à un bras robotique à voir et à se déplacer

L'édition septembre – octobre 2026 du magazine Elektor sera publiée aux alentours du **9 septembre 2026**. La date d'arrivée du magazine papier chez les abonnés dépend des aléas d'acheminement.

alimentation pour ampli
audio de puissance
sans bruit secteur

100



source de courant pour tester les diodes Zener

Test des diodes Zener de 1 à 54 V sous 1 à 50 mA

Ton Giesberts (Elektor)

Ce circuit est une source de courant constant commutable de 1 à 50 mA. Il permet de tester des diodes Zener jusqu'à 54 V. Un convertisseur élévateur 60 V permet d'alimenter l'appareil sous 5 à 12 V.

Ce projet s'inspire du testeur de diodes Zener de Philippe Le Guen [1]. J'ai amélioré la stabilité et l'ergonomie. Précisons d'emblée les termes : comme l'indique le titre, ce circuit mesure les diodes Z, et pas seulement les diodes Zener. Le terme diode Zener désigne toute diode qui conduit en inverse au-delà d'une certaine tension. Sous environ 5,5 V, l'effet Zener domine (les électrons franchissent la barrière par effet tunnel) ; au-delà, l'avalanche domine (les électrons mobiles causent une réaction en chaîne par avalanche).

Fonctionnement

Le principe de ce testeur est simple. Une diode Zener ou un autre DUT (composant testé, tel qu'une LED) est polarisé par une source réglable. La tension aux bornes du DUT se mesure avec un multimètre. La tension de la plupart des (petites) diodes Zener est donnée sous 5 mA. Selon l'application, la tension à d'autres courants peut aussi être utile. Six courants sont donc proposés : 1, 2, 5, 10, 20 et 50 mA. Les LED étant souvent spécifiées sous 20 mA, cette valeur a été ajoutée à la conception d'origine.

Le tableau **Diodes Z testées** indique, pour sept types de diodes Z, les tensions obtenues au courant choisi. Deux diodes ont été testées, sauf en 4,7 V. Le courant de test sera inférieur à celui prévu si la tension Z vaut ≥ 54 V. Les valeurs sont relevées après 5 s sur le bouton de test (voir plus loin). Sur la plage 50 mA surtout, les tensions baissent avec le temps pour une tension Z $< 5,1$ V et augmentent au-delà, du fait de la dissipation et de l'échauffement.



Tableau 1. Diodes Zener testées.

#	Type	W	V	1 mA	2 mA	5 mA	10 mA	20 mA	50 mA
1	BZX79-C4V7	0,5	4,7	4,236	4,461	4,708	4,855	4,968	5,094
2	1N5231B	0,5	5,1	4,466	4,654	4,821	4,902	4,963	5,052
3	1N5231B	0,5	5,1	4,661	4,815	4,943	5,003	5,053	5,145
4	1N752A	0,5	5,6	5,629	5,632	5,642	5,661	5,691	5,798
5	1N752A	0,5	5,6	5,433	5,439	5,452	5,478	5,513	5,635
6	1N4742A	1,3	12,0	11,683	11,691	11,743	11,820	11,963	11,973
7	1N4742A	1,3	12,0	11,701	11,712	11,751	11,831	11,980	12,430
8	BZX85C18	1,3	18,0	18,361	18,406	18,540	18,768	19,296	20,891
9	BZX85C18	1,3	18,0	18,164	18,196	18,313	18,548	18,962	20,287
10	1N5935B	3,0	27,0	26,687	26,772	26,971	27,205	27,754	29,103
11	1N5935B	3,0	27,0	26,458	26,493	26,634	26,883	27,344	28,704
12	1N5369B	5,0	51,0	49,725	49,858	50,110	50,500	51,630	54,460
13	1N5369B	5,0	51,0	50,980	51,100	51,400	51,890	52,870	55,690

Les valeurs en rouge ne sont pas exactes.

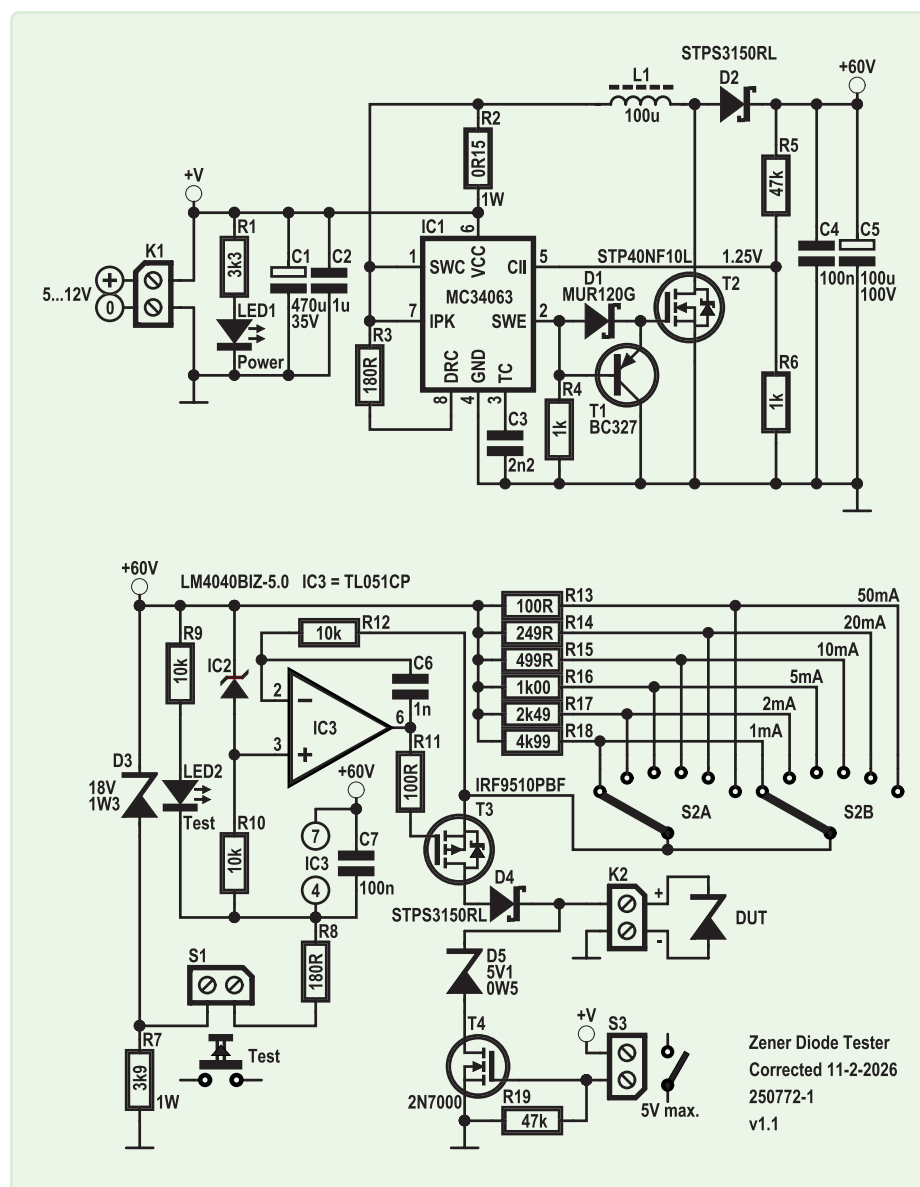


Figure 1. Le schéma du testeur de diodes Z a deux parties : le convertisseur élévateur 60 V (haut) et la source de courant elle-même (bas).

convertit une tension de 5 à 12 V en 60 V, et la source de courant commutable.

Convertisseur élévateur 60 V

Le convertisseur élévateur utilise le MC34063 peu coûteux (notamment Texas Instruments [2]) dans un montage standard en mode discontinu. Il existe en boîtier DIP-8, facile à souder. Pour la puissance requise, un MOSFET externe (T2) sert d'interrupteur. T2 exige un très faible seuil de grille pour fonctionner à basse tension, comme 5 V. Un bon rendement exige une faible résistance drain-source passante. Pour le STP40NF10L retenu, elle vaut typiquement 0,03 Ω sous UGS = 5 V. R2 fixe le courant de crête de T2 à 2 A. R3 alimente le collecteur du premier transistor de commutation intégré dans IC1. Sa valeur importe peu.

T1 accélère la décharge de la capacité de grille pour couper T2 plus vite, car la sortie sur l'émetteur du commutateur d'IC1 (broche 2) ne peut que fournir du courant. IC1 régule la tension au nœud reliant la cathode de D2 à R5 afin d'obtenir 1,25 V sur sa broche 5. Le rapport R5/R6 donne une tension de sortie de 60 V. D'après les formules de la fiche technique, ton vaut 40,82 μ s avec L1 = 100 μ H sous 5 V ; C3 dépend de ton et vaut 1,84 nF. Une valeur standard de 2,2 nF est retenue, soit une fréquence calculée de 18,8 kHz. Le prototype donne 17,8 kHz, sans doute en raison des tolérances et des chutes de tension. Même avec seulement 4,64 V en entrée, il fournit 60 V stables sous 50 mA en sortie. La charge totale de la source 60 V avoisine 62 mA (pont diviseur R5/R6 inclus).

La tension d'entrée est découplée par un condensateur électrolytique à faible ESR et un condensateur céramique (C1 et C2), car le courant de crête atteint 2 A. C4 et C5 sont des diodes Schottky D2 (STPS3150RL). Sa chute directe est inférieure à 0,8 V.

Source de courant

La source de courant réglable permet de mesurer la tension de diodes Zener jusqu'à 54 V. Six courants fixes sont proposés : 1, 2, 5, 10, 20 et 50 mA. Les spécifications figurent dans l'encadré « **caractéristiques** ». Comme indiqué plus haut, on peut mesurer des LED ou d'autres diodes, voire le gain en courant de transistors, et pas seulement des diodes Z. La tension de sortie peut être limitée à environ 5 V en branchant en interne une diode Zener de 5,1 V en parallèle sur la sortie au moyen de S3. Cela protège si un composant est branché à l'envers ou si le DUT est inconnu, en ramenant la tension maximale à un niveau sans danger pour presque tous les semi-conducteurs. Ce point est important, car

Tests possibles :

- Détecter une diode Zener en panne (court-circuit ou forte impédance).
- Vérifier la bonne tension Z d'une diode Zener.
- Voir l'effet du courant sur la tension Zener.
- Mesurer la tension exacte d'une référence de tension intégrée.
- Voir si les LED d'une chaîne série diffèrent en luminosité (d'où 20 mA).
- Transistors (de puissance) : gain en courant selon le courant de base.

Schémas

Le circuit de la **figure 1** a deux parties : le convertisseur élévateur, qui

Caractéristique

Tension d'alimentation	5...12 V/2 A (USB-C, voir texte)
Courant consommé	($I_{\text{test}} = 50 \text{ mA}$) 1,1 A sous 5 V / 412 mA sous 12 V
Courants au choix	1, 2, 5, 10, 20, and 50 mA
Tension de test max.	>54 V pour $I_{\text{test}} \geq 1 \text{ mA}$
Tension de sortie max.	60 V pour $I_{\text{test}} = 0 \text{ mA}$
Limite à 5 V	4,5 V pour $I_{\text{test}} = 1 \text{ mA}$ / 5,18 V pour $I_{\text{test}} = 50 \text{ mA}$
Dimensions du boîtier	110 × 82 × 44 mm
Dimensions du PCB	105,4 × 67,3 mm
Connexions	Prises banane 4 mm pour multimètre Prises banane 2 mm pour pinces de mesure Prise USB-C d'alimentation

la tension de claquage inverse des LED ou des jonctions base-émetteur bipolaires n'est souvent que de quelques volts.

Avec quelques composants externes et une autre alimentation, le gain en courant de transistors de puissance peut aussi être testé, cette source fournissant le courant de base.

Autre point important : puisque le convertisseur produit 60 V, la sortie s'en approche (moins la faible chute dans D4) si la charge est de très forte impédance lors de l'appui sur S1.

La source de courant repose sur la référence 5 V IC2, l'ampli-op IC3 à faible offset et entrées JFET haute impédance, le PMOS canal P T3 (faible seuil grille-source de -4V) et les résistances shunt R13 à R18, sélectionnées par S2. Ces résistances E96 donnent des valeurs — et donc des courants — aussi précis que possible. Les valeurs retenues garantissent un écart $\leq 0,4 \%$ par rapport à l'idéal.

L'ampli-op compare la tension aux bornes des shunts à la référence fournie par IC2. T3 maintient donc le courant traversant le DUT en K2 à 5 V divisés par la résistance du shunt choisi. La source 5 V est référencée au rail +60 V. C6 et R12 le stabilisent. D4 empêche tout courant de revenir de K2 vers le circuit si une charge inadéquate est branchée par mégarde. R8 limite le courant d'appel via S1. Pour limiter la tension de grille de T3, D3 limite l'alimentation d'IC3 à environ 17 V (18 V moins 1 V dans R8).

S1 commande le test. Il relie toute la source de courant à l'alimentation 18 V. Quand S1 est enfoncé, le courant choisi traverse K2 et le DUT.

Autres aspects

Le courant à travers R7 avoisine 11 mA, ce qui dissipe 450 mW. 1 W suffit pour R7. Les courants de LED2, IC2 et IC3 déduits, il reste environ 4 mA pour D3.

Le bouton-poussoir S1 intègre aussi la LED rouge LED1, témoin de mise sous tension, relié séparément à l'entrée par R1. S1 a quatre connexions : deux pour le contact et deux pour la LED (la cosse de cathode est repérée en gris). Presque tous les petits interrupteurs sont limités à 24 ou 30 VCC ; S3 est donc relié à la tension inférieure présente en K1.

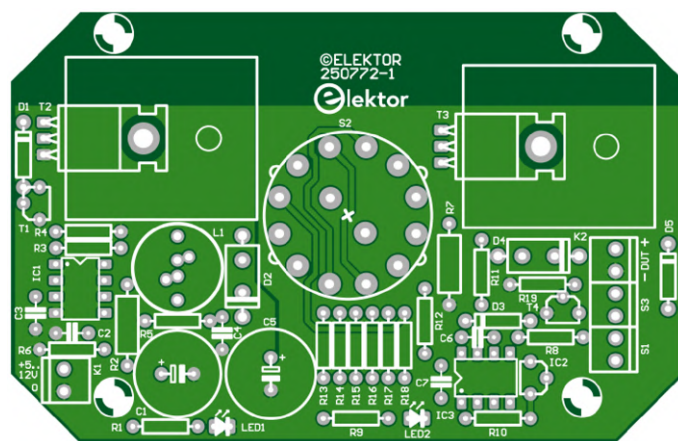


Figure 2. Dessus du PCB. Vue du dessous et fichiers de tracé en [3].

T4 est un MOSFET N de faible puissance, limité à 60 V entre drain et source. Le shunt, T3, D4 et D5 étant montés en série avec son drain, cette valeur n'est jamais dépassée.

Montage

La **figure 2** montre la face supérieure du PCB double face de ce projet. La face inférieure et les PDF d'implantation sont sur la page Elektor Labs du projet [3]. Comme toujours, soudez d'abord les plus bas, puis les plus hauts. Fixez ensuite les deux transistors à leurs dissipateurs, puis les ensembles sur le PCB. Puis montez le commutateur rotatif S2 et placez IC1 et IC2 dans leurs supports (respectez le sens).

Pour monter T2 et T3, appliquez une fine couche de pâte thermique au dos des deux transistors. Ils se montent directement sur les dissipateurs, sans isolant. Fixez chaque transistor à son dissipateur par vis et écrou. Placez provisoirement les vis des dissipateurs dans les trous du PCB pour repérer où plier à angle droit les broches des transistors. Posez ensuite les dissipateurs sur le PCB et fixez-les par un second écrou sous la carte. Attention : ne plaquez pas les dissipateurs contre le PCB, au risque de provoquer un court-circuit ! Le plan de cuivre supérieur est relié à la masse, mais de larges dégagements aux points de fixation évitent tout contact avec les écrous. Les vis sont reliées au drain des MOSFET. Ne soudez qu'alors les broches de T2 et T3. La **figure 3** montre le bon montage et la **figure 4** la carte entièrement équipée.

Avant la mise en boîtier, effectuez un bref essai fonctionnel. Reliez directement les entrées mA du multimètre à la sortie (K2) et vérifiez les six courants de test. Mesurez aussi, sous 50 mA, la tension +60 V sur la cathode de D2 par rapport à la masse. Ne touchez à rien durant l'essai ! Si tout est bon, poursuivez.

Mise en boîtier

La carte est conçue pour s'intégrer parfaitement au boîtier Hammond 1591XXSSBK. Pour soigner l'aspect, un dessin de face avant de 106 × 78 mm a été créé. Il est téléchargeable depuis [3], avec un PDF donnant les dimensions exactes des commandes et de la face avant. L'impression du dessin facilite le repérage des perçages. La **figure 5** montre l'appareil : boîtier et commandes. Câblez soigneusement les commandes et la carte. La **figure 6** montre le bon câblage interne. Le testeur est alimenté par un connecteur USB-C. L'usage d'un

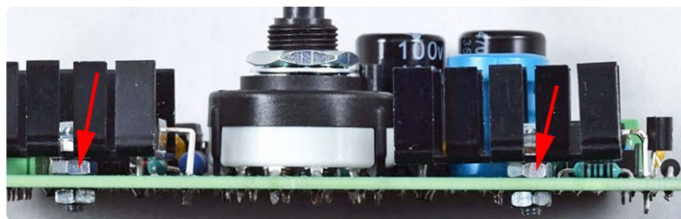


Figure 3. Les flèches rouges montrent que les dissipateurs ne doivent pas toucher le dessus de la carte. Posez des écrous-cales anticourt-circuit !



Figure 4. PCB assemblé vu du dessus ; les CI sont dans leurs supports.



Liste des composants

Résistances

- R1 = 3,3 k Ω , 600 mW, 1 %
- R2 = 0,15 Ω , 1 W, 5 %, entraxe 12,7 mm, $\varnothing$ 3,5 mm
- R3, R8 = 180 Ω , 600 mW, 1 %
- R4, R6, R16 = 1 k Ω , 600 mW, 1 %
- R5, R19 = 47 k Ω , 600 mW, 1 %
- R7 = 3,9 k Ω , 1 W, 5 %, entraxe 12,7 mm, $\varnothing$ 3,5 mm
- R9, R10, R12 = 10 k Ω , 600 mW, 1 %
- R11, R13 = 100 Ω , 600 mW, 1 %
- R14 = 249 Ω , 600 mW, 1 % *
- R15 = 499 Ω , 600 mW, 1 % *
- R17 = 2,49 k Ω , 250 mW, 1 % *
- R18 = 4,99 k Ω , 250 mW, 1 % *

Condensateurs

- C1 = 470 μ F / 35 V, 20 %, Ir = 1,86 A, $\varnothing$ 12,5 mm, entraxe 5 mm, ESR = 0,038 Ω (Panasonic EEUTP1V471)
- C2 = 1 μ F / 100 V, 10 %, X7R, entraxe 5 mm
- C3 = 2,2 nF / 50 V, 10 %, X7R, entraxe 5 mm
- C4, C7 = 100 nF / 100 V, 10 %, X7R, entraxe 5 mm
- C5 = 100 μ F / 100 V, 20 %, $\varnothing$ 14 mm max., entraxe 5 mm
- C6 = 1 nF / 100 V, 10 %, X7R, entraxe 5 mm

Inductance

- L1 = 100 μ H, Irms = 2,4 A, Isat = 3,5 A, 0,09 Ω , radiale, pas 2,5/5/10 mm, $\varnothing$ 14 mm max. (Kemet SBC8-101-242)

Semi-conducteurs

- D1 = MUR120G, DO-41
- D2, D4 = STPS3150RL, DO-201AD
- D3 = diode Z, 18 V, 1,3 W (BZX85C18)
- D5 = diode Z, 5,1 V, 0,5 W (1N5231B)
- LED1 = LED intégrée au bouton-poussoir S1
- LED2 = LED verte, 3 mm
- IC1 = MC34063, DIP-8
- IC2 = LM4040BIZ-5.0/NOPB, TO-92 (TO-226AA-3)
- IC3 = TL051CP, DIP-8
- T1 = BC327.25, TO-92
- T2 = STP40NF10L, TO-220
- T3 = IRF9510PBF, TO-220
- T4 = 2N7000, TO-92

Divers

- K1, K2, S1, S3 = bornier à vis 2 voies, entraxe 3,5 mm, 1,5 mm² max. connecté à K1 = embase USB-C, 30 V / 3 A, montage sur panneau, précâblée, 9 x 16 mm
- connecté à K2 = prise banane 2 mm, 60 VCC, montage sur panneau, rouge (Multicomp 24.102.1)
- connecté à K2 = prise banane 2 mm, 60 VCC, montage sur panneau, noire (Multicomp 24.102.2)
- Pince de test rouge, 30 VAC / 60 VCC (Hirschmann 931467101)
- Pince de test noire, 30 VAC / 60 VCC (Hirschmann 931467100)
- S1 = bouton-poussoir, montage sur panneau, SPST-NO, 30 VCC / 100 mA, avec LED rouge *
- S2 = commutateur rotatif, 6 positions, 2 pôles, 30°, 250 V / 150 mA
- S3 = interrupteur à levier, montage sur panneau, SPDT, cosses à souder, 28 VCC
- T2, T3 = dissipateur thermique, 15 °C/W, FK 214 SA-CB
- Boîtier Hammond 1591XXSSBK, ABS, 110 x 82 x 44 mm
- Bouton pour S2, axe rond de 6 mm, $\varnothing$ 21 mm, avec trait de repérage (Multicomp CP-LB21-6-6D)
- 4 x vis autotaraudeuses n°4-1/4», acier carbone, tête cylindrique
- Fiche banane rouge, 2 mm, 60 VCC (Multicomp 25.205.1)
- Fiche banane noire, 2 mm, 60 VCC (Multicomp 25.205.2)
- Prise banane noire 4 mm, montage sur panneau
- Prise banane rouge 4 mm, montage sur panneau
- pour LED1, LED2 = barrette à broches 1 x 2, verticale, pas de 2,54 mm
- pour LED1, LED2 = barrette femelle 1 x 2, verticale, pas de 2,54 mm
- pour T2, T3 = vis M3, 10 mm, acier, tête cylindrique
- 2 x rondelle M3, acier, plate
- 4 x écrou M3
- pour IC1, IC3 = support DIP-8
- Fil noir, 0,25 mm² (24 AWG), multibrins 14 x 0,15 mm, 1 m
- Fil rouge, 0,25 mm² (24 AWG), multibrins 14 x 0,15 mm, 1 m
- PCB 250772-1 v1.1
- * voir texte

adaptateur secteur Power Delivery (PD) présente toutefois un piège. Ces appareils indiquent souvent « PD/QC 3.0 ». Sans deux résistances 5 k Ω de rappel à la masse, l'adaptateur ne fournira sans doute aucune tension. La prise USB-C utilisée ici ne comporte que deux fils d'alimentation. À défaut, utilisez un adaptateur secteur standard et remplacez la prise USB-C par une prise CC adaptée.

Pour un électronicien expérimenté, les informations de cet article suffisent à réaliser le testeur de diodes Zener. Pour davantage de détails, consultez les instructions de montage sur Elektor Labs [3]. La **figure 7** illustre un essai réel sur une diode Zener de 12 V. Bons essais ! 

250772-04



Figure 5. Dessus du prototype. Les fichiers de dispositions et de cotes de la face avant sont en [3].



À propos de l'auteur

Après ses études, Ton Giesberts a rejoint Elektuur (aujourd'hui Elektor), qui recherchait alors une personne ayant une solide affinité avec l'audio. Au fil des années, il a travaillé principalement sur des projets audio. La conception analogique a toujours été son domaine de prédilection, même si son activité couvre naturellement d'autres secteurs de l'électronique. L'une de ses devises est : « Si vous voulez que ce soit mieux fait, faites-le vous-même. » Par exemple, pour un circuit imprimé destiné à un projet audio affichant un taux de distorsion de l'ordre de 0,001 %, une implantation soignée est essentielle !



Figure 6. Vue interne du câblage : PCB, commandes et connecteurs.

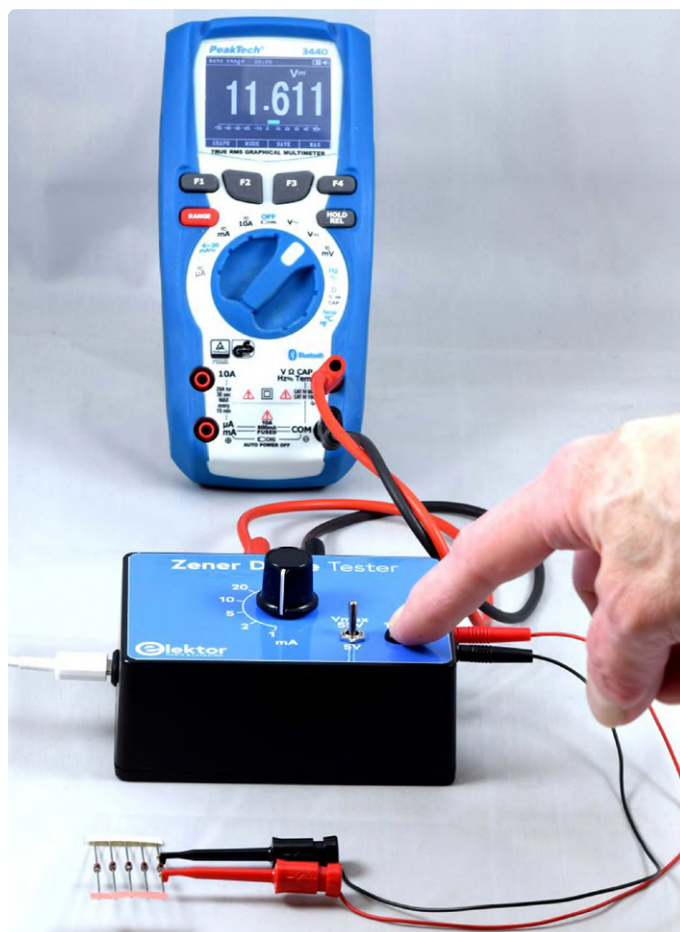


Figure 7. Test en cours. Mesure à 1 mA de l'une des cinq diodes Zener 1N4742A de 12 V / 1,3 W. Le faible courant explique la tension mesurée inférieure à 12 V.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (ton.giesberts@elektor.com), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- LCR-mètre de haute précision LC1020E de FNIRSI
www.elektor.fr/21292
- DSO-TC4 (3-en-1) de FNIRSI : Oscilloscope (10 MHz) + testeur de transistors + générateur de signaux
www.elektor.fr/21146



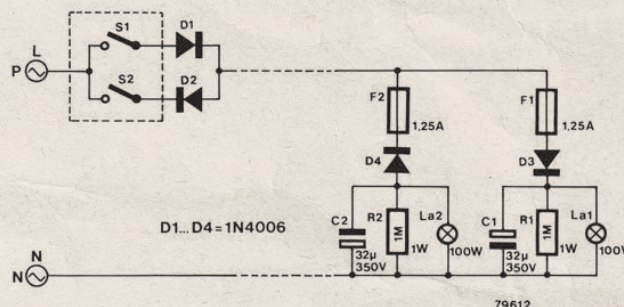
LIENS

- [1] Philippe Le Guen, testeur de diodes Zener, Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/zener-diode-tester>
 [2] Fiche technique du MC34063, Texas Instruments : <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/mc34063a.pdf>
 [3] Ton Giesberts, testeur de diodes Zener, Elektor Labs : <https://tinyurl.com/5mjpxatv>

2 interrupteurs, 2 lampes, 1 fil | 36



Quand on s'occupe d'électricité dans la maison, ajouter un point lumineux supplémentaire et son interrupteur à une installation existante à partir de la même arrivée ne devrait normalement poser aucun problème. Il peut cependant se trouver des situations où il soit impossible de faire passer un fil de plus dans les tubes entre la nouvelle lampe et son interrupteur, rendant ainsi leur liaison impossible. La méthode correspondant au circuit décrit ci-dessous permet de résoudre ce problème efficacement en compensant ingénieusement l'absence du fil supplémentaire. On voit sur la figure que les diodes D1 et D2 font que l'interrupteur S1 commande la lampe La1, alors que l'interrupteur S2 commande la lampe La2. La tension secteur redressée en mono-alternance est partiellement nivelée



par les condensateurs C1 et C2, ce qui donne sur chaque lampe une tension efficace d'environ 240 V, et elles émettent ainsi avec leur luminosité normale. La valeur des condensateurs est déterminée par la puissance des lampes. On peut calculer leur valeur correcte en appliquant la rela-

tion

$$C_x = 32 \cdot \frac{P_x}{100}$$

où C_x est la valeur du condensateur (en μF) et P_x la puissance de la lampe correspondante (en W).

W. Richter

(Allemagne)



02 testeur de bracelet antistatique

Un testeur de référence à trois états

Saad Imtiaz (Elektor)

Dans ce projet, nous présentons un testeur de bracelet antistatique : il mesure la résistance du trajet bracelet-porteur et la classe comme conforme, limite ou défectueuse. Basé sur un XIAO ESP32-S3, il ne nécessite aucun bouton et indique le résultat par trois LED et un buzzer.

Un bracelet antistatique (ESD) est l'un de ces dispositifs de sécurité auxquels tout le monde se fie, mais que presque personne ne contrôle. Il est conçu pour dissiper les charges électrostatiques du porteur vers la masse à travers une résistance intégrée de limitation de courant, généralement d'environ 1 M Ω , afin que l'utilisateur manipulant des composants sensibles reste au même potentiel que le plan de travail. Ce principe n'est efficace que si tout le trajet conducteur reste intact. Une résistance endommagée, un contact oxydé, un manchon conducteur usé ou un bracelet qui n'assure plus un bon contact avec la peau peuvent tous isoler le porteur, sans signe visible de défaillance. Ce projet propose un petit testeur qui vérifie ce trajet et indique immédiatement si le bracelet remplit correctement sa fonction.

Pourquoi tester le bracelet ?

La plage de résistance acceptable d'un bracelet antistatique est large, mais précisément définie. Une résistance trop faible n'offre aucune protection si un circuit sous tension entre en contact avec le porteur. Une résistance trop élevée, ou un circuit ouvert, empêche l'évacuation des charges électrostatiques. La plage de fonctionnement typique s'étend de quelques centaines de kilohms à environ 10 M Ω ; toute valeur hors de cette plage est considérée comme défectueuse. Il existe des testeurs de bracelets du commerce, mais la plupart imposent une vérification manuelle qui, dans la pratique, est souvent négligée dans le rythme d'une journée de travail.

Le testeur présenté ici est conçu pour rester sur le plan de travail et être alimenté par USB, afin que le test d'un bracelet ne nécessite pas d'utiliser un appareil séparé. Le bracelet antistatique se raccorde au connecteur du testeur, à côté duquel se trouve un petit pad de contact relié à la masse. Pour effectuer un test, il suffit de porter le bracelet et de poser une main ou un doigt sur ce pad (**figure 1**). Le corps

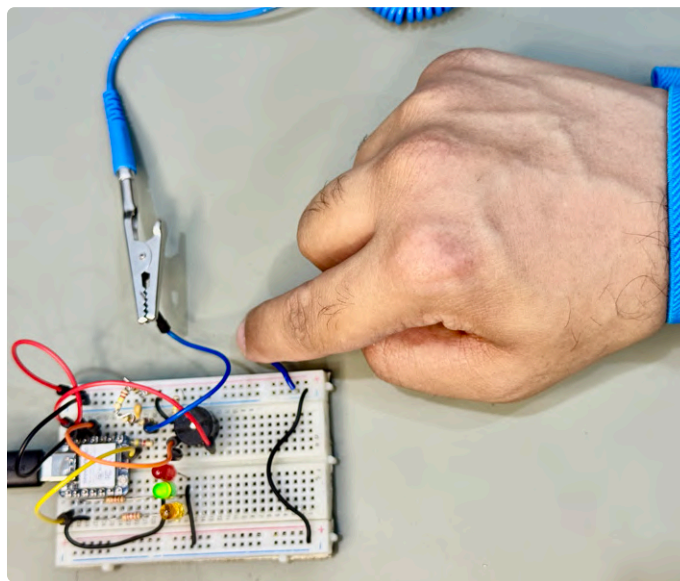


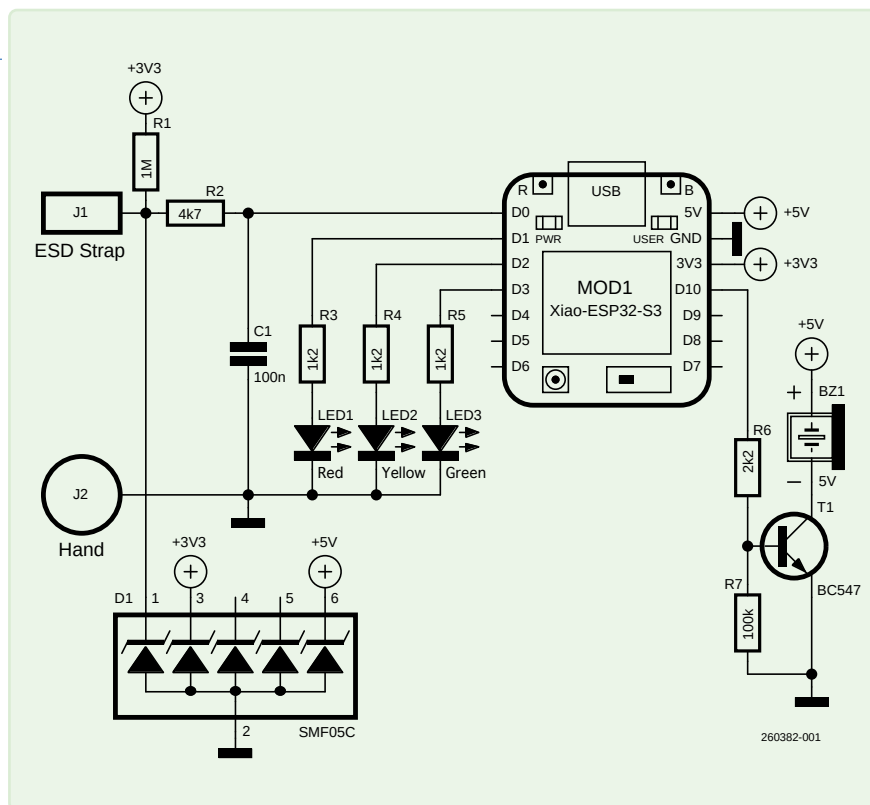
Figure 1. Test d'un bracelet en touchant le pad relié à la masse (ici un prototype sur une plaque d'essai). La LED verte confirme que le bracelet est en bon état.

alors de liaison conductrice entre les deux connexions, complétant le trajet entre le testeur, le bracelet, la peau et la masse ; la résistance de l'ensemble bracelet-porteur est ainsi mesurée et immédiatement classée. Aucun bouton, aucun menu : un simple voyant vert, jaune ou rouge, accompagné d'un signal sonore.

Description du circuit

La mesure repose sur un simple pont diviseur de tension (**figure 2**). Une résistance définie de 1 M Ω , R1, relie le rail 3,3 V au nœud de mesure, tandis que la résistance inconnue du bracelet et du porteur ferme le diviseur vers la masse via le pad de contact J2. Le nœud de mesure est relié à l'entrée ADC du microcontrôleur via R2 (4,7 k Ω), tandis que C1 (100 nF) relié à la masse, constitue un filtre passe-bas RC directement à la broche.

Le contrôleur est un module Seeed Studio XIAO ESP32-S3, MOD1, que nous avons choisi pour son petit format, son ADC 12 bits et son fonctionnement entièrement alimenté par USB. Le nœud de mesure est connecté à l'entrée A0/D0. Trois LED d'état, rouge, jaune et verte, sont pilotées respectivement par les sorties D1, D2 et D3 du XIAO, chacune via une résistance série de 1,2 k Ω . Le courant des LED reste ainsi limité à quelques milliampères, bien en dessous de la valeur admissible des broches GPIO.



Liste des composants

Résistances

R1 = 1 MΩ
 R2 = 4,7 kΩ
 R3, R4, R5 = 1,2 kΩ
 R6 = 2,2 kΩ
 R7 = 100 kΩ

Condensateurs

C1 = 100 nF

Semi-conducteurs

D1 = SMF05C.TCT (réseau TVS)
 LED1 = NCD0805R1
 LED2 = NCD0805Y1
 LED3 = NCD0805G1
 T1 = BC547

Modules

MOD1 = Sseed Studio XIAO ESP32-S3

Divers

BZ1 = Buzzer, 5 V
 J1 = Connecteur à fiche banane

Figure 2. Schéma électrique.

Le buzzer est commandé par le transistor T1 (BC547), monté en commutation côté masse. Lorsque D10 passe à l'état haut, un courant de base traverse R6 (2,2 kΩ), le transistor se sature et le buzzer BZ1 est alimenté par le rail 5 V. R7 (100 kΩ), reliée entre la base et la masse, maintient le transistor bloqué à la mise sous tension, évitant ainsi tout signal sonore au démarrage. Un réseau de protection contre les décharges électrostatiques (TVS) SMF05C sur l'entrée du bracelet et les rails d'alimentation les protège des décharges auxquelles le connecteur exposé sera probablement soumis.

De la tension à la résistance

R1 et la tension d'alimentation étant connues, la tension mesurée par l'ADC correspond directement à la résistance inconnue. La relation du diviseur est $V_{\text{sense}} = V_{\text{cc}} \times R_{\text{strap}} / (R_{\text{test}} + R_{\text{strap}})$, que le micrologiciel réarrange pour calculer la résistance :

$$R_{\text{strap}} = R_{\text{test}} \times V_{\text{sense}} / (V_{\text{cc}} - V_{\text{sense}})$$

Cette seule équation permet de distinguer tous les états détectés par le testeur. Une tension proche de zéro indique un court-circuit ou une résistance anormalement faible. Une tension proche de la moitié de la tension d'alimentation correspond à un bracelet en bon état. Une tension proche de 3,3 V indique un circuit ouvert ou une absence de contact. Avec R1 de 1 MΩ, un trajet de 200 kΩ produit environ 0,55 V, un trajet de 1 MΩ environ 1,65 V, et un circuit ouvert se retrouve directement au niveau du rail. Une seule entrée ADC suffit pour distinguer un court-circuit, une résistance trop faible, un état validé, un état limite, une résistance trop élevée et un circuit ouvert.

Le micrologiciel classe cette résistance dans l'un des six états possibles. En dessous d'environ 200 kΩ, le bracelet est détecté en court-circuit et le buzzer retentit en continu. Jusqu'à environ 750 kΩ, il est classé comme un de résistance trop faible. La large plage de validation, d'environ 900 kΩ à 8 MΩ, allume la LED verte. Les deux zones étroites

situées juste à l'intérieur de ces limites – environ 750 à 900 kΩ en bas et 8 à 10 MΩ en haut – allument la LED jaune pour signaler un état limite. Au-delà de 10 MΩ, ou en circuit ouvert, la LED rouge signale un défaut « haut ». Le passage à un état validé ou limite déclenche aussi un double bip bref, afin que l'utilisateur reçoive une confirmation sans avoir à regarder les LED.

Stabilisation de la lecture

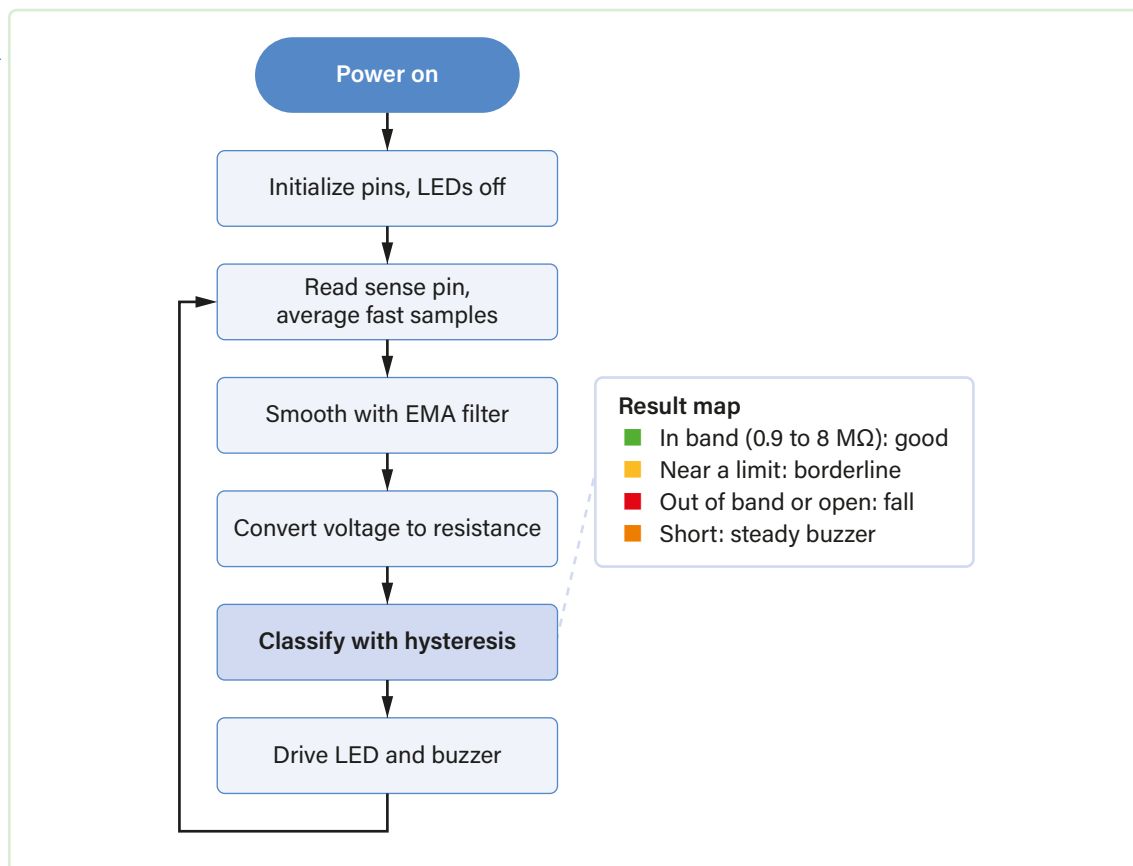
La résistance de la peau et la qualité du contact ne fournissent pas des signaux stables. Elles varient selon la pression, l'humidité et les mouvements ; une lecture ADC brute sur un corps humain fluctue suffisamment pour faire clignoter les indicateurs en permanence, les rendant inutilisables. La stabilité est obtenue par un filtrage à deux niveaux. Côté matériel, R2 et C1 forment un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure effective est de quelques Hz. Il élimine le bruit de l'ADC, les parasites de contact et les perturbations dues aux commutations du buzzer et des LED, tout en restant assez rapide pour que le testeur paraisse réactif.

Le micrologiciel ajoute un second filtrage, plus léger. Chaque mesure est la moyenne de plusieurs échantillons ADC rapides, puis est encore lissée par une moyenne mobile exponentielle qui rapproche la valeur courante d'un quart de l'écart vers chaque nouvelle lecture. S'y ajoute une hystérésis de 5 % autour de chaque seuil, afin qu'une valeur oscillant près d'une limite ne passe pas continuellement d'un résultat à l'autre. Une courte temporisation de validation de l'état impose ensuite qu'un résultat se répète plusieurs fois avant d'être affiché, tandis qu'un court-circuit, la défaillance la plus critique, peut être confirmé plus rapidement que les autres états. L'ensemble garde des indicateurs réactifs aux véritables changements, tout en restant stables le reste du temps.

Micrologiciel

Le micrologiciel est constitué d'un unique croquis Arduino dont la tâche est simple : mesurer, décider, afficher, recommencer. Après

Figure 3. Le firmware exécute une courte boucle de mesure, de décision et d'affichage.



une brève initialisation qui configure les broches et éteint les LED, il exécute en boucle la même courte séquence (**figure 3**). Les fichiers matériels et le micrologiciel du projet sont disponibles dans le dépôt GitHub associé [1].

À chaque cycle, la broche de mesure est lue plusieurs fois en succession rapide, puis les échantillons sont moyennés avant d'être filtrés par une moyenne mobile exponentielle, afin que la valeur se stabilise au lieu de varier brusquement. Cette tension lissée est convertie en résistance avec l'équation du pont diviseur présentée plus haut, avec deux cas particuliers : une lecture bloquée au niveau du rail est traitée comme un bracelet en circuit ouvert, et une lecture proche de zéro comme un court-circuit. La résistance est ensuite comparée aux limites des différentes plages afin de déterminer le résultat, en appliquant la faible hystérésis à chaque seuil pour éviter les basculements répétés. Enfin, la LED correspondante s'allume, le buzzer est commandé et la boucle recommence. Le double bip ne retentit qu'à la première détection d'un état valide ou limite, afin que le testeur confirme une seule fois au lieu de biper à chaque cycle.

Utilisation du testeur

En pratique, le testeur est simple à utiliser. Il suffit de l'alimenter par USB pour qu'il commence aussitôt les tests. Mettez le bracelet antistatique, branchez-le sur le connecteur de bracelet, prise banane J1, puis posez une main sur le pad de contact relié à la masse. Une LED verte et un double bip indiquent que le bracelet est en bon état. Le jaune indique qu'il reste dans la plage valide, mais proche d'une limite et qu'il doit être surveillé. Le rouge signale un véritable défaut : résistance trop

faible, trop élevée ou circuit ouvert. Un signal sonore continu avertit d'un court-circuit ou d'un trajet de conduction dangereusement faible. Pour le calibrage, il est possible de remplacer l'entrée du bracelet par des résistances connues afin de vérifier les seuils. Une résistance de 1 MΩ ou 4,7 MΩ doit être reconnue comme valide, 820 kΩ comme limite et 15 MΩ comme défaut haut. Si les lectures sont systématiquement trop élevées ou trop faibles, les causes les plus probables sont la tolérance de R1 ou la valeur réelle du rail 3,3 V. Mesurer la tension réelle du rail et la reporter dans la constante VCC du micrologiciel ramène la résistance calculée dans la plage correcte. Avec ce simple réglage, un dispositif de sécurité généralement considéré comme fiable sans vérification devient un équipement peut désormais être contrôlé directement sur le plan de travail. ◀

260382-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (saad.imtiaz@elektor.com), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

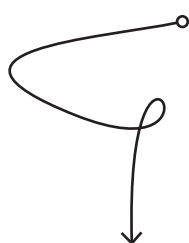
➤ ESP32 by example (cours d'apprentissage)

LIEN

[1] Dépôt de testeur de bracelet antistatique, GitHub : <https://github.com/ElektorLabs/esd-strap-tester>



testeur de réponse transitoire pour alimentation



Générateur d'échelon de charge reproductible pour alimentations de labo



Saad Imtiaz (Elektor)

Ce projet décrit un testeur simple sur batterie qui génère un échelon de charge net et répétable pour mesurer la réponse transitoire des alimentations de laboratoire. Deux variantes à commutation MOSFET sont présentées, avec anti-rebond par trigger de Schmitt, pour capturer le comportement en limitation de courant à l'oscilloscope dans des conditions identiques à chaque mesure.

observe le comportement de l'alimentation ou la qualité du câblage.

Le testeur remplace tout cela par un MOSFET utilisé comme interrupteur. Un bouton-poussoir déclenche une porte à trigger de Schmitt, qui pilote la grille du MOSFET, lequel connecte la résistance de charge aux bornes de l'alimentation testée en quelques dizaines de nanosecondes. Comme la résistance passante et le temps de mise en conduction du MOSFET sont constants, l'échelon de charge est le même à chaque pression, et toute variation vue à l'oscilloscope peut être attribuée avec certitude à l'alimentation, et non au banc de test.

Description du circuit

Deux variantes sont présentées aux figures 1 et 2. Elles produisent le même résultat avec des étages de commutation légèrement différents, faisant de la carte autant un exemple pédagogique utile qu'un outil fonctionnel. Les deux circuits partagent la même alimentation auxiliaire. Une pile de 9 V (BT1, BT2) alimente un régulateur linéaire L7805 (IC2), qui fournit un rail 5 V stable à la logique.

Toute fiche technique d'alimentation de laboratoire indique une limite de courant, mais combien de temps l'alimentation met-elle vraiment à réagir ? Quand une charge demande brusquement plus de courant que l'alimentation ne peut fournir, une fenêtre apparaît, pendant laquelle la tension de sortie chute avant que la boucle de courant constant (CC) reprenne la main. La forme et la durée de cette chute comptent parmi les indicateurs les plus révélateurs sur une alimentation régulée, et aussi parmi les plus faciles à manquer. Ce projet est un petit outil volontairement simple qui remplace l'opération « appliquer brusquement une forte charge » par une action nette, reproductible et déclenchée par un bouton, pour capturer la réponse transitoire à l'oscilloscope dans des conditions identiques à chaque essai.

Pourquoi ne pas utiliser un simple interrupteur ?

La méthode évidente pour tester le comportement en limitation de courant consiste à brancher une résistance de charge aux bornes de l'alimentation et à fermer un interrupteur ou à court-circuiter deux sondes. En pratique,

c'est précisément là que la mesure se dégrade. Lors de la fermeture, les contacts d'un interrupteur mécanique rebondissent pendant plusieurs millisecondes, créant une série d'ouvertures et de fermetures au lieu d'un front unique et net. Des fils tenus à la main provoquent des arcs, s'oxydent et donnent un contact intermittent. La résistance de contact varie d'un essai à l'autre. La forme d'onde affichée à l'oscilloscope varie à chaque fois, et il devient impossible de savoir si l'on

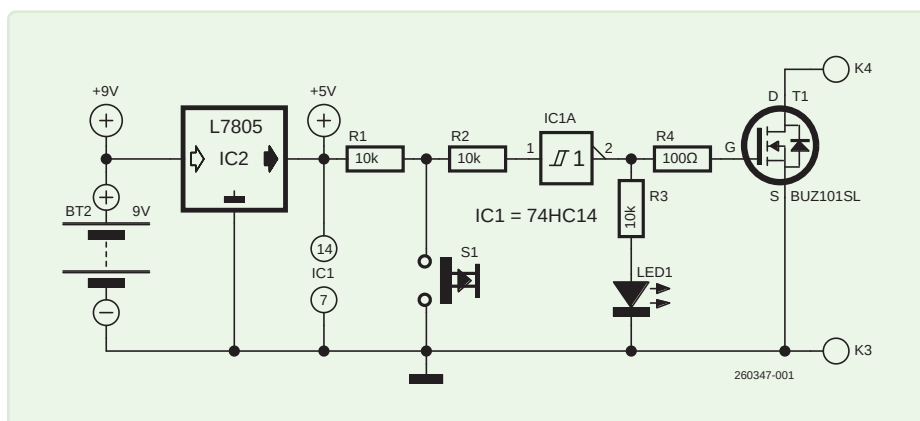


Figure 1. Schéma du circuit 1 avec MOSFET de niveau logique.

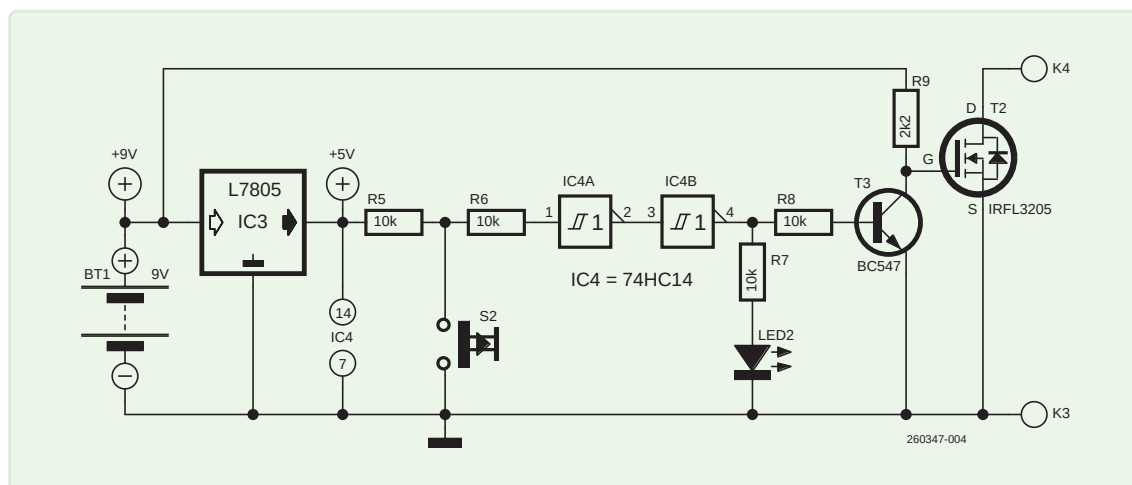


Figure 2. Schéma du circuit 2 avec MOSFET standard.

Un 74HC14 à six inverseurs Schmitt (IC1, IC4) est alimenté par ce rail. La résistance de charge externe se branche entre K1 et K2 (figure 1) ou K3 et K4 (figure 2), et la sonde de l'oscilloscope est placée en parallèle sur ces mêmes bornes. L'alimentation testée fournit son propre courant à la charge via ces bornes ; la pile de 9 V n'alimente que la logique de déclenchement, si bien que la mesure est totalement isolée de l'alimentation de commande de grille.

Le circuit 1 utilise un BUZ101SL, MOSFET canal N de niveau logique, passant avec environ 5 V sur sa grille. L'appui sur S1 tire l'entrée d'IC1A de 5 V (via R1) vers la masse. Le trigger de Schmitt inverse et nettoie cette transition, puis fournit en sortie un front rapide et net de 5 V. R4 (100 Ω) limite le courant d'appel dans la capacité de grille, R3 (10 kΩ) maintient la grille à la masse quand l'entrée n'est pas commandée, et LED1 s'allume pour confirmer que la grille est à l'état haut. Le BUZ101SL étant de niveau logique, le rail 5 V suffit à le rendre passant, et tout le circuit tient derrière un seul inverseur.

Le circuit 2 utilise un IRFL3205, MOSFET standard (non logique) qui requiert environ 10 V sur la grille pour commuter proprement. Le rail 5 V issu du 74HC14 ne suffit donc pas seul ; un transistor NPN BC457 (T3) est ajouté comme convertisseur de niveau. Deux inverseurs Schmitt (IC4A et IC4B) sont mis en cascade afin que la polarité à la base du transistor bipolaire corresponde au comportement du bouton dans le circuit 1. Lorsque la sortie d'IC4B passe à l'état haut, T3 sature via R8 et amène la grille de T2 à l'état haut ; lorsque IC4B est à l'état bas, la base de T3 est ramenée à la masse via R8 pour bloquer le MOSFET. Ce schéma est pratique si l'on veut

utiliser tout MOSFET robuste à faible $R_{DS(on)}$ dont on dispose sans se limiter aux modèles de niveau logique.

Rôle du trigger de Schmitt

Le composant clé de ce circuit est le 74HC14. Un bouton-poussoir tactile ne produit pas de front propre à l'appui ; ses contacts rebondissent typiquement pendant 1 à 10 ms avant stabilisation. Si ce signal était appliqué directement à la grille du MOSFET, celui-ci commuterait vite en ouverture et en fermeture pendant le rebond, injectant dans la charge et la boucle de régulation de l'alimentation plusieurs impulsions de courant non maîtrisées. La capture à l'oscilloscope afficherait un transitoire bruité et oscillatoire, révélant davantage le comportement du bouton que celui du régulateur. Le trigger de Schmitt résout ce problème par

voie matérielle. Contrairement à un inverseur simple, il possède deux seuils de commutation ; pour le 74HC14 sous 5 V, environ 2,7 V à la montée et 1,5 V à la descente. Dès que l'entrée franchit un seuil, la sortie bascule à son état final et ne change plus tant que l'entrée n'a pas largement franchi l'autre seuil. Les rebonds du bouton, qui n'oscillent que de quelques centaines de mV autour de 0 V, n'atteignent jamais l'autre seuil, si bien que la sortie ne voit qu'une seule transition nette (figure 3). La combinaison de R2 (10 kΩ) et de la faible capacité parasite à l'entrée de la porte ralentit légèrement le front, laissant plus de temps à l'hystérésis pour ignorer les rebonds. Le MOSFET ne voit qu'un seul front, l'alimentation ne reçoit qu'un seul échelon de charge, et l'oscilloscope n'affiche qu'un seul transitoire, à chaque pression.

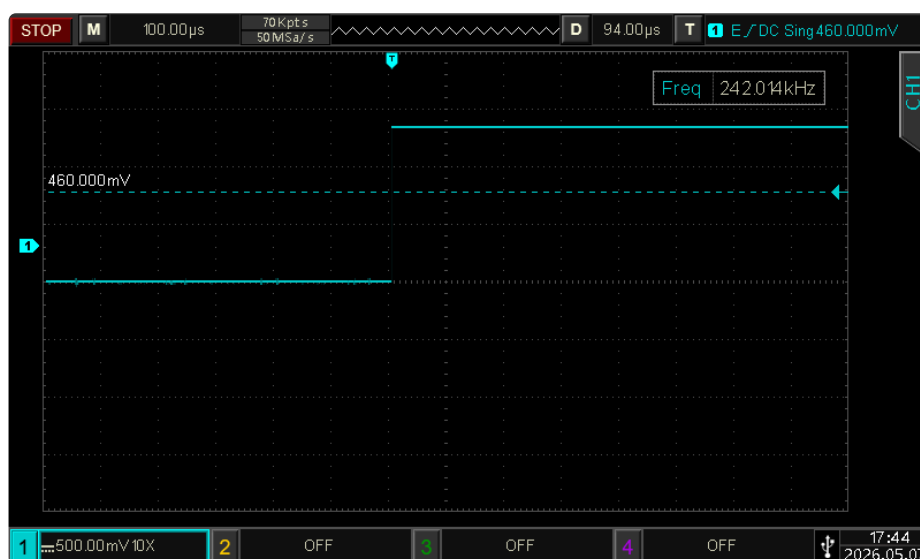


Figure 3. Sortie nette de la porte à trigger de Schmitt après appui sur le bouton.



Figure 4. capture monocoup de l'échelon de charge à 2 V/div, 1 ms/div, couplage CC. Le front abrupt marque l'amorçage du MOSFET ; la courbe descendante traduit la décharge du condensateur de sortie avant que la boucle CC stabilise la sortie.

Utilisation du testeur

En pratique, la procédure est simple. Allumer l'alimentation à tester et la régler à la tension et à la limite de courant souhaitées, par exemple 5 V à 0,2 A. Brancher une résistance de charge entre J1 et J2, dimensionnée pour que le courant en régime établi dépasse la limite de l'alimentation, puis placer la sonde de l'oscilloscope en parallèle sur ces mêmes bornes, en couplage CC. Une base de temps de 100 μ s à 1 ms par division est un bon point de départ. Armer l'oscilloscope en monocoup sur le front descendant de la tension, puis appuyer sur le bouton.

Une capture typique est montrée à la **figure 4**, réalisée à 2 V/div et 1 ms/div, avec un niveau de déclenchement réglé à 4,96 V. Avant le déclenchement, l'alimentation est stable à sa tension de sortie à vide. Quand le bouton est

pressé, le MOSFET se met en conduction, la charge est appliquée et la tension chute : d'abord brusquement, avec la décharge du condensateur de sortie, puis selon une courbe plus lente, à mesure que la boucle de limitation de courant prend le relais et stabilise la sortie au niveau CC. Le transitoire total dure quelques millisecondes. La profondeur de la chute initiale et le temps de stabilisation sont les deux grandeurs qui caractérisent la réponse transitoire. Et comme le même MOSFET produit le même échelon de charge à chaque pression, deux alimentations différentes peuvent être mesurées successivement avec la certitude que toute différence vue à l'oscilloscope reflète le comportement de l'alimentation, et non celui de l'opérateur. ◀

260347-04

Circuit Special 2026



À propos de l'auteur

Saad Imtiaz (ingénieur principal, Elektor) est un ingénieur en mécatronique avec une expérience dans les systèmes embarqués, les systèmes mécatroniques et le développement de produits. Il a collaboré avec de nombreuses entreprises, des startups aux grands groupes à l'échelle mondiale, dans le domaine du prototypage et du développement. Saad a également travaillé dans l'industrie aéronautique et a dirigé une startup technologique. Chez Elektor, il pilote le développement de projets aussi bien en logiciel qu'en matériel.

Questions ou commentaires ?

Si vous avez des questions sur cet article, n'hésitez pas à envoyer un e-mail à l'auteur à saad.imtiaz@elektor.com ou à la rédaction d'Elektor à editor@elektor.com.



Produit

➤ **Oscilloscope à 2 voies Siglent SDS822X HD (200 MHz)**
www.elektor.fr/20974



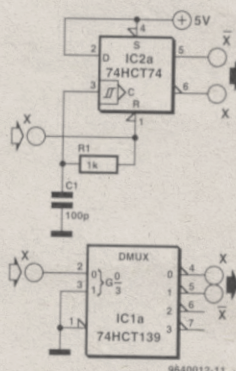
014

ersatz d'inverseur

La particularité de ce circuit est que l'on utilise ici une bascule bistable D (flip-flop) en inverseur. Lorsque le niveau à l'entrée bascule d'un niveau haut vers un niveau bas on a initialisation de la bascule et passage de la sortie Q au niveau haut. Lorsque l'entrée passe au niveau haut la remise à zéro est inhibée et la sortie Q passe au niveau bas. Le retard entre l'entrée de RAZ et l'entrée d'horloge introduit par la présence du réseau RC constitué de R1 et C1 permet de déclencher la bascule sur le flanc montant d'un signal d'entrée. Il faut à

une bascule bistable D double du type 74HCT74, après libération de l'entrée de RAZ, au minimum 5 ns de temps de récupération avant qu'elle ne puisse prendre une impulsion d'horloge en compte.

Dès lors que le réseau RC introduit un retard supérieur à 7,5 ns, la marge de manoeuvre est plus que suffisante. La diminution de raideur de flanc de l'impulsion d'horloge qui en résulte ne pose pas le moindre problème vu que la durée maximale de montée admise par l'entrée d'horloge pour un signal est de 500 ns. Il est recom-



mandé, pour éviter une asymétrie du signal de sortie, de limiter la fréquence d'entrée, avec le dimensionnement proposé ici, à des valeurs inférieures ou égales à 1 MHz. On peut imaginer un substitut de bascule bistable encore plus radical en utilisant un décodeur de ligne du type 74(HC(T))139. Ce composant se sort d'affaire sans nécessiter le moindre composant externe. Le signal d'entrée est appliqué à l'entrée A, les sorties Y1 et Y0 fournissant respectivement le signal inversé et le signal non inversé.



964012-1



04

séquenceur euclidien sans microcontrôleur

Motifs de déclenchement et séquences CV avec une simple logique CMOS

Clemens Valens (Elektor)

Comment produire au plus simple des rythmes utiles en musique ? Ce circuit CMOS génère des motifs euclidiens et des séquences CV avec de simples compteurs, portes logiques et un timing intelligent.

En musique, un rythme euclidien répartit un nombre d'impulsion aussi régulièrement que possible sur une suite de pas. Il place K impulsions sur N pas (K et N étant entiers) avec l'écart le plus régulier possible. Par exemple, prenons $N = 8$ pas et $K = 3$ impulsions. Un rythme euclidien donne 1 0 0 1 0 0 1 0 au lieu de regrouper les impulsions en 1 1 1 0 0 0 0 0, ou selon une autre répartition inégale (p. ex. 1 0 1 0 1 0 0 0). Les générateurs de rythmes euclidiens et les séquenceurs sont largement utilisés dans les synthétiseurs modulaires.

Le circuit décrit ici génère des impulsions de déclenchement à espacement euclidien avec une simple logique CMOS discrète ; aucun microcontrôleur ne fait les calculs. Le circuit fournit des impulsions de déclenchement (pour percussions, enveloppes, etc.) et une sortie de tension de commande (CV) à 8 pas déclenchée par ces impulsions. Le signal d'horloge principal permet de synchroniser d'autres modules et appareils avec le séquenceur. L'inverse est également possible : le séquenceur peut lui-même être déclenché par une source externe. Une entrée de remise à zéro permet de relancer une séquence depuis le début. Les entrées et sorties utilisent des connecteurs T(R)S.

Le circuit en détail

Voir le schéma du séquenceur euclidien à la **figure 1**. Le circuit basé sur la porte NAND à trigger de Schmitt IC1B, câblée en inverseur, forme un simple générateur

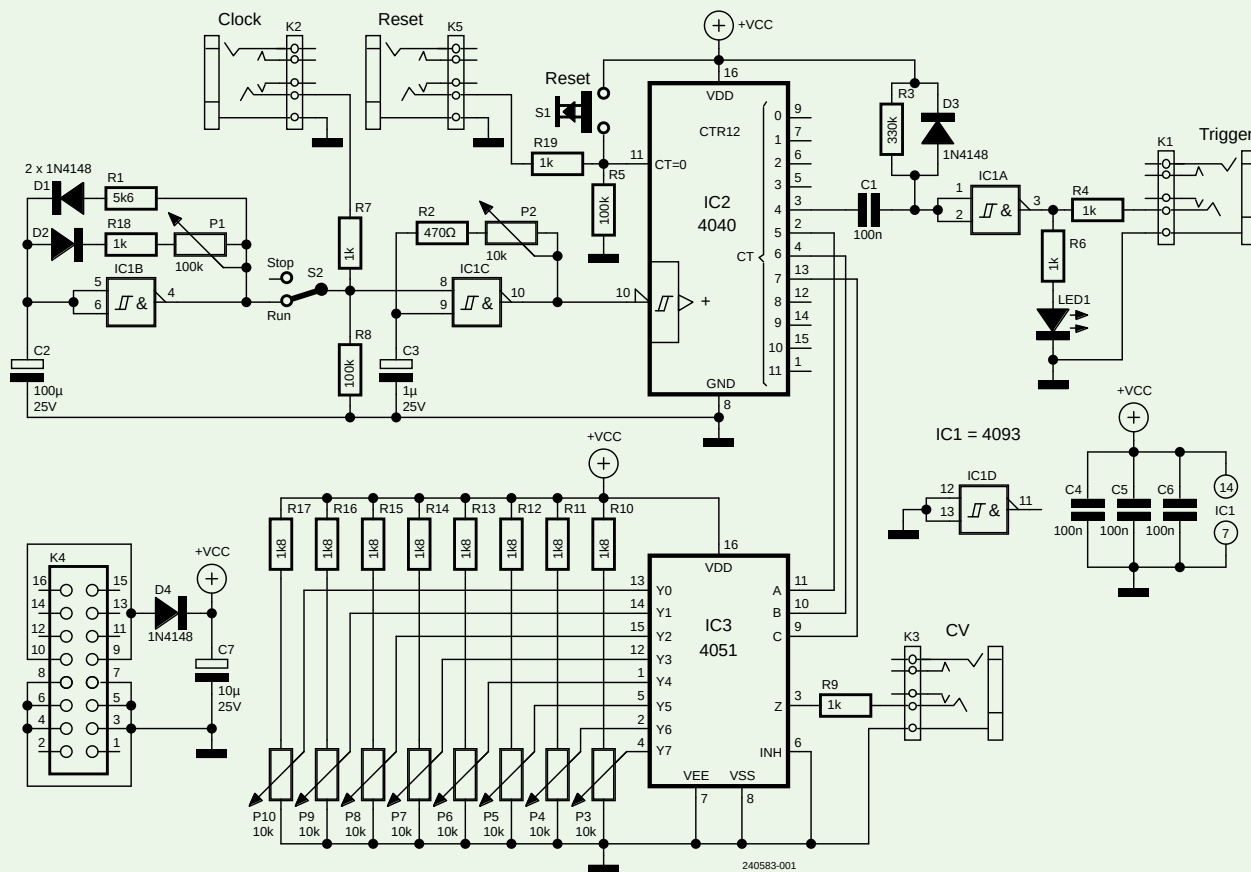
d'impulsions. Le potentiomètre P1 règle la cadence des impulsions, tandis que R1 fixe leur largeur. Avec les valeurs indiquées, la cadence se règle d'environ 0,4 Hz à 23 Hz. La largeur d'impulsion est de 15 ms. Le générateur d'impulsion fonctionne comme suit : IC1B est un inverseur à trigger de Schmitt. Ce type de composant présente une hystérésis : ses seuils de commutation diffèrent selon que le signal monte ou descend.

Lorsque la sortie d'IC1B est à l'état haut, C2 se charge via R1 et D1. Quand le seuil montant de la porte est atteint, la sortie passe à l'état bas et C2 peut se décharger via D2, R18 et P1. Lorsque la tension sur C2 passe sous le seuil descendant, la sortie de la porte revient à l'état haut. Les durées des états haut et bas du signal d'horloge peuvent donc être réglées séparément. Ensemble, elles règlent la fréquence.

IC1C, avec C3, R2 et P2, constitue un oscillateur à onde carrée commandé. Quand la broche 8 d'IC1C est au niveau logique haut, le circuit oscille ; quand la broche 8 est au niveau logique bas, l'oscillateur est bloqué et sa sortie reste haute. Avec les valeurs indiquées, P2 règle la fréquence de cet oscillateur d'environ 200 Hz à 2 kHz.

La sortie de l'oscillateur IC1C alimente le compteur binaire IC2. Si IC1C fonctionnait en oscillation libre, IC2 diviserait simplement sa fréquence de sortie par 32 (sortie Q4), de façon très régulière et assez peu intéressante. Mais en commandant IC1C, on maîtrise le nombre d'impulsions injectées dans le compteur, qui ne déborde plus aussi régulièrement. Il se synchronise sur la cadence de la porte, c'est-à-dire la sortie du générateur d'impulsions IC1B.

Par exemple, supposons que chaque impulsion de porte produise 9 impulsions à IC1C. Autrement dit, à chaque impulsion de porte, le compteur IC2 est incrémenté de 9 pas. Après trois impulsions de porte, le compte atteint 27. La quatrième impulsion de porte ajoute 9 impulsions, ce qui porte le compte à 36. La sortie Q4 d'IC2



▲ Figure 1. Le séquenceur euclidien repose sur une logique CMOS, ne demande aucune programmation et fonctionne avec une alimentation unique de 3 V à 18 V.

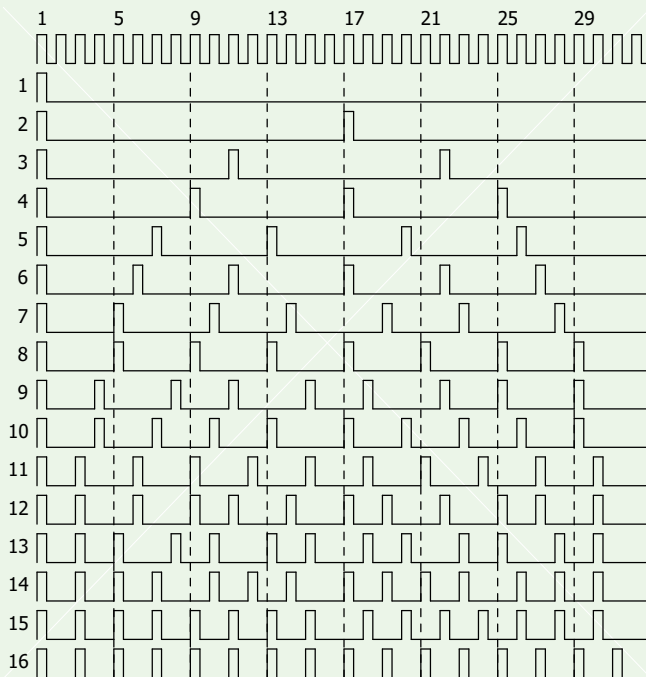
déborde au compte 32. Même si le compteur atteint 36 (soit 100100 en binaire), Q4 ne dépend que des bits 0 à 4. Le bit 5 est donc ignoré, et le compte effectif peut être vu comme $36 - 32 = 4$.

Le débordement suivant de Q4 aura lieu après l'accumulation de 32 impulsions de plus. Comme nous ajoutons 9 coups par impulsion de porte, il survient durant l'impulsion de porte numéro 8, la quatrième après le premier débordement, avec un reste de 8. En poursuivant ainsi, Q4 déborde pendant les impulsions de porte 11, 15, 18, 22, 25 et 29. À l'impulsion de porte n° 32, le reste revient à 0 et la séquence recommence. La séquence, ou le rythme, obtenu est donc 10001000 10010001 00100010 01000100.

Avec 10 impulsions par porte, le rythme sera 10001001 00100100, une séquence qui se répète après 16 pas. Toutes les séquences correspondant à nombre pair d'impulsions par porte se répètent après 16 pas. La **figure 2** donne les chronogrammes des 16 premiers cas.

Un accumulateur de phase discret

Le processus décrit ci-dessus s'appelle accumulation de phase ; le circuit peut donc être vu comme un accumulateur de phase. L'accumulation de phase est une technique courante pour produire des fréquences



▲ Figure 2. Les séquences euclidiennes sur 32 pas pour les 16 premiers cas. Notez que tous les cas pairs se répètent après 16 pas.

arbitraires, par exemple en logiciel. Les lecteurs habitués au tracé de lignes sur des afficheurs à pixels bidimensionnels reconnaîtront peut-être l'algorithme de Bresenham.

Le signal sur la sortie Q4 est une onde carrée presque parfaite. C1 et R3 le dérivent, puis IC1A le met en forme et l'inverse pour créer des impulsions de déclenchement propres sur la sortie K1. D3 assure la protection d'IC1A contre les surtensions.

Ajouter un séquenceur

Comme IC2 est un compteur 12 bits, certaines sorties restantes peuvent piloter le multiplexeur analogique IC3. Si l'on considère Q5, Q6 et Q7 comme un compteur 3 bits cadencé par Q4, il devient clair que le multiplexeur passe à la position suivante à chaque front montant de Q4. La tension de chaque pas à la sortie d'IC3 (sur K3) se règle avec un potentiomètre (P3 à P10). Avec VCC à 12 V, la sortie CV se situe entre 0 V et 10 V. Maintenant que le fonctionnement du circuit est clair, passons à quelques détails intéressants.

Ajouter du swing

Comme indiqué, la longueur de l'impulsion de porte détermine le nombre d'impulsions appliquées au compteur à chaque impulsion de porte. C'est là que se cache un compromis.

Quand l'impulsion de la porte est courte, l'oscillateur IC1C doit être rapide pour laisser passer assez d'impulsions. Dans ce cas, la sortie Q4 bascule avec une phase très proche de la porte (« sur le temps »). Quand l'impulsion de la porte est longue, l'oscillateur IC1C doit être lent afin que Q4 ne bascule pas plusieurs fois. (Le circuit de mise en forme autour d'IC1A filtre les basculements multiples rapides, mais le séquenceur s'emballera.) Le couplage entre Q4 et la porte devient alors moins serré, ce qui introduit un peu de « swing ».

Le swing confère au rythme un caractère plus humain, et son ampleur se règle par R1 (ajouter un potentiomètre en série). Augmenter sa valeur allonge la porte. Il ne faut pas trop la réduire, sous peine d'arrêter le générateur d'impulsions. La cadence du générateur d'impulsions dépend de R1 et P1 (limitée par R18) ; régler le swing modifie donc aussi un peu le tempo. Comme IC1C est loin d'être un oscillateur de précision et, en plus, commandé par un potentiomètre grossier, certains réglages peuvent rendre variable le nombre d'impulsions par porte. Il peut y en avoir une de plus ou de moins. La séquence se décale alors lentement, ce qui lui ajoute une agréable touche aléatoire.

Plus de canaux

Comme un seul canal euclidien est un peu limité, l'impulsion de porte est aussi envoyée au connecteur K2 pour cadencer d'autres séquenceurs. C'est possible grâce au commutateur Stop/Run S2. En position Stop, K2 peut servir d'entrée de porte. Pour cette raison, l'impulsion de sortie sur K1 est mise en forme afin d'avoir une largeur proche de l'impulsion de porte, ce qui permet de chaîner plusieurs séquenceurs en série ou en parallèle. De même, avec un signal d'horloge externe, utilisez des impulsions d'environ 15 ms. Une entrée de remise à zéro est également prévue, afin que les séquences puissent démarrer ou être remises à zéro à des instants commandés à distance. Notez toutefois que le séquenceur ne produit pas de déclenchement sur le premier temps (juste après l'appui sur reset).

Toutes les entrées et sorties sont protégées par des résistances de limitation de courant.

LED1 clignote brièvement à chaque impulsion de déclenchement produite.

Alimentation

L'une des raisons du choix de la logique CMOS pour ce circuit est sa large plage d'alimentation. Le connecteur K4 respecte le standard 16 broches d'alimentation des synthétiseurs modulaires, qui fonctionnent en général en +/-12 V. Seul le +12 V est nécessaire ici, mais le circuit fonctionne aussi sous +5 V (ce qui limite le niveau CV à environ 4 V) ou avec une pile de 9 V. Le courant consommé est inférieur à 10 mA. ◀

240583-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (clemens.valens@elektor.com), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



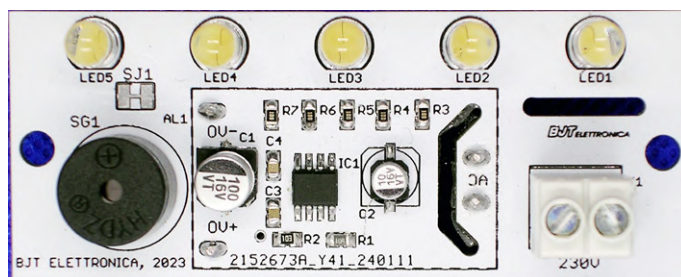
Produits

- > **Dogan Ibrahim, *Learning Digital Electronics* (Elektor 2025)**
www.elektor.fr/21233
- > **Clemens Valens, *From Rubbing Amber to Swiping Glass — How Humanity Turned Electricity into Electronics* (Elektor 2025)**
www.elektor.fr/21204

05 **lampe clignotante à LED**
pour portails
avec alerte sonore

Giuseppe La Rosa (Italie)

Les modules de lampe clignotante externes des anciens systèmes de portail automatisés reposent souvent sur des ampoules classiques, associées à un circuit RC de temporisation sujet aux défaillances. Ce circuit à LED performant, intégrant un timer NE555, résout efficacement ce problème. Bien entendu, il est aussi adapté parfaitement aux nouvelles installations !



La plupart des systèmes existants de commande de portail automatique sont équipés d'une lampe clignotante qui s'active lors de l'ouverture et de la fermeture des portails. En général, ils utilisent des lampes à incandescence standard alimentées directement en 230 VAC, tandis que le circuit interne de temporisation reçoit une tension de 12 VDC fournie par un réseau RC abaisseur non isolé. Cette partie du circuit est critique et particulièrement sujette aux pannes.

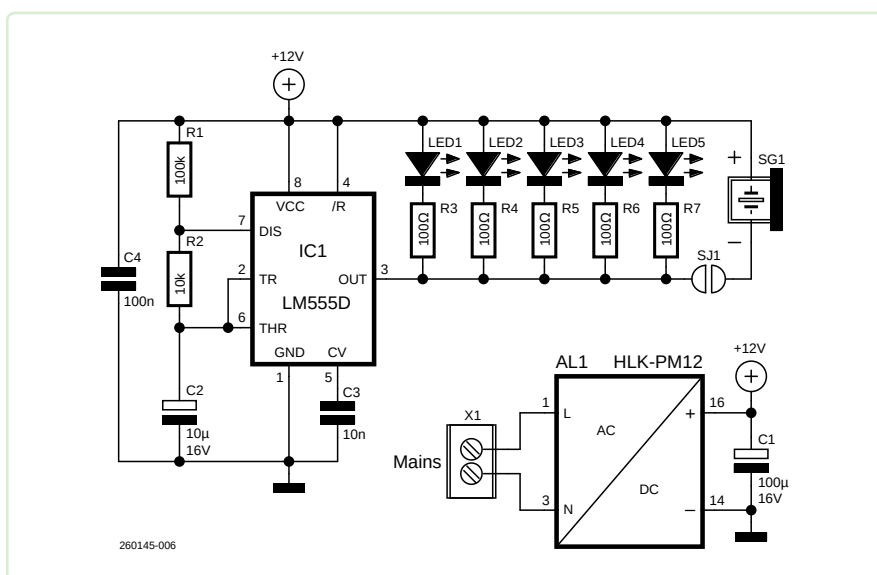


Figure 1. Schéma du circuit de la lampe clignotante.

Le circuit alternatif présenté ici intègre une petite alimentation à découpage montée sur un circuit imprimé (PCB), beaucoup plus fiable que la solution RC décrite plus haut. Il est possible de le raccorder directement à la sortie d'alimentation de la lampe clignotante du montage existant de commande du portail.

Pour l'unité clignotante externe, la plupart de ces composants déjà montés permettent de sélectionner deux modes de fonctionnement : fixe (*steady*) ou clignotant (*flashing*). Veillez à activer le premier mode, car le second active le circuit interne de temporisation dont nous n'avons évidemment pas besoin avec ce montage.

La lumière émise par cette unité clignotante reste visible à grande distance ; en outre, elle intègre un buzzer qui fournit également une alerte sonore lorsque des véhicules quittent votre portail. Il est possible de désactiver cette fonction si nécessaire.

Schéma du circuit

Le cœur du circuit, présenté en **figure 1**, est IC1, un timer NE555D de Texas Instruments. Le schéma reste simple ; dans ce montage, IC1 est utilisé comme oscillateur astable dont la fréquence dépend des valeurs des résistances R1 et R2 ainsi que du condensateur électrolytique C2. Ce réseau RC génère un signal d'environ 1 Hz sur la broche 3 de IC1, déterminant ainsi la fréquence de clignotement des LED. Afin d'obtenir une luminosité maximale de ces diodes, nous avons choisi de les alimenter avec un courant relativement élevé, mais avec une impulsion « On » très brève, d'environ 0,1 s pour un rapport cyclique de 10 %, afin d'éviter toute contrainte inutile sur les LED et de prolonger leur durée de vie.

Ainsi, la broche 3 de IC1 restera au niveau logique 1 pendant environ 0,9 s puis passera au niveau logique 0 pendant 0,1 s. Les résistances R3 à R7 limitent le courant des différentes LED et compensent les faibles écarts de V_f (tension directe) entre les diodes.

En appliquant une tension pulsée à ces LED, chaque diode peut consommer environ 70 mA via sa résistance de limitation ; toutefois, la durée d'impulsion étant limitée à seulement 0,1 s, le courant moyen obtenu n'est en pratique que de 7 mA par LED.

Cela signifie que le courant moyen total absorbé ne dépasse pas 35 à 40 mA, avec l'avantage de produire des éclats lumineux de même intensité que ceux obtenus avec un courant de 350 mA. L'ensemble du circuit est alimenté par la petite alimentation 12 V AL1.

Construction et essais

La réalisation de la carte est relativement simple. La carte est un modèle double face à trous métallisés, et les fichiers .pdf des faces composants et soudure du PCB sont disponibles sur la page de téléchargement Elektor [1]. Comme le montre la photo du prototype en page d'ouverture, le circuit est principalement réalisé en technologie CMS, tandis que certains composants restent traversants, comme les LED, le buzzer, le bornier à vis et le module d'alimentation.

La sérigraphie du PCB présentée à la **figure 2** indique les empreintes, références et points de montage de tous les composants figurant sur le schéma.

Le montage des composants nécessite quelques outils spécialisés ainsi qu'une certaine habileté manuelle. Le fer à souder doit être adapté au

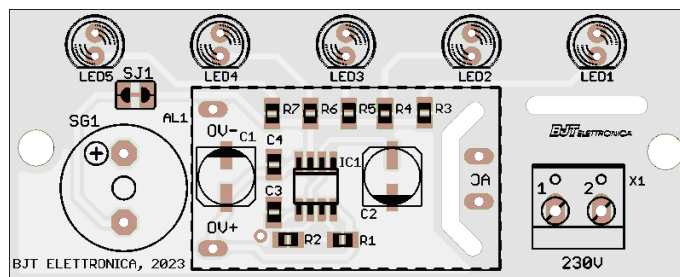


Figure 2. Sérigraphie du côté composants du PCB.



Figure 3. Le module d'alimentation, monté à l'arrière et soudé côté composants du PCB.

soudage des composants CMS et disposer d'une panne suffisamment fine. Il en va de même pour le fil de soudure, dont le diamètre ne doit pas dépasser 0,5 mm.

Vous pouvez commencer par souder IC1 en vérifiant son orientation, puis poursuivre avec les composants les plus bas, comme les résistances et condensateurs céramique, avant de terminer par les plus hauts comme C1 et C2.

Vous pouvez ensuite monter les composants traversants : diodes LED1 à LED5, bornier à vis X1 et buzzer. Le module d'alimentation AL1 doit être inséré depuis l'arrière du PCB puis soudé côté composants, comme montré à la **figure 3**. Une fois l'assemblage terminé, vous pouvez tester le circuit en appliquant la tension secteur 230 VAC à X1 ; la carte commencera alors à clignoter et à émettre un signal sonore. Il est possible de désactiver le buzzer en coupant le cavalier SJ1 côté composants ; si nécessaire, vous pouvez le réactiver en ressoudant cette même pastille. Le circuit peut prendre place dans la plupart des boîtiers de lampe clignotante existants, comme celui illustré à la **figure 4**, ou dans un nouveau boîtier plastique vide disponible dans le commerce [2].



Attention : Soyez particulièrement prudent durant cette phase de test, car certaines pistes et certains composants de ce PCB sont reliés directement à la tension secteur. Manipulez donc la carte uniquement lorsqu'elle est débranchée et respectez toutes les précautions de sécurité nécessaires !



Figure 4. La carte de la lampe clignotante installée dans un boîtier plastique prêt à l'emploi après la mise à niveau.

Il est également possible de réaliser ce circuit sur une plaque d'expérimentation à souder en remplaçant les CMS par des traversants, en suivant le schéma présenté à la figure 1. Une vidéo du projet en fonctionnement est disponible en [3]. ◀

260145-04



Produits

- Livre « *The Book of 555 Timer Projects* », Dogan Ibrahim, (Elektor 2024)
Version papier: www.elektor.fr/20948
Version numérique : www.elektor.fr/20949



LIENS

- [1] Page de téléchargement d'Elektor : <https://tinyurl.com/4zbeja4p>
- [2] Exemple de boîtier vide de remplacement, boutique en ligne Atecnic : <https://tinyurl.com/ubhbrr5t>
- [3] Giuseppe La Rosa, vidéo YouTube du prototype en fonctionnement : <https://youtu.be/ubLVVcoHaXk>

THE THINGS CONFERENCE

The Global Event about Edge & IoT

📅 22-23 September 2026

📍 Amsterdam, The Netherlands

Let's build this thing together

besoin de circuits imprimés ?

elektor pcb service est fait pour vous

L'équipe Elektor

Le service de circuits imprimés d'Elektor a été amélioré grâce à une interface simplifiée et à un accès direct, depuis chaque projet Elektor Labs, à un PCB fabriqué professionnellement. Propulsé par Eurocircuits, il associe une production européenne avec les mêmes procédés industriels et de mutualisation utilisés par les ingénieurs professionnels.

Tout projet Elektor Labs débute de manière familière : une idée, un schéma et une disposition du circuit imprimé (PCB). La phase la plus longue commence souvent après l'export, lorsque le développeur doit trouver un fabricant, comparer les options, téléverser les fichiers Gerber et vérifier que les règles de conception restent conformes jusqu'à la fabrication. Avec le service PCB d'Elektor [1] mis à jour, ce processus est désormais plus direct. Les projets Elektor Labs éligibles peuvent désormais relier directement leurs fichiers de production au processus de commande d'un PCB fabriqué en Europe, ce qui réduit la gestion de fichiers et permet aux concepteurs de passer de la page du projet à un PCB fabriqué en moins d'étapes.

Intégration dans Elektor Labs

Elektor Labs est l'espace où les lecteurs publient leurs réalisations sous forme de pages de projet complètes, comprenant les schémas, le code, la documentation et, le cas échéant, les fichiers de production nécessaires à la reconstruction de la carte. Au bas de chaque projet compatible, le bouton *PCB Service* transfère les fichiers du projet vers le processus de commande,

évitant à l'utilisateur de partir d'un configurateur vide.

Pour l'auteur du projet, cela évite de préparer un package PCB commercial distinct. Pour l'ingénieur qui reconstruit un design, offre aux lecteurs un chemin plus direct de la conception au circuit imprimé fabriqué.

Pourquoi Eurocircuits ?

Le service est assuré par Eurocircuits [2], un fabricant européen de PCB dont les sites de production sont certifiés ISO 9001, situés en Allemagne et en Hongrie. Eurocircuits est réputé pour la mutualisation de production, qui regroupe de nombreuses petites commandes sur des panneaux de fabrication partagés. Les clients réalisant des prototypes ou de petites séries bénéficient ainsi d'un processus de production industriel sans frais d'outillage ni quantité minimale de commande.

Pour les ingénieurs qui commandent pour le compte d'une entreprise, les avantages pratiques sont bien connus :

➤ **Qualité** : la vérification CAM et la visualisation complète de la carte avant fabrication permettent de détecter les problèmes liés aux règles de concep-

tion avant toute gravure du cuivre. L'étape de « fabrication virtuelle » d'Eurocircuits est conçue pour repérer les problèmes de production dès le devis plutôt qu'après la livraison.

➤ **Rapidité et prévisibilité** : la fabrication des PCB peut être réalisée en seulement trois jours ouvrables, avec des options d'assemblage dans un délai comparable. La production européenne évite aussi les retards de dédouanement susceptibles d'affecter les commandes provenant de l'étranger.

➤ **Durabilité et chaîne d'approvisionnement** : des distances de transport plus courtes et une fabrication européenne peuvent simplifier les achats, notamment lorsque la traçabilité, la reproductibilité et la stabilité de la chaîne d'approvisionnement sont essentielles.

➤ **Une échelle adaptée** : la même plateforme peut prendre en charge un prototype unique comme une petite série, ce qui évite aux ingénieurs de changer de fournisseur lorsqu'un projet passe des essais sur banc au déploiement.

Comment ça fonctionne ?

En bas d'un projet Elektor Labs ou Magazine pour lequel un fichier Gerber est fourni (**figure 1**) :

1. Sélectionnez l'onglet *Other* sous « Project Elements ».
2. Téléchargez le fichier .zip commençant par *Gerber_...*
3. Cliquez sur le bouton *Fabricate This PCB* pour accéder au service PCB d'Elektor (**figure 2**).

The screenshot shows the Elektor MAG project page. At the top, there is a search bar and the Elektor MAG logo. Below the header, the page is divided into sections. The first section, labeled 'Project Elements', shows two tabs: 'Images (2)' and 'Other (2)'. Under the 'Other (2)' tab, there are two files listed: 'Gerber_PCB2_2026-07-01.zip (ZIP)' and 'SCH_Schematic1_2026-07-01.pdf (PDF)'. A red arrow points to the 'Other (2)' tab with the number '1.'. Another red arrow points to the 'Gerber_PCB2_2026-07-01.zip' file with the number '2.'. Below the files, there is a 'Discussion (0 comments)' section with a button to 'Add a comment'. The main section is titled 'Build This Project' and contains text about the Elektor PCB Service, powered by Eurocircuits. It mentions that the service supports KiCad, Eagle, Gerber, and ODB++ formats. At the bottom, there is a button labeled 'Fabricate This PCB' with a red arrow pointing to it and the number '3.'. The text 'Made in Europe. Fast. Reliable. Professional.' is also present.

Figure 1. En bas d'un projet fournissant les fichiers Gerber, le processus de commande peut commencer.

The screenshot shows the Elektor PCB Service homepage. At the top, there is a header with the Elektor PCB Service logo, a 'YOUR ACCOUNT' link, and a 'PRICE CALCULATOR' link. The main heading is 'Professional PCB Manufacturing & Assembly. Made in Europe. Powered by Eurocircuits.' with the Eurocircuits logo. Below this, there are two large boxes for uploading data: 'Drop PCB Data Here' and 'Drop BOM Data Here'. The 'Drop PCB Data Here' box includes a cloud upload icon and text: 'or click to browse. Allowed: KiCAD (.kicad_pcb), Eagle (.brd), or ZIP/RAR with Gerber/ODB++'. The 'Drop BOM Data Here' box includes a CSV icon and text: 'or click to browse. Allowed: CSV, XLS, XLSX, TXT files only'. Below these boxes is a 'FAST PRICE CALCULATOR' section. It contains four input fields: 'QUANTITY' (100), 'LEAD TIME' (Default (3 working days)), 'PCB SIZE (MM)' (100 x 80), and 'LAYERS' (2 Layers). There is a 'CALCULATE PRICE' button and a 'Calculate' button.

Figure 2. Page d'accueil du service PCB d'Elektor.

Figure 3. Le visualiseur de PCB.

Le flux de commande est volontairement court. Téléversez le fichier .zip Gerber, puis cliquez sur *Confirm Analysis* à l'écran suivant, puis sur *Continue with Full Analysis* sur la page suivante. L'étape *Confirm Parameters* vous demande ensuite de saisir le nom du PCB (*PCB Name*) et la quantité (*PCB Quantity*).

L'analyse commence alors et, une fois terminée, une option *PCB Visualizer* permet de prévisualiser le PCB avant la commande (figure 3). Vous pouvez modifier la quantité si nécessaire, le prix unitaire et le prix net sont affichés, puis cliquer sur *Proceed to Summary* pour finaliser la commande.

De la page projet à la commande de PCB

Le service PCB d'Elektor relancé vise à raccourcir le chemin entre un projet publié et une carte fonctionnelle. Pour les lecteurs qui réalisent des projets Elektor Labs, il supprime une étape de gestion manuelle des fichiers et réduit le risque de sélectionner des fichiers ou des paramètres de fabri-



Figure 4. Accès au service PCB d'Elektor depuis la page d'accueil d'Elektor Magazine.

cation incorrects. Pour les auteurs, il offre à leurs projets un passage plus direct de la documentation au matériel.

Une bonne page de projet ne devrait pas se limiter au schéma. En pratique, de nombreux circuits ne deviennent réellement utiles que lorsqu'ils peuvent être réalisés, testés, modifiés et partagés. En reliant les projets Elektor Labs à la fabrication d'Eurocircuits, le service PCB offre

aux lecteurs un chemin plus direct entre la conception et la carte réalisée.

Pour utiliser votre propre fichier Gerber, vous pouvez accéder directement au service PCB d'Elektor depuis la page d'accueil d'Elektor Magazine, via le lien **ELEKTOR PCB SERVICE** du menu **ELEKTOR LABS** (figure 4). ◀

260350-04

LIENS

- [1] Service de circuits imprimés Elektor : <https://elektorpcbservice.com>
- [2] Site Web Eurocircuits : <https://eurocircuits.com>

06 minuterie pour brosse à dents

Avec un petit PIC

Rob van Hest (Pays-Bas)

Une brosse à dents manuelle ne possède pas de minuterie par quadrant. Ce petit projet à base de PIC permet d'ajouter un bouton, un buzzer piézoélectrique et un cycle de deux minutes qui s'arrête automatiquement une fois le brossage terminé.

De nombreuses brosses à dents électriques intègrent une minuterie qui incite à respecter les deux minutes de brossage recommandées. La routine est simple : diviser la bouche en quatre quadrants et consacrer environ 30 s à chacun. Une brosse à dents manuelle n'offre pas cette fonction, et utiliser un téléphone comme minuterie dans la salle de bain n'est pas toujours pratique. Dans ce projet,

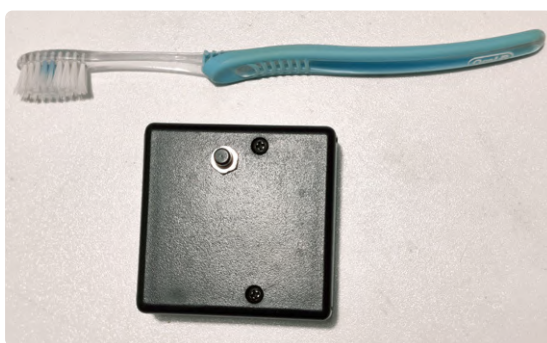


Figure 1.
La minuterie terminée ne nécessite qu'un petit boîtier, un bouton-poussoir et une sortie sonore. La brosse à dents est montrée pour donner l'échelle.

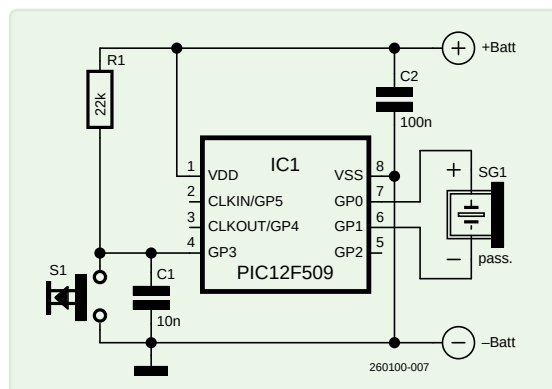


Figure 2.
Le schéma complet. Le PIC12F509 pilote un buzzer piézo passif à partir de deux broches GPIO, tandis que le bouton de démarrage utilise l'entrée de reset.

la minuterie est un petit appareil autonome placé près du lavabo et remplit une seule fonction.

Un microcontrôleur suffit

La simplicité de ce projet apparaît clairement à la **figure 2**. L'interface physique se compose d'une seule entrée et d'une seule sortie : un bouton-poussoir momentané et un buzzer piézoélectrique. Un appui sur le bouton lance la séquence. Un bref signal sonore marque le départ, d'autres signalent la fin de chaque période de 30 s, puis un dernier avertit que les deux minutes sont écoulées. Le circuit passe ensuite en veille, rendant un interrupteur marche/arrêt inutile.

Le problème de temporisation est suffisamment simple pour être gérée par l'un des plus petits microcontrôleurs PIC de Microchip. Le programme a été écrit sous la forme d'une petite machine à états et peut tenir dans la mémoire d'un PIC10F200. Pour le prototype présenté ici, nous avons réalisé le montage sur le Universal PIC12 Board [1] et nous avons utilisé un PIC12F509, simplement parce que ce composant correspondait au matériel déjà disponible.

Le circuit peut aussi être réalisé facilement sur un petit morceau de circuit imprimé (stripboard). Il ne comporte ni afficheur, ni menu, ni relais, ni mesure analogique.

Vue d'ensemble du circuit

La **figure 2** montre le circuit complet. IC1 est un PIC12F509 utilisant son oscillateur RC interne. Le buzzer piézo passif SG1 est relié entre GP0 et GP1. Dans le logiciel, ces deux broches sont pilotées en opposition de phase, ce qui produit un son plus fort qu'avec une seule broche reliée à la masse.

Le bouton de démarrage est relié à l'entrée de reset. R1 maintient la ligne de reset à l'état haut, tandis que S1 la force à l'état bas lorsqu'on appuie dessus. C1 forme un petit condensateur de reset et C2 assure le découplage de l'alimentation. L'alimentation est fournie par une pile bouton lithium CR2032 dans son support.

Comme le microcontrôleur passe en veille après le dernier signal sonore, le courant de veille est pratiquement limité aux courants de fuite. En usage normal, l'appareil ne nécessite donc pas d'interrupteur d'alimentation distinct.

Tableau 1. États de la machine.

État	Action	Signification pour l'utilisateur
0	Attendre 2 s, puis émettre un bip	Le timer a démarré
1	Attendre 30 s, puis émettre un bip	Passer au quadrant suivant
2	Attendre 30 s, puis émettre un bip	Passer au quadrant suivant
3	Attendre 30 s, puis émettre un bip	Passer au quadrant suivant
4	Attendre 30 s, puis émettre un bip	2 minutes atteintes
5	Attendre 1 s, puis émettre un bip	Indication de fin
6	Effacer les sorties et passer en veille	Veille jusqu'à la prochaine réinitialisation

Le micrologiciel est une simple machine à états. Le bip final supplémentaire permet de distinguer facilement la fin du cycle complet des tonalités de transition de 30 s.

Une pression sur le bouton réinitialise simplement le contrôleur et démarre un nouveau cycle de temporisation.

Séquence de temporisation

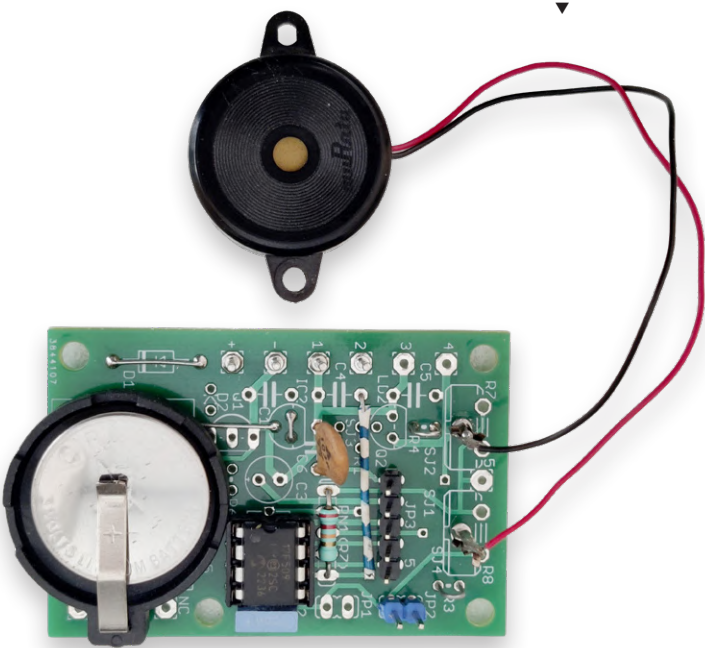
La machine à états est fixe et intentionnellement prévisible, comme indiqué dans le **tableau 1**. Après le reset, le firmware attend 2 s, puis émet un signal sonore de départ. Il attend ensuite 30 s et émet un bip. Ce cycle de 30 s suivi d'un bip se répète jusqu'à quatre intervalles : 30, 60, 90 et 120 s après le signal de départ. Après le quatrième intervalle de 30 s, le programme attend encore une seconde avant d'émettre un signal sonore supplémentaire. Ce second signal distingue la fin du cycle complet de deux minutes des changements de quadrant intermédiaires. Les sorties sont ensuite remises à zéro et le PIC exécute l'instruction sleep.

Micrologiciel

Nous avons écrit le code en C pour le PIC12F509 et nous l'avons compilé avec le *CC5X C Compiler* de B Knudsen Data. Sur le site du compilateur [2], une version gratuite est disponible, que j'ai utilisée pour compiler le micrologiciel. L'archive du projet est disponible en téléchargement sur la page Elektor Labs de ce projet [3]. Elle contient les fichiers *toothtimer.c* et *toothtimer.hex*. Le code source C cible le PIC12F509 et inclut une option commentée pour le PIC10F200, mais cette cible plus petite nécessiterait une vérification de l'affectation des broches avant d'être utilisée comme remplacement direct. Le micrologiciel est un programme de scrutation délibérément simple : il n'utilise aucune interruption, et la routine

principale se limite à une petite machine à états qui enchaîne le délai initial, les quatre intervalles de 30 s, le signal de fin, puis le mode veille. Timer0 assure à la fois la temporisation et la génération du son. Le registre *OPTION* affecte à Timer0 un prédiviseur de 1:32. Avec le PIC cadencé par son oscillateur RC interne nominal de 4 MHz, le firmware scrute certains bits de Timer0 au lieu d'utiliser une unité matérielle de comparaison ou une routine d'interruption. La constante *SecCnt* convertit ces transitions de Timer0 en un délai d'environ 1 s. Pour le buzzer piézo passif, le logiciel dérive un signal carré à fréquence audio depuis Timer0 et pilote GP0 et GP1 en opposition de phase. Comme indiqué, cette commande *push-pull* applique au buzzer une excursion de tension plus élevée qu'une sortie asymétrique. Le code source définit aussi une sortie pour buzzer actif sur GP5, afin que le même firmware puisse prendre en charge les deux types d'indicateurs sonores. La temporisation est volontairement « suffisamment précise » plutôt que rigoureusement calibrée. L'oscillateur RC interne d'un petit PIC ne constitue pas une référence de temps de laboratoire, et la constante de 1 s doit être considérée comme une valeur de calibration pratique. Pour une minuterie de brosse à dents, une faible erreur sur un intervalle de 30 s reste acceptable. Un point de configuration mérite d'être vérifié si le code est recompilé avec une autre chaîne d'outils ou un autre modèle de projet : le watchdog timer doit être désactivé dans les bits de configuration ou réarmé explicitement dans les boucles de délai. Le programme fourni utilise de longues boucles de scrutation, puis exécute l'instruction sleep après le dernier bip, ce qui rend les réglages des fusibles importants.

Figure 3. Le prototype sur la carte universelle PIC12. Le buzzer piézo passif et le support de CR2032 simplifient le matériel.





Construction

Nous avons assemblé le prototype de la **figure 3** sur l'Universal PIC12 Board mentionnée plus haut [1]. Pour cette version, les composants suivants sont montés : $R1 = 22\text{ k}$, $C1 = 10\text{ nF}$ et $C2 = 0,1\text{ }\mu\text{F}$. IC1 est un PIC12F509, SG1 est le buzzer piézoélectrique et S1 est le bouton-poussoir de démarrage/reset. D1 et IC2 sont remplacés par des cavaliers. JP2 (bleu) est utilisé pour le reset. Le piézo passif est relié aux bornes du haut-parleur soudées en haut, et le bouton de démarrage est connecté à JP2.

Il est possible de monter JP3 (noir) sur le PCB universel PIC12 si l'accès au connecteur de programmation/périphérique est souhaité, mais il n'est pas nécessaire au fonctionnement normal de la minuterie.

Le support de pile a été monté sur le circuit imprimé à l'emplacement normalement utilisé pour le relais. C'est une utilisation judicieuse de la surface du circuit imprimé et cela permet de garder l'ensemble suffisamment compact pour un petit boîtier en plastique. Si un retour visuel est souhaité, une indication optique peut être ajoutée en montant la résistance R2 et la LED LD1 sur la carte universelle.

Petit, mais utile

Ce petit circuit montre qu'une tâche trop simple pour une application sur téléphone et trop spécifique pour une minuterie de cuisine peut néanmoins justifier un appareil dédié. Un minuscule PIC, un bouton de reset, un buzzer piézo passif et une pile bouton suffisent pour réaliser une minuterie de salle de bain pratique qui démarre instantanément, émet des signaux clairs et reste électriquement inactive jusqu'à la prochaine utilisation. ◀

260100-04



À propos de l'auteur

Dans les années 1970, Rob van Hest a étudié le génie électrique à l'université de Twente. À cette époque, il a également rédigé ses premiers articles pour des magazines d'électronique. Il a construit ses premiers PC lui-même – d'abord un système CP/M à base de 8080, puis une carte Z80. Au cours de sa carrière professionnelle, Rob s'est tourné vers le développement logiciel, sans jamais cesser de bricoler l'électronique. Aujourd'hui à la retraite, il dispose de encore plus de temps pour s'y consacrer !

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (trainer99@ziggo.nl), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

➤ Bert van Dam, *50 PIC Microcontroller Projects* (E-book Elektor, 2010)
www.elektor.fr/18091



SUJET À LA UNE

Visitez notre page **circuits & conception de circuits** pour des articles, des projets, des actualités et des vidéos.

www.elektormagazine.fr/circuits-conception-de-circuits



LIENS

- [1] Rob van Hest, : <http://ElektorCircuitSpecialBonusEdition2024>
- [2] CC5X C Compiler, B Knudsen Data: <https://bknd.com/cc5x>
- [3] Ce projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/toothbrush-timer>

07 verrou combiné magnétique sans contact

Avec le capteur de position angulaire AS5600

Bruno Clerc (France)

Un capteur d'angle magnétique, un ATtiny85 et un bouton à aimant diamétral assurent une saisie de code rotative sans contact, avec sortie de veille, retour sonore par buzzer et sortie relais.

Les cadrans rotatifs de coffre-fort sont agréables à manipuler, mais une version moderne n'exige ni mécanisme à engrenages ni contacts électriques physiques. Ce projet utilise un capteur magnétique de position angulaire pour transformer un simple bouton en dispositif de saisie de code. L'utilisateur tourne le bouton selon une séquence définie, le microcontrôleur lit l'angle et le relais ne s'active que si le bon code est saisi.

Le circuit est basé sur un module AFR-MR1A (figure 1), équipé du capteur magnétique de position angulaire AS5600 d'ams OSRAM, et sur un microcontrôleur ATtiny85 de Microchip. Un aimant à aimantation diamétrale (voir l'encadré) est monté dans le bouton, tandis que le capteur reste fixe derrière le panneau avant. La détection étant magnétique, aucun contact mécanique ne relie le bouton à l'électronique du capteur.

Ce projet est surtout une démonstration de détection d'angle sans contact et de saisie de code à faible consommation, non un mécanisme de serrure de coffre certifié. Le même principe pourrait servir au contrôle d'accès à des équipements, à des boîtes à énigmes, à des panneaux de commande, à des démonstrations pédagogiques ou à tout projet exigeant une entrée rotative cachée ou encastrée.

Principe de fonctionnement du cadran magnétique

L'AS5600 [1] est un capteur magnétique de position angulaire 12 bits conçu pour les potentiomètres sans contact, les boutons, les pédales, les servos et d'autres applications de position angulaire. Il mesure l'angle absolu d'un aimant coaxial à aimantation diamétrale sur un tour complet de 360°. Le principe est illustré à la figure 2.

Le capteur peut fournir une sortie analogique ou une sortie PWM, ainsi qu'une interface I²C pour la lecture numérique de l'angle (et sa configuration).

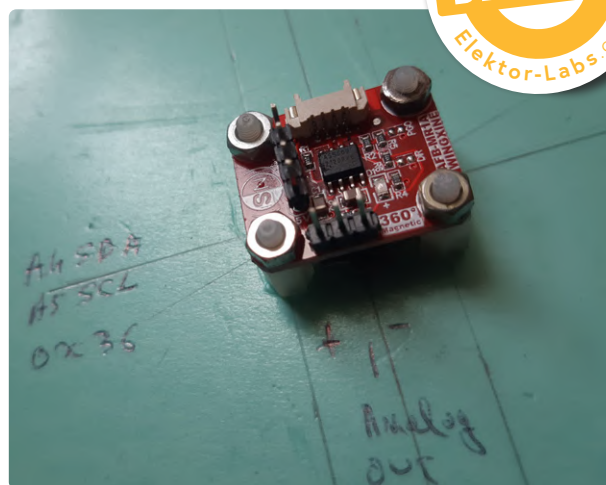
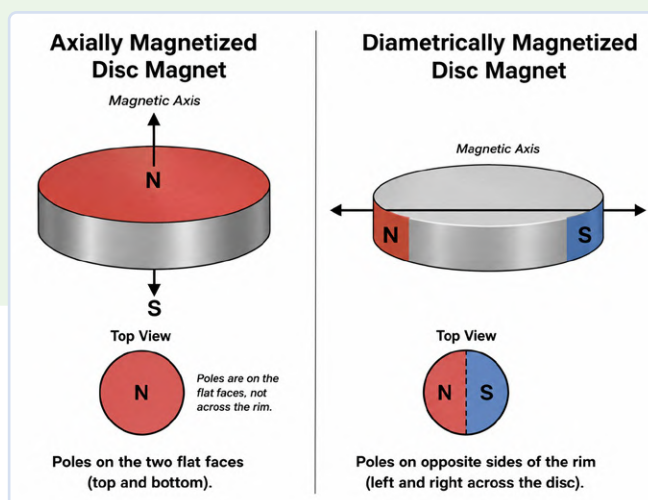


Figure 1. Le module AFR-MR1A intègre un circuit intégré ams AS5600.

Magnétisation diamétrale

La plupart des aimants en disque sont magnétisés axialement : une face plane constitue le pôle nord et la face opposée le pôle sud. Ce projet requiert en revanche un aimant en disque à aimantation diamétrale, dont les pôles nord et sud sont situés de part et d'autre de la périphérie, selon un diamètre du disque, comme illustré ci-dessous.



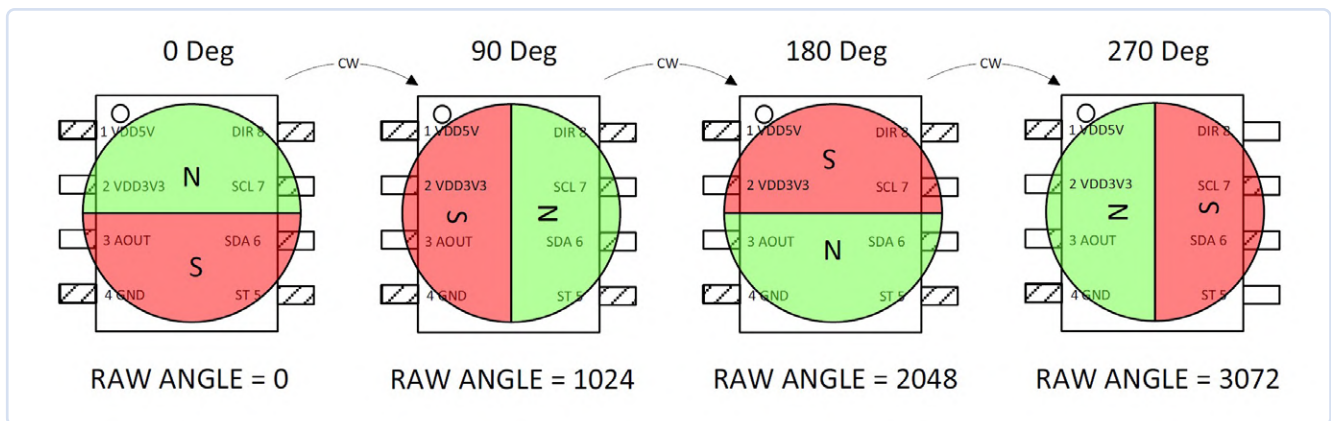


Figure 2. Détection angulaire de l'AS5600 et sortie numérique correspondante. © 2018 ams OSRAM. Extrait de la fiche technique disponible en [1].

Dans ce projet, j'ai utilisé la sortie analogique. Ce choix simplifie le micrologiciel de l'ATtiny85 : la sortie du capteur est reliée directement à une entrée ADC, puis le microcontrôleur convertit la tension mesurée en un chiffre.

L'AS5600 offre une résolution interne de 12 bits, soit 4 096 positions par tour. L'ADC de l'ATtiny85 lit toutefois la sortie analogique sur 10 bits, soit des valeurs de 0 à 1 023. Pour un sélecteur rotatif à dix chiffres, cela suffit largement. Chaque chiffre occupe un dixième de tour, soit 36°. En valeurs ADC, chaque chiffre couvre environ 102 points.

La conversion utilisée dans le micrologiciel est volontairement simple :

```
int raw = analogRead(AFB_MR1A);
return constrain((raw * 10L) / 1024, 0, 9);
```

Cette opération divise toute la plage de l'ADC en dix zones égales, numérotées de 0 à 9. Elle ne nécessite ni tables de calibration ni calculs en virgule flottante.

Construction mécanique

Deux configurations mécaniques sont possibles. Dans la version mobile, ou version « clé », le bouton est amovible et est mis en position lorsque l'utilisateur souhaite saisir le code. Dans la version fixe, le bouton reste monté sur le panneau avant comme une commande rotative classique. Dans les deux cas, le point essentiel est la position de l'aimant par rapport au module AS5600. L'aimant doit avoir une aimantation diamétrale, avec ses pôles nord et sud aux extrémités du diamètre. Il doit être centré au-dessus du circuit intégré du capteur pour que la rotation produise une variation nette du champ angulaire.

Dans mon prototype, j'ai réalisé l'assemblage mécanique avec des pièces récupérées. J'ai réutilisé un axe provenant d'un ancien mécanisme démonté (figure 3), avec une poulie adaptée pour centrer l'aimant. D'autres pièces de test, notamment des éléments imprimés en surplus et les restes d'un ancien potentiomètre, ont servi à construire les versions mobile (figure 4) et fixe (figure 5). J'ai conçu et imprimé en 3D un bouton et un support à cet effet pour rendre le projet plus facile à reproduire.

Vue d'ensemble du circuit

Comme le montre le schéma (figure 6), le circuit est volontairement compact. L'ATtiny85 fonctionne avec son horloge interne à 1 MHz et gère le réveil, le contrôle de l'alimentation du capteur, la lecture de l'angle, les tonalités du buzzer et la sortie du relais.



Figure 3. Des pièces récupérées ont contribué à l'assemblage mécanique.



Figure 4. Le bouton mobile permet de l'emporter avec soi, comme une clé.

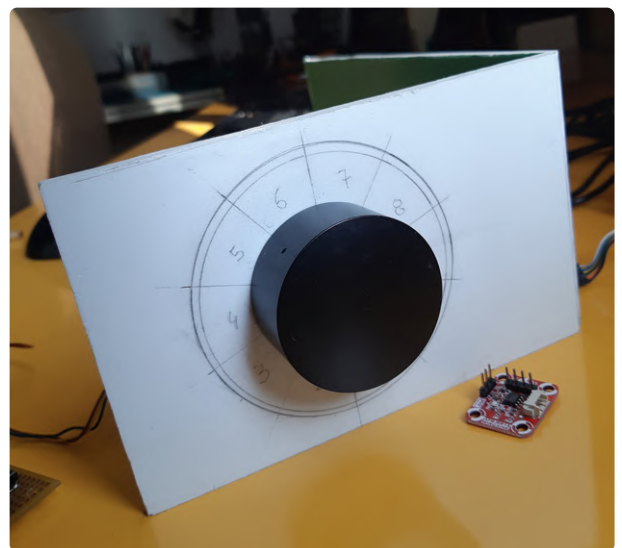
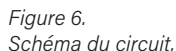


Figure 5. La version fixe du bouton reste en place.



- PB2/INT0 (entrée) est connecté à un contact reed. Il réveille l'ATtiny85 lorsque le bouton est inséré ou rapproché.
- PB4 (sortie) commute l'alimentation du module capteur AFB-MR1A via le transistor Q1.
- PB3/ADC3 (entrée analogique) lit la tension angulaire analogique (DATA) du capteur.
- PB1 (sortie) pilote le buzzer BZ1 via le transistor Q2.
- PB0 (sortie) pilote le relais via le transistor Q3.

Comportement du micrologiciel

Le micrologiciel actuel utilise la séquence préliminaire suivante :

- Trois positions vers la gauche.
- Trois positions vers la droite.
- Une position vers la gauche.

capteur est alors convertie en un chiffre de 0 à 9 et comparée au chiffre attendu dans le code mémorisé.

L'exemple de firmware utilise un code fixe à quatre chiffres :

Chaque chiffre correct est confirmé par un bref bip. Si le chiffre est erroné, le buzzer émet une séquence d'erreur et le système se réinitialise avec une pause de sécurité avant toute nouvelle tentative. Lorsque le code complet est saisi correctement, le relais s'active et une tonalité de succès retentit. Après le délai défini, le relais se désactive, l'alimentation du capteur est coupée et l'ATtiny85 retourne en veille profonde.

Si l'utilisateur saisit trop de chiffres, ou si la saisie du code prend trop de temps, le système retourne également en veille.

Réglages et temporisations

Plusieurs constantes règlent le comportement de la serrure. Elles définissent la durée totale d'activité, le temps de saisie du code, le maintien requis avant validation d'un chiffre, la pause de sécurité après une erreur et les seuils de crans gauche/droite de la séquence préliminaire.

Les définitions concernées sont :

```
// Maximum active time before automatic return to sleep
#define DUREE_MODE_ON (80000)

// Maximum time allowed for entering the numeric code
#define DUREE_SAISIE_CODE (30000)

// Time knob must remain on one digit before digit
// accepted
#define DUREE_CHIFFRE_VALIDE (1000)

// Temporary security lockout period
#define DUREE_MODE_SECU (8000)

// Pause before reading resumes after arming or security
// mode
#define MUTE_CHIFFRE (2500)

// Maximum digit changes allowed before return to sleep
#define NBR_MAX_SAISIE (35)
```

```
// Number of sector changes required in the first, leftward
// part of the arming gesture
#define SEUIL_CRANS_GAUCHE (3)

// Number of sector changes required in the second,
// rightward part of the arming gesture
#define SEUIL_CRANS_DROITE (3)
```

Ces valeurs peuvent être ajustées pour modifier le ressenti du cadran. Un délai de validation plus long réduit le risque de saisies accidentelles, mais ralentit aussi l'utilisation de la serrure. Des temporisations plus courtes rendent le système plus réactif, mais exigent une main plus stable.

La limite maximale de saisie est également utile. Comme un tour complet couvre dix chiffres, elle empêche le système de rester actif indéfiniment si l'utilisateur tourne le bouton sans saisir de séquence valide.

Retour sonore du buzzer

Le projet ne disposant pas d'afficheur, le retour sonore indique à l'utilisateur l'état du système. Une courte tonalité signale le réveil du système. Des bips individuels confirment les changements reconnus ou les chiffres corrects. Des sons distincts signalent une erreur, le passage en veille ou le déverrouillage réussi.

Timer1 pilote le buzzer sur PB1. Lorsque PB1 est configurée pour produire des tonalités PWM, les écritures normales sur PORTB ne se comportent pas comme sur une simple sortie numérique. Pour garantir le silence hors tonalité, le firmware configure la broche en entrée.

Consommation électrique

Trois niveaux de courant typiques ont été mesurés :

État de fonctionnement	Courant typique
Veille profonde, capteur éteint, réveil via contact reed	~0,34 mA
Actif, en attente d'entrée, capteur alimenté	~14 mA
Buzzer ou mélodie actif	Pic autour de 75 mA

Les valeurs exactes dépendent du relais, du buzzer, du module capteur, de la tension d'alimentation et des éventuelles LED témoins du module. Le principe reste toutefois clair : maintenir le microcontrôleur en veille et le capteur hors tension jusqu'à ce que le bouton soit présent.

Sortie analogique ou I²C ?

L'interface I²C de l'AS5600 est utile, et le code fourni inclut également un sketch de test I²C destiné à un Arduino UNO ou Nano. Ce sketch permet d'expérimenter avec le capteur en mode numérique.

Pour l'ATtiny85, la sortie analogique reste un choix judicieux. L'application ne requiert que 10 larges zones angulaires. L'ADC à 10 bits offre environ 102 points par chiffre, soit une marge confortable. Sans I²C, le firmware est aussi plus compact et impose moins de contraintes de temporisation et de mémoire au petit ATtiny85.

Une version future pourrait utiliser l'I²C pour lire numériquement l'angle brut, appliquer un étalonnage ou détecter l'intensité et l'alignement du champ magnétique. Ici, la lecture analogique constitue un choix de conception pratique, non un compromis.

Améliorations possibles

Le code fixe à quatre chiffres est simple, mais peu souple. Une amélioration utile consisterait à stocker le code en EEPROM et à ajouter un mode de programmation pour le modifier sans avoir à reflasher le microcontrôleur.

La détection des chiffres pourrait aussi être affinée. La version actuelle divise la plage de l'ADC en dix zones égales. Ajouter une hystérésis ou de petites zones mortes entre les chiffres adjacents rendrait la saisie moins sensible aux limites. Des crans mécaniques ou magnétiques amélioreraient aussi le ressenti du bouton.

La conception mécanique offre un autre axe d'amélioration évident. Un bouton, un support d'aimant et un support de capteur imprimés en 3D faciliteraient la reproduction du projet. La version à bouton mobile est particulièrement intéressante, car l'électronique ne se réveille que lorsque le bouton est physiquement présent.

Enfin, la sortie relais doit être traitée avec prudence. Pour une vraie serrure, l'actionneur et le câblage devraient être protégés contre tout accès physique. Tel quel, l'étage relais convient à la démonstration et à l'expérimentation, mais pas à la protection de biens de valeur. ◀

250516-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (b.clerc31@laposte.net), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produis

➤ Dogan Ibrahim, *The Ultimate Compendium of Sensor Projects* (E-book, Elektor 2019)
www.elektor.fr/19105

WEBLINKS

- [1] Page produit et fiche technique du capteur de position ams AS5600, ams OSRAM : <https://ams-osram.com/products/sensor-solutions/position-sensors/ams-as5600-position-sensor>
- [2] Ce projet sur Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/rotary-safe-lock-with-magnet>

OS préampli à faible bruit alimenté par pile

Henri Morizot (France)

Cet article présente un préamplificateur alimenté par pile pour micros dynamiques et micros à ruban passifs. Sa conception optimisée lui assure un bruit exceptionnellement faible et environ 80 heures d'autonomie.

L'auteur a la chance de posséder deux micros dynamiques AKG « vintage » de type D202CS. Ils permettent d'enregistrer presque tout type de musique, de l'orgue d'église à la musique de chambre. Reliés à un magnétophone Revox B77, ils étaient sans égal. À présent, l'auteur utilise toutefois un enregistreur numérique à entrée micro externe. Sa sensibilité semble trop faible pour le signal d'un micro à basse impédance tel le D202 (300 Ω) : il manque au moins 15 à 20 dB pour enregistrer correctement en toutes circonstances. Un préamplificateur est donc requis.

L'auteur pensait d'abord acheter un préampli pour micro prêt à l'emploi, mais ses recherches ont montré que, dans presque tous les cas, un même ampli était vendu sous de multiples marques, avec un gain fixe de 28 dB et presque aucune indication sur la sensibilité, le rapport signal/bruit ou les impédances d'entrée et de sortie.

De plus, tous ces modèles utilisaient une alimentation fantôme de 48 V sans préciser leur consommation, ce qui peut poser problème car elle était destinée aux micros à condensateur. Ne trouvant rien d'adapté, l'auteur a finalement choisi de concevoir et construire son préampli.

Alimentation

Examinons tout d'abord l'alimentation de ce préampli (voir le schéma de la **figure 1**). Le choix s'est porté sur une pile « bloc » 9 V de type E, couramment disponible, car elle est relativement compacte tout en

offrant une capacité suffisante, de quoi assurer une longue autonomie dans cette application.

Le répartiteur de rails TLE2426 (Texas Instruments, U1) convertit d'abord la tension de la pile de 9 V en une alimentation symétrique de $\pm 4,5$ V ; les condensateurs C1 à C4 assurent le filtrage nécessaire.

Même si les contacts sont asymétriques il reste très facile d'insérer la pile dans le mauvais sens, ce qui serait fatal pour l'électronique si l'interrupteur S1 se trouvait en position *On*. Le MOSFET à canal N Q1 assure donc la protection contre l'inversion de polarité. La chute de tension qui en résulte, de quelques millivolts seulement, peut être considérée comme négligeable.

LED1 (verte) sert de témoin de l'état de la pile. Elle est alimentée via R3. Lorsque la tension de la pile descend au-dessous de 6,2 V, une fraction croissante du courant de la LED est dérivée par le transistor Q2 ; la LED finit alors par s'éteindre. Le modèle haute luminosité retenu reste parfaitement visible malgré un très faible courant de seulement 120 à 200 μ A, ce qui contribue à préserver l'autonomie de la pile.

Amplificateur

L'amplificateur repose sur une architecture à très faible bruit, constituée d'un étage différentiel à paire de transistors appariés, suivi d'un amplificateur opérationnel (voir la fiche technique du SSM2220, figure 18, Analog Devices [1]). Les transistors PNP sont retenus ici pour leurs meilleures performances en bruit. L'auteur a eu la chance de trouver, sur un site français, quelques paires SSM2220 de Precision Monolithics (PMI), aujourd'hui obsolètes et pratiquement introuvables. Une version de cet amplificateur utilisant le SSM2212, double transistor NPN toujours fabriqué par Analog Devices, est présentée plus loin. L'ampli-op retenu ici (AD8519) devait répondre à trois critères essentiels :

- tension d'alimentation comprise entre 5 et 10 V
- produit gain-bande ≥ 5 MHz
- sortie rail-à-rail



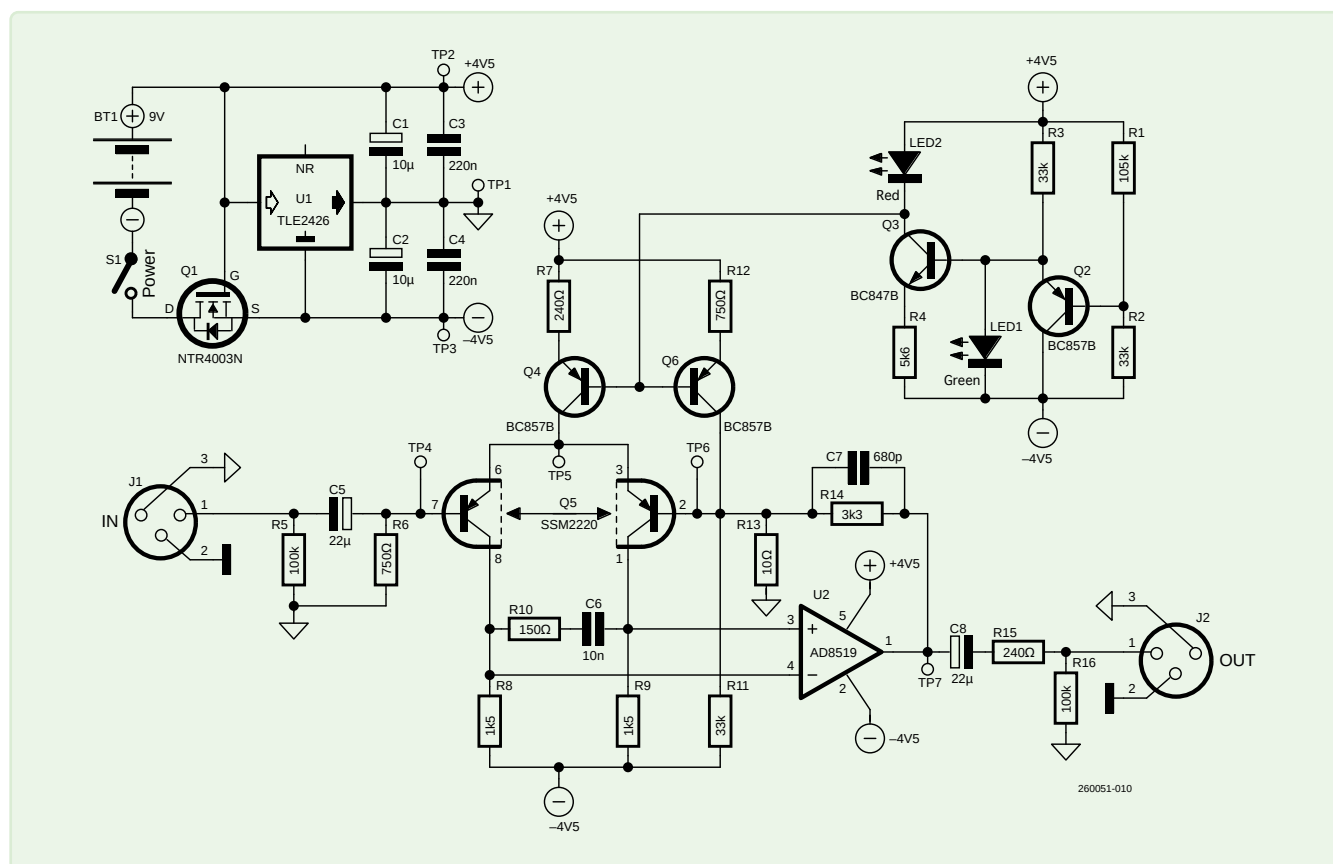


Figure 1. Schéma du préampli pour microphone (version PNP).

Tous les autres paramètres sont secondaires, y compris le bruit. Le SSM2220 présente un gain différentiel de 300 ; son bruit large bande de $0,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ se retrouve donc sous la forme de $210 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ différentiels aux entrées de U2. Le bruit propre de l'AD8519 ($10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) ne contribue ainsi que de façon négligeable au bruit total.

L'étage d'entrée autour de la paire Q5 fonctionne avec un courant de collecteur de 2 mA par branche, bon compromis entre un bruit très faible et un produit gain-bande suffisant. Le courant total de 4 mA est fourni par la source de courant constituée de Q4, R7 et LED2 (LED rouge au GaAsP). Celle-ci sert de référence de tension d'environ 1,6 V, compensée en température par la jonction base-émetteur de Q4. Le courant qui la traverse (environ 280 μ A) est fourni par l'autre source de courant, constituée de Q3, R4 et LED1 (LED témoin verte).

La valeur des résistances de collecteur de Q5 est limitée à 1,5 k Ω afin d'éviter la saturation du transistor lorsque la tension d'alimentation tombe à 6 V. R10 et C6 assurent la compensation en fréquence nécessaire à la stabilité de l'amplificateur.

Pour obtenir le plus faible bruit possible, les impédances de source doivent rester aussi faibles que possible. Dans le réseau de contre-réaction R14/R13, la valeur de R13 a été ramenée à $10\ \Omega$; avec $R14 = 3,3\ \text{k}\Omega$, le gain en boucle fermée atteint 331 (environ 50 dB). Ces valeurs sont pratiquement les plus faibles possibles sans surcharger la sortie de l'amplificateur opérationnel.

À l'entrée microphone, la situation est très différente. L'impédance nominale du microphone est de $300\ \Omega$ et il doit être chargé par au

moins 500 Ω . La résistance R6, qui fixe le point de repos, vaut 750 Ω et remplit cette fonction, mais le déséquilibre des résistances de source engendre une tension de décalage importante en raison du courant de base non négligeable :

$$\Delta V_{BF} = I_B (R6 - R13 || R14) \approx 9.9 \text{ mV}$$

Pour compenser cette tension de décalage, le point de repos de l'amplificateur devrait se situer à environ 3,3 V par rapport à la masse virtuelle :

$$\Delta V_{BE} (1 + R_{14}/R_{13}) \approx 3.3 \text{ V}$$

ce qui est incompatible avec une tension d'alimentation minimale d'environ ± 3 V.

La solution consiste à utiliser une source de courant délivrant un courant égal au courant de base et l'injectant dans R13 afin de compenser cette tension de décalage. Ce rôle est assuré par le transistor Q6 associé à la résistance R12 ; cette source de courant utilise la même référence de tension que celle de la source autour de Q4.

La tension d'alimentation n'étant pas régulée, le transistor Q5 fonctionne avec une tension collecteur-base variant d'environ 0 V à 1,8 V. Pour compenser l'effet Early (voir Wikipédia [3]), la résistance R11 a été ajoutée ; elle adapte la tension de polarisation aux variations de la tension d'alimentation.

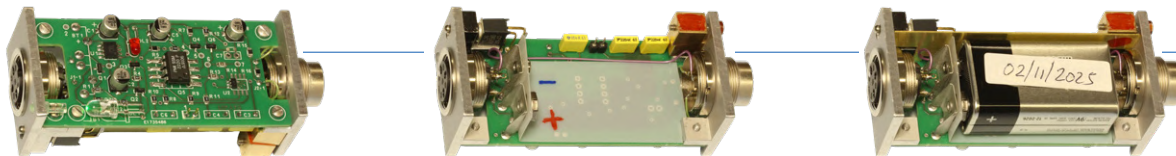


Figure 2. Préampli pour microphone terminé (version PNP, voir texte) ; les fichiers Gerber du circuit imprimé peuvent être téléchargés depuis la page Labs associée à cet article.

Les valeurs de R11 et R12 devront probablement être ajustées, car elles dépendent directement du gain nominal du transistor Q5, susceptible de varier sensiblement.

Dans tous les cas, le point de repos de l'amplificateur doit se situer légèrement (100 à 300 mV) au-dessus ou en dessous de la masse virtuelle, selon la polarité du condensateur électrolytique C8. Aucune compensation thermique n'est prévue.

Le condensateur C7, monté en parallèle sur R14, limite la bande passante à environ 70 kHz ; la résistance R15, placée en série à la sortie de l'amplificateur, assure la protection contre les courts-circuits. Un circuit imprimé a été réalisé pour cet amplificateur (voir figure 2) ; ses fichiers Gerber peuvent être téléchargés, avec une documentation complémentaire, depuis la page Elektor Labs consacrée à ce projet [2].

Version NPN

L'amplificateur décrit ci-dessus offre d'excellentes performances, mais présente un inconvénient majeur : son composant principal (le transistor Q5, SSM2220) est obsolète et n'est plus disponible. C'est pourquoi l'auteur en a conçu une seconde version utilisant un SSM2212 à la place de Q5. Il s'agit de la version NPN du SSM2220, toujours fabriquée par Analog Devices.

La **figure 3** montre le schéma de cette version NPN. Il convient toutefois de préciser que cette version n'a été validée qu'au stade du prototype ; l'auteur en a néanmoins réalisé le circuit imprimé. Celui-ci peut être téléchargé au format PDF depuis [2]. La description de la version PNP s'applique également, mutatis mutandis, à la version NPN ; seules quelques valeurs de composants diffèrent.

Remarques pratiques

La valeur de la résistance de polarisation R6 à l'entrée microphone convient à un microphone d'impédance comprise entre 200 et 300 Ω . Cette valeur peut être réduite pour des microphones de plus faible impédance, tels que les microphones à ruban passifs.

Pour les condensateurs non électrolytiques utilisés dans les circuits audio, notamment pour les faibles signaux, les modèles à film métallisé sont préférables aux condensateurs céramiques en raison de l'effet piézoélectrique susceptible de les affecter.

Le brochage des connecteurs d'entrée et de sortie est prévu pour des connecteurs DIN à trois broches, compatibles avec les microphones de l'auteur. Avec des connecteurs XLR à trois broches, il doit être modifié comme suit :

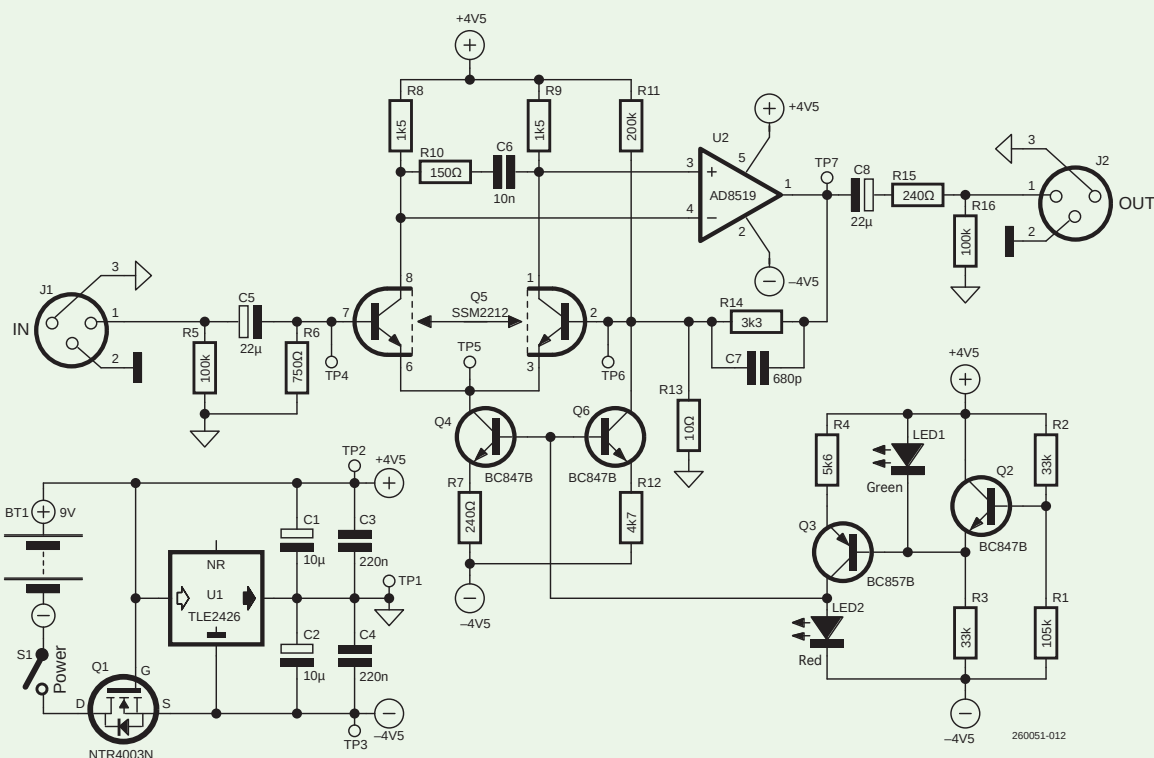


Figure 3. Version NPN du préampli pour microphone.

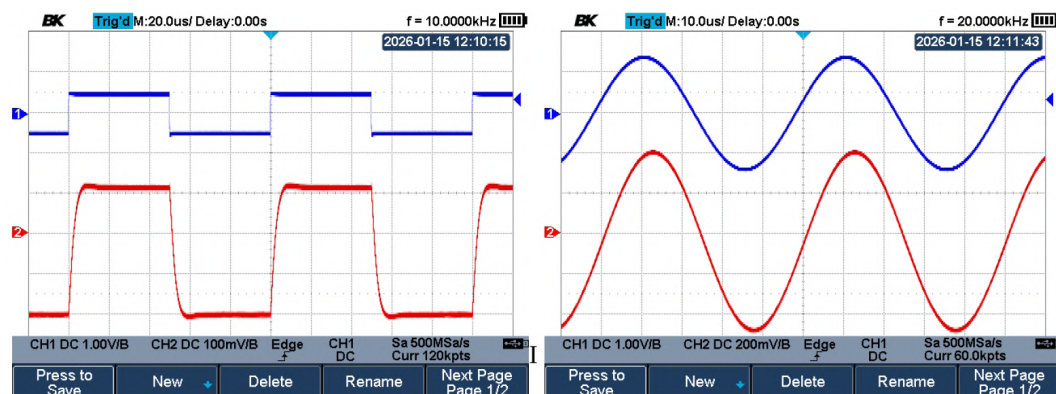


Figure 4. Oscillogrammes montrant la réponse à un signal carré et à un signal sinusoïdal en entrée.

DIN	XLR
pin 1	pin 2
pin 2	pin 1
pin 3	pin 3

Quelques résultats de mesure

Le courant consommé est de 6,3 mA pour la version PNP, ce qui correspond à une autonomie d'environ 80 heures. Pour la version NPN, la consommation est d'environ 5,3 mA, le double transistor NPN présentant un gain nettement plus élevé.

La sensibilité nominale est de -75 dBu, ce qui correspond approximativement au niveau de sortie du microphone sous une pression acoustique de 0,1 Pa. Le gain mesuré à 1 kHz est de 322 (50,1 dB). La tension de sortie correspondante est de 45 mV (-25 dBu).

Le point de repos en sortie restant à moins de ± 600 mV de la masse virtuelle, l'amplitude maximale de sortie atteint environ 4,6 V (1,62 VRMS = +6,3 dBu) avec une tension d'alimentation minimale de 6,0 V. L'amplificateur dispose ainsi d'une réserve dynamique d'au moins 31 dB.

La **figure 4** présente deux oscillogrammes : la réponse à un signal carré d'entrée de 1 mVPP à 10 kHz (1 VPP à l'entrée d'un atténuateur 1000:1) et la réponse à un signal sinusoïdal d'entrée de 1 mVRMS à 20 kHz. L'auteur ne dispose pas d'analyseur audio et utilise à la place un « simple » multimètre Keithley 2015 de mesure de THD. Pour un niveau d'entrée de seulement 1 mVRMS, la distorsion mesurée en sortie est de 0,022 % sur la quasi-totalité de la bande audio. ◀

260051-04

Questions ou commentaires ?

Contactez elektor (redaction@elektor.fr).



À propos de l'auteur

Henri Morizot s'est passionné pour l'électronique dès l'âge de 12 ans, et même à la retraite, cette passion ne l'a toujours pas quitté ! Il a consacré la quasi-totalité de sa carrière à la R&D. Il a débuté dans l'électronique militaire, avant de participer au développement de la technologie magnétographique, puis à la conception de processeurs de traitement d'image tramée (RIP) destinés aux imprimantes fondées sur cette technologie. Au cours de ses 40 années passées dans l'industrie, il a acquis une solide expérience couvrant aussi bien le calcul analogique que le DSP, les FPGA et les ASIC. Aujourd'hui encore, il consacre une grande partie de son temps libre à la conception de circuits électroniques, avec une préférence marquée pour l'électronique analogique.



Produit

► **Analyseur audio 24 bits QuantAsylum QA403**
www.elektor.fr/20530

LIENS

- [1] Fiche technique du SSM2220, Analog Devices : <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/SSM2220.pdf>
- [2] Page Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/self-powered-and-low-noise-dynamic-microphone-amplifier>
- [3] Effet Early, Wikipédia : https://en.wikipedia.org/wiki/Early_effect



Arduino Nano

TestLab

Mesure, contrôle et régulation

Burkhard Kainka (Allemagne)

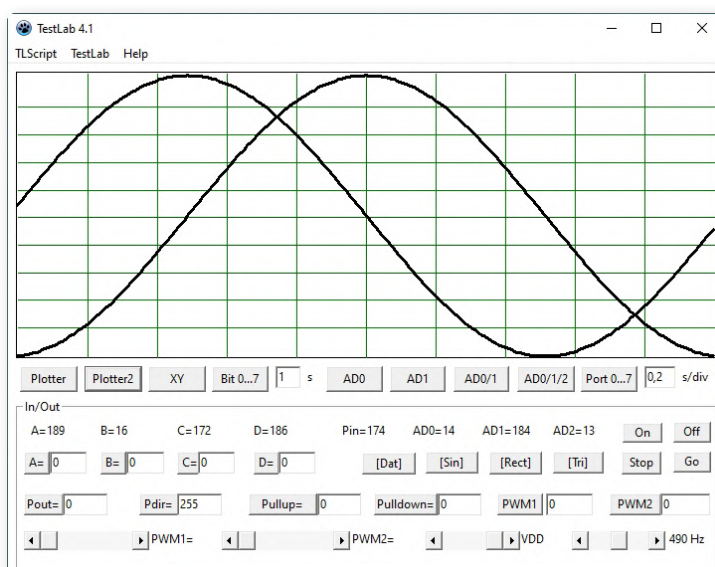
Un microcontrôleur peut réaliser toutes sortes de mesures, commander des appareils ou des composants, ou encore exécuter des procédures de test spécialisées. Chaque tâche exige normalement son propre logiciel, même si les commandes utilisées sont souvent très proches, comme l'interrogation et le pilotage des ADC/DAC, des broches et des temporisateurs. Réécrire sans cesse ces commandes devient vite fastidieux. TestLab suit une autre approche : un logiciel unique s'exécute sur le contrôleur, tandis que les commandes sont envoyées depuis un environnement PC.

L'expérience montre qu'un équipement très simple suffit pour la grande majorité des mesures et des tests en laboratoire d'électronique. Les instruments vraiment coûteux et spécialisés, en revanche, sont utilisés plus rarement.

C'est ce constat qui a motivé le développement de TestLab, basé sur le plus petit microcontrôleur possible. Il libère de la place sur le plan de travail et réduit l'encombrement des câbles. Un microcontrôleur peut réaliser toutes sortes de mesures, commander des appareils ou des composants, ou exécuter des procédures de test spéciales. Mais chaque tâche exige généralement son propre logiciel, qu'il faut réécrire à chaque fois. TestLab suit une autre approche.

PC et microcontrôleur en tandem

TestLab comprend une application Windows écrite en FreePascal et un firmware développé avec l'EDI Arduino. Le PC accède ainsi directement aux entrées et sorties de l'Arduino. Il devient possible



de visualiser l'état des broches et des ports, et de générer des sorties. On peut par exemple piloter les sorties PWM, lisser les signaux avec un filtre passe-bas externe, puis observer de nouveau la tension sur une entrée analogique. D'autres contrôleurs peuvent aussi être utilisés, comme le Raspberry Pi Pico, l'ATtiny3216 de Microchip ou le contrôleur 32 bits très économique CH32V003 de WCH. Le logiciel complet est téléchargeable depuis [1].

Il existe aussi un environnement de programmation pour le langage de script léger TestLab (TLScript), ainsi qu'un interpréteur correspondant dans le firmware, permettant d'exécuter un simple programme en arrière-plan. Pour de nombreuses applications, TestLab peut fonctionner de façon autonome. Mais lorsque des fonctions de contrôle spéciales sont nécessaires, ou que des processus plus rapides doivent être pilotés ou analysés, il est possible d'automatiser TestLab avec le langage de script TLScript ; voir l'article de ce numéro [2].

Après connexion de l'Arduino au PC par USB et lancement de TestLab, la barre de menus supérieure propose trois fenêtres : TLScript, TestLab et Help (voir image d'ouverture). Au démarrage, on se trouve dans la fenêtre TLScript. Il faut y sélectionner le contrôleur

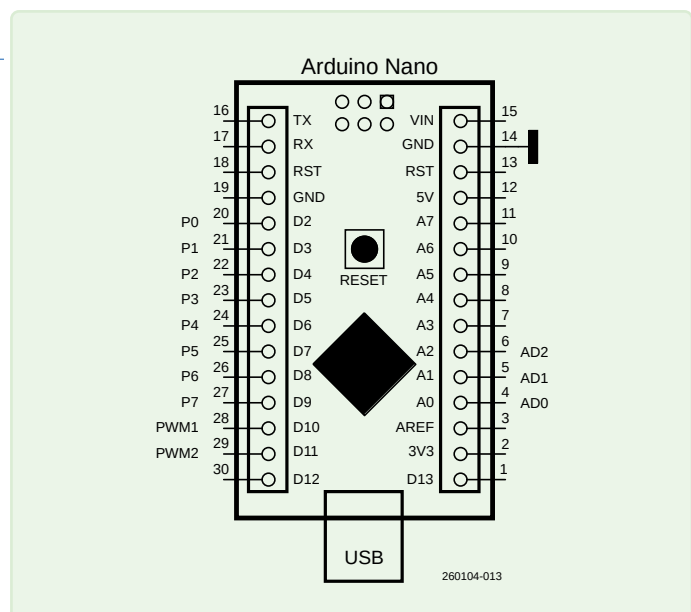


Figure 1. Connexions de l'Arduino Nano utilisées.

(Nano) et le port COM (par exemple COM 4:). Le message « COM open » s'affiche alors : la connexion est établie et l'on peut passer à la fenêtre TestLab.

De nombreuses options

TestLab utilise les bits de port 8 bits P0 à P7, deux sorties PWM (PWM1 et PWM2) et trois entrées analogiques (AD0 à AD2) (figure 1). Seuls des octets sont traités en base, si bien que la résolution des convertisseurs A/N et des sorties PWM est aussi de 8 bits.

La fenêtre de sortie graphique (**figure 2**) sert à plusieurs fonctions. Le *Plotter* enregistre les données reçues en série (via USB). *Plotter2* en est la version à deux voies. Sur la figure, les données d'un script TLScript en cours d'exécution sont enregistrées. Le mode XY afficherait les mêmes données sous forme de figure de Lissajous, ici un cercle, car les deux signaux sinusoïdaux présentent un déphasage de 90 degrés. Et le mode Bit 0...7 est un traceur pour huit voies numériques. Le réglage du temps, à droite, définit le délai avant un nouvel enregistrement.

Les boutons supplémentaires de la rangée sont des traceurs qui interrogent directement les entrées analogiques ou les huit ports. Des affichages à une, deux et trois voies sont disponibles, ainsi que huit voies numériques. Ces fonctions pourraient aussi être appelées oscilloscopes, mais elles restent assez lentes, car les valeurs mesurées sont transmises une par une. Le temps de balayage se règle dans la fenêtre située tout à droite. Pour examiner des signaux de fréquence plus élevée, un programme TLScript peut être utilisé en arrière-plan.

Dans le champ *In/Out*, des données individuelles peuvent être observées ou émises directement. La rangée supérieure (voir image d'ouverture) affiche, les valeurs des variables TLScript A à D, utilisées en interne. Viennent ensuite l'état courant *Pin* des huit broches de port numérique et les états des trois entrées analogiques AD0 à AD2. Cet affichage est actualisé toutes les secondes, mais il peut être désactivé avec *Off* et relancé avec *On*.

La rangée suivante concerne surtout le programme exécuté en arrière-plan. Il peut être mis en pause avec *Stop* et repris avec *Go*. De nouveaux octets peuvent être attribués aux quatre variables

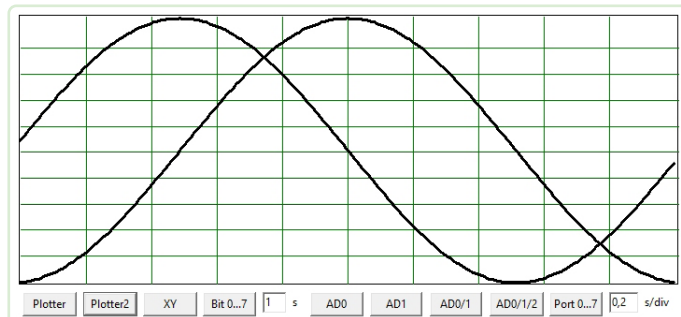


Figure 2. Fonctions de mesure et sortie graphique.

pendant le fonctionnement. Il existe en outre un tableau interne de 256 octets, auquel diverses fonctions, de la sinusoïde au triangle, peuvent être affectées. Un clic sur *[Rect]*, par exemple, convertit les signaux sinusoïdaux décalés actuellement affichés en signaux carrés avec le même déphasage. Un clic sur *[Dat]* transfère dans ce tableau les dernières données enregistrées avec le traceur monocanal.

Les deux dernières rangées concernent les entrées et les sorties. Avec *Pout* et *Pdir*, la sortie et la direction des broches de port se contrôlent au moyen d'un octet d'entrée. *Pullup* et *Pulldown* n'ont aucun effet sur l'Arduino et ne s'appliquent qu'aux contrôleurs 32 bits tels que le RPi Pico. Toutefois, les résistances de tirage peuvent être activées sur tout contrôleur ATmega en réglant la direction des données sur 0 et la sortie de la broche de port sur 1. Les sorties PWM se contrôlent en leur attribuant une valeur de sortie. La rangée inférieure permet de contrôler les connexions analogiques à l'aide de curseurs. Cela facilite, par exemple, le réglage de la luminosité des LED connectées aux sorties PWM. La fréquence de sortie PWM peut être ajustée en cinq étapes de 30 Hz à 31 kHz. La référence pour les entrées A/N peut être réglée sur 1,1 V, *External* ou *VDD*.

La LED comme photocellule

Une petite expérience illustre une application typique, voir **figure 3**. Une LED jaune y est étudiée comme photodiode ou mini-cellule solaire. En raison de sa faible surface active, elle produit des courants très faibles, de l'ordre de quelques nanoampères. Il faut donc une entrée de mesure à très haute impédance. Les entrées ADC du Nano conviennent bien à cet usage.

L'entrée AD0, encore ouverte, est d'abord examinée avec l'oscilloscope simple. La référence ADC étant réglée sur VDD à 5 V, le diagramme (**figure 4**) affiche 0,5 V/div sur l'axe des y. Au départ, la tension à vide est d'environ 0,7 V. Pendant la mesure, elle descend sous 0,5 V en raison du transfert de charge du convertisseur A/N. L'impédance d'entrée est si élevée qu'elle capte de petits signaux du champ alternatif ambiant à 50 Hz. C'est pourquoi cinq oscillations exactement sont visibles en 100 ms.

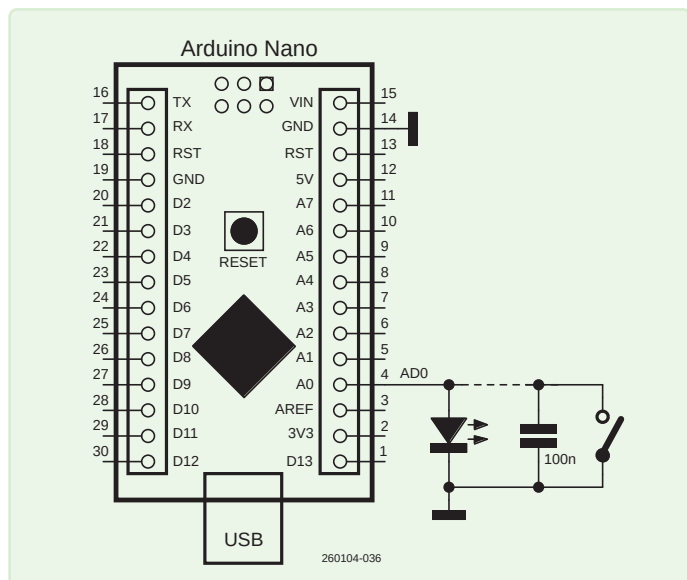


Figure 3. LED jaune utilisée comme photodiode. Pour les mesures suivantes, le condensateur est connecté en parallèle.

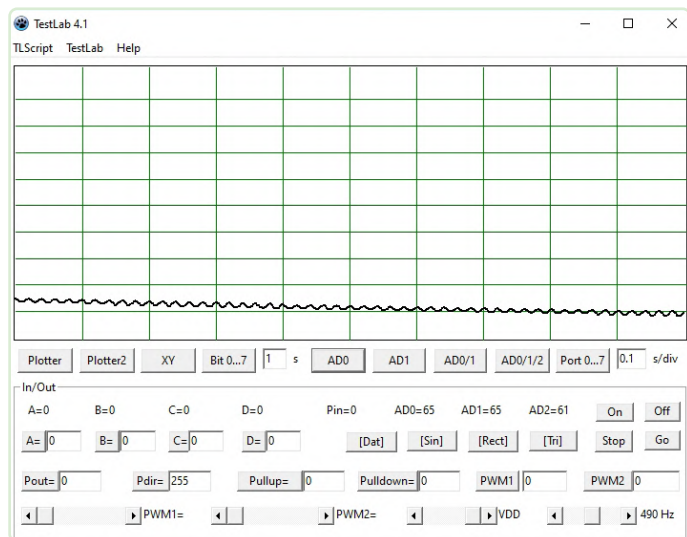


Figure 4. Entrée ouverte et captage d'interférences à 50 Hz.

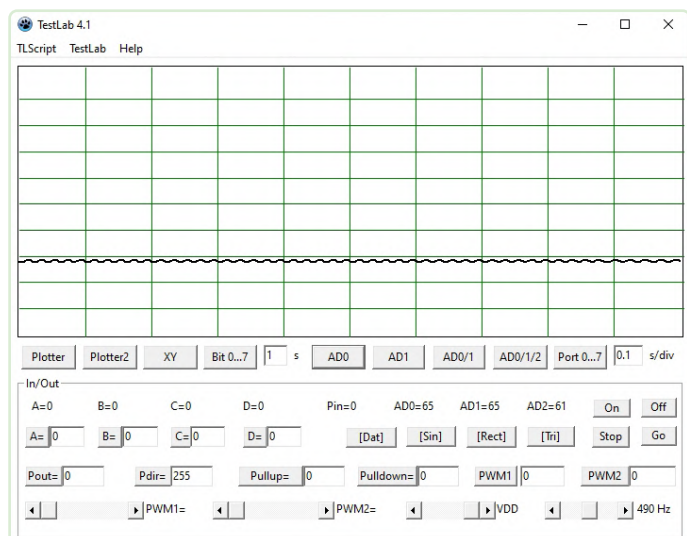


Figure 5. Tension de la LED sous faible éclairage.

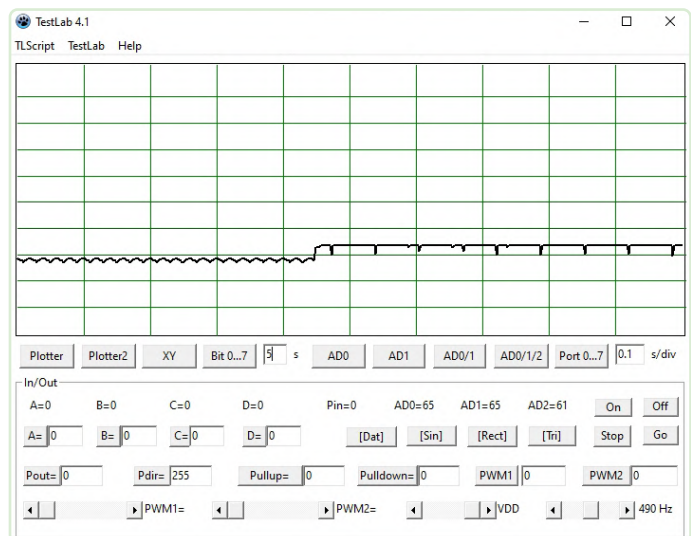


Figure 6. Éclairage avec une lampe LED.

Lorsque la LED jaune est connectée, la tension monte aussitôt à environ 1,4 V sous éclairage ambiant modéré (**figure 5**). Des interférences résiduelles du secteur restent visibles.

Une lampe de poche LED puissante est alors allumée. La tension de la LED monte à environ 1,7 V (**figure 6**). L'impédance dynamique devient nettement plus faible, ce qui élimine les interférences du secteur. Des chutes de tension régulières restent toutefois observables. La lampe de poche a été construite à partir de la batterie et du circuit intégré capteur d'une cigarette électronique. Elle intègre une sorte de stabilisation de puissance avec des coupures de type PWM lorsque la tension de batterie est élevée. La lumière de la lampe LED paraît uniforme. Ces brèves coupures n'ont été découvertes qu'avec TestLab.

La forte tension à vide due au grand gap de bande des semi-conducteurs LED peut être intéressante pour diverses applications. Il faudrait connecter trois photodiodes Si en série pour obtenir une tension aussi élevée. Le courant disponible est aussi notable. Pour une mesure indirecte, un condensateur de 100 nF et un bouton-poussoir ont été connectés en parallèle avec la LED. La **figure 7** montre le montage sur la platine d'essai. Le temps de balayage a été porté à 0,2 s/div.

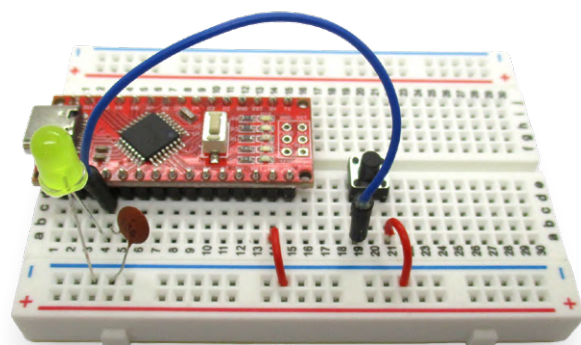


Figure 7. Montage pour la mesure du photocourant.

L'ouverture de l'interrupteur a déclenché une charge linéaire (figure 8). La LED se comporte donc comme une source de courant constant. En 1,2 s, une tension de 1,5 V a été atteinte. Avec la capacité de 100 nF, on peut calculer un courant de 0,125 μ A.

Dans ce numéro figurent également, outre l'article sur le langage de script TLScript [2], deux autres exemples de mesures réalisées avec TestLab [3][4].

260104-04

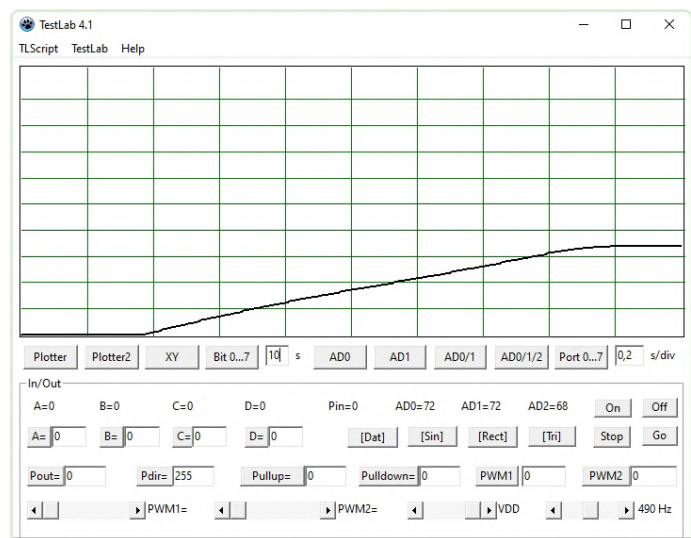


Figure 8. Charge d'un condensateur.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (b.kainka@t-online.de), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

Burkhard Kainka (*b-kainka.de*) est un radioamateur et un auteur reconnu de nombreux livres et articles pour Elektor. Après avoir enseigné la physique pendant de nombreuses années, il est devenu indépendant en 1996 en tant que développeur et auteur.



Produit

> Cours pratique sur les microcontrôleurs pour débutants
Arduino (offre groupée)
www.elektor.fr/20440



SUJET À LA UNE

visitez notre page **circuits & conception de circuits** pour des articles, des projets, des actualités et des vidéos.

www.elektormagazine.fr/circuits-conception-de-circuits

LIENS

- [1] Téléchargement du logiciel, site de l'auteur : <https://www.elektronik-labor.de/TLScript/TLScript.html>
- [2] Burkhard Kainka, « Programmation avec TLScript », Elektor Circuit Special 2026 : <https://www.elektormagazine.fr/260104-B-04>
- [3] Burkhard Kainka, « Test de diodes », Elektor Circuit Special 2026 : <https://www.elektormagazine.fr/circuits-conception-de-circuits>
- [4] Burkhard Kainka, « Test d'accus » Elektor Circuit Special 2026: <https://www.elektormagazine.fr/260104-D-04>

10

effet lumineux au rythme des basses

Accentuez le rythme musical

Giuseppe La Rosa (Italie)

La musique rapide s'écoute encore mieux avec des effets lumineux. Le circuit simple décrit ici supprime les hautes fréquences et produit des motifs lumineux intéressants, réglables par l'utilisateur. Il fonctionne avec un micro à condensateur intégré ou un micro externe en option.

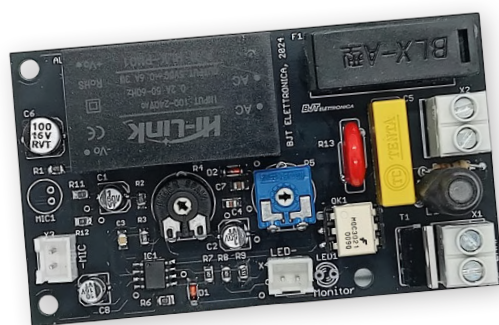
Ce contrôleur d'effet lumineux au rythme des basses pilote une ou plusieurs lampes, avec une puissance totale 300 W max sous 230 VAC. Il capte le son ambiant avec un micro électret à condensateur et réagit aux variations musicales dans le grave, en allumant les lampes — aussitôt, au rythme de la musique écoutée, puis en les éteignant avec un délai réglable de 0,1 s à 1 s. La sensibilité du microphone se règle facilement.

L'appareil produit un effet lumineux unique, utilisable seul ou combiné à d'autres effets disco classiques ; il reproduit le rythme musical avec une bonne précision et convient aux fêtes, discothèques, jeux de lumière, et plus encore.

Le circuit utilise surtout des composants CMS ; leur assemblage demande des outils adaptés et une certaine dextérité.

Schéma

La **figure 1** présente le schéma. MIC1, microélectret à condensateur, capte le signal. Au besoin, un microphone auxiliaire externe peut aussi être raccordé en le branchant au connecteur JST-XH X3. Le signal est ensuite envoyé à l'ampli op IC1A (LM358D de Texas Instruments) via C1. Cette première unité d'ampli op (IC1A) forme un filtre passe-bas actif. Elle amplifie les basses fréquences du spectre audio avec un gain égal au rapport $G = (R3 + R4)/R2$. Au moyen du trimmer R4, ce facteur G se règle de 2 à 100, ce qui diminue ou augmente la sensibilité du filtre d'entrée. La fréquence de coupure du filtre passe-bas dépend de C3



et de la somme $R3 + R4$. Plus C3 est élevée, plus la fréquence baisse. Avec R4 court-circuité : ≈ 70 Hz.

En régime établi (aucun signal d'entrée), l'entrée (broche 5) de l'ampli op IC1B, polarisée positivement par les résistances R6 et R7, prévaut sur l'entrée inverseuse, abaissée à un potentiel plus faible (+2,5 V) par la diode D2 ; la sortie d'IC1B est donc à l'état haut (+5 V).

Quand IC1A amplifie un signal audio, sa sortie polarise la diode D1, abaisse la tension à l'entrée non inverseuse d'IC1B et fait basculer sa sortie à 0 V. La diode de l'optocoupleur OK1 s'allume alors et déclenche le triac T1, qui active à son tour la lampe. L'activation de T1 est aussi signalée par la LED1 témoin, déportable dehors via le connecteur JST-XH, X4.

Ensuite, la série C4-C7 commence à se décharger avec une constante de temps fixée par leurs valeurs et par celle du trimmer R5, ce qui abaisse la tension à l'entrée inverseuse (broche 6) d'IC1B ; IC1B revient à son état de repos (+5 V), désactivant OK1. Comme prévu, le temps d'activation du triac se règle par le trimmer R5 dans une plage de 0,1 s à 1 s.

Les résistances R11, R12 et C8 de filtre forment un diviseur de tension qui fournit la polarisation 2,5 V des ampli op. L'inductance L1 contribue à réduire le bruit produit par T1.

Construction

Pour construire le Rhythmic Bass Light, voir la **figure 2**. Elle montre les tracés des deux faces du circuit imprimé (PCB). Prenez les composants listés et placez-les sur la carte avec la sérigraphie.

Pour faciliter le travail, il est conseillé d'utiliser une station de soudage pour CMS avec un fer de faible puissance à pointe très fine. Mieux vaut aussi utiliser une pince brucelle et une loupe pour saisir et placer les composants avec plus de précision.

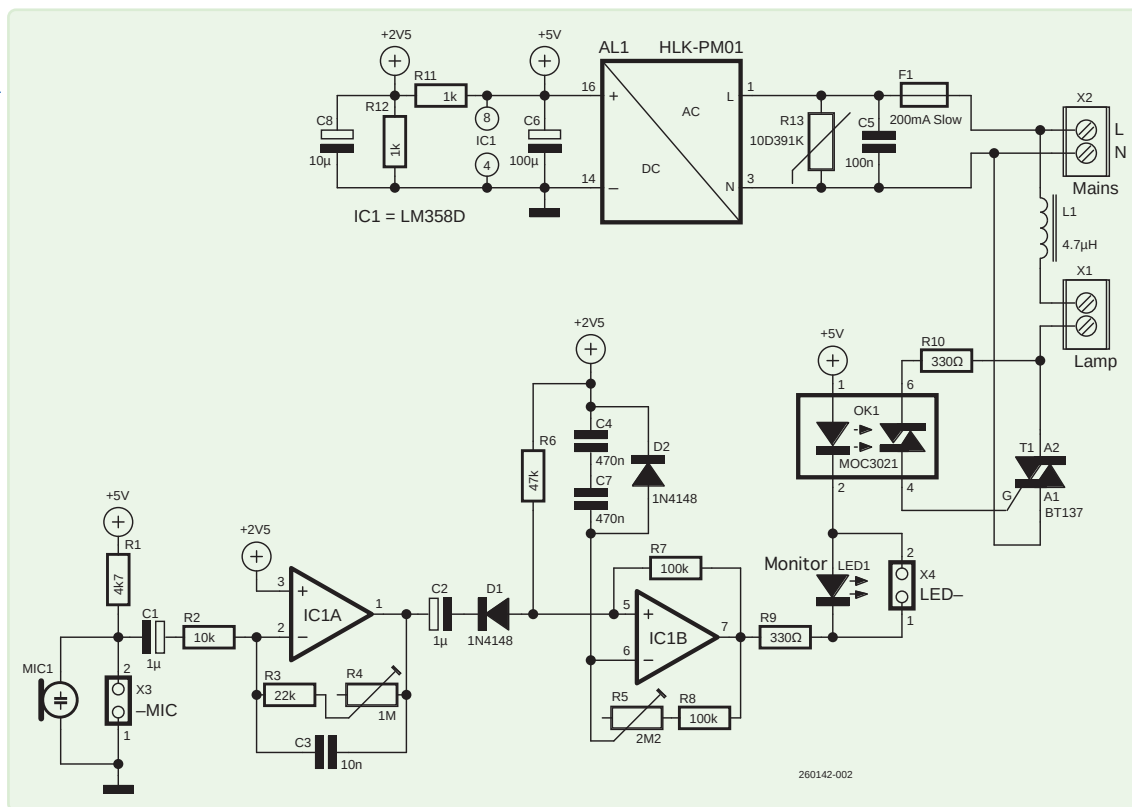


Figure 1.
Schéma du contrôleur
d'effet lumineux au
rythme des basses.

Une fois le PCB équipé, renforcez à l'étain les pistes surlignées en rose au dos de la carte, visibles en figure 2, afin d'augmenter leur tenue au courant de charge.

Une fois la carte assemblée, effectuez une vérification générale pour vous assurer que tout est correct ; vous pouvez ensuite passer à la réalisation du boîtier.

Boîtier et câblage

Toutes les cotes des découpes, pliages et trous nécessaires à la fabrication d'un boîtier adapté figurent dans un schéma inclus dans le

paquet téléchargeable de cet article [1]. Les pliages ont été réalisés avec une plieuse manuelle pour tôle.

Pour assembler le boîtier, alignez simplement les trous des deux couvercles avec les côtés, en laissant un jeu de 6 mm depuis les panneaux avant et arrière, puis fixez l'ensemble avec quatre vis autotaraudeuses 2.9×9.5 mm.



Liste des composants

Résistances

(0805, sauf indication contraire)

- R1 = 4,7 k Ω
- R2 = 10 k Ω
- R3 = 22 k Ω
- R4 = 1 M Ω , PT10 Trimmer
- R5 = 2.2 M Ω , PT10 Trimmer
- R6 = 47 k Ω
- R7, R8 = 100 k Ω
- R9 = 330 Ω
- R10 = 330 Ω , 1/4 W, traversant
- R11, R12 = 1 k Ω
- R13 = varistance 10D391k

Condensateurs

- C1, C2 = 1 μ F, 50 V (4x5)
- C3 = 10 nF (0805)
- C4, C7 = 470 nF (0805)
- C5 = 100 nF, 275 VAC

C6 = 100 μ F, 10 V (6x5)

C8 = 10 μ F, 16 V (4x5)

Bobines

L1 = 4,7 μ H

Semi-conducteurs

- IC1 = LM358D, CMS, Texas Instruments
- OK1 = optocoupleur MOC3021
- T1 = triac BT137
- D1, D2 = diode 1N4148 (Mini-MELF)
- LED1 = LED bleue, 5 mm

Divers

- AL1 = module d'alimentation AC/DC HLK-PM01
- X1, X2 = bornier à vis à 2 pôles
- X3, X4 = connecteur JST-XH à 2 pôles, pour circuit imprimé
- F1 = 200 mA T

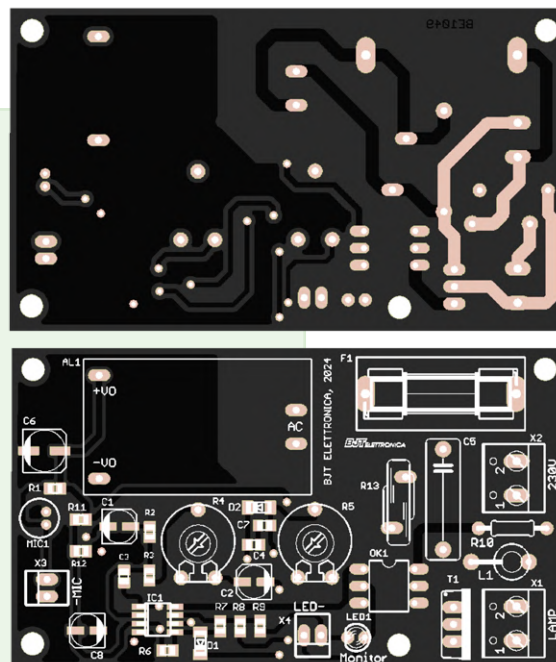


Figure 2. Les deux
faces du PCB, avec
la sérigraphie côté
composants.



Figure 3. Panneaux avant et arrière du contrôleur d'effet lumineux au rythme des basses.



Figure 4. Support de PCB imprimé en 3D.

Les deux couvercles ont d'abord reçu une couche d'apprêt, suivie d'une peinture de finition acrylique noire. Les panneaux avant et arrière (figure 3) ont été réalisés avec des plaques d'aluminium de 1 mm et montés à la main en collant leurs visuels respectifs sur leur surface. Pour finir le boîtier, ajoutez quatre pieds adhésifs en caoutchouc de 8 mm de diamètre.

Les visuels ci-dessus ont été produits en imprimant le PDF sur une imprimante laser sur du papier adhésif argenté, puis protégés par un vernis acrylique transparent.

Sur la page de téléchargement Elektor Labs [1], vous trouverez un paquet comprenant le fichier .pdf avec le gabarit complet du boîtier et de ses visuels, ainsi que le fichier .stl pour imprimer en 3D le support de PCB montré en figure 4.

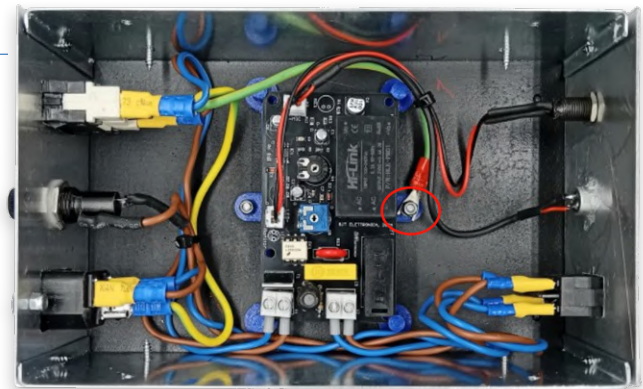


Figure 5. Prototype terminé, avec tout le câblage nécessaire. Notez la liaison GND obligatoire au boîtier métallique, mise en évidence par une ellipse rouge.

Une fois toutes les pièces prêtes, installez la carte et tous les composants nécessaires dans le boîtier (figure 5), puis câblez-les comme indiqué en figure 6.

Après le câblage, vous pouvez tester le système en lisant un fichier audio et en réglant les deux trimmers selon le besoin, afin que la lampe produise de beaux effets lumineux suivant le rythme des notes graves. ◀

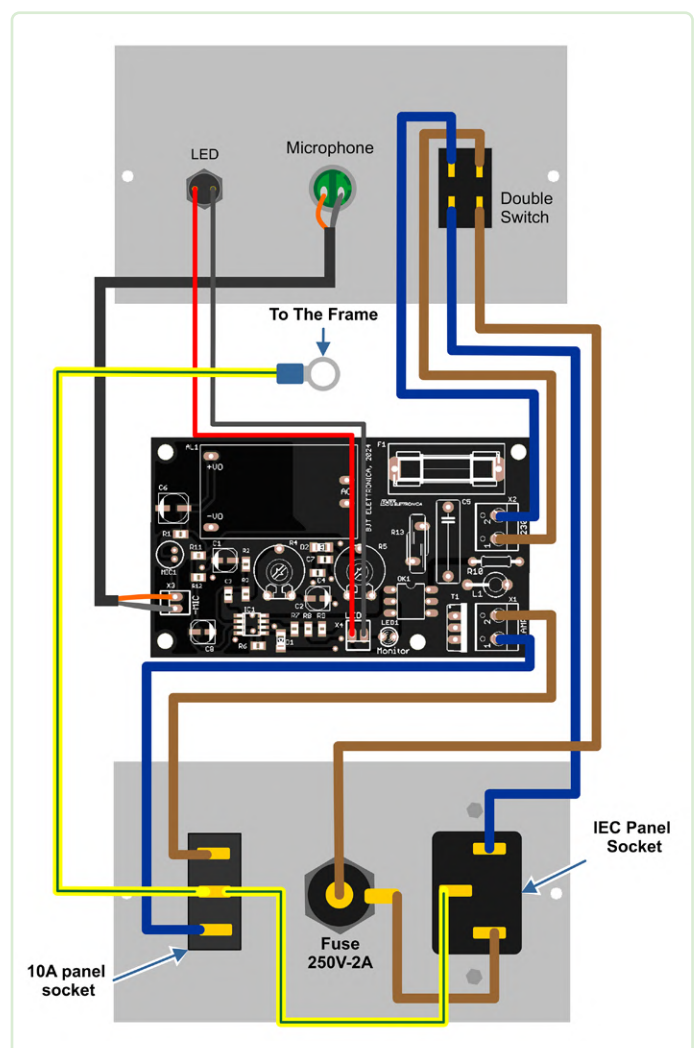


Figure 6. Schéma de câblage du projet. La cosse à œillet centrale doit être reliée au boîtier métallique.



Attention : Pendant la phase de test, manipulez la carte avec beaucoup de prudence, car elle est alimentée en 230 VAC et de nombreuses parties et pistes du PCB sont reliées au secteur. En outre, si le circuit est monté dans un boîtier métallique, comme le prototype présenté ici, **il est obligatoire de le relier à la masse du secteur par le fil dédié (jaune/vert) du câble d'alimentation.**

260142-04



À propos de l'auteur

Passionné par l'électricité dès son plus jeune âge, Giuseppe La Rosa a obtenu en 2002 un diplôme en électronique et télécommunications à l'I.T.I.S. « G. Ferraris » d'Acireale, en Sicile. Par la suite, il a commencé à étudier les systèmes à microcontrôleurs, en particulier les microcontrôleurs PIC et la plateforme open source Arduino UNO. Au fil des années, il a réalisé divers prototypes, dont beaucoup ont été publiés dans des revues d'électronique. Il travaille actuellement dans le domaine des systèmes de sécurité (vidéosurveillance et alarmes antivol) ainsi que sur des logiciels de gestion des points de vente.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (lrgeletronic@hotmail.com), ou contactez elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- **Burkhard Kainka, *Basic Electronics for Beginners* (Elektor 2020)**
www.elektor.fr/19212
www.elektor.fr/19213 (E-book)

LIEN

[1] Page de téléchargement, Elektor Labs :
<https://tinyurl.com/4zbjea4p>

WÜRTH ELEKTRONIK
 MORE THAN YOU EXPECT

ULTRA LOW LOSSES WE-MXGI



With the WE-MXGI Würth Elektronik offers the newest molded power inductor series. It combines an innovative iron alloy material that provides high permeability for lowest R_{DC} values combined with an optimized wire geometry.

Ready to Design-In? Take advantage of personal technical support and free samples ex-stock.

www.we-online.com/WE-MXGI

Highlights

- Extremely high power density
- Ultra low R_{DC} values and AC losses
- Magnetically shielded
- Optimized for high switching frequencies beyond 1 MHz

WE are here for you!

Join our free webinars on:
www.we-online.com/webinars

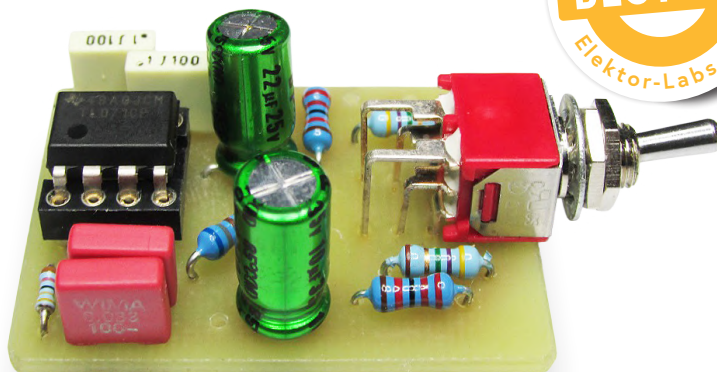
#UltraLowLosses

11 filtre coupe-bas

Aucun risque d'effet larsen dans votre système audio

Thierry Clinquart (Belgique)

Bien que le spectre audio couvre de 20 Hz à 20 kHz, il est parfois préférable de limiter les basses fréquences afin d'éviter des problèmes au début de la chaîne du signal. Un traitement en amont est donc indispensable pour nettoyer le signal.



Un filtre coupe-bas, également appelé passe-haut, atténue les basses fréquences du spectre. Une application typique consiste à supprimer les bruits de scène transmis par le pied de micro. Autre cas : certaines attaques vocales sont très marquées, et l'on pourrait croire qu'un compresseur audio suffit à corriger le problème. En réalité non : il faut d'abord filtrer le signal puis traiter la dynamique !

Les égaliseurs classiques des années 1970 et 1980 étaient souvent de type Baxandall. Ils ne permettent pas d'atténuer sélectivement les sons indésirables. Ce type de filtre agit progressivement en atténuant ou en renforçant toute une bande de fréquences.

À cette époque, le filtre coupe-bas n'équipait que les consoles de mixage haut de gamme. Ce n'est qu'au cours des années 1990 qu'il a fait son apparition sur des tables de mixage économiques comme les Soundcraft Folio, Mackie et bien d'autres. Pour ma part, j'avais installé ce circuit dans une console qui en était dépourvue, mais qui offrait assez d'espace pour loger un petit circuit imprimé (PCB) et un interrupteur. Pour insérer ce module à la sortie du préampli micro sans couper de pistes sur le PCB, il suffisait de retirer le condensateur de liaison.

Schéma du circuit

Le circuit de base, présenté à la **figure 1**, est un filtre Butterworth du second ordre avec une pente de 12 dB/octave. La fréquence de coupure se calcule ainsi :

$$F = 1/(2 \times 2^{1/2} \times \pi \times R \times C), \text{ ou}$$

$$F = 1/(8,89 \times R \times C)$$

La **figure 2** présente le schéma final de ce filtre coupe-bas. Ici, la solution la plus simple consiste d'abord à choisir la valeur des condensateurs C1 et C2 (33 nF), puis à calculer les valeurs de R et 2R correspondantes (respectivement R1 et R2 sur le schéma). Pour une fréquence de coupure cible de 100 Hz, la formule devient :

$$R = 1/(8,89 \times F \times C) = 1/(8,89 \times 10^2 \times 33 \times 10^{-9}) \\ = 1/(8,89 \times 33 \times 10^{-7}), \text{ ce qui donne } 34,086 \, \Omega.$$

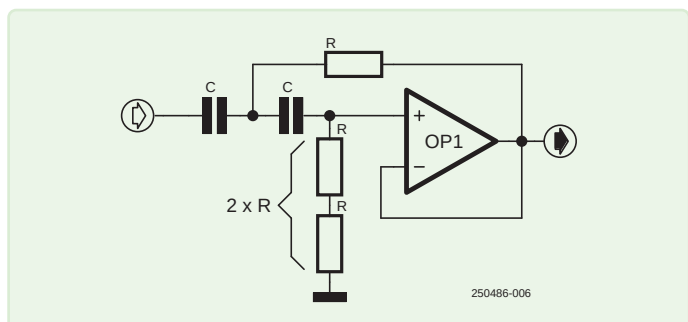


Figure 1. Circuit typique de filtre Butterworth du second ordre.

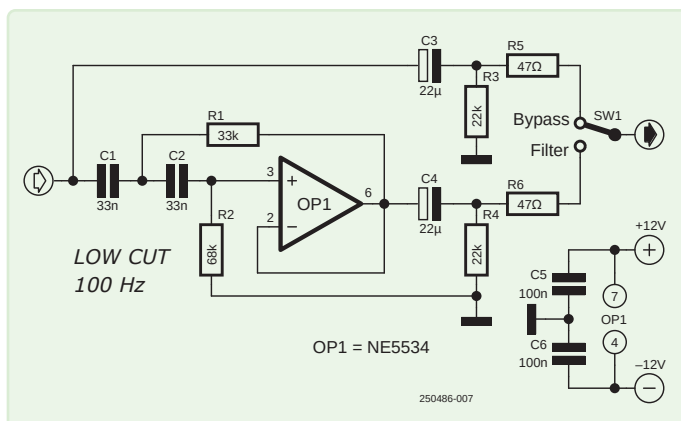


Figure 2. Schéma du filtre coupe-bas.

La valeur standard la plus proche sera 33 k Ω , et 2R sera égal à 68 k Ω . Puisque le module doit être commuté, j'ai ajouté C3 et C4, des condensateurs de liaison de 22 μ F, ainsi que R3 et R4, deux résistances de tirage vers le bas de 22 k Ω .

Réalisation mécanique

Même si un simple interrupteur SPDT suffirait, j'ai utilisé un interrupteur DPDT que j'avais de mon stock RS (734-7198). Il s'agit d'un composant pour PCB à 90° que j'emploie souvent dans mes réalisations, car il maintient le PCB de manière rigide et fiable. Cela m'évite d'ajouter des entretoises et du câblage supplémentaire.

Le PCB illustré à la **figure 3** est disponible en téléchargement sur la page Elektor Labs de cet article [1], où vous constaterez que ce petit circuit a évolué avec l'ajout d'un filtre coupe-haut et d'un inverseur de polarité, le tout obtenu avec un PCB légèrement modifiés.

Pour terminer, si vous disposez d'un logiciel audio, n'hésitez pas à expérimenter avec différents filtres pour créer des effets spéciaux (voix téléphoniques, interphones, talkies-walkies, etc.). En post-production, vous pouvez faire varier la bande passante d'un filtre pour simuler un son provenant d'une pièce dont le spectre évolue à mesure qu'une porte s'ouvre. ◀

250486-04

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

Alors qu'il était technicien en électronique, Thierry Clinquart a découvert le célèbre amplificateur opérationnel μ A741 en 1980 pendant ses études à l'Institut Don Bosco de Tournai (Belgique). Ce composant rendait bien plus facile la création de systèmes audio, comparé à des circuits à transistors. Thierry a suivi l'évolution de cet ancêtre, en passant par le TL071, le NE5534, jusqu'à aujourd'hui avec les produits « classe audio » de Texas Instruments, Analog Devices, JRC, THAT Corp, etc. Tous les projets que Thierry présente sur Elektor Labs sont liés ensembles pour créer des modules personnalisés. Pour réduire le câblage, il monte des connecteurs Neutrik de la série A directement sur les circuits imprimés, en utilisant le logiciel Sprint Layout pour optimiser le routage et maintenir une cohérence en termes de boîtiers.

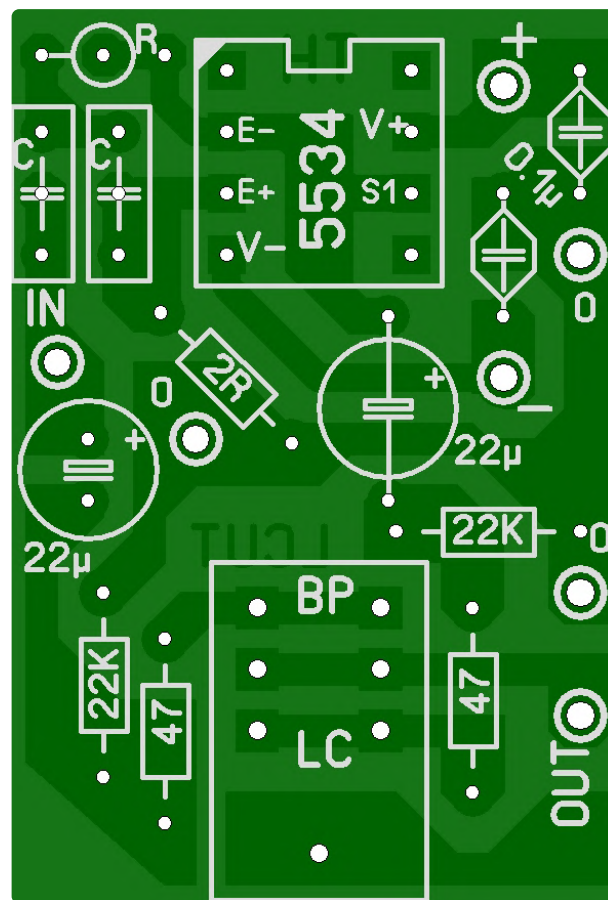


Figure 3. Couche supérieure (sérigraphie) du PCB du filtre coupe-bas.



Produit

> Dogan Ibrahim, *Circuit Simulation with TINA Design Suite & TINACloud* (E-book, Elektor 2022)
www.elektor.fr/19978



SUJET À LA UNE

Visitez notre page **circuits & conception de circuits** pour des articles, des projets, des actualités et des vidéos.

www.elektormagazine.fr/circuits-conception-de-circuits



LIEN

[1] Projet de filtre coupe-bas sur Elektor Labs : <https://tinyurl.com/yjrd2byr>

12 générateur précis d'ondes carrées à 1 Hz pour plaque d'essai

Une source d'horloge fiable à base de CMOS

Rupin Chheda (Inde)

Ce module d'horloge pour plaque d'essai, couvrant une plage de fréquences de 0,5 Hz à 2 048 Hz, a été conçu pour l'enseignement de l'électronique numérique. Il délivre des signaux d'horloge stables, à faible gigue, à l'aide d'une logique CMOS standard.

En enseignant l'électronique numérique, j'ai constaté que les étudiants manquaient souvent d'une source d'horloge simple et fiable pour expérimenter avec des portes logiques et des circuits logiques séquentiels.

Les montages classiques à temporisateur 555 souffrent souvent de dérive de fréquence et exigent un réglage manuel, ce qui détourne l'attention des objectifs pédagogiques essentiels. Il fallait concevoir un module prêt à

l'emploi s'insérant directement dans les rails d'alimentation standard des plaques d'essai, offrant plusieurs sorties de fréquence précises et un retour visuel sans encombrer l'espace de travail de l'étudiant.

Vue d'ensemble du système et choix du quartz

Pour obtenir une grande précision, le projet repose sur un quartz horloger standard de 32,768 kHz. Le choix de cette fréquence de quartz est délibéré : 32 768 vaut exactement 2^{15} , ce qui permet une division binaire directe afin d'obtenir un signal précis de 1 Hz (ou inférieur à 1 Hz) sans diviseurs fractionnaires complexes. Par rapport aux oscillateurs RC simples, ce quartz assure une base de temps très précise, à faible gigue et à dérive thermique minimale, ce qui le rend idéal pour des démonstrations de logique numérique pas à pas.

Comme l'oscillateur est piloté par quartz, l'horloge générée est bien plus précise et stable qu'une solution à circuit RC. Un quartz diapa-son standard de 32,768 kHz offre généralement une précision de quelques dizaines de ppm, suffisante pour une référence basse fréquence précise pour les applications de laboratoire et d'enseignement.

Architecture matérielle et fonctionnement du circuit

La logique du circuit (**figure 1**) utilise des CI CMOS standard robustes. Le CD4060 agit à la fois comme amplificateur d'oscillateur pour le quartz et comme compteur binaire à propagation de retenue à 14 étages. Le quartz est relié aux broches d'oscillateur du CD4060,

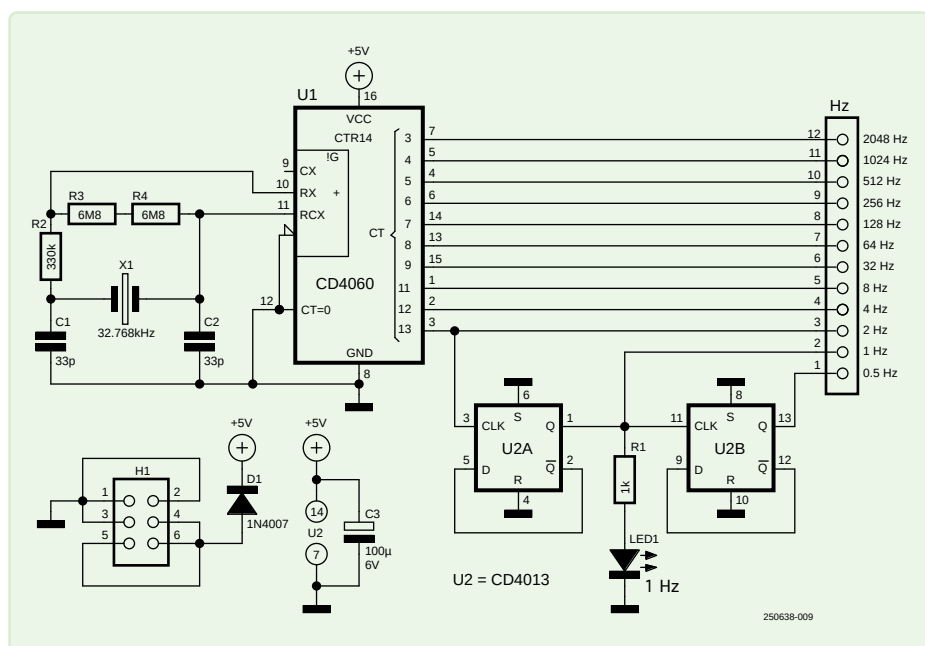


Figure 1. Le schéma.

et la sortie du dernier étage de division divise le signal de 32,768 kHz par 16 384 (2^{14}), ce qui produit une onde carrée stable de 2 Hz. Chaque étage du diviseur binaire du CD4060 divise par deux la fréquence de l'étage précédent ; la fréquence est donc divisée par 2 à chaque étape.

R2 est la résistance série placée entre la sortie de l'inverseur interne du CI et le quartz. Comme les quartz diapason de 32,768 kHz sont fragiles, les piloter directement avec une logique CMOS standard peut provoquer une surexcitation, entraînant une distorsion harmonique, des oscillations erratiques ou des dommages physiques au quartz. La résistance de 330 k Ω limite le courant d'excitation et la puissance dissipée dans le quartz à un niveau sûr, garantissant une onde sinusoïdale propre et une stabilité à long terme.

R3 et R4 sont des résistances de 6,8 M Ω reliées en série pour former une résistance de retour équivalente de 13,6 M Ω placée en parallèle avec le quartz (entre les broches RX et RCX). Cette résistance élevée polarise l'inverseur interne du CD4060 dans sa région linéaire de fonctionnement analogique afin qu'il fonctionne en amplificateur plutôt qu'en simple commutateur numérique. L'utilisation de deux résistances de 6,8 M Ω en série est probablement un choix pratique pour obtenir une très forte résistance (13,6 M Ω) à partir de valeurs standard faciles à trouver, ce qui garantit un démarrage fiable et une faible consommation pour le quartz diapason de 32,768 kHz.

Le CD4060, cependant, ne possède pas de broche de sortie 2^{15} . Pour obtenir le signal cible de 1 Hz, cette sortie 2 Hz est appliquée à un CD4013 à double bascule D configuré en bascule montée en diviseur par deux. Cela produit un signal précis de 1 Hz avec un rapport cyclique de 50 %. Comme une seconde bascule reste disponible dans le même CD4013, je l'ai utilisée pour diviser encore par 2 le signal de 1 Hz, obtenant ainsi 0,5 Hz.

Le circuit comporte aussi une diode de protection contre l'inversion de polarité et des condensateurs de découplage afin de garantir un fonctionnement stable sur des rails d'alimentation de plaque d'essai bruités.

Implémentation et essais

En gardant à l'esprit l'apprenant débutant en électronique, un module enfichable dans

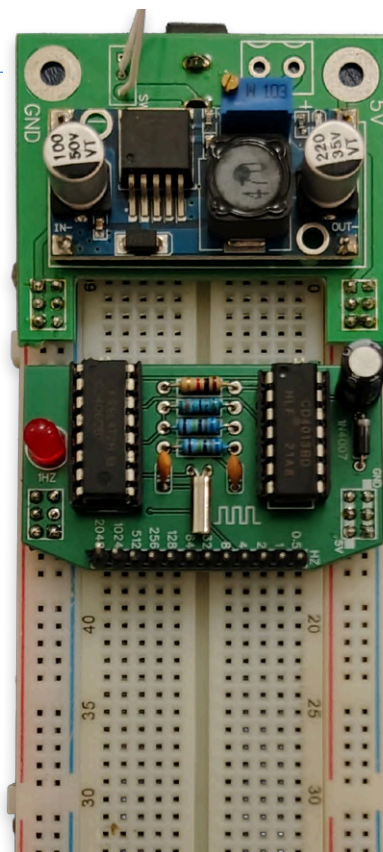


Figure 2. Mon PCB assemblé, sous la forme d'un module destiné à être enfiché dans une plaque d'essai (en bas).

une plaque d'essai a été conçu. Il s'insère dans les rails d'une plaque d'essai de 830 points, généralement marqués par des lignes rouges et bleues (figure 2). Pour cela, je me suis inspiré d'un module d'alimentation pour plaque d'essai qui insère directement des connecteurs 2x3 dans les rails d'alimentation (voir figure 2, en haut).

Pour utiliser le module, je peux brancher directement les broches du connecteur 2x3 dans les rails 5 V et GND de la plaque d'essai (dans le schéma, un seul des deux connecteurs 2x3 est représenté sous la référence H1). La diode de protection contre l'inversion de polarité garantit la sécurité des CI même si le module est inséré à l'envers. À la mise sous tension, la LED1 embarquée clignote exactement à 1 Hz, fournissant une confirmation visuelle immédiate du bon fonctionnement des étages oscillateur et diviseur. Les utilisateurs peuvent ensuite raccorder des fils de liaison aux connecteurs de sortie afin d'exploiter des fréquences de 0,5 Hz à 2 048 Hz selon leurs circuits logiques.

Ce générateur d'horloge fournit une base de temps très stable et facile à utiliser qui élimine les incertitudes dans les projets pédagogiques sur plaque d'essai. Les améliorations futures

pourraient inclure l'ajout d'un étage tampon pour piloter des charges nécessitant plus de courant ou l'intégration d'une translation de niveaux logiques pour étendre la compatibilité avec le 3,3 V. ◀

250638-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (rupin.chheda@gmail.com), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



À propos de l'auteur

Rupin Chheda est ingénieur de formation et bricoleur dans l'âme. Aucun de ses jouets ou gadgets d'enfance ne restait intact plus de trente minutes : il voulait toujours savoir ce qu'ils renfermaient et n'hésitait pas à les démonter pour découvrir leur fonctionnement. Son parcours est jalonné de nombreux échecs d'ingénierie, notamment plusieurs tentatives infructueuses de construire une imprimante 3D, le développement de logiciels que personne n'a utilisés et l'expérimentation de nouveaux systèmes. Son approche consiste avant tout à construire sans idée préconçue de la réussite : le plaisir réside dans le fait de créer sans contraintes. Il est actuellement professeur invité à la Birla Institute of Technology Design School de Mumbai.



Produit

> **Siglent SDG2042X générateur de formes d'onde arbitraires à deux voies (40 MHz)**
www.elektor.fr/17649





13

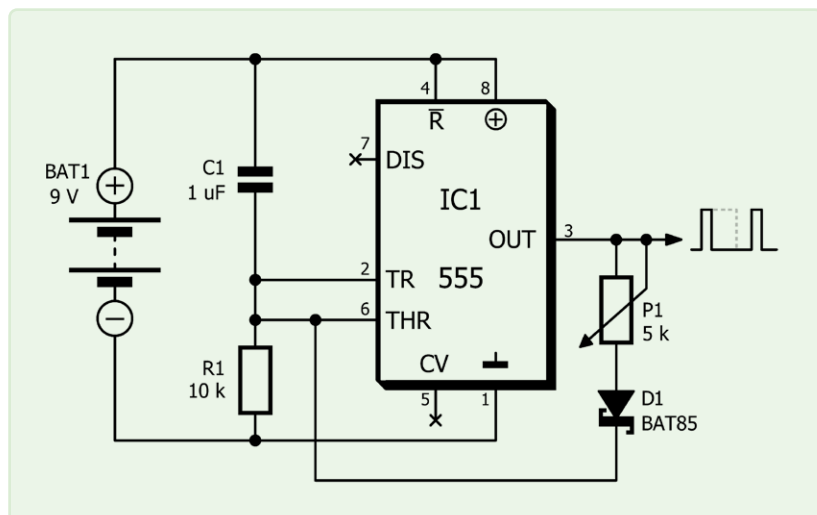
à l'envers

Rapports cycliques jusqu'à zéro

Clemens Valens (Elektor Labs)

Peut-on encore inventer une configuration utile pour un CI utilisé plusieurs centaines de milliards de fois en 55 ans ?
Voyons cela.

Figure 1. Par rapport à la configuration astable standard, le condensateur et la résistance sont inversés.



En 2026, le circuit intégré (CI) le plus vendu au monde reste le NE555, conçu par l'ingénieur suisse Hans Rudolph Camenzind (1934–2012) [1]. Il conserve cette place presque depuis son lancement par Signetics en 1972. Bien entendu, les ampli-op et microcontrôleurs sont plus répandus, mais seulement si l'on regroupe l'ensemble des modèles commercialisés par tous les fabricants. Le NE555, ou simplement le « 555 », reste le CI à référence unique le plus utilisé. C'est aussi le premier CI avec lequel j'ai travaillé.

Le 555 est utilisé dans des applications allant des temporisateurs et oscillateurs aux alimentations, amplificateurs audio et autres montages. Malgré sa grande polyvalence, le 555 présente certaines contraintes d'utilisation. En particulier, dans la configuration astable classique, le rapport cyclique minimal reste légèrement supérieur à 50 %.

Le circuit présenté ici résout ce problème en inversant la position du condensateur et de la résistance du timer, ce qui revient à utiliser le 555 à l'envers. Cela est possible car l'étage d'entrée du 555 est symétrique.

Circuit

Examinons le circuit (**figure 1**). Initialement, le condensateur de temporisation C1 est déchargé et la tension sur la broche 6 (et la broche 2) vaut VCC (soit 9 V). Cette tension dépasse le seuil interne de commutation de la broche 6 ($2/3$ VCC, soit 6 V), donc la sortie (broche 3) est à l'état bas.

La diode D1 est bloquée, ce qui permet à C1 de se charger via la résistance R1. Comme C1 est relié à la ligne d'alimentation positive, sa charge fait chuter la tension sur son autre borne. Quand cette tension devient inférieure au seuil de déclenchement de la broche 2 (1/3 VCC, soit 3 V), la sortie passe à l'état haut. La diode D1 devient alors conductrice ce qui permet à C1 de se décharger via P1. Comme la valeur de P1 est bien plus faible que celle de R1 (et peut même être nulle), la décharge est rapide. Quand le seuil de la broche 6 est atteint (rappelons que, dans ce circuit, décharger C1 fait augmenter la tension), la sortie repasse à l'état bas. Le cycle recommence alors.

Le rapport cyclique se règle avec P1 de presque 0 % (de l'ordre de la microseconde) jusqu'à environ 75 %. Avec les valeurs indiquées, la fréquence varie de 150 Hz (rapport cyclique de 1 %) à environ 50 Hz (rapport cyclique de 75 %). La limite supérieure du rapport cyclique vient du diviseur P1/R1 (avec la chute de tension directe de D1), qui doit permettre à la tension sur la broche 6 d'atteindre le seuil de 2/3 VCC. Sinon, le circuit n'oscille pas. C'est aussi pourquoi D1 est une diode Schottky, dont la chute de tension directe est plus faible que celle d'une diode ordinaire.

Le transistor de décharge connecté à la broche 7 reste disponible comme seconde sortie (collecteur ouvert). Le circuit présenté dans cet article n'est peut-être pas entièrement nouveau, mais il demeure assurément peu courant. Plus important encore, il fonctionne et peut se révéler utile dans de nombreuses applications. ◀

260173-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (clemens.valens@elektor.com), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



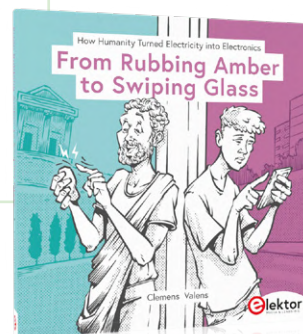
À propos de l'auteur

Clemens Valens est ingénieur, responsable technique et auteur, avec plus de 30 ans d'expérience en électronique embarquée. Son parcours couvre les microcontrôleurs, le DSP, l'électronique maritime et le traitement d'images radar, après une formation à l'Université de technologie d'Eindhoven. Membre de l'équipe Elektor, il a publié de nombreux projets pratiques autour des microcontrôleurs et signé plusieurs ouvrages, dont *Mastering Microcontrollers Helped by Arduino* et le livre d'électronique *From Rubbing Amber to Swiping Glass*. Il transmet aussi son savoir-faire pratique en électronique à travers des vidéos YouTube. Installé en France, Clemens aime explorer les synthétiseurs musicaux, concevoir du matériel intelligent et préparer de savoureuses pâtisseries.



Produit

➤ Clemens Valens, *From Rubbing Amber to Swiping Glass — How Humanity Turned Electricity into Electronics* (Elektor, 2025) www.elektor.fr/21204



SUJET À LA UNE

Visitez notre page **circuits & conception de circuits** pour des articles, des projets, des actualités et des vidéos.

www.elektormagazine.fr/circuits-conception-de-circuits



LIEN

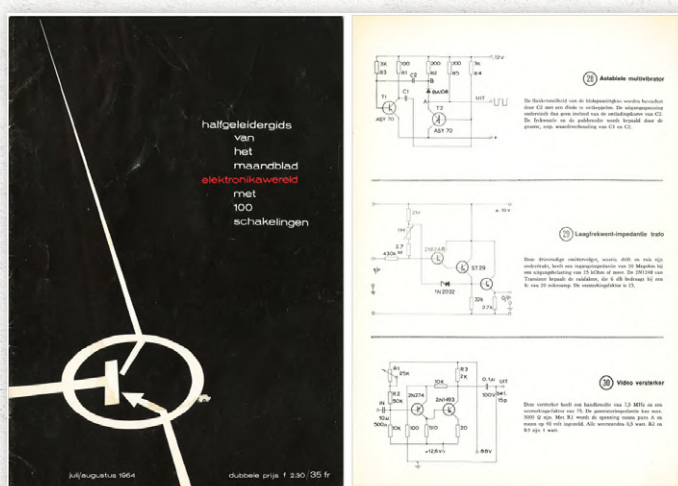
[1] Hans Camenzind's YouTube channel: <https://www.youtube.com/@hcamen>

Du Halbleidergids aux Circuit Specials

65 ans d'innovation en électronique

C. J. Abate (Elektor)

Depuis plus de 65 ans, Elektor documente, et anticipe souvent, l'évolution de l'électronique. Des circuits analogiques et de l'expérimentation radio aux microprocesseurs, à la connectivité sans fil, à l'intelligence artificielle et à l'Internet des objets, nous avons couvert chaque grande évolution technologique. En 1964, Elektor a publié son premier « Halbleidergids » (guide des semi-conducteurs). Aujourd'hui, cette tradition se poursuit avec nos éditions spéciales circuits. Voici quelques réalisations marquantes issues d'éditions précédentes.



Halbleidergids (juillet/août 1964)

Dans son édition de juillet/août 1964, Elektor proposait à ses lecteurs le *Halbleidergids* (guide des semi-conducteurs). Nous présentons ici trois circuits classiques illustrant des techniques fondamentales

de l'électronique analogique. Le multivibrateur astable est un oscilateur à transistors simple qui génère en continu des impulsions carrées pour des applications de temporisation et d'horloge. Le transformateur d'impédance basse fréquence est un amplificateur tampon à haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie, conçu pour s'adapter aux sources de signaux audio ou basse fréquence sans les charger. L'ampli vidéo est un amplificateur à transistors large bande capable d'amplifier des signaux vidéo haute fréquence tout en maintenant une bande passante suffisante pour la télévision et d'autres applications vidéo analogiques. En 1964, le magazine paraissait en néerlandais.

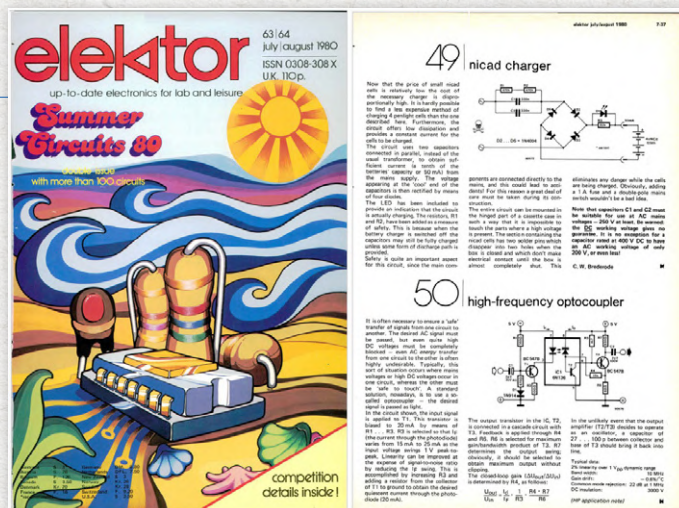
www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-196407



Projets de circuits analogiques pratiques (juillet/août 1972)

En 1972, parmi les nombreux montages publiés dans le magazine, l'équipe a présenté des circuits analogiques pratiques dédiés au contrôle de puissance, à la génération de courant de précision et à la temporisation. Le stabilisateur d'intensité lumineuse ajuste automatiquement la luminosité d'une lampe à l'aide d'une photo-résistance (LDR) et d'un triac afin de maintenir un niveau lumineux constant malgré les variations des conditions ambiantes. La source de courant constant réglable fournit un courant stable, sélectionnable par l'utilisateur, indépendant de la résistance de charge, ce qui la rend utile pour les essais, la mesure et l'instrumentation. Le minuteur ultra-simple est un circuit de commutation temporisée qui maintient une charge alimentée pendant une durée prédéfinie après l'appui sur un bouton, adapté à des applications telles que l'éclairage automatique, les minuteries et les arrêts temporisés.

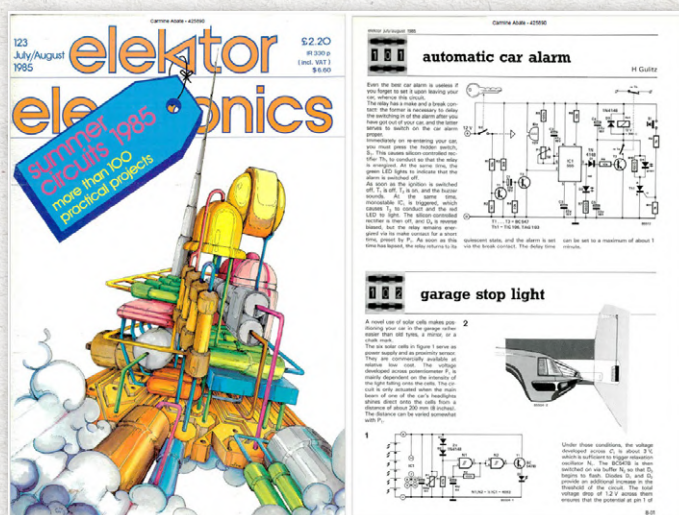
www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-197207



Circuits pratiques d'alimentation et de génération de signaux (juillet/août 1980)

La couverture du magazine de juillet/août 1980 est l'une des préférées des ingénieurs et rédacteurs actuels d'Elektor ! Les deux projets présentés portent sur la charge de batteries et l'isolation électrique. Le chargeur NiCad est un chargeur simple et économique qui délivre un courant constant pour recharger en toute sécurité de petits accus nickel-cadmium à l'aide d'une alimentation sans transformateur. L'optocoupleur haute fréquence est un circuit rapide d'isolation de signal qui transfère des signaux numériques haute vitesse entre des circuits électriquement isolés par voie optique, protégeant l'électronique sensible des différences de tension et des perturbations électriques tout en assurant une communication fiable. L'édition présente de nombreux autres projets, notamment un amplificateur V-FET, un testeur d'ampli-op simple, un régulateur de tension 2 A et un générateur numérique de signal sinusoïdal.

www.elektormagazine.com/magazine/elektor-197999



Projets automobiles et autres (juillet/août 1985)

Au milieu des années 1980, les projets liés à l'automobile ont suscité un intérêt croissant. Dans l'édition de juillet/août 1985, Elektor a présenté deux projets axés sur le confort et la sécurité automobiles. L'alarme de voiture automatique est un système antivol qui s'arme automatiquement lorsque le conducteur quitte le véhicule et déclenche une alarme sonore en cas d'intrusion, sans nécessi-

ter d'activation manuelle. Le feu stop de garage utilise une cellule solaire comme capteur de lumière pour détecter l'approche des phares d'un véhicule et allumer un voyant aidant le conducteur à s'arrêter au bon endroit lors du stationnement. Parmi les autres projets publiés : un détecteur de canalisations métalliques, un chargeur de batterie NiCad 12 V, des feux de vélo avec alarme, un filtre RTTY/CW et une sonde de diagnostic pour microprocesseurs.

www.elektormagazine.com/magazine/elektor-198499

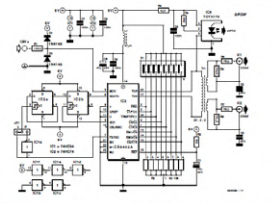
line switch for PC sound card



Design: T. Gaudin

With the equipment that is based on the design, the user can switch between the various digital outputs of the sound card. The design is very simple and can be built on a breadboard. It is a very useful tool for the user who wants to test the sound card without having to connect it to a PC. The design is very simple and can be built on a breadboard. It is a very useful tool for the user who wants to test the sound card without having to connect it to a PC.

S/PDIF test generator



Design: T. Gaudin

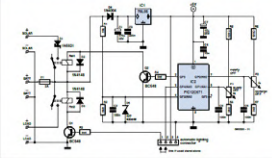
The generator is a simple circuit that generates a digital signal. It is a very useful tool for the user who wants to test the sound card without having to connect it to a PC. The design is very simple and can be built on a breadboard. It is a very useful tool for the user who wants to test the sound card without having to connect it to a PC.

Électronique audio pratique (juillet/août 1999)

L'électronique audio a toujours été populaire dans la communauté Elektor. Dans l'édition de 1999, plusieurs outils pratiques pour les systèmes audio numériques ont été présentés. Le sélecteur de ligne pour carte son PC est un sélecteur audio multi-entrées permettant de connecter plusieurs sources audio – lecteur CD, platine cassette, MiniDisc, microphone ou ordinateur – à une seule carte son, facilitant le changement de source sans avoir à reconnecter les câbles. Le générateur de test S/PDIF produit des signaux de test audio numériques normalisés au format Sony/Philips Digital Interface, permettant aux ingénieurs et techniciens de tester, déboguer et vérifier les performances des équipements, convertisseurs et interfaces audio numériques. L'édition comportait bien d'autres projets : un minuteur universel, un thermostat à double sortie, une source de tension de précision réglable et un capteur de température à deux fils.

www.elektormagazine.com/magazine/elektor-199907

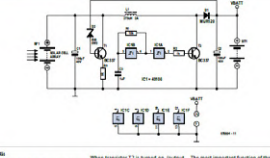
Solar-powered Battery Charger



Design: T. Gaudin

This circuit is a simple solar-powered battery charger. It is a very useful tool for the user who wants to charge their battery without having to connect it to a PC. The design is very simple and can be built on a breadboard. It is a very useful tool for the user who wants to charge their battery without having to connect it to a PC.

Solar Cell Array Charger with Regulator



Design: T. Gaudin

This circuit is a solar cell array charger with a regulator. It is a very useful tool for the user who wants to charge their battery without having to connect it to a PC. The design is very simple and can be built on a breadboard. It is a very useful tool for the user who wants to charge their battery without having to connect it to a PC.

Énergie solaire et gestion des batteries (juillet/août 2008)

À mesure que la technologie solaire est passée d'un marché de niche à une source d'énergie courante, Elektor a accompagné cette évolution avec des réalisations pratiques que les ingénieurs pouvaient réaliser et améliorer. En juillet/août 2008, Elektor a présenté deux projets visant à optimiser l'utilisation de l'énergie solaire dans des systèmes à batterie. Le chargeur de batterie solaire bascule intelligemment entre l'énergie solaire et la batterie, rechargeant automatiquement celle-ci lorsque l'ensoleillement est suffisant et alimentant la charge dans le cas contraire, contribuant ainsi à éviter la surcharge et la décharge profonde. Le chargeur alimenté par un réseau de cellules solaires avec régulateur utilise un convertisseur boost et un régulateur de tension pour recharger efficacement des batteries à partir d'un panneau solaire, tout en assurant une tension de charge stable et en protégeant la batterie contre la surcharge. Dans cette édition, l'équipe a présenté des dizaines d'autres projets : un mesureur de décharge de batterie, une solution d'éclairage solaire automatique et un régulateur de tension pour cellule solaire.

<https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-200807>

Wideband 70-cms FM Exciter

With 130 mW output power



Design: T. Gaudin

This circuit is a wideband 70-cms FM exciter. It is a very useful tool for the user who wants to transmit audio signals without having to connect it to a PC. The design is very simple and can be built on a breadboard. It is a very useful tool for the user who wants to transmit audio signals without having to connect it to a PC.

Smartphone A/V Remote Control

Transmitter plus App for Android devices



Design: T. Gaudin

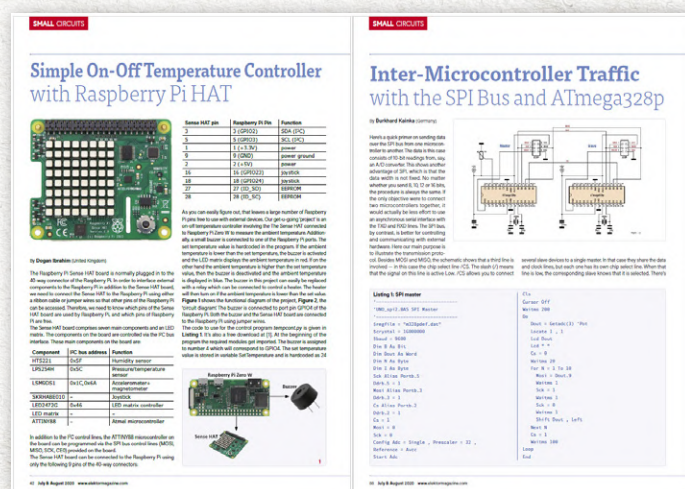
This circuit is a smartphone A/V remote control. It is a very useful tool for the user who wants to control their A/V equipment without having to connect it to a PC. The design is very simple and can be built on a breadboard. It is a very useful tool for the user who wants to control their A/V equipment without having to connect it to a PC.

Innovation sans fil (juillet/août 2013)

De l'âge d'or du radioamateurisme à l'essor du smartphone, Elektor a régulièrement publié des projets reflétant l'évolution des technologies sans fil. Ces deux projets illustrent l'intérêt constant d'Elektor pour les communications sans fil et les technologies domestiques.

L'excitateur FM large bande 70 cm est un émetteur radioamateur haute fidélité conçu pour la bande 430–440 MHz, offrant une large bande audio et une transmission FM stable pour les radioamateurs. La télécommande A/V par smartphone transforme un smartphone Android en télécommande universelle grâce à un émetteur infrarouge externe, permettant de piloter les téléviseurs, les chaînes audio et d'autres équipements de divertissement depuis une application mobile. Parmi les autres projets de cette édition figuraient un contrôleur d'éclairage d'ambiance, un convertisseur élévateur PWM et un testeur de servo simple.

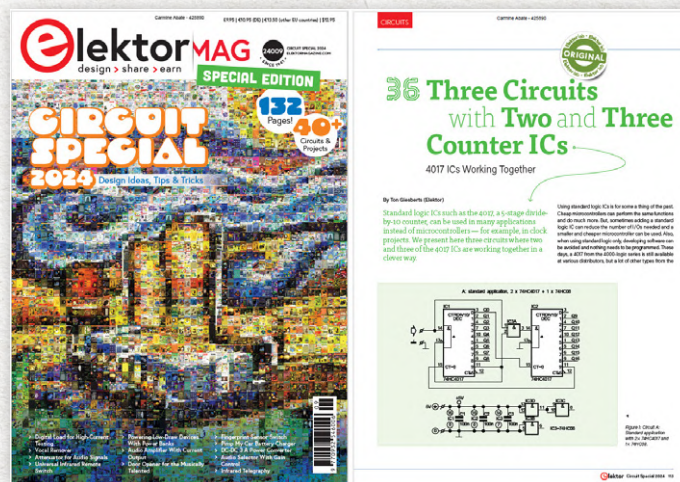
<https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-201307>



Circuits pour un été difficile (juillet/août 2020)

À l'été 2020, alors que la crise de la COVID-19 touchait le monde, Elektor a relancé le concept des « circuits de vacances » avec le numéro spécial circuits d'Elektor. Les deux projets présentés dans la figure ci-contre illustrent la conception pratique de systèmes embarqués avec des microcontrôleurs courants. Le contrôleur de température marche/arrêt simple avec le HAT Raspberry Pi utilise un Sense HAT Raspberry Pi pour surveiller la température ambiante et piloter automatiquement un buzzer ou une charge externe, offrant une introduction simple à la surveillance environnementale et à l'automatisation. La communication entre microcontrôleurs via le bus SPI et l'ATmega328P explique comment échanger des données entre microcontrôleurs à l'aide du protocole SPI, avec un exemple pratique de communication numérique à haute vitesse pour les applications embarquées.

<https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-152>



Le spécial circuit (août 2024)

Le numéro spécial circuits 2024 était riche en idées de conception et en conseils techniques pratiques. L'édition a présenté une grande variété de projets : une charge numérique pour courants élevés, un sélecteur audio A/B avec réglage de gain, un commutateur à télécommande infrarouge universel, un petit amplificateur audio de classe A à sortie en courant, des atténuateurs pour signaux audio, un minuteur pour temporisations très longues, un générateur de rampe LM386 et bien d'autres réalisations.

<https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-353>

260388-B-04



En savoir plus sur Elektor 65

Depuis 1961, Elektor inspire les ingénieurs grâce à des projets électroniques innovants et à un savoir-faire pratique. Rendez-vous sur www.elektormagazine.fr/elektor65 pour découvrir des réalisations emblématiques comme le Formant d'Elektor, le Junior Computer et le TV Games Computer, ainsi que des couvertures historiques du magazine, les grandes étapes de son histoire et les dernières actualités d'Elektor 65.



isolation électrique

Interface CAN avec isolateur numérique et module d'alimentation isolé

Artem Beliakov (Würth Elektronik eiSos)

Les interfaces CAN sont largement utilisées dans les secteurs automobile et industriel et nécessitent généralement une isolation galvanique. Cet article montre comment réaliser simplement une interface CAN à l'aide d'un isolateur numérique à deux canaux et d'un module d'alimentation isolée.

Le bus CAN est largement utilisé dans les applications automobiles et industrielles. Il est possible de mettre en œuvre une interface CAN isolée à l'aide d'un isolateur numérique à deux canaux et d'un module d'alimentation isolé. Cette solution réduit à la fois le nombre de composants et l'encombrement sur le circuit imprimé. La conception a été validée à un débit de 1 Mbit/s et satisfait aux exigences de la norme d'émissions électromagnétiques CISPR 32 classe B. Le schéma fonctionnel du circuit est présenté à la **figure 1**.

Aperçu de l'interface CAN

Le Controller Area Network (CAN) est un protocole de communication spécialisé qui permet un échange efficace et fiable de données entre plusieurs appareils électroniques. Développé à l'origine pour les applications automobiles, il permet à des sous-systèmes tels que le moteur, les freins et les airbags de communiquer entre eux. Aujourd'hui, il est également utilisé dans de nombreuses applications hors de l'industrie automobile.

Le CAN est l'un des protocoles de communication les plus répandus au monde et est apprécié pour sa simplicité, sa fiabilité et son efficacité. Réputé pour sa robustesse et ses performances en temps réel, il assure une communication fluide entre les systèmes électroniques dans de nombreux domaines, notamment l'automatisation et le contrôle industriels, l'électronique automobile, les systèmes de transport, l'automatisation des bâtiments, la gestion de l'énergie et les réseaux électriques intelligents.

Qu'est-ce qui rend le CAN si particulier ?

Prise en charge de plusieurs appareils

Contrairement aux systèmes de communication qui

exigent une connexion distincte pour chaque appareil, le CAN permet à plusieurs appareils de partager une même paire de fils. Le système est ainsi plus simple, plus économique et plus facile à maintenir.

Transmission différentielle pour une meilleure immunité aux perturbations

Grâce aux signaux différentiels (lignes équilibrées), le CAN offre une forte immunité aux interférences électriques et convient donc parfaitement aux environnements exigeants soumis à d'importantes perturbations électromagnétiques.

Arbitrage (gestion des priorités des messages)

Le CAN fonctionne selon un système de priorité dans lequel les messages de priorité plus élevée (c'est-à-dire ceux dont les valeurs d'ID sont les plus faibles) sont transmis en premier, sans conflit.

Détection des erreurs

Le CAN garantit une transmission fiable des données grâce à ses mécanismes intégrés de détection automatique des erreurs. Ceux-ci permettent au bus CAN de détecter, d'isoler et, dans une certaine mesure, de corriger les erreurs en temps réel. Lorsqu'une erreur est détectée, le système rejette automatiquement les données erronées, lance une retransmission et, si nécessaire, désactive les nœuds défaillants afin d'éviter une panne de l'ensemble du système. Le bus CAN est ainsi l'un des protocoles de communication les plus robustes pour les applications critiques en matière de sécurité.

Débit de données adaptable et portée du bus

Le bus CAN standard établit un compromis entre le débit de données et la portée maximale du bus :

- 1 Mbit/s → jusqu'à 40 mètres
- 500 kbit/s → jusqu'à 100 mètres
- 125 kbit/s → jusqu'à 500 mètres
- 50 kbit/s → jusqu'à 1 km

Importance de l'isolation du bus CAN

Comme indiqué précédemment, le bus CAN est très fiable et utilise des signaux différentiels offrant une excellente immunité au bruit tout en limitant les

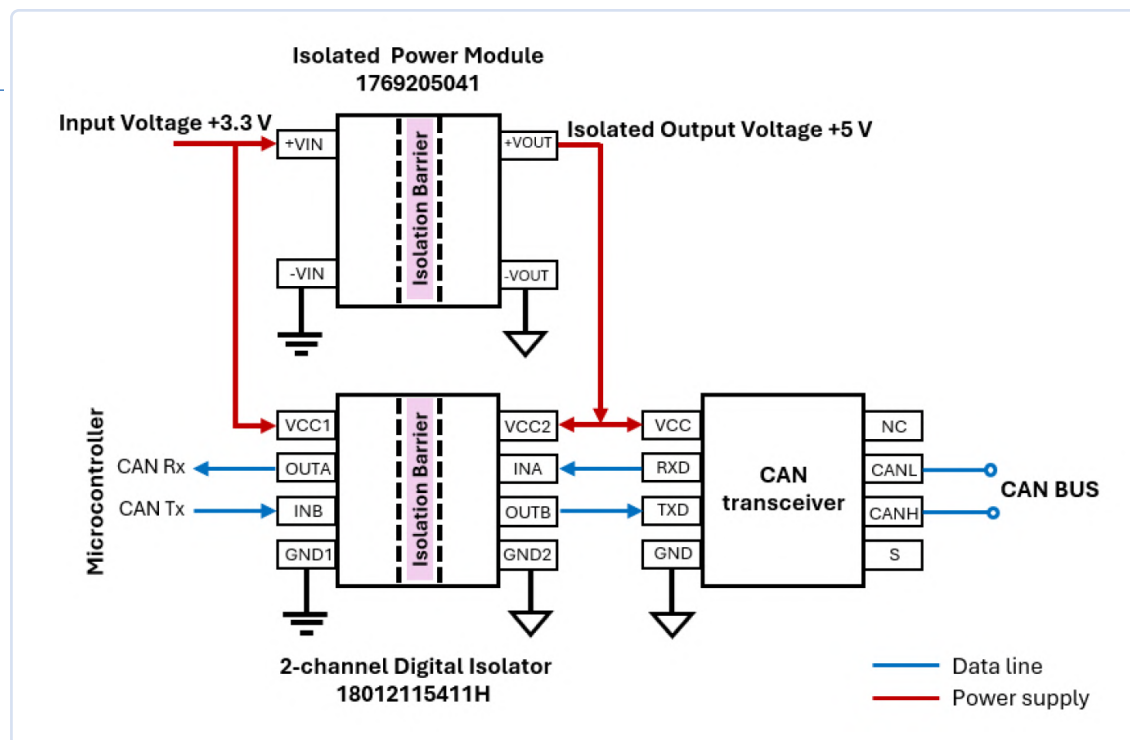


Figure 1. Une interface CAN isolée peut facilement être mise en œuvre à l'aide d'un isolateur numérique à deux canaux et d'un module d'alimentation isolé.

interférences électromagnétiques. Néanmoins, l'isolation de l'interface CAN est indispensable dans de nombreuses applications pour protéger les équipements, assurer une communication stable et éviter les défaillances du système. Les principales raisons pour lesquelles l'isolation essentielle dans les systèmes basés sur le CAN sont présentées ci-dessous.

Prévention des boucles de masse et des différences de potentiel

Dans les réseaux CAN étendus ou complexes, différents nœuds – appareils électroniques ou modules individuels connectés au bus CAN et communiquant entre eux – peuvent présenter des potentiels de masse différents. Si ces nœuds ne partagent pas une masse commune, des boucles de masse peuvent se former en raison des différences de potentiel, générant des courants indésirables susceptibles de perturber les communications et de provoquer des erreurs de transmission.

L'isolation galvanique sépare les masses des différents nœuds CAN, empêchant ainsi la formation de boucles de masse. Elle garantit que chaque appareil fonctionne indépendamment, sans interférences électriques.

Protection contre les surtensions et les transitoires

Les réseaux CAN sont souvent exposés à des pics de tension dus aux fluctuations de l'alimentation dans les environnements industriels, aux coups de foudre dans les applications extérieures ou à la commutation de charges électriques élevées dans les installations industrielles et les véhicules. Ces surtensions peuvent perturber les communications, endommager les composants électroniques sensibles et provoquer des défaillances du système.

L'isolation électrique, associée à des dispositifs de

protection contre les surtensions (tels que des diodes TVS), permet de résister aux pics de tension et aux transitoires. Elle protège les composants et améliore la fiabilité globale du système. Elle garantit également qu'une surtension affectant un appareil ne se propage pas aux autres.

Immunité aux interférences

Dans les environnements comportant des moteurs, des variateurs, des équipements de soudage ou d'autres appareils électriques de forte puissance, les interférences électromagnétiques peuvent perturber les signaux CAN. Bien que le CAN utilise une transmission différentielle des signaux, cela peut s'avérer insuffisant dans des conditions extrêmes.

L'isolation, combinée à des mesures complémentaires telles que le filtrage, le blindage et une conception adaptée du circuit imprimé (PCB), protège les appareils sensibles contre les fortes perturbations électromagnétiques et les champs magnétiques fréquemment présents dans les environnements industriels, contribuant ainsi à préserver l'intégrité des données.

Sécurité

Les systèmes industriels doivent satisfaire à des normes de sécurité strictes afin de prévenir les risques électriques et les défaillances des équipements. Lorsque différents dispositifs d'un réseau CAN sont reliés électriquement, des différences de potentiel inattendues ou des défauts électriques peuvent endommager les composants, provoquer des erreurs de communication, voire présenter des risques pour la sécurité des opérateurs.

- L'isolation empêche la propagation des défauts électriques et garantit qu'une panne sur une machine n'affecte pas l'ensemble du réseau.

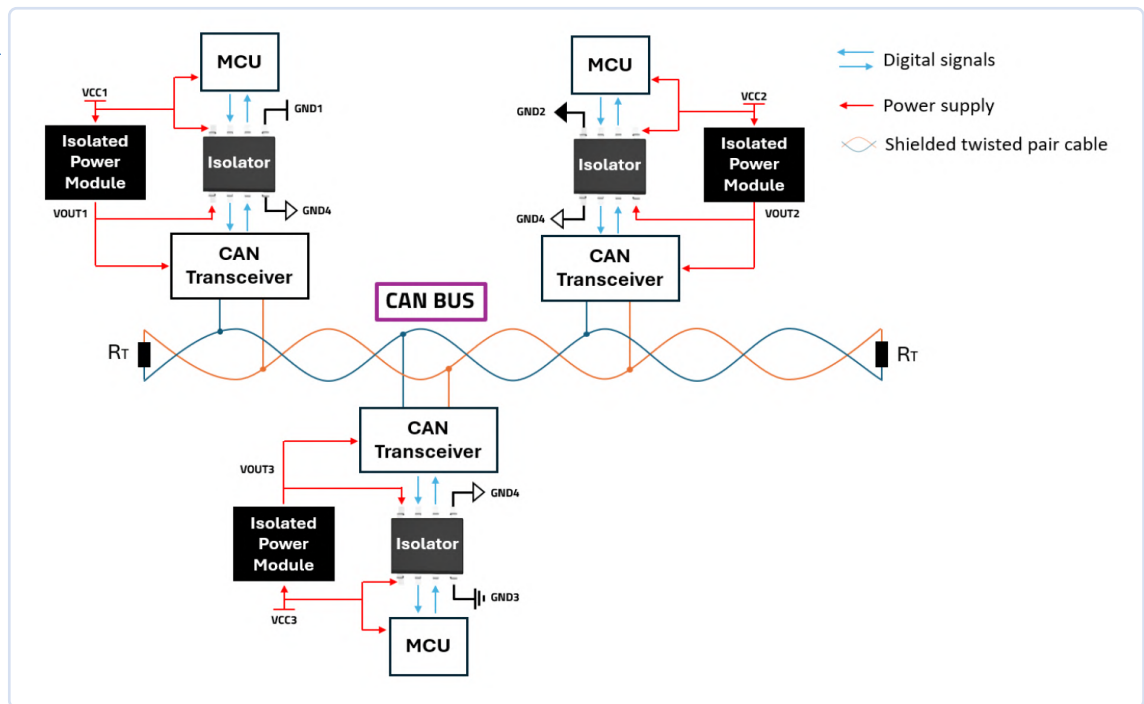


Figure 2. Système de bus CAN isolé typique alimenté par un module d'alimentation isolé.

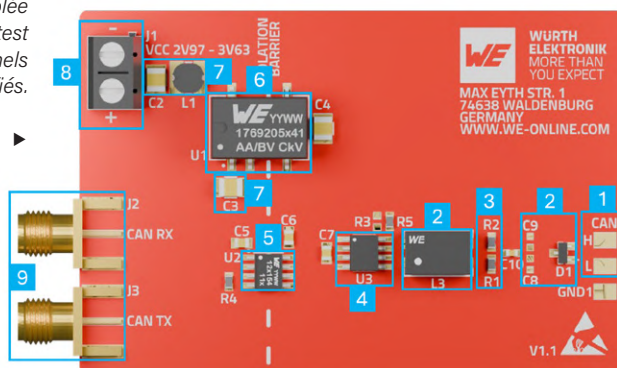
Parameter	Value
Input supply voltage	3.3 V
Isolated output supply voltage (output voltage of isolated power module)	5 V
Maximum data rate of the communication lines	1 Mbps
Isolation	Functional*
Radiated emission test standard	CISPR 32 Class B

Tableau 1. Principaux paramètres de l'interface CAN isolée.

- L'isolation du bus CAN protège les opérateurs et les systèmes de commande contre les courants de fuite à haute tension dans les environnements soumis à de fortes perturbations électriques.
- L'isolation améliore la fiabilité du système en assurant une communication stable entre les capteurs, les contrôleurs et les actionneurs.

La **figure 2** montre un système de bus CAN isolé typique, alimenté par des modules d'alimentation isolés.

Figure 3. Interface CAN isolée sur une carte de test avec blocs fonctionnels identifiés.



Conception du circuit

Afin de démontrer le fonctionnement de l'interface CAN isolée, une carte à quatre couches a été conçue et soumise à des tests d'émissions électromagnétiques à un débit de données de 1 Mbit/s, avec un câble blindé à paires torsadées de 25 mètres reliant les cartes émettrice et réceptrice (**tableau 1**).

Bien que l'isolateur numérique 18012115411H assure une isolation de base, la carte CAN isolée ne fournit qu'une isolation fonctionnelle, car le module d'alimentation isolé 1769205041 n'assure qu'une isolation de niveau fonctionnel.

Implantation de la carte

La **figure 3** montre une vue de dessus du circuit imprimé intégrant l'interface CAN isolée. La carte peut être divisée en plusieurs blocs fonctionnels :

1. Pastilles CANL et CANH : lignes basse et haute du bus CAN (entrée CAN).
2. Filtres des lignes de données et diodes TVS : filtrage RF et protection contre les surtensions.
3. Résistances de terminaison : assurent une adaptation correcte de l'impédance du bus.
4. Émetteur-récepteur CAN (boîtier SOIC-8NB) : interface avec le bus CAN physique.
5. Isolateur numérique à deux canaux (boîtier SOIC-8NB, isolation de base) : assure l'isolation des signaux.
6. Module d'alimentation isolé de 1 W (boîtier SMT-8, isolation fonctionnelle) : alimentation isolée.
7. Filtre de la tension d'alimentation CC : filtre la ligne d'alimentation d'entrée.
8. Bornier à vis : permet de raccorder l'alimentation.
9. Connecteur SMA : destiné aux signaux de l'interface CAN (les connecteurs SMA haute vitesse servent à injecter dans la carte un signal d'essai provenant

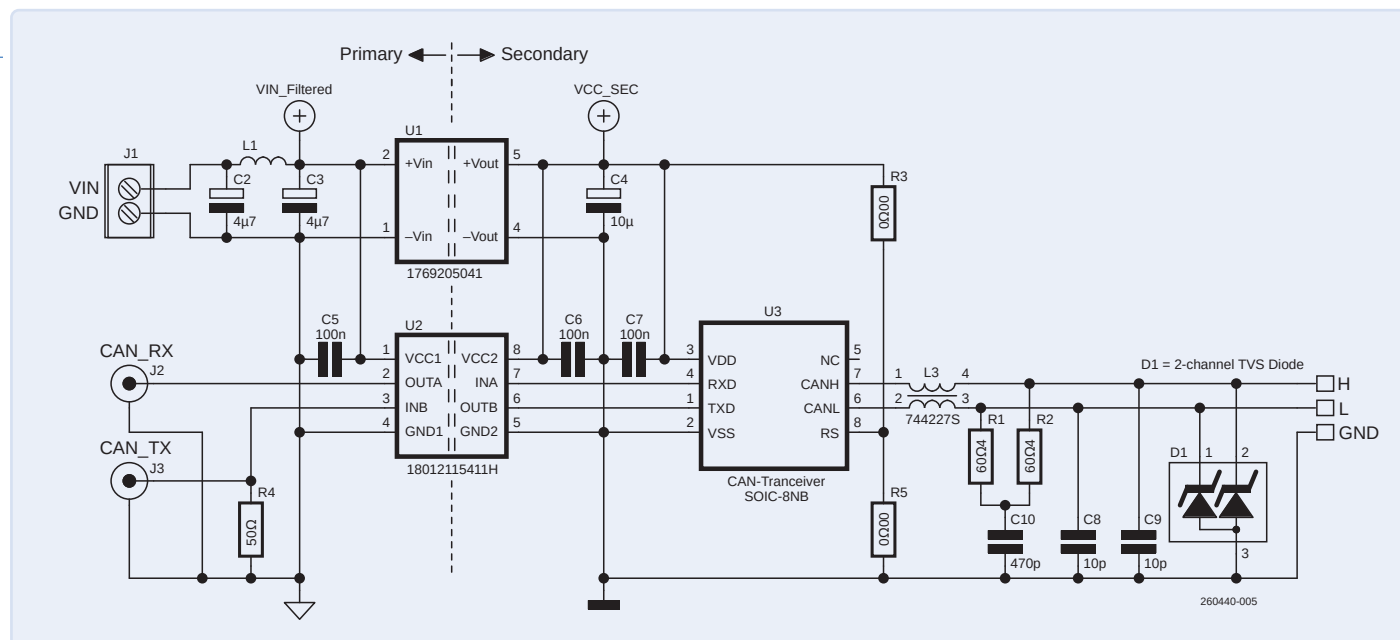


Figure 4. Schémas des cartes émettrice et réceptrice CAN isolées.

d'un générateur de signaux). Cette configuration simule, sur la carte, une source de signal asymétrique pilotant l'entrée de l'isolateur numérique.

La **figure 4** présente le schéma électrique des cartes émettrice et réceptrice utilisées lors des essais d'émissions rayonnées. Les différences entre les cartes sont décrites dans la section 6.1 de la note d'application SNo28 de Würth Elektronik [1].

- R1, R2 et C10 forment un circuit de terminaison divisée couramment utilisé en communication CAN.
- C8 et C9 sont des condensateurs de filtrage des signaux, choisis selon la longueur de ligne et le débit de données.
- R4 est une résistance de terminaison requise uniquement sur la carte émettrice.
- R3 et R5 configurent l'émetteur-récepteur CAN en mode émission ou réception. Une seule des deux résistances peut être utilisée à la fois : R3 pour le mode réception (requis uniquement sur la carte réceptrice) et R5 pour le mode émission (requis uniquement sur la carte émettrice). Dans les applications concrètes, cette sélection est généralement pilotée par le niveau logique (haut ou bas) d'une broche du microcontrôleur.

Composants à isolation galvanique

Isolateur numérique

Le 18012115411H [2] est un isolateur numérique à deux canaux (U2) en boîtier SOIC-8NB assurant une isolation de base. Il présente une configuration de canaux 1/1 (un canal direct et un canal inverse), indispensable au bon fonctionnement de l'interface CAN isolée. Le canal direct transmet les données du microcontrôleur (MCU) à l'émetteur-récepteur, qui les envoie ensuite sur le bus CAN ; le canal inverse renvoie au MCU, via l'émetteur-récepteur, les données reçues du bus CAN.

Module d'alimentation isolé

Le 1769205041 [3] est un module d'alimentation isolé (U1). Il assure une isolation fonctionnelle et fournit jusqu'à 1 W de puissance (5 V à 0,2 A) sur sa sortie isolée dans un boîtier SMT-8. Grâce à sa forte intégration – comprenant l'étage de puissance, le circuit de commande, le transformateur ainsi que les condensateurs d'entrée et de sortie – il réduit fortement le nombre de composants discrets nécessaires, libérant ainsi de la place sur le PCB.

Le module fonctionne sans composant externe, ce qui réduit les efforts de développement et la complexité. En outre, le 1769205041 intègre une protection continue contre les courts-circuits, ce qui améliore la fiabilité. Une présentation complète du choix des composants dépasserait le cadre de cet article, mais une explication détaillée est fournie dans [1].

Réduction des perturbations en mode commun grâce à la capacité interplan

Le module d'alimentation isolé (U1) et l'isolateur numérique (U2) assurent une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie du système. Toutefois, la capacité parasite de la barrière d'isolation permet aux courants en mode commun de circuler, faisant de l'isolateur et du module d'alimentation des sources potentielles de bruit en mode commun.

Pour y remédier, les concepteurs utilisent généralement un condensateur Y externe entre l'entrée et la sortie. Une autre approche consiste à exploiter la capacité parasite entre les empilements du PCB – appelée capacité interplan – comme condensateur Y intégré. Cette méthode crée un chemin de retour haute fréquence pour les perturbations en mode commun, contribuant à réduire les interférences électromagnétiques sans composant supplémentaire.

Dans cet exemple, le PCB comporte quatre couches. La capacité interplan résulte du chevauchement des zones de cuivre de différentes couches du PCB, notamment

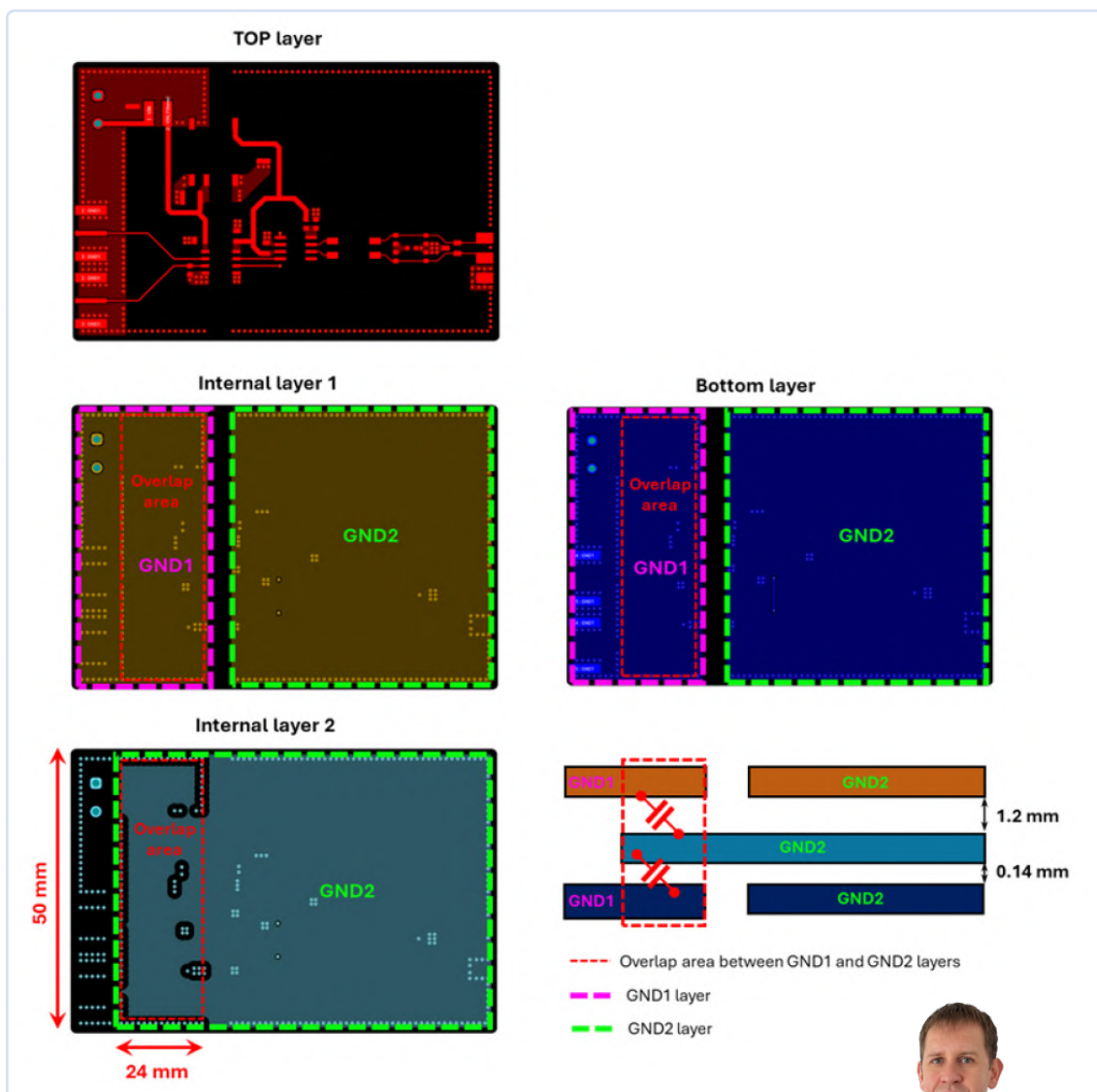


Figure 5. Zone de chevauchement de la carte d'interface CAN.

entre la couche interne 1, la couche interne 2 et le plan de masse. L'empilage des couches et les zones contribuant à cette capacité sont illustrés à la **figure 5**.

Le calcul des capacités interplan est décrit en détail dans [1]. La nomenclature (BOM), les fichiers Gerber et le schéma sont disponibles à l'adresse [4].

Émissions rayonnées de l'interface CAN isolée

Les mesures des émissions rayonnées de l'interface CAN, ainsi qu'une description du montage d'essai et une nomenclature, sont disponibles gratuitement dans [1].

À propos de l'auteur

Artem Beliakov est titulaire d'un master en ingénierie de l'Institut d'ingénierie énergétique de Moscou (Université technique). Il a ensuite travaillé pendant plusieurs années comme ingénieur d'applications, accompagnant des projets clients dans le développement de convertisseurs d'électronique de puissance. Artem a rejoint Würth Elektronik en 2020. En tant que Product Marketing Manager, il est responsable de la gamme d'isolateurs numériques, du support technique aux clients, de la définition de la feuille de route des produits et de leur mise sur le marché.



260440-04

LIENS

- [1] Beliakov, A., «Isolated CAN Interface Based on a 2-Channel Digital Isolator and an Isolated Power Supply Module,» note d'application Würth Elektronik SN028 : <https://www.we-online.com/SN028>
- [2] Isolateur numérique capacitif WPME-CDIS, Würth Elektronik : <https://www.we-online.com/en/components/products/DIGITAL-ISOLATORS-WPME-CDIS>
- [3] Modules d'alimentation isolés MagI3C-FISM, Würth Elektronik : <https://www.we-online.com/en/components/products/MAGIC-FISM>
- [4] Nomenclature (BOM), fichiers Gerber et schéma disponibles en téléchargement [ZIP], Würth Elektronik : <https://tinyurl.com/z2v374vs>

14 spongillator

Un oscillateur à éponge

Raymond Schouten (Pays-Bas)

Des objets du quotidien peuvent être utilisés de nombreuses façons, parfois même comme appareils électroniques très spécifiques et insolites. Saviez-vous qu'une éponge peut servir de condensateur ? Cet article montre qu'il est même possible d'en réaliser une version réglable, un condensateur sensible à la pression, et de l'utiliser dans des circuits comme un oscillateur ou un filtre.

Le matériau de l'éponge, notamment celui des modèles à base de cellulose, présente étonnamment une constante diélectrique extrêmement élevée qui augmente encore lorsqu'il est comprimé. Il est possible de fabriquer un simple condensateur en serrant simplement le matériau entre deux plaques métalliques. La **figure 1** montre les éléments : une éponge à base de cellulose et deux morceaux de circuit

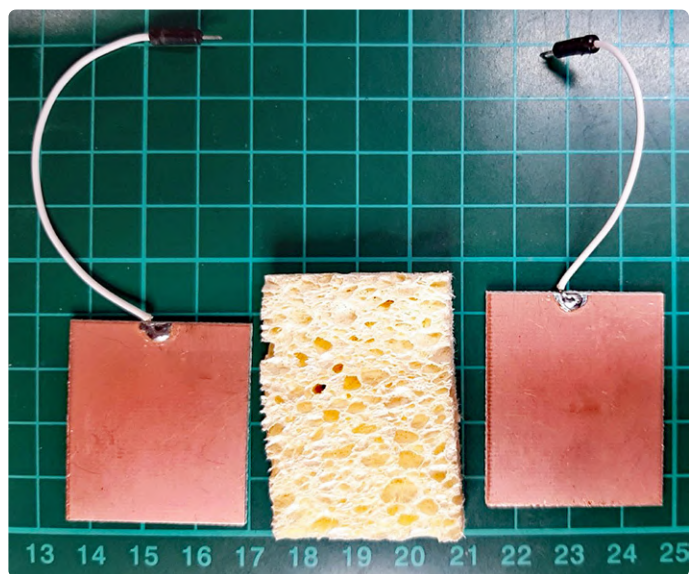


Figure 1. Un condensateur commandé par pression artisanal peut être réalisé avec deux PCB et une éponge à base de cellulose.

imprimé simple face cuivré. Un empilement de ces éléments, avec l'éponge au centre (**figure 2**), se comporte comme un condensateur commandé par pression (PCC).

Un essai sur une tranche d'éponge sèche d'environ 4 × 3 cm et 0,8 cm d'épaisseur a donné une capacité à vide légèrement inférieure à 1 nF. Le PCC comprimé a présenté une capacité impressionnante d'environ

Informations complémentaires sur le PCC

Aucune donnée précise n'est disponible, mais pour des tranches d'éponge (sèches) de dimensions 4×3×0,8 cm, mes mesures ont donné les valeurs suivantes. Elles doivent être considérées comme des estimations approximatives, car les caractéristiques des produits varient selon les fabricants.

Valeur	non comprimé	comprimé
R_{serial}	$\approx 5 \text{ k}\Omega$	100 Ω
R_{parallel}	$\approx 1 \text{ M}\Omega$	50 k Ω
C	0.5 nF	100 nF

Des mesures plus détaillées, effectuées avec un pont RLC, sont disponibles dans le projet Elektor Labs [5].

Astuce : pour éviter les décalages CC dus à la résistance de fuite R_{parallel} lors d'une utilisation dans un circuit à alimentation simple, reliez une borne à la moitié de la tension d'alimentation plutôt qu'à la masse.

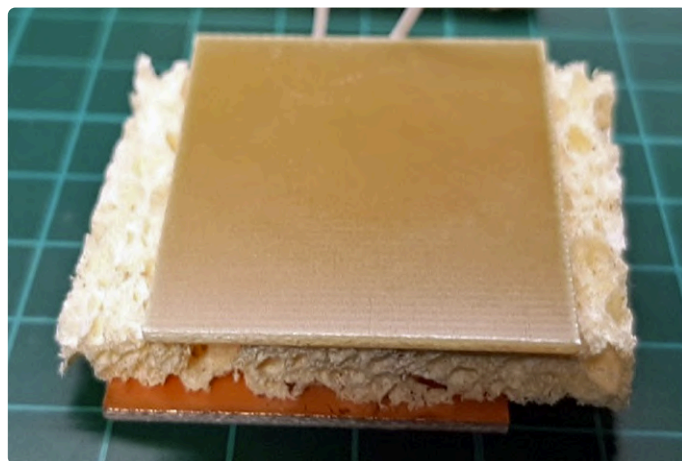


Figure 2. Un sandwich composé de deux morceaux de PCB avec une éponge à l'intérieur, et le condensateur commandé par pression est prêt !

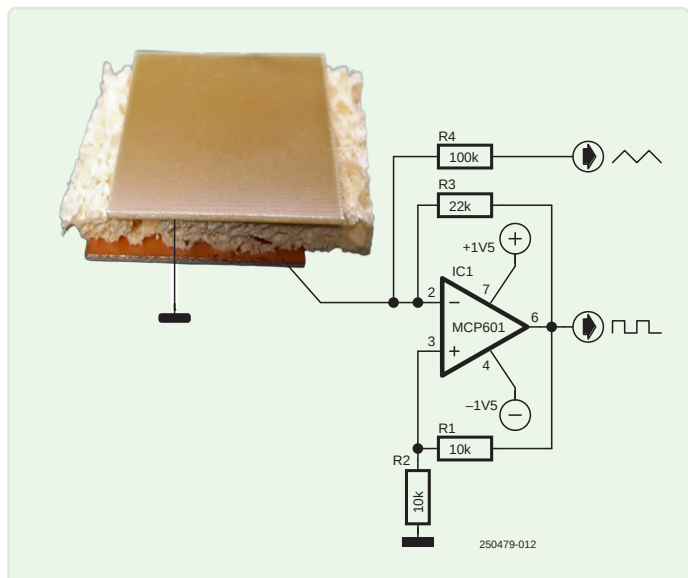


Figure 3. Pour réaliser un PCO avec un PCC, il suffit d'ajouter un ampli-op configuré en multivibrateur.

100 nF. Notez que ce condensateur présente des pertes relativement élevées dues aux résistances série et parallèle ; voir l'encadré consacré au PCC pour plus de détails.

PCO

La question suivante est donc : « Que faire de ce PCC ? » Son utilisation dans un circuit agissant comme oscillateur commandé par pression (PCO) est particulièrement intéressante. En plus d'un PCC, il suffit d'un composant actif jouant le rôle de multivibrateur. Dans le schéma de la **figure 3**, cette fonction est assurée par un ampli-op. Le MCP601 de Microchip utilisé ici, peut fonctionner avec des tensions aussi faibles que 2,7 V. Il est donc facile de créer une alimentation symétrique à partir de deux piles AA ou AAA standard. Pour réduire le ronflement, il est important de relier à la masse le PCB sur lequel vous appuyez. Le « Spongillator » obtenu produit deux signaux de sortie : une onde carrée via R3 et un signal proche d'une onde triangulaire (via R4), dont le son est assez agréable.

La **figure 4** montre le PCO, alias « Spongillator », monté avec les composants électroniques sur une plaque d'essai. Les oscillogrammes de la **figure 5** prouvent qu'il fonctionne très bien et montrent clairement que la capacité varie sur une large plage. Pour obtenir ces oscillogrammes, la sonde de l'oscilloscope est reliée aux bornes du condensateur à éponge.

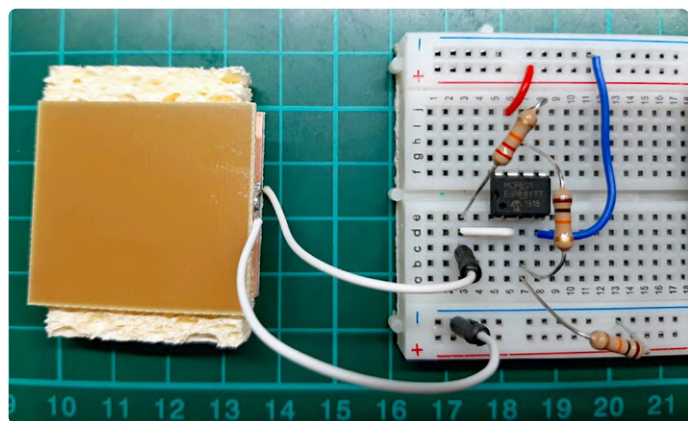


Figure 4. Mon montage d'un PCO, alias Spongillator.

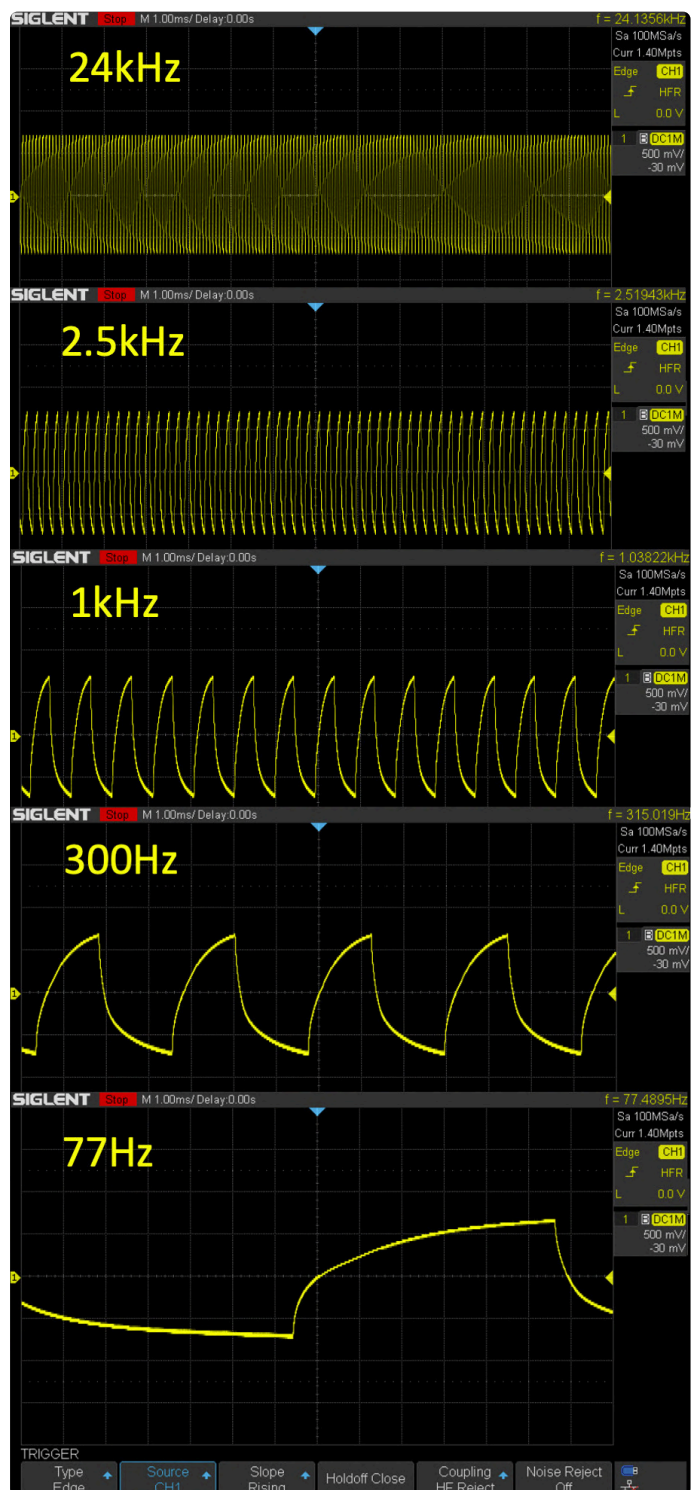


Figure 5. Oscillogrammes du Spongillator sous différentes pressions. Plus vous appuyez fort, plus la fréquence diminue (en raison de l'augmentation de la capacité).



Figure 6. L'éponge à base de cellulose (à gauche) fonctionne, celle à base plastique (à droite) échoue.

Vidéo de démonstration

J'ai publié une vidéo [1] montrant la fabrication du PCC, l'utilisation et le son du Spongillator, ainsi qu'un filtre commandé par pression (PCF). Comme indiqué plus haut, seules les éponges à base de cellulose fonctionnent dans cette application : les éponges à base de plastique ne fonctionnent pas. La **figure 6** montre un exemple d'éponge en cellulose adaptée et un exemple d'éponge en plastique inadaptée. Plusieurs éponges ont été testées et tous les modèles à base de cellulose ont fonctionné.

Si cette expérience vous intéresse, vous apprécierez probablement d'autres liens consacrés à ce projet [2 à 5]. Amusez-vous bien avec les éponges ! 

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



À propos de l'auteur

Outre son activité professionnelle dans le développement d'instruments électroniques à faible bruit, Raymond Schouten réalise aussi des projets personnels, notamment de petits synthétiseurs musicaux et d'autres circuits compacts. La plupart de ses réalisations cherchent à obtenir un maximum de résultats avec le matériel le plus simple possible. Ses projets sont disponibles sur Elektor Labs, YouTube et son site personnel, rs-elc.nl



Produit

➤ Oscilloscope FNIRSI DSO-TC4 (3-en-1) (10 MHz) + testeur de transistors + générateur de signaux
www.elektor.fr/21146

250479-04



SUJET À LA UNE

Visitez notre page **circuits & conception de circuits** pour des articles, des projets, des actualités et des vidéos.

www.elektormagazine.fr/circuits-conception-de-circuits



LIENS

- [1] Le projet « spongillator » sur YouTube : <https://youtu.be/BFPNdyaWR40>
- [2] Supercondensateur à éponge de cuisine, Phys.org : <https://tinyurl.com/2ks2n738>
- [3] Supercondensateurs hautes performances ... à base d'éponge de cuisine, Nanotechnology, IOPScience : <https://tinyurl.com/3me9y43a>
- [4] Réponse diélectrique géante de la phase éponge, Europhysics Letters, ResearchGate : <https://tinyurl.com/5n7psvz7>
- [5] Spongillator, Elektor Labs : <https://tinyurl.com/yc3r83va>

15 générateur de nombres véritablement aléatoires

Michael Klein (Allemagne)

Ce projet présente un générateur de nombres véritablement aléatoire (TRNG) à bruit d'avalanche. Sa particularité est d'intégrer au micrologiciel un test du khi carré qui vérifie l'uniformité de la distribution.

Les générateurs utilisant le bruit d'avalanche des transistors existent depuis longtemps. Ce projet se distingue par l'intégration directe d'un test d'adéquation du khi carré dans le micrologiciel. Après chaque acquisition, la distribution des valeurs recueillies est comparée à la loi uniforme attendue. Si le test échoue, l'acquisition est relancée, jusqu'à dix fois. Ce contrôle en boucle fermée ne fournit à l'application que des jeux aléatoires statistiquement valides. À ma connaissance, aucun projet amateur comparable n'emploie ce mécanisme d'autocontrôle.

Principe

Vous savez sans doute que les ordinateurs ne produisent que des nombres pseudo-aléatoires. Un générateur pseudo-aléatoire (PRNG) – comme la fonction `random()` dans la bibliothèque standard Arduino – est un algorithme déterministe (souvent congruentiel linéaire ou voisin [1]) qui produit une longue suite sans répétition, apparemment aléatoire, mais entièrement reproductible si la valeur initiale est connue. Les PRNG conviennent aux jeux et à la plupart des simulations, mais pas lorsque l'imprévisibilité est essentielle, par exemple pour produire des clés cryptographiques ou des jetons de sécurité. Pour obtenir de vrais nombres aléatoires, ce

projet puise l'entropie dans un phénomène physique quantique : le bruit large bande d'un transistor en avalanche. À tout instant, l'amplitude de ce bruit est imprévisible, apériodique et statistiquement indépendante ; les propriétés requises d'un vrai générateur aléatoire (TRNG). Dans le micrologiciel, la fonction `random()` sert uniquement à fixer l'instant d'échantillonnage du bruit, qui est donc un instant apériodique et imprévisible. La valeur aléatoire est la conversion CAN du bruit physique à cet instant. L'échantillonnage ne doit pas être périodique : il donnerait une loi gaussienne des amplitudes, et non la loi uniforme voulue.

Matériel : la source de bruit

Le cœur du circuit analogique est une source de bruit constituée des transistors Q1 et Q2. Presque tout transistor NPN pour petits signaux convient ; les BC548C et 2N2222 conviennent (voir **figure 1**). En fonctionnement normal, la jonction base-émetteur d'un bipolaire est polarisée en direct. Ici, Q1 est monté en inverse : émetteur et collecteur sont permutés, puis une tension supérieure à la tension de claquage inverse de la jonction B-E (souvent 6 à 10 V pour les NPN petits signaux) est appliquée. Au-delà de ce seuil, le claquage par avalanche survient. Les porteurs traversant la zone de déplétion

gagnent assez d'énergie pour créer d'autres paires électron-trou par ionisation d'impact. Ce processus d'avalanche est intrinsèquement stochastique au niveau quantique ; chaque événement de claquage est indépendant et imprévisible. On obtient un bruit blanc large bande, à densité spectrale assez plate, qui forme une excellente source physique d'entropie.

Le transistor Q2 est configuré en source de courant ; il fournit à Q1 un courant de polarisation stable et maintient un point de fonctionnement en avalanche défini et reproductible, malgré les variations d'alimentation.

Alimentation

La tension de claquage inverse de la jonction B-E des NPN usuels pour petits signaux se situe généralement entre 6 V et 10 V, selon le modèle. Pour garantir un claquage fiable malgré les écarts entre exemplaires et les variations de température, il faut une tension bien supérieure. 15 V offrent une bonne marge. Un convertisseur élévateur MT3608 la produit sur la carte depuis le rail USB de 5 V.

Notez que le MT3608 commute à environ 150 kHz. Même si son bruit est faible, l'implantation doit empêcher ce signal de commutation de se coupler à l'étage analogique à fort gain. Placé près du Nano V3 comme sur la photo du prototype (**figure 2**), le convertisseur n'a posé aucun problème en pratique.

Schéma

Le schéma se compose de deux blocs fonctionnels : l'étage analogique et le traitement numérique. Le bloc analogique réunit la source de bruit d'avalanche (Q1/Q2), quatre étages de conditionnement à AOP TL074 et

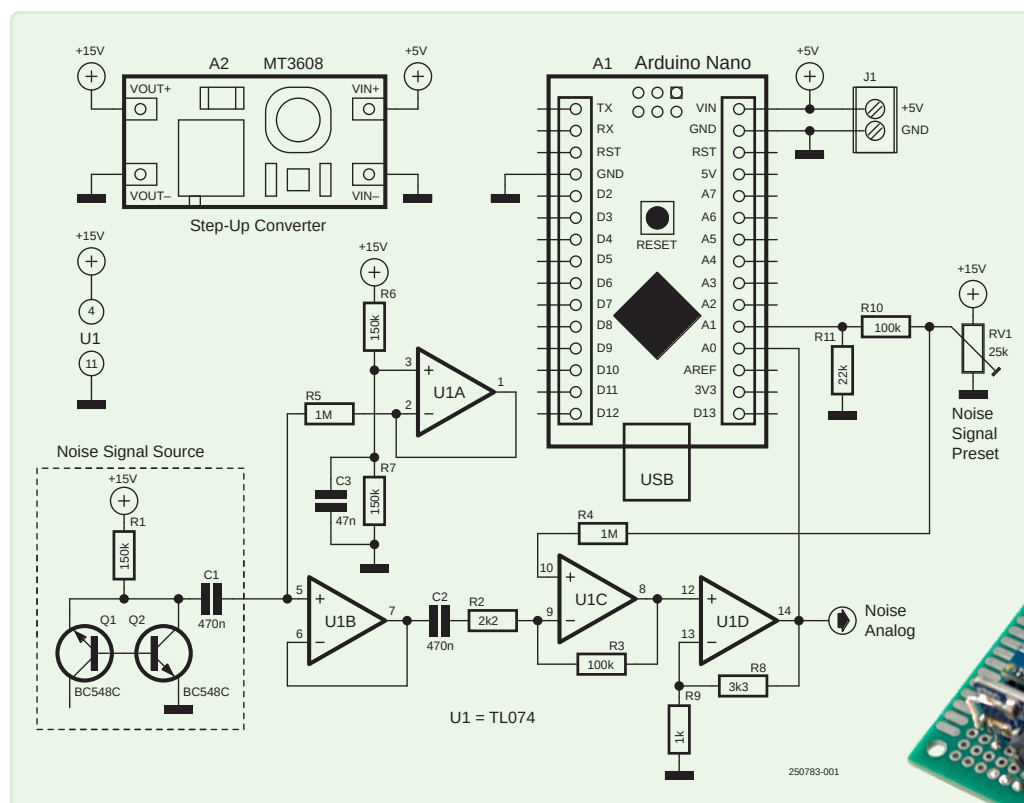


Figure 1. Schéma analogique/numérique.

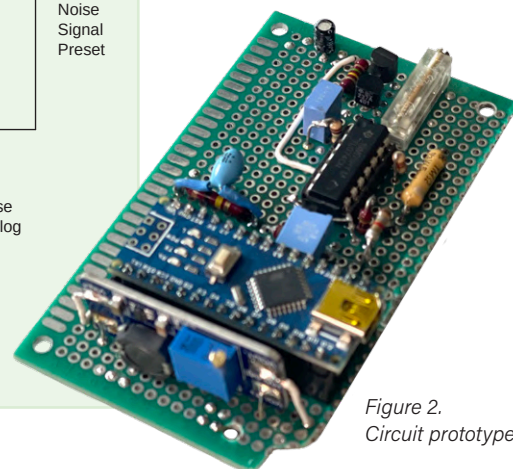


Figure 2. Circuit prototype

le convertisseur MT3608 qui fournit les 15 V requis. Le bloc numérique repose sur l'Arduino Nano V3, qui gère le CAN, le micrologiciel et la liaison série avec le PC hôte. Les deux blocs partagent la masse ; leur seule liaison est la sortie de bruit conditionnée reliée à l'entrée analogique A0.

Du bruit physique au nombre aléatoire exploitable, le signal passe par quatre étapes bien définies (figure 1) :

1. Source de bruit (Q1/Q2) : en claquage par avalanche, Q1 produit sur son collecteur un bruit large bande de quelques millivolts. L'amplitude dépend fortement de l'exemplaire, des écarts de 20 mV à 250 mV sont courants, même sous une même référence.

2. Chaîne d'amplification (U1A à U1D) : Le bruit brut est trop faible pour être bien mesuré par le CAN 10 bits du Nano (plage de 0 à 3,3 V). Quatre étages du TL074 traitent le signal :

- **U1B (buffer) :** son impédance d'entrée élevée évite de charger la source. Gain nul.

- **U1C (ampli principal, polarisation réglable) :** RV1 polarise l'entrée non-inverseuse. Le réglage de RV1 fixe le gain et le point de repos de cet étage. C'est le seul réglage critique.
- **U1D (second ampli ou suiveur) :** ajoute du gain si nécessaire. Selon le bruit fourni par les transistors employés, cet étage peut amplifier (R8 et R9 montées) ou servir de simple suiveur (R8 remplacée par un cavalier, R9 omise). Ce choix se détermine à l'oscilloscope.
- **U1A (translation de niveau continu) :** le bruit amplifié issu de C1 est couplé en alternatif et oscille donc autour de 0 V, ce qui imposerait un rail négatif. U1A ajoute environ la moitié de l'alimentation ($\sim 7,5$ V) par R5 (1 M Ω), relevant le niveau de repos afin que le bruit s'étende de 0 V à sa crête. Cela dispense d'une alimentation bipolaire.

3. CAN (Arduino Nano V3, A0 et A1) : le signal conditionné arrive sur l'entrée A0 du Nano. Le CAN utilise une référence de 3,3 V ; l'entrée ne doit jamais dépasser 3,3 V, sinon les diodes de protection conduiront et le CAN

pourra être endommagé. Il en va de même pour A1, qui sert au dernier étalonnage logiciel. Un premier réglage matériel avec RV1 et un oscilloscope ou multimètre alternatif, Nano V3 retiré de son support, garantit que la tension sur A1 respecte les limites du microcontrôleur. La fonction de réglage logiciel qui utilise A1 est décrite plus loin.

5. Microcontrôleur (micrologiciel) : il échantillonne A0 à intervalles aléatoires, stocke les valeurs, corrige le décalage et les valide par un test du khi carré.

Les entrées A0 et A1 de l'Arduino Nano V3 acceptent au plus 3,3 V. Tout dépassement risque de les endommager définitivement. La chaîne doit donc être réglée pour que la crête du bruit — décalage continu compris — reste sous 3 V. RV1 assure l'essentiel de ce réglage. Une tension $\leq 0,3$ V au curseur de RV1 donne un bruit d'environ 2,5 V crête à crête. C'est le point visé.

Calibrage

Montez puis réglez le générateur de bruit avant de brancher le Nano V3. Placez d'abord RV1

à fond côté masse (curseur à 0 V). Alimenter le circuit et réglez lentement le potentiomètre 10 tours sous contrôle de l'oscilloscope. Visez un signal de bruit propre d'environ 2,5 V crête à crête. Comme indiqué, une tension $\leq 0,3$ V au curseur de RV1 est typique ici (**figure 3**). Le signal doit évoluer au-dessus de zéro, avec un faible décalage continu d'environ 0,25 V entre zéro et son amplitude minimale — ce décalage est ensuite soustrait par le micrologiciel (commande ab, voir plus bas).

Une fois la sortie analogique bien réglée et confirmée sous 3 V, le Nano V3 peut être relié au circuit. Notre programme comprend notamment la commande ab. Elle indique la tension sur A1 pour le réglage fin.

À l'usage du TRNG, le générateur de bruit blanc à transistors révèle une dérive lente et une forte dérive thermique. Vous pourrez voir les résultats du test du khi carré (plus bas) se dégrader avec le temps et le programme demander plusieurs essais pour produire un très bon jeu aléatoire.

Dans ce cas, je recommande d'utiliser ab et de retoucher prudemment RV1. Surveillez en même temps le résultat du test du khi carré. Commencez à plus basse tension en tournant un peu RV1 vers la gauche, côté GND-. Quelques essais restent nécessaires, car aucune règle ne donne le meilleur réglage dans chaque situation.

Structure logicielle

Six fichiers .ino améliorent la lisibilité du programme. Les échanges entre le PC et

le microcontrôleur passent par la bibliothèque *MD_cmdProcessor* (disponible sur GitHub [2]), qui fournit une interface de commandes claire et structurée. Un module Bluetooth peut aussi assurer le pilotage depuis un appareil mobile.

Les routines de commande figurent en tête du programme, suivies de la table des commandes et de la fonction `help()`. Le code de `setup()` et `loop()` est minimal :

```
void setup() {
  Serial.begin(9600);
  CP.begin();
  CP.help();
}

void loop() {
  CP.run();
}
```

Un tableau stocke 300 nombres aléatoires. C'est la limite pratique du Nano V3 ; le compilateur refusera un tableau plus grand.

`random()` ne sert qu'à fixer l'instant des mesures CAN, pas à générer la valeur aléatoire. Cette distinction est cruciale.

Si le bruit était échantillonné périodiquement, le résultat suivrait une loi gaussienne des amplitudes (car l'amplitude du bruit suit une loi gaussienne). En choisissant des instants aléatoires et apériodiques, le micrologiciel prélève des points arbitraires sur toute la plage du bruit et obtient une loi uniforme. La qualité des nombres produits dépend donc directement de l'apériodicité de l'échantillonnage.



Listes des composants

Résistances

R1 = 150 kΩ
R2 = 2,2 kΩ
R3, R6, R7, R10 = 100 kΩ
R4, R5 = 1 MΩ
R8 = 3,3 kΩ
R9 = 1 k
R10 = 22 kΩ
RV1 = 25 kΩ

Condensateurs

C1, C2 = 0,47 μF
C3 = 4,7 nF

Semi-conducteurs

A1 = Arduino Nano V3
Q1, Q2 = BC548C
U1 = TL074

Divers

J1 = Bornier à vis 1x2, pas 2,54 mm

Commandes

La **figure 4** montre les options affichées par la fonction `help()` avec la commande ? ou h.

- **gr** — Lire un nombre aléatoire : lit une valeur sur A0 et l'affiche.
- **ga** — Tableau de nombres aléatoires : lance l'acquisition, prend A0 comme valeur initiale, puis échantillonne à intervalles aléatoires. La variable globale count fixe le nombre de valeurs acquises.



Figure 3. Spectre de puissance et signal de bruit.

Please set line end only to **new line**.

```
?      Help
h      Help
gr      Generate single RN
ga      Generate array of RNs
gi      Generate array of RNs and loop until perfect
ar a    Set amount of RNs f.e.: aw 200
be      Set amount of bins f.e.: be 20

ta      Result as table
cs      Result as CSV
st      Statistical result shows bins
sp      Statistical result as plot
ch      Perform chi-square Test

ab      Set control voltage of OpAmp
```

Figure 4. Capture de l'aide avec toutes les commandes.

- **gi** — Acquisition intelligente avec validation automatique : applique le test du khi carré au tableau et recommence jusqu'à 10 fois en cas d'échec (voir Tests et validation, plus bas). La **figure 5** montre la sortie de la fonction **gi** (génération « intelligente »).
- **ab** — Réglage du décalage : mesure 15 s la tension continue à l'entrée non-inverseuse de U1C et affiche les valeurs. Sert au réglage fin après le premier réglage matériel.
- **st** — Analyse statistique : divise la plage des nombres en 20 classes égales et affiche l'effectif de chacune, pour contrôler visuellement la distribution.
- **sp** — Tracé statistique : envoie les effectifs au format du Traceur série de l'IDE Arduino. La **figure 6** montre le résultat dans le Traceur série de l'EDI. L'axe Y indique l'effectif de chaque « classe », les classes figurant sur l'axe X.

Tests et validation

Test du khi carré

Après l'acquisition d'un tableau aléatoire, le micrologiciel applique un test d'adéquation du khi carré [3] pour vérifier sa compatibilité avec une loi uniforme. Les valeurs sont réparties en 20 classes égales. Pour une loi uniforme parfaite, chaque classe aurait presque le même effectif. Le khi carré se calcule ainsi :

$$\chi^2 = \sum [(\text{observed} - \text{expected})^2 / \text{expected}]$$

La valeur χ^2 calculée est comparée à la valeur critique de la table du khi carré pour 19 degrés de liberté (20 classes – 1), au seuil de signification de 1 % ($p = 0,01$). Si χ^2 dépasse cette valeur, l'hypothèse nulle, l'uniformité de la distribution, est rejetée. La **figure 7** montre la sortie de 200 nombres aléatoires et, en bas, le résultat du test du khi carré appliqué à ce tableau.

Échec et relance

Un échec ne révèle pas nécessairement une panne matérielle. Même une source parfaite peut parfois produire, par pur hasard, un jeu statistiquement déséquilibré, telle est la nature du hasard. Le mécanisme de relance (jusqu'à 10 essais via **gi**) en tient compte : dans la grande majorité des cas, une nouvelle acquisition réussira.

Si les dix essais échouent, cela révèle un

```
200 Array of random numbers is being generated and chi-square checked.

The maximum value is: 400

Chi-square test at level of significance  $\alpha = 0,01$  [1%]

Chi-square Value: 11.20 | critical value for this setup = 21,67
Your RNs seem to be uniformly distributed.
Round # 1

Process finished.
```

Figure 5: Screenshot of the output of the **gi** function.



Figure 6: Tracé des mêmes nombres avec la fonction **sp**.

Output of RN-array:

318	300	173	249	331	372	34	129	378	323
52	205	361	68	255	33	165	352	281	313
343	152	242	220	344	69	372	253	177	284
187	285	42	181	25	113	141	339	193	63
190	151	154	69	272	243	205	294	110	133
392	199	320	240	179	250	354	71	183	284
159	97	173	68	295	225	203	361	371	384
319	269	60	313	306	22	33	1	279	30
341	42	213	347	351	216	397	113	172	84
248	94	161	173	268	356	172	234	187	390
103	299	22	271	3	307	151	381	40	30
380	243	335	144	350	216	261	204	364	135
34	322	41	233	324	121	330	295	229	259
144	331	108	301	313	209	278	373	30	189
253	369	115	328	138	335	230	65	274	352
35	302	397	318	288	371	291	392	338	214
246	9	317	321	39	24	359	342	307	278
367	243	382	212	233	268	24	352	367	181
153	28	192	33	325	222	270	41	274	104
19	363	319	217	29	339	399	289	293	372

The maximum value is: 399

Chi-square test at level of significance $\alpha = 0,01$ [1%]

Chi-square Value: 19.40 | critical value for this setup = 21,67
Your RNs seem to be uniformly distributed.

Figure 7: 200 nombres aléatoires, test du khi carré sous le tableau.



problème systématique, souvent une tension de décalage mal réglée (à vérifier avec ab) ou un défaut de l'étage analogique. ◀

250783-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (michaelklein495@gmail.com), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

Michael Klein a construit son premier récepteur radio à tubes en 1966. Lauréat du concours « Jugend forscht » (1er prix en électronique en 1974), il a ensuite étudié la physique avant d'effectuer un séjour de quatre mois au CERN, puis de faire carrière pendant de nombreuses années dans l'industrie informatique. Il conserve encore aujourd'hui comme un véritable trésor les tout premiers numéros d'Elektor, de 1/72 à 4/72.



Produits

- > Carte d'entraînement MCCAB Arduino Nano d'Elektor www.elektor.fr/20295
- > Ashwin Pajankar, *Kickstart to Arduino Nano* (Elektor, 2022) E-book: www.elektor.fr/20242

LIENS

- [1] Générateur de nombres pseudo-aléatoires, Wikipédia : https://fr.wikipedia.org/wiki/Générateur_de_nombres_pseudo-aléatoires
- [2] Fichiers du projet, GitHub : <https://github.com/michael5411/True-RNG-random-number-generator>
- [3] Test du khi carré, Wikipédia : https://en.wikipedia.org/wiki/Chi-squared_test

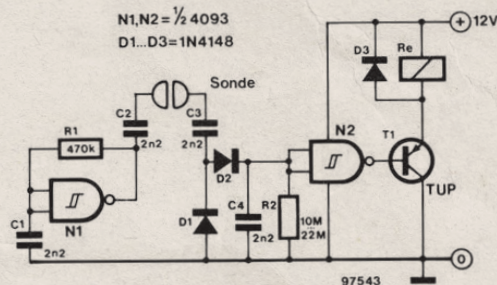
13 détecteur de niveau pour liquides

Un défaut majeur de beaucoup de détecteurs de niveau pour liquides est l'effet des réactions électrolytiques entre le liquide et la sonde. Les électrodes métalliques sont sujettes à la corrosion et il en résulte une perte dans l'efficacité (par diminution de la conductivité), ce qui oblige à les remplacer à intervalles rapprochés. Une solution à ce problème est de veiller à ce que la différence de potentiel entre les électrodes de sonde soit alternative plutôt que continue. Le changement périodique de polarité des électrodes bloque fortement le processus électrolytique, ce qui réduit considérablement la corrosion.

Le circuit pratique du détecteur de niveau est extrêmement simple. Le circuit formé autour de N1 constitue un oscillateur. Quand les deux

sondes se trouvent immergées dans une solution conductrice, C4 se charge à travers les condensateurs de couplage alternatif (C2 et C3) et les diodes, et, au bout d'un bref délai, la sortie de N2 devient basse, et le relais est excité. On peut utiliser le relais pour mettre en route une pompe, par exemple, qui va, à son

tour, faire évoluer le niveau du liquide. Quand il n'y a plus de conduction entre les deux électrodes, C4 se décharge dans R2, ce qui fait passer la sortie de N2 à l'état haut, et le relais n'est plus excité.



E. Scholz

(Suisse)



16 visionneuse 3D pour pages HTML

Simple, et presque sans programmation

Jürgen Wickenhäuser (Allemagne)

Viewer3D est un module JavaScript léger et sans dépendance qui ajoute des modèles 3D interactifs à toute page HTML avec un minimum d'effort. Basé sur *three.js*, il permet aux développeurs d'intégrer des modèles glTF/GLB, comme des circuits imprimés exportés depuis KiCad, avec seulement quelques lignes de HTML et un simple appel de fonction. Les utilisateurs peuvent faire pivoter, déplacer et zoomer sur le modèle à la souris ou par gestes tactiles. Une animation fluide à l'ouverture et un indicateur de chargement optionnel améliorent l'expérience. *three.js* est chargé simplement via CDN, sans nécessiter de chaîne d'outils.

Le logiciel open source de conception de circuits imprimés, KiCad, dispose d'une excellente fonction : visualiser les cartes créées en 3D. J'essayais de concevoir un contrôleur d'humidité robuste à bas coût, mais de niveau semi-professionnel, nommé « Gizmo » [1]. Comme le projet est open source, une documentation en ligne soignée est essentielle, et je ne voulais donc pas me priver de cette fonction pratique de visualisation 3D de KiCad. C'est pourquoi j'ai écrit un petit module permettant d'intégrer, avec très peu d'effort, des modèles 3D KiCad (et d'autres fichiers 3D) dans des pages HTML. En pratique, un modèle chargé n'est rien d'autre qu'une image classique. Il lui faut un cadre, soit à taille fixe soit adaptable à l'écran. Un indicateur de chargement peut aussi être ajouté, car le chargement prend généralement quelques secondes. Pour

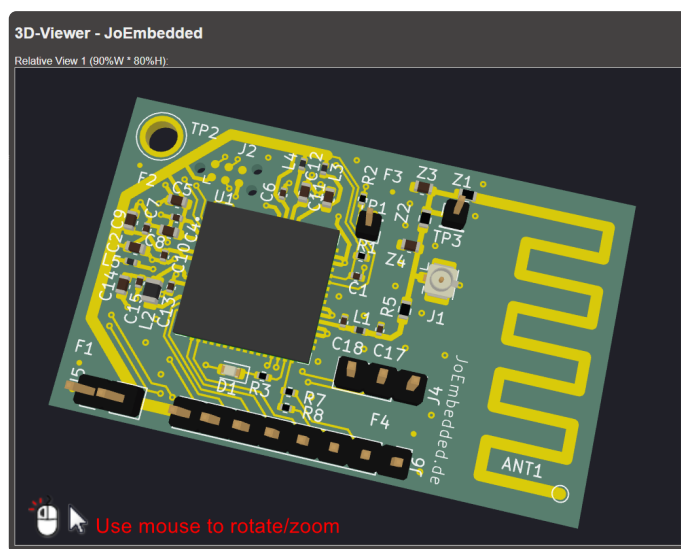


Figure 1. Rendu 3D d'un PCB avec le projet 3D Viewer.

améliorer la première impression, le modèle doit apparaître avec une légère animation afin que l'utilisateur comprenne qu'il peut le faire pivoter, le déplacer et zoomer avec une souris ou des gestes tactiles (**figure 1**).

Comme bibliothèque 3D, j'utilise *three.js* depuis de nombreuses années pour la visualisation. Elle est très rapide et entièrement en JavaScript/HTML pur, ce qui en fait une solution idéale pour ce type d'usage, y compris pour les rendus les plus réalistes.

Afin de garder les choses aussi simples que possible, j'ai regroupé toutes les fonctions dans un module nommé *jo3dview.js*. Il suffit d'ajouter un fichier *.css* supplémentaire appelé *jo3dview.css*, et tout fonctionne immédiatement. Le moyen le plus simple d'utiliser *three.js* est via un CDN (*content delivery network*, soit un cache web servant les données depuis un emplacement proche de l'utilisateur pour garantir une vitesse maximale), ce qui évite toute installation. Bien sûr, il est aussi possible d'installer *three.js* localement. Bien que KiCad dispose d'une visionneuse 3D intégrée, elle ne peut pas être embarquée dans des pages HTML. Heureusement,

le modèle du PCB peut être exporté et affiché avec three.js. Il est important de noter que le format à sélectionner lors de l'export du modèle 3D est GLB.

La plupart des logiciels 3D permettent d'exporter en glTF ou GLB (GLB étant simplement un glTF compressé). Exporter un modèle 3D depuis KiCad est simple : dans l'éditeur PCB standard, allez dans *Export -> STEP / GLB / BREP...* comme montré à la **figure 2**. Sélectionnez ensuite le format *GLB*, car three.js dispose d'un importateur rapide pour ce format. Il est également possible de tout modifier, par ex. avec Blender ou l'éditeur *three.js* disponible en ligne sur le site de *three.js* [2].

À première vue, les PCB dans KiCad semblent assez complexes, mais pour apprendre KiCad il existe une série de deux excellents livres, *KiCad like a Pro* de Peter Dalmaris, disponibles chez Elektor (voir l'encadré « **Produits** »).

Intégrer le modèle GLB dans votre page web

Si vous disposez du fichier *glb*, vous devez l'ajouter ainsi que le module d'affichage *jo3dview.js* dans votre projet HTML. Vous aurez également besoin d'un cadre (un simple `<div>`) et d'un appel à la fonction de chargement pour effectuer le rendu.

Il est important d'insérer ce qui suit dans le `<head>` de votre page HTML :

```
<link rel="stylesheet" href="./jo3dview.css">

<script type="importmap">
{
  "imports": {
    "three": "https://unpkg.com/three@latest/build/three.module.js",
    "three/addons": "https://unpkg.com/three@latest/examples/jsm/"
  }
}
</script>

<script type="module" defer src="./jo3dview.js"></script>
```

Il suffit ensuite de placer un cadre à l'emplacement voulu, par exemple comme ceci, où le cadre s'adapte à la taille de la fenêtre :

```
<div id="mviewer" class="jo3dviewer" style="width: 90vw; height: 80vh;">
<div id="mloader" class="jo3dloader"></div>
</div>
```

L'élément interne `mloader` est optionnel. Pour afficher le modèle, il suffit d'appeler la fonction JavaScript :

```
view3d('mviewer', './rak3172sip.glb', 1.2, 'mloader');
```

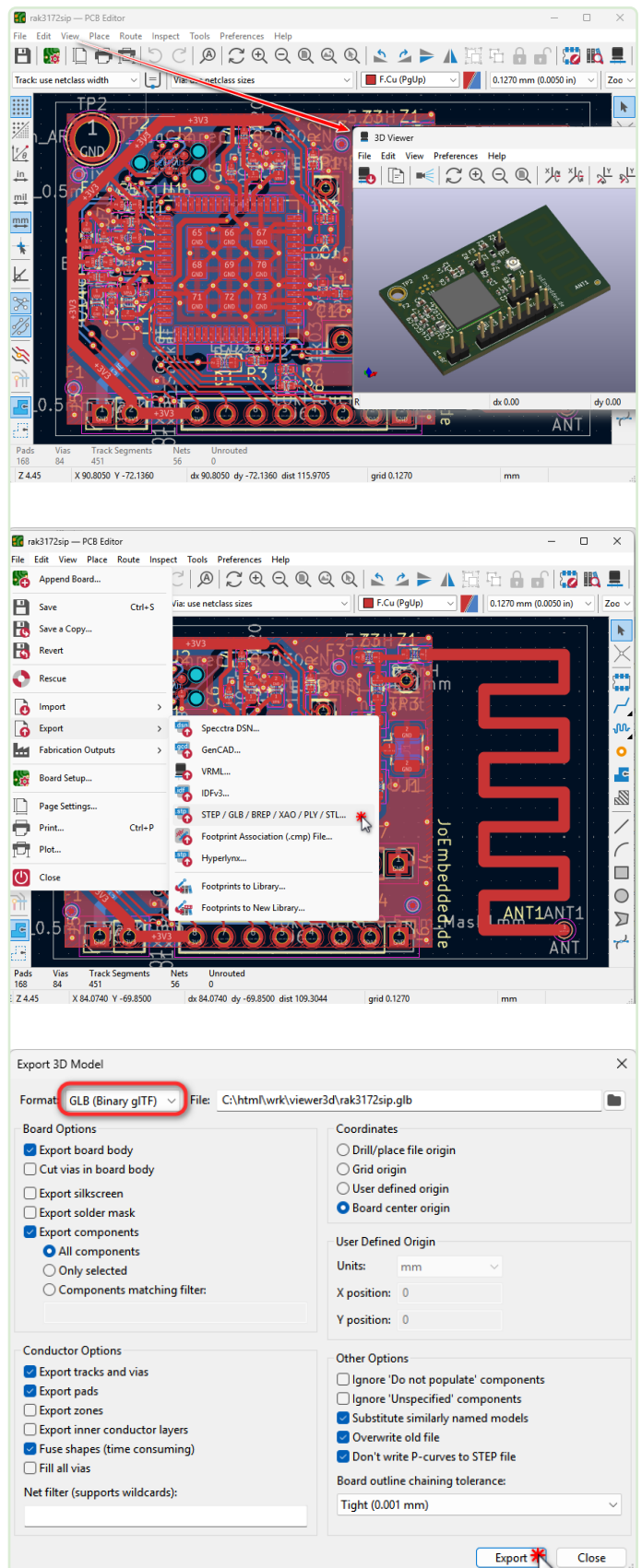


Figure 2. Étapes d'export du modèle 3D au format GLB dans KiCad.



La fonction `view3d()` accepte jusqu'à six paramètres :

- > `'mviewer'` : l'id du conteneur `<div>` dans lequel la scène 3D est affichée.
- > `'./rak3172sip.glb'` : le chemin du fichier modèle 3D (format GLB ou glTF).
- > `1.2` : la taille cible d'affichage (facteur d'échelle). La visionneuse mesure la boîte englobante du modèle et l'adapte afin que sa plus grande dimension corresponde à cette valeur en unités de scène. Augmentez-la pour afficher le modèle plus grand, réduisez-la pour l'afficher plus petit. 1.0 est la valeur neutre par défaut.
- > `'mloader'` (optionnel) : l'ID de l'élément d'indication de chargement. Il s'affiche pendant le chargement du modèle puis disparaît automatiquement une fois le chargement terminé
- > `backing` (optionnel, indéfini par défaut) : une image de fond personnalisée pour la scène. Si elle est omise, un dégradé intégré du blanc vers une teinte sombre est utilisé.
- > `shift2org` (optionnel, par défaut true) : lorsque cette option est vraie, le modèle est automatiquement recentré sur l'origine de la scène afin qu'il reste toujours centré dans la visionneuse.

La fonction `view3d()` renvoie également une valeur. Pour un simple affichage du modèle, elle peut généralement être ignorée. Toutefois, l'objet renvoyé donne accès au modèle chargé et aux paramètres de la visionneuse, ce qui permet d'ajouter des commandes personnalisées, par exemple pour retourner ou ajuster le modèle depuis vos propres boutons. Ces options avancées dépassent le cadre de cet article, mais davantage d'informations sont disponibles dans le dépôt du projet.

Vous pouvez facilement utiliser plusieurs modèles dans une même page HTML, la seule contrainte étant que chacun nécessite son propre `<div>`. Pour les tests locaux, une solution pratique consiste à utiliser l'éditeur VS Code avec le plugin Live Server de Ritwick Dey. Tous les fichiers nécessaires pour intégrer cela dans votre projet, ainsi qu'une démonstration en direct, sont disponibles dans le dépôt GitHub du projet [3]. ◀

250583-04

À propos de l'auteur

Le principal domaine d'activité de Jürgen Wickenhäuser est l'IoT. Il travaille comme développeur matériel et logiciel pour des capteurs environnementaux scientifiques, principalement destinés à la surveillance du pergélisol, des eaux souterraines et des eaux de surface. Cela implique beaucoup d'acquisition de données et de transmission à distance. Ses capteurs étant souvent installés dans des zones où l'énergie est limitée, la conception ultra-basse consommation est pour lui essentielle. Les loisirs et le travail de Jürgen se rejoignent dans de nombreux domaines. Il a commencé il y a de nombreuses années, et ce petit livret Elektor publié en 1977 est encore utilisé aujourd'hui.



Questions ou commentaires ?

Contactez l'auteur via son profil GitHub sur github.com/joembedded, ou envoyer un e-mail à l'équipe éditoriale d'Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

- > **KiCad Like A Pro**
(offre groupée)
www.elektor.fr/20942



SUJET À LA UNE

Visitez notre page **circuits & conception de circuits** pour des articles, des projets, des actualités et des vidéos.

www.elektormagazine.fr/circuits-conception-de-circuits



LIENS

- [1] Gizmo, moniteur d'humidité du sol avec LoRa, GitHub : <https://github.com/joembedded/Gizmo-SoilMoisture-Monitor>
- [2] Bibliothèque 3D JavaScript, Three.js : <https://threejs.org/>
- [3] Dépôt du projet - Viewer3D, GitHub : <https://github.com/joembedded/viewer3d>
- [4] Démo en direct du projet Viewer3D, GitHub : <https://joembedded.github.io/viewer3d/index2.html>

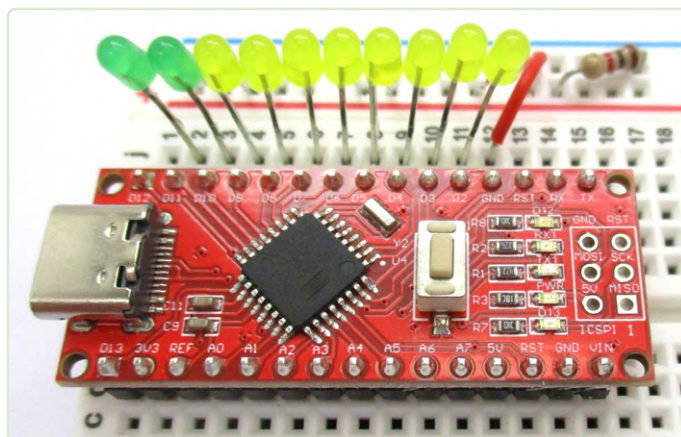
17 programmation

avec TLScript

Un langage de script pour la mesure, les tests et le contrôle

Burkhard Kainka (Allemagne)

Un microcontrôleur est capable de mesurer, contrôler et réguler. Avec le TestLab présenté dans un autre article, des cartes comme l'Arduino Nano et le Raspberry Pi Pico peuvent assurer ces tâches, pilotées simplement depuis une interface PC qui peut aussi afficher des courbes de mesure. Pour exécuter des tests et des mesures sans intervention manuelle, le langage de script TLScript a été créé.



L'environnement de programmation TLScript fait partie de TestLab, que nous avons présenté dans un autre article de ce numéro [1]. Il a été conçu pour créer de petits utilitaires de mesure, de test et d'expérimentation.

Lorsqu'on n'utilise un langage de script qu'occasionnellement, il faut toujours un moment pour s'y remettre. Comment cela fonctionnait-il, quel était le mot-clé, la fonction voulue existe-t-elle ? TLScript est volontairement si compact que tous les mots-clés disponibles restent visibles. On n'a donc presque rien à mémoriser.

Débuter avec TLScript

Il faut d'abord charger le firmware dans le contrôleur qui effectuera les mesures, les tests ou les tâches de commande. On utilise ici l'Arduino Nano. Un firmware compatible est également disponible pour le Raspberry Pi Pico, l'ATtiny3216 de Microchip et le contrôleur 32 bits CH32V003 de WCH, particulièrement économique. Le package logiciel complet est téléchargeable depuis [2].

Pour une démonstration, il est recommandé de raccorder des LED aux broches du port P0 à P7 ainsi qu'aux deux sorties PWM (voir aussi [1]). Je préfère utiliser des LED à résistance de limitation intégrée. Dans bien des cas, une seule résistance commune à toutes les LED suffit (**figure 1**).

Connectez ensuite l'Arduino au PC. Au démarrage de TestLab, la

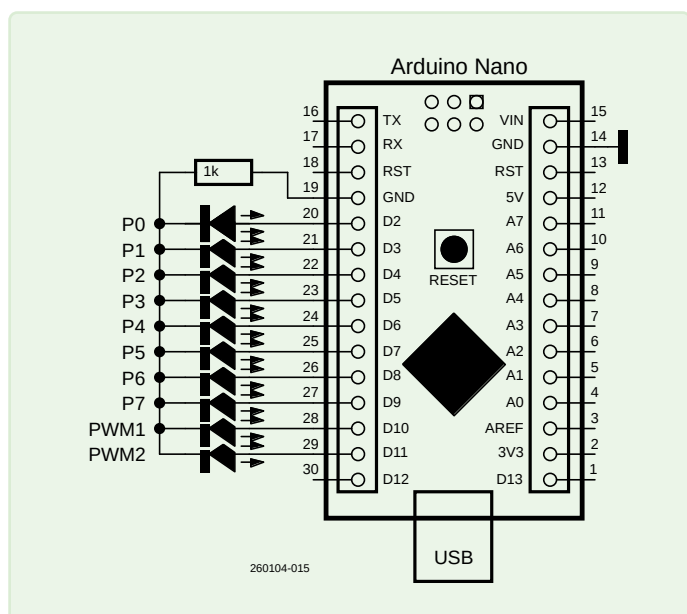


Figure 1. Connexion des LED.

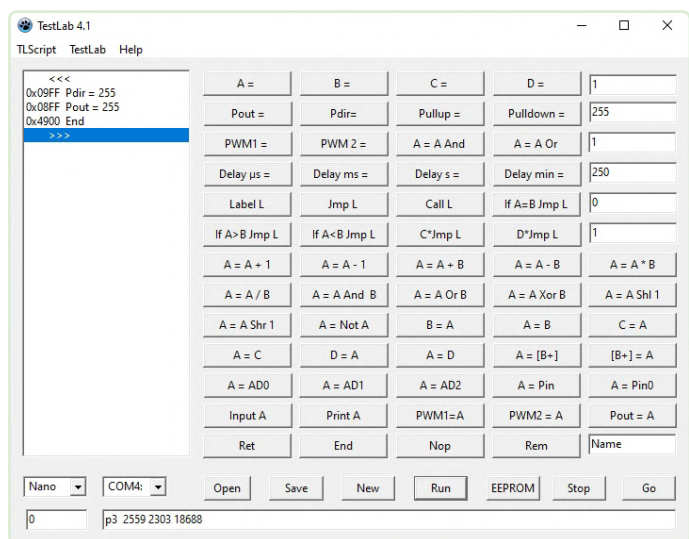


Figure 2. L'interface TLScript.

fenêtre TLScript s'ouvre toujours en premier. Il faut y préciser le microcontrôleur utilisé et le numéro du port COM (**figure 2**). Dans cet exemple, l'Arduino Nano est sélectionné.

Pour écrire un script, il suffit de cliquer sur les boutons correspondants. La commande est toujours insérée au-dessus de la ligne sélectionnée. Tout le script se trouve entre les deux lignes délimitrices, <<<< et >>>>. Dans l'exemple, toutes les broches numériques du port sont réglées en sorties et activées. Les codes octet correspondants apparaissent à gauche du texte et sont envoyés au contrôleur via Run. Un interpréteur intégré dans le firmware du contrôleur exécute ensuite le code. La fenêtre terminal (le long champ de texte en bas) affiche le contenu transmis. Le message « p3 » indique que trois codes de commande sont programmés. Viennent ensuite les trois valeurs décimales 16 bits. Aussitôt après, les huit LED raccordées au port s'allument.

```
0x09FF Pdir = 255
0x08FF Pout = 255
0x4900 End
```

En examinant attentivement les opcodes intermédiaires et le test, on constate que l'opcode **09** représente la commande **Pdir** et que **08** correspond à **Pout**. Les deux disposent d'un paramètre saisi comme **255** et qui apparaît ici sous la forme **FF**. **0xFF** correspond à **0b11111111**, ce qui explique que toutes les LED s'allument. La commande **End** ne nécessite aucun paramètre et est donc simplement représentée par **00**.

Nous pouvons maintenant commencer à expérimenter. Par exemple, modifier la deuxième ligne en **Pout = 85** pour n'allumer qu'une LED sur deux. Pour cela, cliquer sur l'ancienne ligne et la supprimer avec la touche **Suppr**. La ligne suivante est alors sélectionnée, et une nouvelle ligne est insérée à l'emplacement supprimé. Modifier ensuite le paramètre dans le champ de texte à côté du bouton **Pout=** en saisissant **85** (ou **0x55**), puis cliquer à nouveau sur

Pout=. Un clic sur **Run** suffit pour exécuter le programme modifié. Comme la compilation des commandes se fait en même temps que la saisie, la modification ne prend que quelques secondes. C'est l'un des atouts de TLScript. Les modifications sont si rapides et simples qu'il devient facile de travailler par petites étapes, avec de nombreux tests intermédiaires.

Chenillard lumineux

L'exemple suivant montre un petit chenillard à huit LED, où le point lumineux se déplace sans cesse d'un côté à l'autre. Les deux commandes de décalage sont utilisées ici. Comme toutes les commandes arithmétiques, elles agissent sur la variable **A**. Pour un décalage à gauche, on utilise **A = A Shl 1**, et dans l'autre direction, **A = A Shr 1**. La sortie sur le port s'écrit **Pout = A**.

```
REM Shift
0x09FF Pdir = 255
L1:
0x0101 A = 1
0x0306 C = 6
L2:
0x4500 Pout = A
0x1964 Delay ms = 100
0x3100 A = A Shl 1
0x2503 C*Jmp L2:
0x0306 C = 6
L3:
0x4500 Pout = A
0x1964 Delay ms = 100
0x3200 A = A Shr 1
0x2508 C*Jmp L3:
0x2001 Jmp L1:
```

Le programme utilise deux boucles de comptage et un saut vers le début. Les cibles de saut sont définies par des étiquettes (**L1**, etc.), que le compilateur remplace par des adresses pour le contrôleur. Le comptage des adresses commence à 0. Comme la cible de saut **L1** correspond à la deuxième adresse, **Jmp L1** est traduit en **0x2001**, où **20** encode la commande de saut et **01** désigne l'adresse 1. Si des modifications du programme décalent cette adresse, le compilateur la corrige automatiquement.

Les étiquettes **L2** et **L3** appartiennent à deux boucles de comptage qui fonctionnent avec la variable **C**. Dans chaque direction, la boucle s'exécute sept fois jusqu'à ce que **C = 0**. Pour ce faire, **C** est initialisé à **6**.

On peut continuer à expérimenter. Par exemple, modifier la première ligne en **Pdir = 0**. Dans ce cas, aucune sortie à faible impédance n'est activée – seuls les pull-ups le sont. Le chenillard fonctionne toujours, mais avec une luminosité réduite. Cette option est pratique lorsque les LED seraient autrement trop lumineuses et éblouissantes.

Avant ou après chaque **Pout = A**, on peut également insérer **Print A** et/ou **PWM1 = A** ou **PWM2 = A**. Les LED connectées aux sorties PWM changeront alors continuellement de luminosité. La variation exponentielle correspond bien à la perception visuelle de la luminosité.

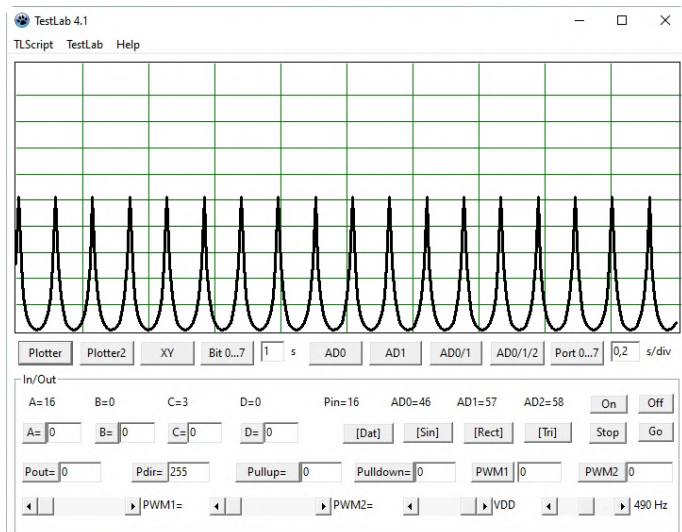


Figure 3. Sorties affichées dans le traceur.

Les sorties print affichent les changements d'état du port : 1 2 4 8 16 32 64 128 64 32 16, etc. Après être passé à TestLab via le menu supérieur, ces valeurs peuvent être enregistrées avec le traceur (figure 3). TLScript est très simple et présente donc aussi de nombreuses limites. Il ne traite en principe que des octets. Cela signifie qu'on peut utiliser au maximum 256 lignes de commande, commentaires et étiquettes exclus. Il n'existe que huit ports d'E/S numériques, et la résolution du convertisseur A/N comme des sorties PWM est limitée à huit bits.

Afficheur de niveau logarithmique

Puisqu'une rangée de LED est déjà connectée, elle peut facilement se transformer en afficheur de niveau. Pour cela, le canal analogique AD0 est interrogé rapidement (une fois par milliseconde). Le résultat de la mesure dans A est combiné par OU avec la valeur d'affichage actuelle. Bien que la valeur mesurée soit aléatoire, sur un total de 256 échantillons, il y en aura presque certainement un qui capture le signal à son pic.

Grâce à l'opération OU, on voit presque toujours une barre lumineuse continue de 1 jusqu'au niveau maximal. Chaque LED représente 6 dB, soit une plage de mesure totale de 48 dB.

```
Rem Level
L1:
0x09FF Pdir = 255
0x03FF C = 255
L2:
0x3C00 A = AD0
0x3400 B = A
0x3900 A = D
0x2F00 A = A Or B
0x3800 D = A
0x4500 Pout = A
0x1901 Delay ms = 1
```

```
0x2502 C*Jump L2:
0x3900 A = D
0x3200 A = A Shr 1
0x3800 D = A
0x2000 Jump L1:
```

Une boucle de comptage utilisant la variable C est employée ici. Comme C est chargé avec 255, le programme saute 255 fois vers l'étiquette L2. Avec le premier passage, cela donne 256 mesures au total. L'octet de sortie courant est toujours stocké dans D, car A sert d'abord à la mesure, puis à l'opération OU.

La décroissance de l'affichage quand les niveaux baissent est aussi gérée. À la fin de la boucle C, l'octet de sortie est décalé d'une position vers la droite. L'affichage diminue donc lentement d'environ quatre positions par seconde. À niveau constant, le bit le plus haut est vite réactivé lors de la séquence suivante.

On peut facilement tester le programme avec une entrée flottante. Au départ, seules deux LED s'allument par exemple. Mais en approchant la main, le niveau augmente, car les signaux de tension secteur se couplent de façon capacitive à l'entrée haute impédance. Toucher directement AD0 allume toutes les LED.

Pour des applications réelles, on raccorderait une résistance de forte valeur à la masse et on couplerait le signal par un condensateur. Des essais ont montré que la mesure de niveau fonctionne même correctement dans la plage RF jusqu'à environ 10 MHz (figure 4). Fréquence d'échantillonnage 1 kHz, signal de mesure 10 MHz – difficile à croire, mais bien réel. Le temps d'échantillonnage du convertisseur A/N est si court que la pleine amplitude est souvent capturée ici aussi.

Programme permanent

Si ce petit programme est destiné à un usage permanent, il ne faut pas cliquer sur Run, mais sur EEPROM. Il s'exécutera alors automatiquement après la mise sous tension, même sans PC. Les programmes chargés avec Run résident dans la RAM du contrôleur. Toutefois, après un redémarrage, le contenu de l'EEPROM est transféré dans la RAM puis exécuté. Sur bien des systèmes, on hésiterait à tester du nouveau parce qu'un programme important

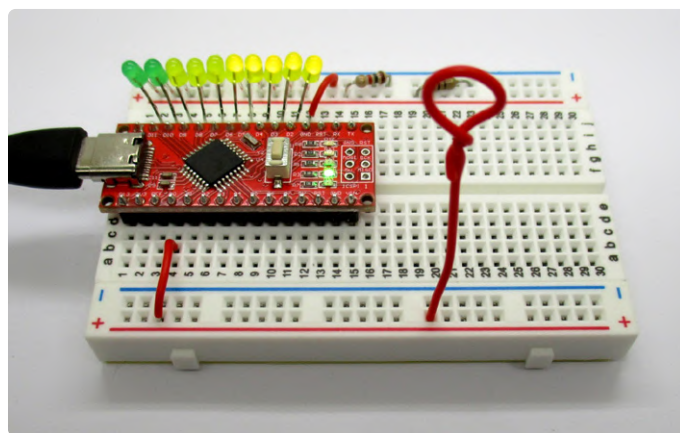


Figure 4. L'afficheur de niveau avec une antenne.

est actuellement stocké en mémoire. Ici, c'est différent. Supposons que l'afficheur de niveau soit destiné à un usage permanent et donc stocké en EEPROM. On peut malgré tout essayer rapidement autre chose en lançant des essais avec *Run* en RAM. L'afficheur de niveau reste stocké en EEPROM et redémarre automatiquement après une réinitialisation ou un redémarrage.

TLScript est avant tout prévu pour de petites tâches. Les programmes plus complexes s'écrivent en général plus facilement dans d'autres langages. Toutefois, TLScript a parfois servi à tester vite une nouvelle méthode avant d'en programmer la solution définitive « proprement » en C. ◀

260104-B-04



Produits

➤ Dogan Ibrahim, *Raspberry Pi Pico Essentials* (Elektor, 2021)
www.elektor.fr/19673

➤ Microcontrollers Hands-on Course for Arduino Starters (offre groupée)
www.elektor.fr/20440

LIENS

[1] Burkhard Kainka, « L'Arduino Nano TestLab », Elektor Circuit Special 2026 : <https://www.elektormagazine.fr/260104-04>

[2] Téléchargement du logiciel : <https://www.elektronik-labor.de/TLScript/TLScript.html>

27

détecteur d'humidité

Lorsque le circuit décrit ci-dessous détecte la présence d'humidité, il fait retomber un relais reed. On peut se servir de ce relais pour déconnecter un appareil de sa source d'alimentation, éliminant ainsi toute possibilité d'électrocution.

Ce circuit a été conçu à l'origine pour une caméra sous-marine utilisant un obturateur électronique. Au cas où l'eau aurait pénétré à l'intérieur de la caméra, le circuit de l'obturateur aurait été déconnecté, protégeant ainsi le photographe du danger d'une secousse provoquée par une tension élevée. Mais ce circuit convient également à toute une variété d'autres applications, comme par exemple un "détecteur de fuite" pour bateaux, ou un indicateur de "nettoyage à sec", etc.

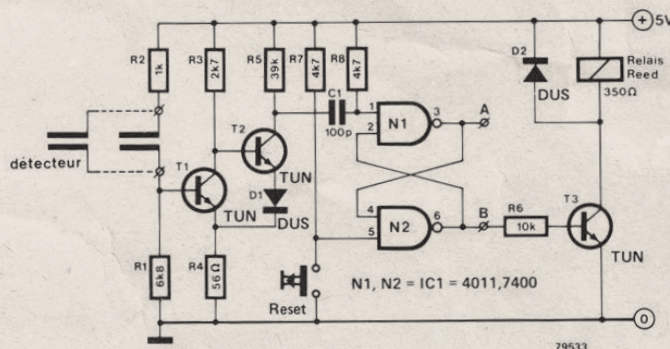
Le capteur se compose simplement d'une paire de fils de cuivre maintenus légèrement écartés, et la présence d'humidité est détectée par le fait qu'elle provoque une chute de la résistance qui existe entre les deux fils. Lorsque cette dernière tombe en dessous d'une certaine valeur, la

sortie du trigger de Schmitt formé par T1 et T2 passe au potentiel haut. La bascule formée par N1 et N2 est alors déclenchée via C1, le résultat étant que T3 se bloque et que le relais tombe.

Le circuit permet également l'option contraire, dans laquelle le relais colle lorsqu'on détecte de l'humidité. Il

suffit pour cela de connecter R6 au point A, plutôt qu'au point B. Ce circuit présente un caractère suffisamment "universel" pour pouvoir accepter, à la place du capteur d'humidité, pratiquement n'importe quel type de capteur (LDR, NTC, etc.).

J.M. van Galen (Pays Bas)





conception de circuits : conseils d'experts

Compilé par Brian Tristam Williams (Elektor)

Elektor a demandé à des électroniciens amateurs, ingénieurs, formateurs et créateurs de partager les conseils pratiques qu'ils appliquent à l'établi. Le résultat réunit des enseignements tirés de l'expérience sur la conception de PCB, la soudure, le matériel de test, le prototypage, les contrôles à la mise sous tension, la récupération de composants, les batteries, le développement assisté par IA et les aspects peu séduisants mais essentiels qui simplifient la réalisation et le débogage des projets et améliorent leur fiabilité.



Max Imagination

Votre PCB hérite des défauts du prototype

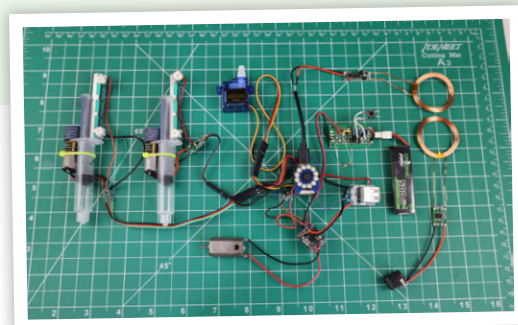
Prototypiez tout. Si votre circuit est complexe ou utilise de nouveaux composants, vous ne saurez vraiment s'il fonctionne qu'en le voyant tourner. Même si des sections fonctionnent individuellement, leur combinaison peut introduire des problèmes tels qu'une instabilité d'alimentation, des interférences, des niveaux logiques incorrects ou des problèmes de communication entre modules. Les plaques d'essai, même avec un câblage approximatif, permettent de détecter ces problèmes tôt, quand les modifications sont encore rapides et peu coûteuses – ce qui évite des réparations fastidieuses impliquant des modifications ou des composants endommagés sur toute la carte.

Bien stocker les batteries

La plupart d'entre nous utilisent des batteries au lithium dans leurs projets ou appareils. L'erreur la plus courante consiste à stocker les cellules au lithium entièrement chargées. Cela réduit peu à peu leur durée de vie et leurs performances, et provoque souvent un gonflement. Pour un stockage prolongé, visez idéalement environ 3,8 V par cellule. Une charge complète convient pendant quelques heures, quelques jours ou parfois quelques semaines, mais garder une cellule à 4,2 V durant des mois accélère sa dégradation. Si la batterie reste inutilisée, ramenez-la à sa tension de stockage avec un chargeur d'équilibrage, ou chargez-la ou déchargez-la soigneusement jusqu'au niveau voulu. Sa durée de vie, sa sécurité et sa fiabilité peuvent s'améliorer.

Fabriquer à petit budget

Fabriquer ne doit pas forcément coûter cher. Certains des meilleurs makers ont commencé avec des outils modestes, des matériaux de récupération et de l'électronique de seconde main. Les équipements coûteux ont souvent des alternatives moins chères qui font tout aussi bien le travail : tubes PVC ou bâtons de glace pour les mécanismes de prototypage, anciens chargeurs



de vélo électrique pour l'alimentation, boîtes en plastique pour le rangement des pièces, téléphones avec objectifs macro pour l'inspection des soudures, ou moteurs, engrenages, LED et connecteurs récupérés. Construire avec des ressources limitées oblige à faire preuve de créativité, d'adaptabilité et de véritable résolution de problèmes. Se concentrer sur un prototype fonctionnel, même imparfait, apprend bien plus qu'attendre des mois un équipement « parfait ».

Récupérer des composants de façon stratégique

Les anciens appareils regorgent de pièces réutilisables, à condition de savoir quoi chercher. Les bonnes sources sont les imprimantes, routeurs, télévisions, lecteurs DVD, alimentations, jouets RC, ordinateurs portables, etc. Les pièces qui valent la peine d'être récupérées : moteurs, roulements, ventilateurs, dissipateurs thermiques, connecteurs, MOSFET, régulateurs de tension, inductances, vis, cellules lithium, interrupteurs, engrenages, etc. Ne récupérez que les pièces qui pourraient être coûteuses, difficiles à trouver, mécaniquement utiles ou immédiatement réutilisables – ne perdez pas de temps à dessolder des résistances valant quelques centimes, sauf s'il s'agit de composants spéciaux. Certains des meilleurs prototypes rapides reposent presque entièrement sur de l'électronique récupérée. Prélevez les pièces, plutôt que de tout dessolder sans savoir si elles serviront.

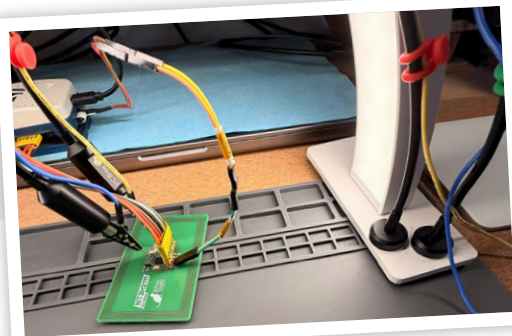
<https://youtube.com/c/MaxImagination>

**Petr Dvořák (That KiCad Guy)****Sensepeek PCBite**

Le système PCBite de Sensepeek change la donne pour les tests mains libres. Avec ses sondes de précision à pointe pogo et ses solides plateformes métalliques robustes, c'est la « troisième main » qui me manquait. Je manque actuellement quelques plaques de base de rechange, mais les bases magnétiques sont suffisamment polyvalentes pour que j'aie commencé à utiliser les pieds métalliques de ma lampe de bureau comme support improvisé. Une stabilité exceptionnelle, même dans des configurations peu conventionnelles.

Molex PremiumGrade Hand Crimp Tool

On investit dans des outils qui mesurent le signal, mais la liaison qui transmet ce signal mérite le même soin. La pince à sertir manuelle Molex PremiumGrade assure des sertissages fiables et reproductibles, adaptés aux assemblages de PCB, faisceaux et réparations durables. Un mauvais sertissage est une bombe à retardement ; un sertissage correct transforme un fil et une borne



mal fixés en une connexion électrique et mécanique fiable. C'est l'outil d'établi peu glamour qui évite les pannes spectaculaires.

Imprimante de pâte à souder à bas coût

Une imprimante à pochoir d'entrée de gamme vaut-elle la peine ? Après un début difficile, je réponds clairement oui. J'utilise le plus grand modèle manuel JLC2020 de JLCPCB (70 \$), malgré ses défauts, les résultats parlent d'eux-mêmes. Sa base en acier est robuste. Sans réglage fin, le PCB s'aligne manuellement sur le plateau en nid d'abeille. L'opération est délicate, mais s'apprend vite.

<https://linkedin.com/in/petr-dvorak-hw>

**Philippe Demerliac (Cyrob Electronics)****Réduire les interférences des éclairages à LED**

Les éclairages à LED sont souvent accompagnés de boîtiers de contrôle permettant de régler la température de couleur et la luminosité. C'est pratique, mais ils émettent beaucoup d'interférences qui perturbent les mesures et l'environnement du laboratoire. Comme ils fonctionnent souvent à pleine puissance, remplacez le circuit de commande par deux résistances – une pour les LED chaudes et une pour les froides. Avec une alimentation linéaire, les interférences chutent fortement ! Pour l'éclairage du laboratoire, je recommande uniquement des alimentations linéaires.

Utiliser des piles

Même avec de bonnes alimentations, rien ne vaut les piles pour obtenir une tension vraiment exempte de parasites. Gardez-en toujours sous la main, installées dans des supports reliés à fiches banane.

Couteaux ultrasoniques

J'ai récemment découvert les couteaux ultrasoniques (j'en présente deux sur ma chaîne YouTube). C'est un outil remarquable pour l'électronique ! Ils coupent les pistes de PCB, le PCB lui-même, ouvrent les boîtiers en plastique scellés et réalisent bien d'autres découpes. C'est vraiment un outil indispensable !

Astuce de mesure pour les condensateurs de faible valeur

Les capacimètres sont souvent peu fiables aux faibles valeurs,

même avec une bonne résolution. Il est souvent plus précis de mesurer un condensateur de quelques nF, puis de brancher en parallèle celui de faible capacités. Une simple soustraction en donne la valeur.

Réduire le bruit mécanique

Vous entendez des vibrations ou des sifflements provenant d'un appareil ? Avec une tige en bois, tapotez les bobines, le transformateur, etc. Cela permet de repérer facilement la source du bruit, car le son change ou cesse au contact. De la colle chaude, du vernis ou tout autre type d'amortissement règle souvent le problème.

Tester la masse

Lors du dépannage d'un circuit, on teste généralement l'alimentation, les broches d'entrée et de sortie des circuits intégrés avec la sonde de l'oscilloscope, mais pas la masse. Il faut pourtant la tester aussi ; même si cela peut sembler absurde, j'ai ainsi résolu des pannes dues à des masses coupées, mal routées ou mal connectées. Le fait qu'une panne soit improbable ne signifie pas qu'elle est impossible !

<https://youtube.com/@Cyrob-org>





Peter Dalmaris (Tech Explorations, KiCad Book Author)

Instruments de bureau

La limitation de courant de l'alimentation comme outil de débogage : avant de mettre sous tension une carte non testée, réglez la limite de courant de votre alimentation de banc juste au-dessus du courant de fonctionnement attendu. En cas de problème, l'alimentation se bloque immédiatement et la lecture du courant signale l'anomalie, avant que quoi que ce soit ne surchauffe ou ne brûle. C'est particulièrement efficace lors de la première mise sous tension d'un nouveau PCB, où un court-circuit ou un composant inversé serait autrement difficile à détecter à temps.

KiCad

Utiliser les net ties de façon intentionnelle : lorsqu'il faut connecter des plans de masse séparés à une interface analogique/numérique, par exemple, utilisez un composant net tie plutôt qu'une simple piste. Le net tie rend la connexion visible et délibérée dans le schéma, de sorte que toute personne le consultant ultérieurement comprend que la séparation est volontaire. Les connexions par piste cachée deviennent une source de confusion lors des revues.

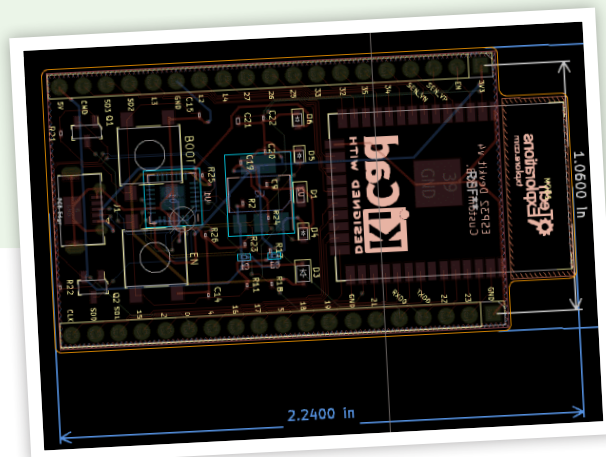
Le texte sur les couches de fabrication doit figurer sur chaque carte : indiquez le numéro de révision du PCB, la date et un nom de projet court sur la couche F.Fab ou B.Fab avant de générer vos Gerbers. Cela ne coûte rien et met fin au problème du « quelle version est-ce ? » dès qu'on prend une carte en main. Après quelques itérations, les PCB non étiquetés deviennent un vrai problème.

Utiliser le courtyard pour indiquer les risques d'assemblage : la plupart des concepteurs dimensionnent le courtyard à l'empreinte physique du composant et s'arrêtent là. À la place, resserrez-le autour des composants à pas fins ou des voisins sensibles à la chaleur. Le DRC de KiCad signalera les violations de courtyard lors du placement, détectant les situations difficiles de soudage à la main ou de reprise avant de valider le routage.

Outils

Les pinces coupantes sont des consommables, pas des outils à conserver : une pince coupante émoussée ne coupe pas les broches traversantes proprement ; elle les déforme et les écrasement, laissant un chicot rugueux plus difficile à inspecter et pouvant occasionnellement provoquer des courts-circuits. Prévoyez un budget pour les remplacer. L'amélioration de la qualité des cartes est immédiate.

Un microscope USB à moins de 50 \$ transforme l'inspection CMS : il n'est pas nécessaire d'avoir un microscope stéréo pour



la plupart des retouches en amateur. Un microscope USB à mise au point fixe sur un bras flexible offre un grossissement et une distance de travail suffisants pour inspecter les joints de soudure, détecter les ponts et vérifier l'orientation des composants. Pour le prix de quelques composants, il supprime la majeure partie des incertitudes dans l'assemblage en montage en surface.

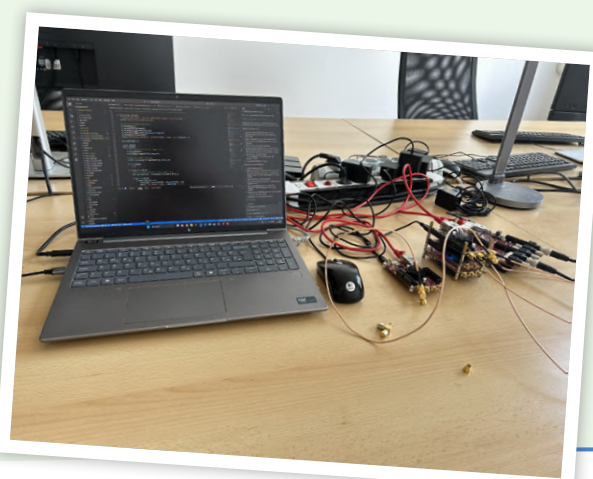
Arduino

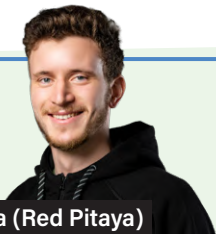
`Serial.print()` perturbe l'exécution : à 9600 bauds, une seule ligne de texte prend plusieurs millisecondes. C'est suffisant pour perturber du code sensible au temps, ou pour masquer un bug qui n'apparaît qu'à la bonne vitesse d'exécution. Utilisez un débit plus élevé lorsque vous avez besoin d'un débogage en utilisant `printf()`, ou recourez à un analyseur logique lorsque c'est le timing lui-même que vous cherchez à comprendre.

IA

Utiliser un LLM local pour résumer les fiches techniques, pas pour obtenir des réponses : un modèle local fonctionnant via Ollama, par exemple Mistral ou Qwen, peut extraire en quelques secondes des descriptions de broches, des tableaux de registres et des conditions de fonctionnement d'un PDF de fiche technique. Traitez le résultat comme un point de départ rapide, pas comme un fait vérifié. Des valeurs de registres hallucinées existent et sont suffisamment plausibles pour être dangereuses ; vérifiez toujours chaque valeur spécifique dans le document d'origine avant de l'utiliser dans du code ou un schéma.

<https://techexplorations.com>



**Miha Gjura (Red Pitaya)****Vérifier les câbles**

On ne soulignera jamais assez l'importance d'avoir de bons câbles fiables pour la génération et l'acquisition de signaux. La différence entre un bon câble et un câble usagé avec une connexion douteuse peut vous épargner des heures de débogage logiciel et matériel. Les câbles doivent être vérifiés et testés régulièrement – si le signal d'un câble change lorsqu'on le bouge, il est temps de le remplacer. Il en va de même pour les connecteurs en T, les charges de terminaison et autres accessoires de câblage. On suppose généralement que ces composants fonctionnent toujours, mais ils s'usent progressivement et peuvent introduire des anomalies inattendues dans votre circuit qui n'ont rien à voir avec le fonctionnement de votre matériel ou de votre logiciel.

Ne pas craindre l'IA

Les chatbots IA tels que GitHub Copilot, Claude Sonnet et d'autres sont très utiles pour « réinventer la roue » (résoudre des problèmes qui ont été résolus des centaines de fois sur le web), comme écrire du code simple, suggérer des améliorations, expliquer du code tiers, ajouter des commentaires et rédiger de la documentation. C'est particulièrement utile lorsqu'ils sont intégrés dans votre environnement de développement favori (par exemple, VS Code). Leur utilisation m'a économisé des centaines d'heures de travail.

Ne pas se fier aveuglément à l'IA

Aussi performante que soit l'IA pour écrire des programmes et formuler des suggestions, il ne faut jamais lui faire entièrement confiance, car elle présente des réponses sans fournir d'information sur leur fiabilité. Vérifiez toujours le code et demandez-vous s'il a du sens. L'IA hallucine souvent et invente du code inexistant (ou résout incorrectement le problème), notamment face à des problèmes complexes ou à des langages de programmation de niche. Comme l'IA apprend à partir de matériaux existants, elle est plus performante sur les langages populaires comme le C++ et Python, qui comptent des millions d'utilisateurs. Les langages plus confidentiels, comme le code Red Pitaya, qui ne comptent que quelques dizaines de milliers d'utilisateurs et peu d'exemples en ligne, augmentent les risques d'hallucination.

Toujours avoir une référence

Il peut s'agir d'une source de tension stable pour l'étalonnage, d'un générateur de signal fiable ou d'un exemple de code. Les références permettent de confirmer et de déboguer rapidement vos projets. Par exemple, il est bien plus facile de trouver un bug dans un circuit en deux étages composé d'un générateur et d'un filtre d'entrée lorsqu'on peut confirmer le bon fonctionnement du filtre avec un générateur de référence dont on sait qu'il ne présente aucun défaut de signal, avant de passer au débogage du circuit générateur.

<https://www.linkedin.com/in/miha-gjura-a1083b2aa>

**DIY GUY Chris****Plaque chauffante pour l'assemblage de PCB**

Une plaque chauffante est un outil indispensable pour tout maker assemblant des PCB en montage en surface, surtout lorsqu'on travaille avec des cartes comportant de grands plans de masse ou de nombreux petits composants. Contrairement à une station à air chaud qui chauffe localement, une plaque chauffante assure une chauffe uniforme et contrôlée sur toute la carte, ce qui permet à la pâte à souder de refondre de façon homogène. Pour le prototypage et l'assemblage en petites séries, une plaque chauffante de laboratoire ou même une poêle électrique modifiée fonctionne très bien, et l'utilisation d'un thermomètre aide à maintenir la plage de température correcte pour la soudure avec ou sans plomb.

Microscope numérique pour l'assemblage et la réparation

Un microscope numérique transforme la façon dont les makers inspectent et réparent les circuits imprimés en affichant les moindres détails sur un grand écran, où les joints froids, les ponts de soudure et le mouillage insuffisant deviennent immédiatement visibles. Les circuits intégrés à pas fins et les petits composants CMS tels que les résistances 0402 sont presque impossibles à vérifier de façon fiable à l'œil nu, mais avec un bon microscope sur un support stable et une distance de travail suffisante, on peut souder confortablement dessous tout en voyant chaque détail clairement. De nombreux microscopes numériques capturent également des photos et des vidéos, ce qui est idéal pour documenter son travail, le partager avec des collaborateurs ou créer des tutoriels.

Choisir la bonne panne pour chaque tâche

De nombreux makers essaient de tout faire avec une panne conique standard, mais utiliser la mauvaise panne rend la soudure plus difficile et entraîne de mauvais joints ou des composants endommagés. Une panne biseautée transfère la chaleur efficacement pour les composants traversants et les larges pastilles, tandis qu'une fine panne conique convient aux très petits composants CMS. Une panne en couteau ou en sabot est idéale pour souder plusieurs broches de CI à pas fin, et une grande panne thermique évite les chutes de température lors de la soudure sur des plans de masse ou des connecteurs épais. Adapter la taille de la panne à celle de la plage et changer de panne selon la tâche – ce qui ne prend que quelques secondes sur une bonne station de soudage – améliore considérablement la qualité de vos soudures et votre expérience de fabrication globale.

<https://youtube.com/@DIYGUYChris>





Sebastian Westerhold (Baltic Lab)

Prendre le temps d'explorer

Tout détour n'est pas du temps perdu. Suivre une curiosité mène souvent à une compréhension plus profonde, même si cela s'éloigne de l'objectif initial. Beaucoup de découvertes surviennent lorsqu'on explore des détails « inutiles ». Un comportement étrange dans votre circuit ou des paramètres inhabituels dans une fiche technique peuvent ouvrir la voie à de nouvelles compétences. L'équilibre est essentiel : explorez librement, mais sachez quand revenir avec ce que vous avez appris.

Prototyper tôt, affiner ensuite

N'attendez pas la conception parfaite avant de construire. Un prototype rapide et imparfait apprend plus que des heures de planification théorique. Les plaques d'essai, les montages et les cartes de développement sont des outils précieux. Une fois que quelque chose fonctionne, optimisez. L'itération l'emporte souvent sur le perfectionnisme.

Mesurer, ne pas supposer

Si quelque chose ne fonctionne pas, ne supposez pas – mesurez. Un multimètre, un oscilloscope ou un analyseur de spectre peut rapidement révéler ce qui se passe réellement. Les suppositions font perdre du temps, tandis que les mesures font avancer. Même des vérifications simples comme la confirmation des niveaux de tension ou la continuité des signaux peuvent vous épargner des heures de frustration.



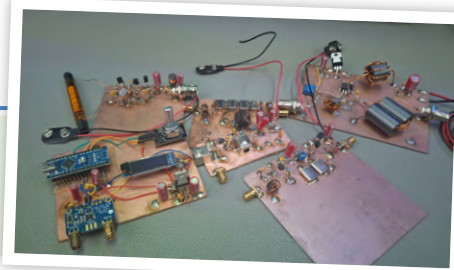
Alessandro Placitelli (PLACITECH)

Construire d'abord. Comprendre ensuite

Cette philosophie guide ma chaîne et mon approche des projets d'ingénierie. L'une des plus grandes erreurs des débutants est d'attendre de tout comprendre avant de se lancer dans un projet. En réalité, construire fait partie du processus d'apprentissage. Beaucoup de concepts que je maîtrise aujourd'hui ne sont devenus clairs qu'après avoir câblé des circuits incorrectement, débogué des systèmes et testé physiquement des idées. Démarrer avec un prototype simple crée une dynamique et expose les vrais problèmes bien plus rapidement qu'une planification sans fin.

Valider les composants avant l'intégration

Avant de concevoir le circuit complet, testez d'abord chaque composant de façon indépendante. Vérifiez que le capteur, le moteur, l'afficheur ou le driver fonctionne exactement comme prévu de façon autonome. Le dépannage devient considérablement plus difficile une fois que plusieurs systèmes non vérifiés sont connectés, surtout lorsque le logiciel, la distribution d'énergie et les systèmes mécaniques interagissent tous en même temps.



Concevoir pour le débogage

Pensez au dépannage avant que les problèmes ne surviennent. Ajoutez des points de test, laissez de la place pour les modifications et étiquetez clairement les signaux. Un PCB légèrement plus grand ou quelques en-têtes supplémentaires peuvent rendre le débogage considérablement plus facile. Vous serez reconnaissant lorsque quelque chose ne fonctionnera inévitablement pas du premier coup.

Comprendre les fondamentaux

Les bibliothèques et les modules sont puissants, mais ils peuvent cacher des détails importants. Prenez le temps de comprendre ce qui se passe, que ce soit le fonctionnement d'un régulateur à découpage ou ce qui est caché dans un protocole de communication. Cette connaissance vous donne de l'autonomie lorsqu'un élément tombe en panne ou lorsque vous devez aller au-delà des cas d'utilisation standard.

Documenter au fur et à mesure

Il est tentant de négliger la documentation pendant un projet, mais quelques notes prises au fil du projet font une grande différence. Consignez les modifications et observations. Ce qui paraît évident aujourd'hui ne le sera plus demain. Une bonne documentation fait d'un projet réussi une base réutilisable pour les suivants.

<https://youtube.com/@BalticLab>

Simuler les pièces mobiles avant l'impression

Avant d'imprimer en 3D des mécanismes mobiles, simulez manuellement le mouvement de l'assemblage et vérifiez que tous les degrés de liberté sont correctement contraints. De petites erreurs d'alignement peuvent facilement endommager les moteurs, bloquer les pièces mobiles ou fissurer les composants imprimés. Détecter ces problèmes tôt permet d'économiser un temps, des matériaux et une frustration considérables lors du prototype.

Tester le système d'alimentation avant l'assemblage final

De nombreux projets électroniques fonctionnent parfaitement lorsqu'ils sont alimentés par le port USB d'un ordinateur, mais se comportent complètement différemment une fois alimentés par batterie. Avant l'assemblage final, testez le système d'alimentation réel sous des charges et des conditions de fonctionnement réalistes. Les moteurs, LED, afficheurs et modules sans fil peuvent introduire des chutes de tension ou des pics de courant provoquant des réinitialisations et un comportement instable dans les appareils portables.

<https://youtube.com/@placitech>



Eddie Aho (Kiss Analog)

Première mise sous tension

Lorsqu'on reçoit un nouveau PCA (assemblage de circuits imprimés), on est impatient de voir s'il fonctionne comme prévu – mais prenez votre temps. C'est un cas où aller moins vite revient moins cher. Évitez le « test de fumée » où l'on branche tout et actionne l'interrupteur d'alimentation en espérant que ça marche ou que la magie noire ne se manifeste pas. Suivez ces étapes pour éviter ce test hasardeux, ainsi que le coût et le temps de réparation de la carte si elle est réparable :

Inspection visuelle

- Vérifiez les joints de soudure et que les composants sont bien positionnés sur les plages.
- Vérifiez la polarité et le placement corrects des diodes.
- Vérifiez le placement correct des condensateurs polarisés.
- Vérifiez que la broche 1 des circuits intégrés est sur la bonne plage.
- Vérifiez que les composants DNP (do not place) ne sont *pas* placés et que tous les autres le sont.
- Vérifiez que les connecteurs sont bien en place dans la bonne orientation.

Vérification de continuité

- Mesurez la continuité de la connexion d'alimentation d'entrée pour vérifier qu'elle va au bon endroit, par exemple vers VCC si approprié.
- Mesurez la connexion de retour d'entrée : pour vérifier qu'elle va au bon endroit, par exemple vers GND si approprié.
- Mesurez l'alimentation d'entrée vers le retour (par exemple GND) et vérifiez qu'il n'y a pas de court-circuit.
- Mesurez la sortie vers le retour et vérifiez qu'il n'y a pas de court-circuit.

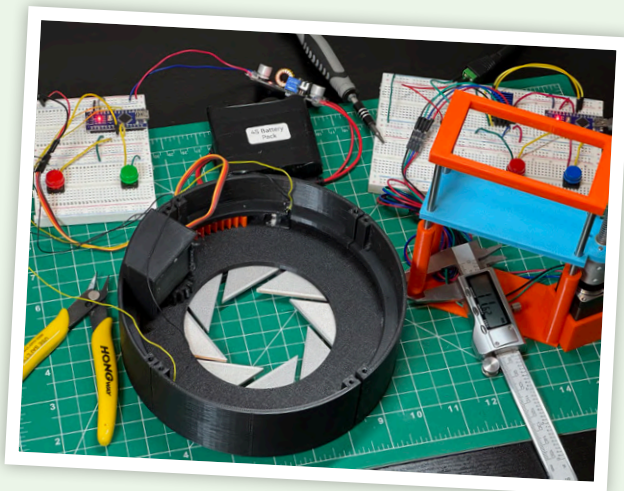
Démarrer prudemment

Régalez l'alimentation de banc à zéro volt. Limitez le courant à une valeur faible – peut-être 1 A si approprié. Cela dépend de ce dont le circuit a besoin pour démarrer. Vérifiez les connexions à l'alimentation de banc, à la charge, etc. Augmentez la tension progressivement et surveillez le courant pour vous assurer qu'il ne monte pas soudainement de façon inattendue. (Il peut y avoir une hausse de courant lorsque le circuit s'active à un certain niveau, ce qui est à prévoir.)

Si le courant consommé est très faible ou nul, vérifiez à nouveau les connexions. Appliquez éventuellement quelques volts et vérifiez qu'ils se retrouvent aux points appropriés du circuit. Si le courant consommé est trop élevé, mesurez l'impédance du circuit pour voir si elle correspond à ce qu'elle devrait être. Essayez de localiser un composant en court-circuit ou une mauvaise connexion.

Si la mise sous tension se déroule comme prévu, utilisez une caméra thermique pour surveiller les points chauds éventuels. Si vous en êtes arrivé là et que le circuit fonctionne comme prévu – félicitations. Poursuivez avec votre plan de test !

<https://youtube.com/c/KissAnalog>



18 rétroaction

qu'est-ce que c'est et pourquoi est-ce important ?

Clemens Valens (France)

Personne n'aime les critiques négatives. Nous, les êtres humains, préférons les critiques constructives. Pourtant, appliquée avec soin, la rétroaction négative peut améliorer les choses. Un amplificateur médiocre, sans contre-réaction, peut devenir excellent grâce à une contre-réaction négative. Alors, qu'est-ce que la contre-réaction exactement, et qui l'a inventée ?

Note de la rédaction : Cet article est un extrait du livre *From Rubbing Amber to Swiping Glass* (Elektor 2025). L'extrait a été formaté et légèrement modifié pour correspondre aux normes éditoriales et à la mise en page du magazine Elektor. L'auteur et l'éditeur répondront volontiers aux questions, pour les contacter, voir l'encadré « Questions ou commentaires ».

Le 8 août 1928, l'ingénieur électricien américain Harold Stephen Black (1898-1983) déposa un brevet complexe intitulé « Wave Translocation System ». La première revendication peut se traduire ainsi :

1. Dans un dispositif ou système de transmission d'ondes possédant des propriétés d'amplification, comprenant une partie d'entrée et une partie de sortie, des moyens destinés à appliquer des ondes fondamentales à ladite partie d'entrée, ledit système véhiculant des composantes fondamentales dans ladite partie de sortie et comportant des moyens produisant d'autres composantes d'onde dans ladite partie de sortie, ainsi que des moyens permettant de contrôler les amplitudes relatives desdites composantes dans ladite partie de sortie, lesdits moyens comprenant un dispositif de réinjection d'ondes de ladite partie de sortie vers ladite partie d'entrée afin de réduire le gain du système.

En essayant de comprendre ce texte, et sachant que le brevet comptait au total 126 revendications rédigées dans un style similaire, on comprend aisément pourquoi l'office des brevets mit près de dix ans avant de l'accorder, le 21 décembre 1937. (Selon Black, c'était parce qu'il ne croyait pas que cela puisse fonctionner.) La principale contribution du brevet de Black est le concept de la rétroaction négative appliquée à un amplificateur, une idée révolutionnaire qui a transformé l'électronique à jamais.

Personne n'aime les critiques négatives ; nous, les êtres humains, préférons les critiques constructives. Pourtant, lorsqu'elles sont prises en compte, elles améliorent les choses. C'est exactement ce qu'elles font pour un amplificateur. Un amplificateur médiocre, sans rétroaction, peut devenir un excellent amplificateur grâce à une rétroaction négative. (Peut-être devrions-nous parler d'un amplificateur à « rétroaction constructive » ?)

Mais qu'est-ce que la rétroaction ? Il s'agit simplement de réinjecter une partie du signal de sortie d'un processus vers son entrée. Elle peut être négative, c'est-à-dire que le signal de rétroaction s'oppose au signal d'entrée, ou positive, auquel cas il renforce le signal d'entrée. Si l'on prend l'exemple de l'éducation canine, on applique une rétroaction positive pour apprendre un nouveau tour à son chien en le récompensant avec des friandises et en le félicitant). Une rétroaction négative est utilisée lorsque l'on veut empêcher son chien d'attaquer le livreur de pizzas. Je suis certain que vous connaissez une méthode respectueuse du bien-être animal pour y parvenir.

L'opposé de la rétroaction est l'anticipation, ou *feedforward*, une technique également utilisée en électronique. En réalité, c'est ce que Black essaya d'abord avant de se tourner vers la rétroaction négative. Les systèmes à anticipation comparent la sortie d'un processus au résultat recherché, puis tentent de la façonner pour qu'elle s'en approche le plus possible. C'est ce que vous faites lorsque vous coupez les parties brûlées de votre steak. Il s'agit d'un traitement symptomatique ou palliatif, car il ne vise pas à corriger la cause du problème. Les techniques de correction par anticipation sont utiles lorsque la cause profonde ne peut être modifiée parce qu'elle est liée à un phénomène naturel, parce que l'on ne comprend pas vraiment ce qui se passe, ou parce que cela n'en vaut tout simple-

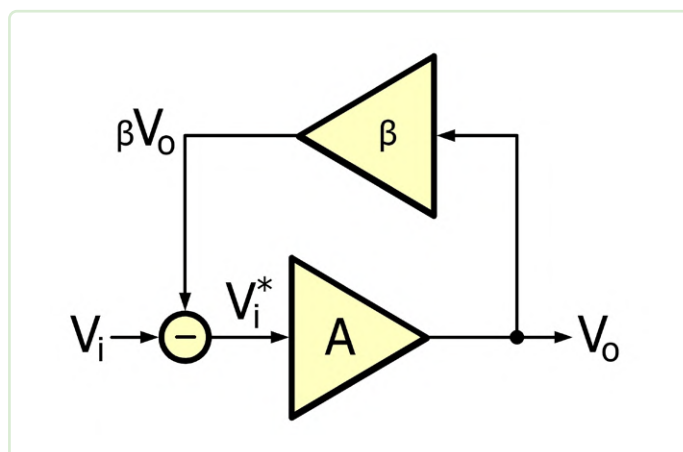


Figure 1. Amplificateur avec rétroaction négative. Le gain en boucle ouverte, c'est-à-dire le gain sans rétroaction, est A .

ment pas la peine (autrement dit, le coût).

Harold Black travaillait sur des systèmes téléphoniques complexes comportant de nombreux amplificateurs (répéteurs) reliés en série. Chaque amplificateur ajoutait un peu de bruit et de distorsion au signal qui le traversait. Comme ces amplificateurs n'étaient pas très performants, il était difficile d'obtenir une qualité sonore acceptable à l'autre extrémité de la ligne. Il avait essayé la correction par anticipation, mais n'était pas satisfait des résultats. Puis, comme c'est souvent le cas pour les inventions, il eut un moment « Eureka ! » et la rétroaction négative était née.

La rétroaction négative appliquée à un amplificateur est quelque peu contre-intuitive, car elle réduit le gain. Pour améliorer un amplificateur, on diminue une partie de son amplification. En conséquence, l'amplificateur amplifie moins (mais quel son !). C'est d'ailleurs pour cette raison que Black eut beaucoup de mal à convaincre ses pairs. Sa solution consista à concevoir des amplificateurs offrant un gain supérieur aux besoins, puis à utiliser cet excédent pour compenser l'effet de la rétroaction négative.

Le schéma de la **figure 1** présente un amplificateur utilisant une rétroaction négative. Le gain en boucle ouverte, c'est-à-dire en l'absence de rétroaction, est représenté par A . À partir de ce schéma, nous pouvons écrire les deux équations suivantes :

$$V_o = A \cdot V_i^*$$

$$V_i^* = V_i - \beta \cdot V_o$$

En combinant ces deux équations par substitution de V_i^* , on obtient :

$$V_o = A \cdot (V_i - \beta \cdot V_o)$$

En réarrangeant cette équation, on obtient :

$$(1 + \beta \cdot A) \cdot V_o = A \cdot V_i$$

En réarrangeant une nouvelle fois, nous pouvons définir le gain avec rétroaction A_{FB} comme suit :

$$A_{FB} = V_o / V_i = A / (1 + \beta \cdot A)$$

Lorsque β est égal à zéro, c'est-à-dire en l'absence de rétroaction, A_{FB} est tout simplement égal à A . Lorsque A est élevé, ce qui est généralement le cas, l'équation peut être simplifiée en divisant par A :

$$A_{FB} = A / (1 + \beta \cdot A) = 1 / (1/A + \beta) \approx 1/\beta$$

Cela met en évidence deux points importants : premièrement, plus la rétroaction est forte, plus le gain est faible ; deuxièmement, lorsque le gain en boucle ouverte A est élevé, sa valeur n'a presque plus d'influence. En intégrant une rétroaction négative, la conception de l'amplificateur devient donc moins sensible aux tolérances et aux variations des composants. Ce résultat fondamental est l'une des principales raisons pour lesquelles la rétroaction négative est aujourd'hui si largement utilisée.

L'équation du gain avec rétroaction montre également que lorsque $\beta \cdot A$ est proche de, ou égal à, -1 , le système devient instable et peut se mettre à osciller, ou encore voir sa sortie croître de manière incontrôlée (saturation) dans une direction (emballement). La théorie décrivant ce phénomène avait déjà été établie en 1932 par le physicien suédois Harry Nyquist (1889–1976) alors que Black attendait toujours la délivrance de son brevet. Nyquist n'a pas seulement élaboré cette théorie, il a également formulé des règles garantissant la stabilité des systèmes à rétroaction. Celles-ci sont aujourd'hui connues sous le nom de *critère de stabilité de Nyquist*. Il convient de noter que ce phénomène avait également été découvert indépendamment en 1930 par l'ingénieur allemand Felix Strecker (1892–1951).

L'ingénieur américain Hendrik Wade Bode (1905–1982) a mis au point une méthode graphique plus simple, mais moins générale, aujourd'hui connue sous le nom de *diagrammes de Bode*. Ces diagrammes représentent la réponse en fréquence d'un système en montrant son gain et sa réponse en phase. Les diagrammes de Bode, comme ceux de Nyquist, sont devenus des outils essentiels dans des domaines tels que la théorie de la commande et la conception de filtres.

En électronique, la rétroaction positive existe également et, comme la rétroaction négative, elle est largement utilisée. L'ingénieur



Une occasion manquée

Comme c'est souvent le cas avec les inventions et les découvertes, plusieurs personnes peuvent avoir des idées similaires. L'ingénieur du son anglais Paul Gustavus Adolphus Helmhuth Voigt (1901-1981) a déposé un brevet en 1924 décrivant un amplificateur à rétroaction. Cependant, il n'a pas fourni le contexte théorique comme l'a fait Black.

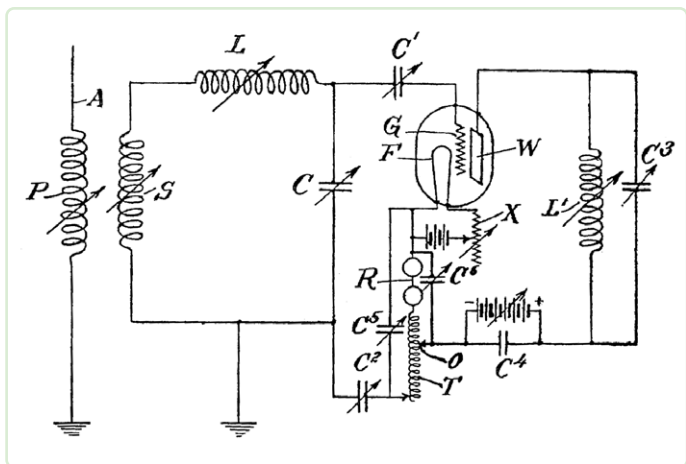


Figure 2. Armstrong déposa un brevet pour un système de réception radio reposant sur la rétroaction positive, devenu connu sous le nom de « circuit régénératif ». Ce brevet fut contesté dès 1915 par Lee de Forest, donnant naissance à un interminable conflit de brevets. (Source : US Patent 1113149)

électricien américain Edwin Howard Armstrong (1889–1976) est considéré comme le premier à avoir appliqué une rétroaction positive. En 1912, il découvrit qu'en renvoyant une partie du signal de sortie d'un amplificateur vers son entrée, son gain augmentait. Cela permit d'amplifier suffisamment de très faibles signaux radio pour les rendre détectables, une avancée majeure pour la technologie radio. Cela peut sembler contradictoire après avoir vu comment la rétroaction négative améliore un amplificateur en réduisant son gain, mais cela devient facile à comprendre lorsqu'on considère la nature des signaux amplifiés.

Black travaillait avec des signaux audio relativement puissants couvrant une plage de fréquences (300 Hz à 3,4 kHz dans le cas de la téléphonie), tandis qu'Armstrong cherchait à amplifier un faible signal modulé en amplitude à fréquence unique (la porteuse). Black voulait amplifier uniformément toutes les fréquences de son signal afin de préserver une bonne qualité sonore. Armstrong, en revanche, cherchait uniquement à récupérer l'amplitude variable de la porteuse par détection. Dans ce contexte, le gain élevé obtenu sur une seule fréquence grâce à la rétroaction positive répondait parfaitement à son objectif. Le circuit d'Armstrong, breveté en 1914, est devenu connu sous le nom de « circuit régénératif », car il régénère le signal d'entrée en réinjectant une partie du signal amplifié en phase avec celui-ci.

Armstrong poussa le concept de la rétroaction positive encore plus loin en amenant l'amplificateur presque jusqu'à l'oscillation afin d'obtenir un gain encore plus élevé (figure 2). En interrompant périodiquement le signal de rétroaction, en le « supprimant » (*quenching*), l'amplificateur est réinitialisé avant de commencer à osciller. Cette technique est appelée super-régénération. À noter : Armstrong a aussi inventé le récepteur superhétérodyne ainsi que la radio FM.

La rétroaction positive peut conduire à l'oscillation, ce qui constitue une autre application utile de cette technique. Les oscillateurs sont utilisés dans de nombreuses applications et représentent un important domaine de recherche en électronique. Il existe d'autres moyens de créer des oscillateurs, comme l'oscillateur à relaxation, mais la rétroaction positive fonctionne tout aussi bien. Un exemple courant, que tout le monde connaît probablement, est l'effet Larsen (également appelé rétroaction audio ou acoustique, ou simplement rétroaction), qui se produit lorsqu'un microphone est placé trop près d'un haut-parleur dans un système de sonorisation. Le sifflement qui en résulte est dû à la rétroaction positive.

En 1921, le physicien allemand Heinrich Georg Barkhausen (1881–1956) a établi les premières conditions mathématiques de l'oscillation dans les circuits électriques, une sorte de pendant au critère de stabilité de Nyquist, utilisé pour éviter les oscillations. Le critère de Barkhausen définit les conditions nécessaires au maintien des oscillations. En revenant à l'équation du gain avec rétroaction présentée précédemment :

$$A_{FB} = A/(1+\beta \cdot A)$$

Le critère de Barkhausen énonce :

1. La valeur absolue du gain de boucle doit être égale à un, c'est-à-dire $|\beta \cdot A| = 1$.
2. Le déphasage total sur la boucle doit être nul (ou un multiple entier de 360°).

Rappelons que, dans ce contexte, la stabilité désigne le maintien d'une oscillation permanente.

Il convient de noter que le critère de Barkhausen constitue une condition nécessaire à l'oscillation, mais non suffisante. Les électroniciens le savent bien, comme le résume l'adage bien connu : « les oscillateurs ne démarrent jamais ; les amplificateurs oscillent toujours ». De même, lorsqu'un oscillateur est créé dans un logiciel de simulation de circuits, il y a de fortes chances qu'il ne fonctionne pas, alors que le même circuit réalisé avec de vrais composants sur une plaque d'essai fonctionne parfaitement. Pour que la simulation fonctionne, il faut souvent introduire une non-linéarité ou une source de bruit. Cela signifie-t-il que la règle de Barkhausen devrait être complétée par un troisième critère ?

3. Le circuit doit présenter un certain degré de non-linéarité.

La question reste ouverte.

Un oscillateur bien conçu est un exemple de processus d'amorçage (*bootstrapping*), c'est-à-dire un processus qui démarre de lui-même et se poursuit sans intervention extérieure. Le terme *bootstrapping* fait référence à l'expression anglaise « to pull oneself up by one's bootstraps » (figure 3). Bien que les oscillateurs s'appuient sur ce mécanisme pour démarrer, en électronique, ce terme désigne généralement l'utilisation d'une rétroaction positive pour augmenter l'impédance d'entrée d'un amplificateur.

Le *bootstrapping* peut être bénéfique pour un signal faible. Normalement, le signal d'entrée prend la masse comme référence et l'impédance qu'il « voit » est celle qui y est reliée. Selon la loi d'Ohm, le courant traversant cette impédance dépend du niveau de tension du signal. Lorsque celui-ci est proche de la masse, le courant est faible ; lorsqu'il est élevé, le courant augmente. Avec le *bootstrapping*, une partie du signal de sortie est réinjectée en phase vers un point proche de l'entrée, où elle remplace la masse comme référence. La différence entre le signal et sa copie devient alors très faible, de sorte qu'un courant minime seulement traverse l'impédance située entre les deux. L'impédance d'entrée devient ainsi très élevée. Le signal de rétroaction fournit le reste du courant qui aurait été nécessaire en l'absence de rétroaction. Le signal faible est ainsi porté par le signal de rétroaction, beaucoup plus puissant. ◀



Figure 3. On dit souvent que le terme *bootstrapping* fait référence au baron de Münchhausen (1785), qui se serait extrait d'un marécage, avec son cheval, en tirant sur les lanières de ses bottes. Ce n'est pourtant pas exact. Comme le montre la lithographie du peintre suisse Martin Disteli (1802-1844), Münchhausen ne portait pas de bottes munies de telles lanières ; il se tirait par les cheveux pour se sortir de cette situation embarrassante. Tout comme le *bootstrapping*, s'arracher les cheveux est aussi une technique couramment utilisée en électronique, surtout pour résoudre des problèmes particulièrement frustrants. (Source : Martin Disteli / Zentralbibliothek Solothurn, domaine public)

260170-04

Questions ou commentaires ?

Vous avez des questions ou des commentaires en lien avec cet article ? Envoyez un courriel à l'auteur à l'adresse clemens.valens@elektor.com ou à la rédaction d'Elektor à editor@elektor.com.



A propos de l'auteur

Clemens Valens est ingénieur électricien et rédacteur technique, avec une passion de longue date pour rendre la technologie compréhensible et accessible. Basé en France, il allie une expérience pratique en ingénierie à un style d'écriture clair et pratique, aidant les lecteurs à combler le fossé entre la théorie et le matériel réel. Ses centres d'intérêt vont du fonctionnement interne des micro-contrôleurs à l'histoire plus large et à l'évolution de l'électronique. Lorsqu'il n'expérimente pas du code, ne lit pas des fiches techniques ou n'explique pas pourquoi les choses fonctionnent comme elles le font, il aime faire de la musique et passer du temps avec sa famille, ses amis et ses chats.



Produit

► Clemens Valens, *From Rubbing Amber to Swiping Glass - How Humanity Turned Electricity into Electronics* (Elektor 2025)
www.elektor.fr/21204

74 VARIATEUR DE VITESSE POUR MOTEUR À COURANT CONTINU

Le petit montage fort pratique que nous allons décrire dans la suite de cet article permet de régler, sur une plage relativement large, le régime auquel tourne un moteur à courant continu. Pour ce faire on fait appel, en règle générale, à une régulation à modulation de largeur d'impulsion.

Il vaudrait mieux ici parler d'une modulation de largeur de pause : le générateur rectangulaire IC1 active à chaque fois le moteur pendant une durée invariable de 0,5 ms (définie à l'aide de la résistance R1 et du condensateur C4).

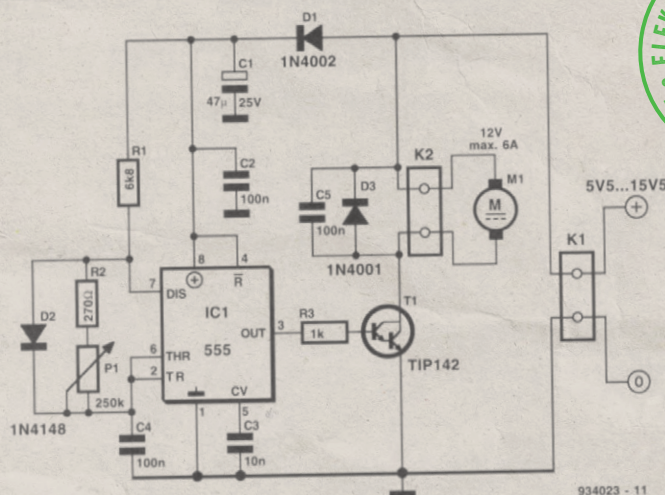
Cette valeur suffit à faire démarrer « tout juste » la quasi-totalité des moteurs. C'est en fait la vitesse à laquelle se suivent les impulsions qui définit le régime auquel tourne le moteur.

L'ensemble constitué par la résistance R2 et l'ajustable P1 permet de faire varier, de 1 µs à 14 ms, la durée de la pause entre les impul-

sions (la durée de décharge du condensateur C4 pour être plus précis). Ces valeurs correspondent à une fréquence d'impulsion

de 14 kHz à 70 Hz. Si l'on envisage de commander, via le transistor T1, des moteurs dont la consommation atteint la valeur

maximale de 6 A, il est requis de monter ce composant sur un radiateur d'une résistance thermique de 20 K/W ou moins.



une carte, des idées infinies : **Arduino UNO Q**

Du jeu rétro à la surveillance environnementale en temps réel

Andrea Richetta (Arduino pour Qualcomm Europe)

Lancé il y a moins d'un an, l'UNO Q s'est déjà intégré à des centaines de projets. Parcourez l'Arduino Project Hub sur projecthub.arduino.cc : vous y trouverez tout, des lunettes qui masquent le désordre aux moniteurs de plantes d'intérieur équipés d'intelligence artificielle ! Ces quatre projets offrent un aperçu limité mais important de la façon dont cette carte remarquable a donné libre cours à l'ingéniosité de la communauté en rendant les technologies complexes plus accessibles que jamais.

Une borne d'arcade DIY pour le bureau

Il y a quelque chose de profondément satisfaisant dans le fait de construire sa propre borne d'arcade, et ce projet transforme cette ambition en un montage réalisable en un week-end. En exploitant l'environnement Debian Linux intégré à l'UNO Q, il est possible d'exécuter RetroArch – l'émulateur multiplateforme open source bien établi – directement sur la carte, en la connectant à un moniteur via HDMI et en ajoutant un haut-parleur USB pour le son. Le résultat est une borne de jeu rétro entièrement fonctionnelle, capable d'exécuter une large bibliothèque de jeux classiques, le tout alimenté par une carte de la taille d'une carte de crédit. L'intérêt technique du projet tient à l'apport concret de la partie Linux de l'UNO Q. RetroArch n'est pas un logiciel anodin : il gère plusieurs cœurs d'émulation, traite les entrées de la manette, envoie la vidéo via HDMI et pilote l'audio simultanément. Le processeur Qualcomm Dragonwing QRB2210 gère tout cela sans effort, tandis que le stockage eMMC intégré offre suffisamment d'espace pour les ROM et les fichiers de configuration. Pas besoin d'un ordinateur monocarte distinct, ni d'un module de calcul additionnel, ni de compromis. L'UNO Q s'en charge simplement, prêt à l'emploi, connecté à une alimentation 5 V et un adaptateur USB-C vers HDMI. Pour quiconque a déjà voulu réaliser une configuration de jeu rétro sans la complexité des méthodes traditionnelles, ce projet démontre clairement que l'accès s'est nettement simplifié.

Découvrez le projet complet :

<https://tinyurl.com/arduino-arcade-cabinet>



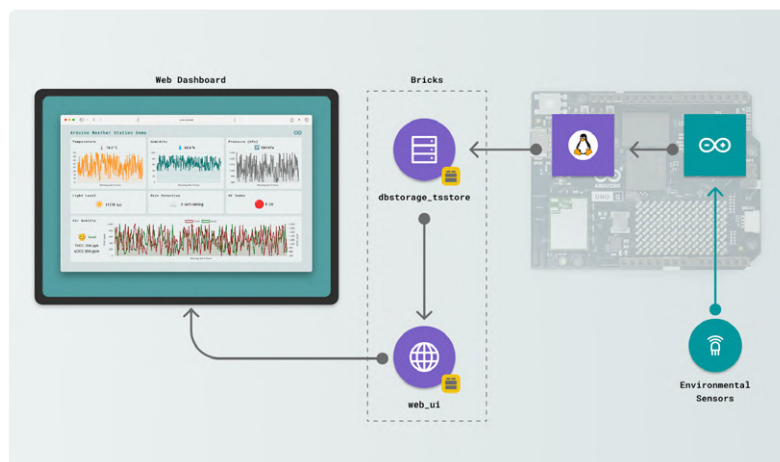
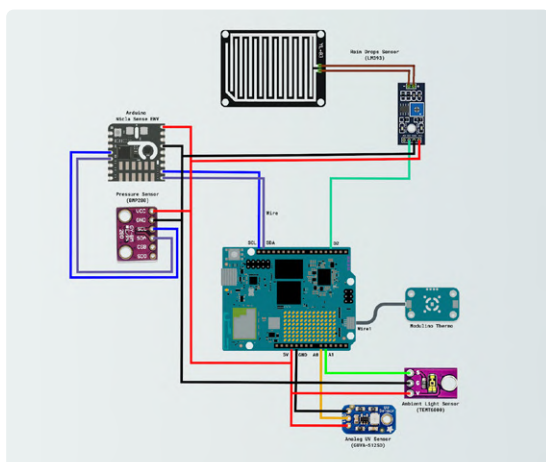
Une station météo personnalisée avec tableau de bord privé et permanent

Ce projet présente une station de surveillance environnementale entièrement autonome qui relève huit paramètres différents : température, humidité, pression barométrique, lumière ambiante, indice UV, pluviométrie, TVOC (composés organiques volatils totaux) et eCO₂. Ces données sont ensuite affichées sur un tableau de bord web interactif en temps réel, servi directement depuis la carte. Aucun compte cloud requis. Aucun serveur externe. Aucun abonnement. Les données restent sur l'appareil, et le tableau de bord est accessible depuis n'importe quel navigateur sur le réseau local.

La configuration matérielle illustre la polyvalence de l'UNO Q comme plateforme d'intégration. Côté capteurs, un module Arduino Nicla Sense Env surveille la qualité de l'air intérieur (TVOC et CO₂), un capteur Arduino Modulino Thermo mesure la température et l'humidité, un BMP280 relève la pression barométrique, et trois capteurs analogiques détectent la lumière ambiante, l'intensité UV et la pluie. Toutes ces données alimentent un programme Arduino sur le microcontrôleur

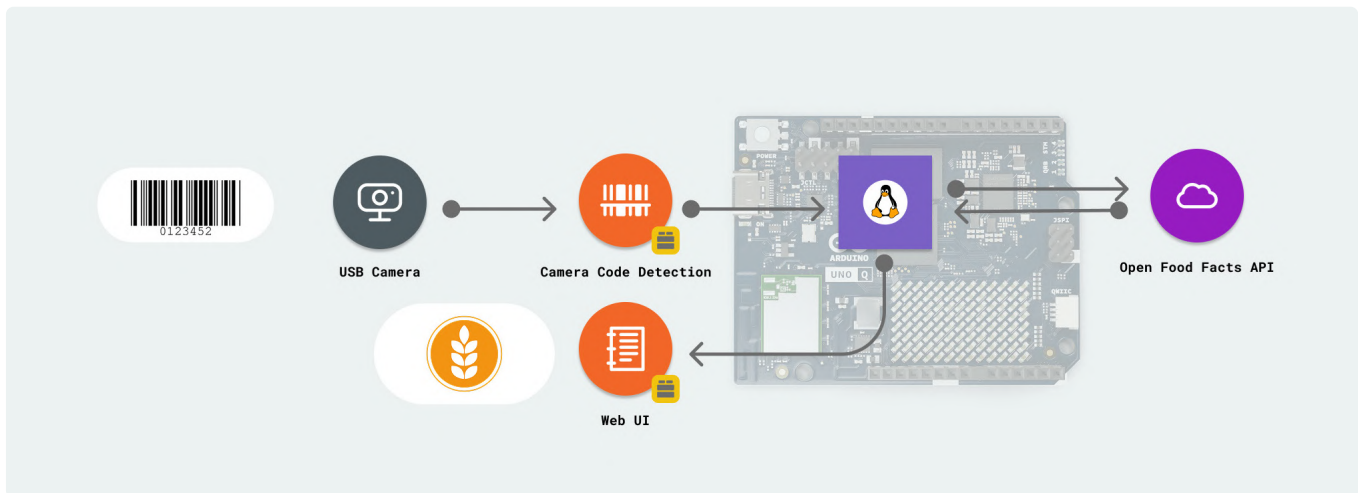


STM32 de l'UNO Q, qui lit chaque capteur une fois par seconde et transmet les mesures à la partie Linux via une fonction de rappel de notification. Sous Linux, une application Python reçoit les données, les stocke dans une base de séries temporelles et envoie les mises à jour en direct à l'interface web via Socket.IO. Le composant WebUI affiche le tableau de bord, actualisé en continu, et conserve jusqu'à trois heures d'historique par paramètre. Pour ceux qui s'intéressent à la collecte locale de données et à la surveillance environnementale privée, ce projet offre un modèle bien structuré.



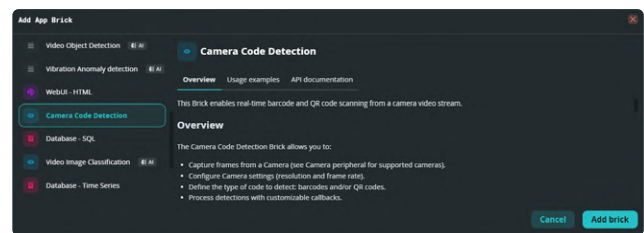
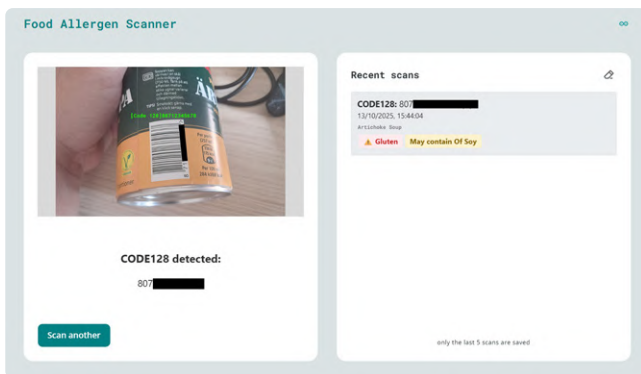
Découvrez le projet complet :
<https://tinyurl.com/arduino-weather-station>

Un scanner pratique d'allergènes alimentaires



Il suffit d'orienter une webcam USB vers un produit alimentaire emballé : ce projet scanne le code-barres, interroge la base de données Open Food Facts via Wifi et affiche immédiatement un bilan coloré des allergènes : rouge pour les allergènes avérés, orange pour les traces possibles et vert pour les produits sûrs. Les cinq dernières analyses sont mémorisées et consultables à tout moment. L'ensemble de l'interaction ne prend que quelques secondes.

analyse pour réinitialiser l'état et recommencer. Côté architecture logicielle, c'est un exemple concret du modèle à composants d'Arduino App Lab : l'accès à la caméra, la diffusion web et la transmission de messages en temps réel sont tous gérés par des composants préconstruits, seule la logique applicative – recherche par code-barres et classification des allergènes – reste à coder. Pour les foyers confrontés aux allergies alimentaires ou toute personne qui développe des outils d'accessibilité pour l'étiquetage, ce projet offre une base pratique et extensible.

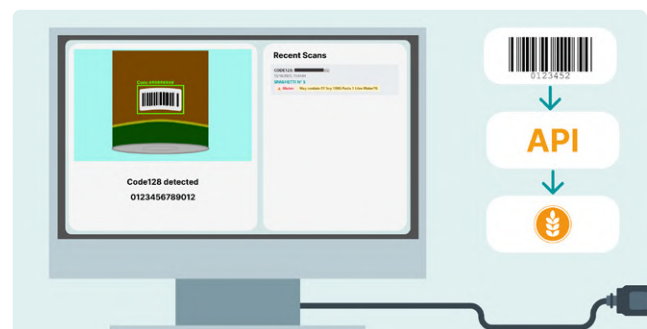


Découvrez le projet complet :

<https://tinyurl.com/arduino-allergen-checking>

En coulisses, l'application tourne comme une appli Python sur le côté Linux de l'UNO Q, en utilisant le composant Arduino App Lab Camera Code Detection pour traiter le flux de la caméra et détecter à la fois les QR codes et les codes-barres standard (EAN-13, CODE-128 et autres). Lorsqu'un code-barres est détecté, l'application envoie une requête `GET` à l'API REST d'Open Food Facts, analyse les champs `allergens_tags` et `traces_tags` du produit, et transmet le résultat structuré à un tableau de bord WebUI servi localement via Socket.IO.

L'interface web autonome en HTML/CSS/JavaScript actualise le rapport d'allergènes à chaque analyse, avec un bouton de nouvelle



Un synthétiseur et une boîte à rythmes à incliner, tourner et tapoter



Exemple de boîtier présenté à titre illustratif uniquement

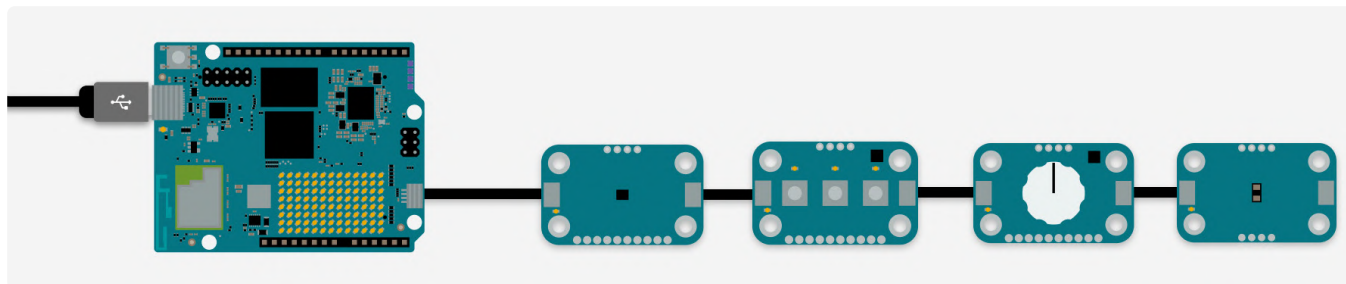
Ce projet transforme l'UNO Q en instrument de scène en transmettant en temps réel les données de capteurs d'un ensemble de nœuds Modulino à Pure Data – un environnement de programmation visuelle open source très utilisé pour l'audio et le multimédia – via UDP. Modulino Buttons fournit une interface de percussion à touches ; Modulino Knob règle les paramètres ; le nœud Modulino Movement lit l'inclinaison et l'orientation pour l'expression gestuelle ; et le capteur Modulino Distance ajoute un contrôle de proximité. Un boîtier

sur mesure peut être imprimé en 3D, à partir d'une conception personnelle ou du modèle fourni avec le tutoriel de l'Arduino Project Hub, afin de donner à l'ensemble l'allure d'un véritable instrument.

L'architecture répartit nettement les tâches entre les deux processeurs. Le microcontrôleur STM32 lit tous les capteurs Modulino à haute fréquence et transmet les valeurs via le Bridge vers le côté Linux, qui les regroupe en datagrammes UDP et les envoie à Pure Data sur un ordinateur connecté. Pure Data reçoit le flux de capteurs et l'associe en temps réel à des paramètres de synthèse – hauteur tonale, vitesse, fréquence de coupure du filtre, comportement de l'enveloppe, etc. Le moteur polyphonique et le séquenceur de batterie résident entièrement dans Pure Data ; la qualité de la synthèse n'est donc limitée que par la conception du patch, et non par la carte. L'UNO Q sert ici de concentrateur de capteurs à faible latence et de passerelle de communication, et il remplit ce rôle avec la précision temporelle déterministe pour laquelle le STM32 a été conçu. Le résultat est un instrument qui réagit aux gestes physiques, aux pressions de boutons, aux rotations de molette et à la proximité – simultanément, sans latence perceptible. ◀

Découvrez le projet complet :

<https://tinyurl.com/arduino-diy-synth>



À propos d'Arduino

Arduino (une société de Qualcomm Technologies, Inc.) est un fournisseur de premier plan en matière de matériel et de logiciels open source, ainsi qu'une plateforme accessible pour la création de projets interactifs. Avec environ 33 millions d'utilisateurs actifs, l'écosystème Arduino s'est développé depuis plus de 20 ans pour répondre aux nouvelles demandes et aux nouveaux défis, en proposant des produits pour l'IoT, les objets connectés, l'impression 3D et les environnements embarqués.

Les produits de marque Qualcomm sont des produits de Qualcomm Technologies, Inc. et/ou de ses filiales. Arduino, Modulino, Nicla, UNO et le logo Arduino sont des marques commerciales ou des marques déposées d'Arduino S.r.l.



★

SUJET À LA UNE

Visitez notre page **Arduino** pour des articles, des projets, des actualités et des vidéos.

www.elektormagazine.fr/arduino

260442-04

19 réparation d'une antenne « donut »

Peter Neufeld (Allemagne)

Une antenne « donut » défectueuse livrée avec un récepteur ATS-Mini basé sur ESP32 était câblée de manière à annuler son propre signal. En recâblant la boucle, j'ai corrigé le problème et doublé le niveau du signal lors des tests.

Mon nouveau poste ATS-Mini, un récepteur multibande basé sur l'ESP32 et le Si4732, est livré avec une antenne télescopique et une « antenne donut WB (10 kHz – 180 MHz) » [1]. Bien que le récepteur fonctionne bien avec l'antenne télescopique, l'antenne en boucle ne fonctionnait pas. Mais il existait une solution. J'ai examiné la disposition du circuit imprimé et constaté que (comme montré en détail dans la **figure 1**):

- La piste de la bobine relie la masse du connecteur SMA à un via centré en haut.
- Cette bobine est reliée au contact central du SMA sur la face opposée du circuit imprimé.

Après avoir inspecté le circuit imprimé au moins dix fois pour vérifier, j'ai constaté clairement que les bobines imprimées sont montées en anti-série et que leurs tensions induites s'annulent. Cette antenne ne peut pas fonctionner correctement !

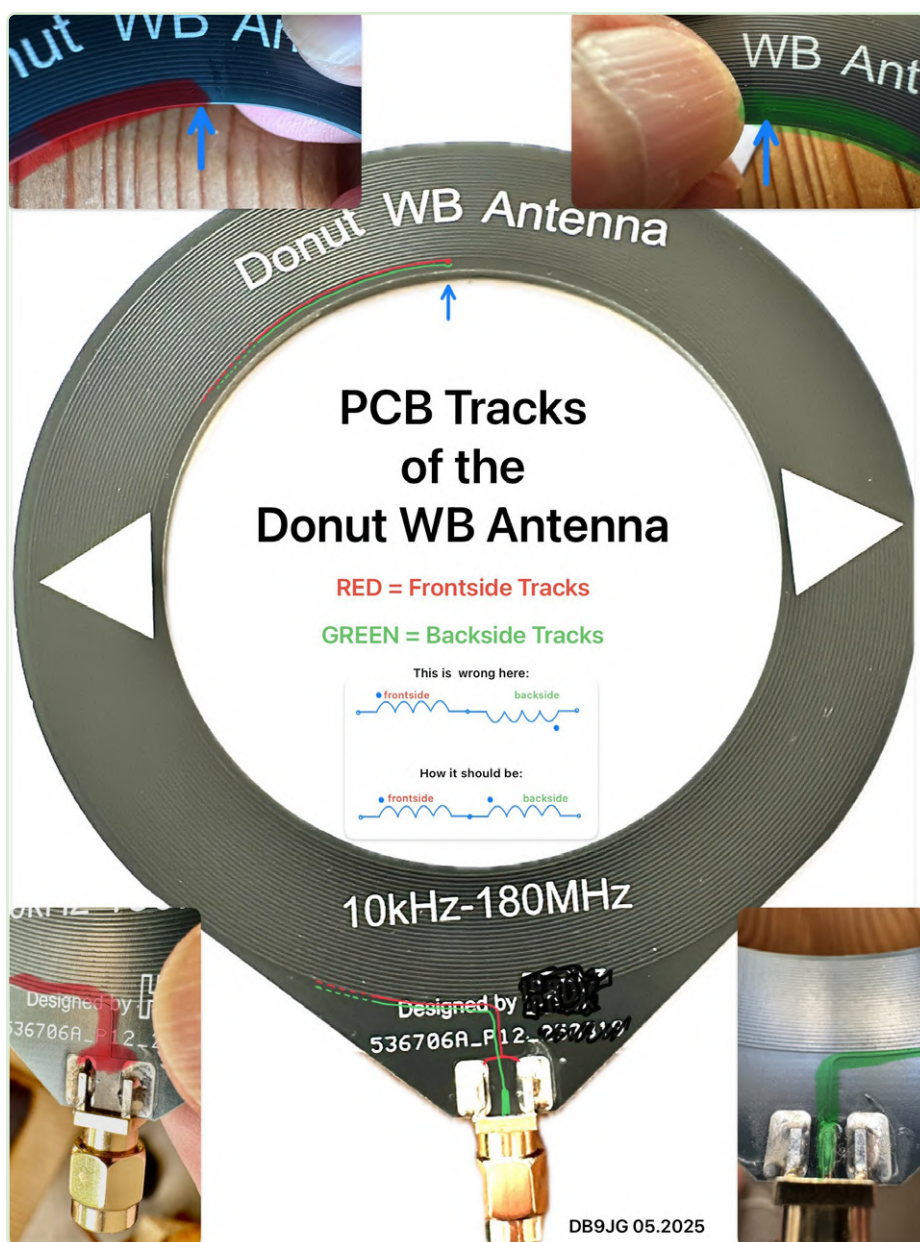


Figure 1. Les deux bobines sont connectées en sens opposés (schéma du haut), alors que la connexion correcte est celle du bas.

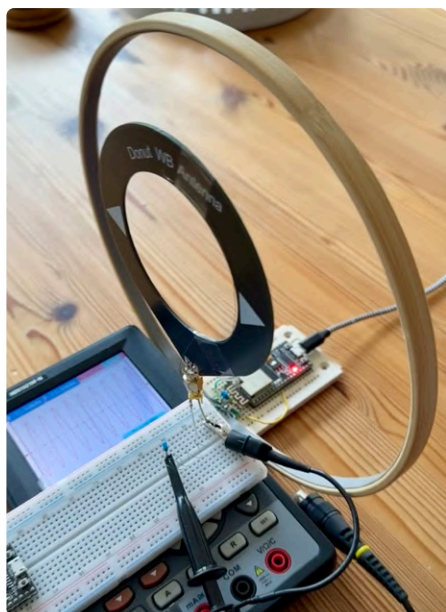


Figure 2. Essais avec l'antenne cadre d'un générateur DCF77.

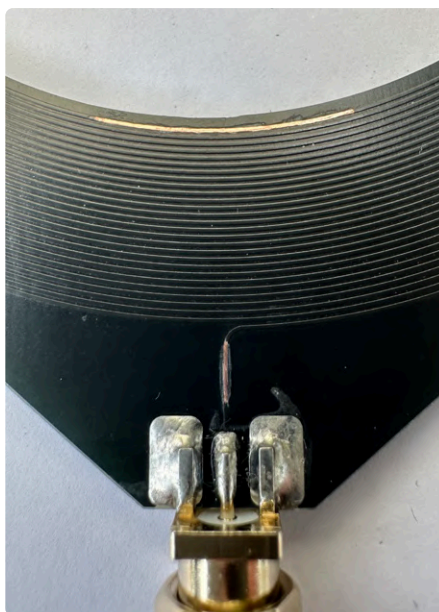


Figure 3. La piste est grattée, puis coupée...

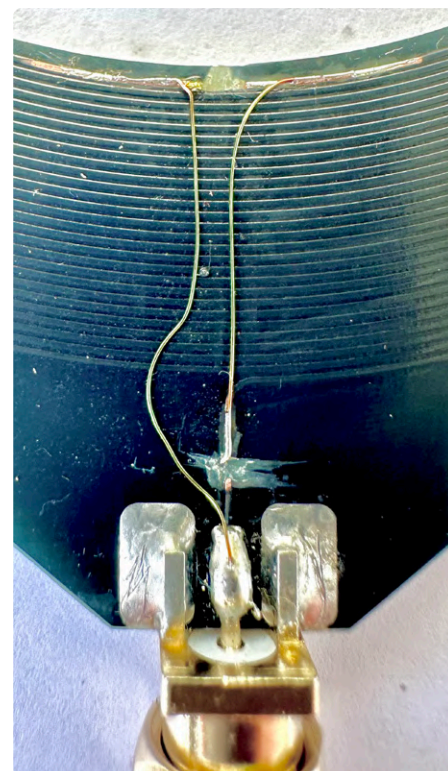


Figure 4. ... et les extrémités de la bobine sont raccordées dans le bon sens avec de courts fils.

Antenne modifiée

Une moitié de l'enroulement forme désormais un aller-retour, ce qui en annule l'effet, mais cela est négligeable. Ce nouveau câblage semble le plus favorable pour obtenir une amplitude de signal élevée. Dans mon test à 77,5 kHz, l'amplitude a doublé comme prévu.

Cette antenne modifiée peut désormais capter efficacement des signaux induits magnétiquement des ondes longues aux ondes courtes. La boucle peut même rivaliser avec une antenne fouet capacitive. Néanmoins, l'antenne donut reste peu adaptée à la bande FM. ◀

250385-04



À propos de l'auteur

Pendant plus de 40 ans, Peter Neufeld a été responsable du traitement des données, des systèmes électriques et de gestion technique des bâtiments, ainsi que des technologies de communication et des médias. Il a désormais du temps libre pour se consacrer à l'application pratique de l'électronique classique et des micro-contrôleurs modernes dans des projets de loisir. Il a présenté certains de ces projets sur Elektor Labs ou sur son blog.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (Peter.Neufeld@gmx.de), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- **Burkard Kainka, SDR Hands-on Book (Elektor E-book, 2019)**
www.elektor.fr/18915
- **Récepteur radio réseau SDRplay nRSP-ST (1 kHz à 2 GHz)**
www.elektor.fr/21091

LIENS

- [1] Mini-radio (récepteur ESP32 Si4732), site ATS mini par AMNVOLT : <https://atsmini.github.io/>
- [2] Ce projet sur Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/how2fix-a-donut-antenna>
- [3] Boucle magnétique large bande de Peter : <https://peterneufeld.wordpress.com/2026/03/16/broadband-magnetic-loop-for-the-miniradio/>

20 Standby Killer

Un vrai interrupteur marche/arrêt pour votre téléviseur



Gianfranco De Dominici (Italie)

Depuis de nombreuses années, les téléviseurs ne disposent plus d'un véritable interrupteur marche/arrêt. Le circuit présenté ici permet de déconnecter galvaniquement le téléviseur du secteur à l'aide de la télécommande. Cela réduit la consommation d'énergie et améliore la sécurité, car les surtensions du réseau ne peuvent plus endommager l'appareil.

Selon la réglementation européenne, un téléviseur ne peut pas consommer plus de 0,5 W en veille standard, soit un peu moins de 4 kWh par an. Financièrement, cela reste marginal – quelques euros tout au plus sur la facture d'électricité. Mais lorsqu'on sait qu'un pays relativement petit comme les Pays-Bas compte plus de 17 millions de téléviseurs consommant ensemble près de 7 MWh par an en veille, la situation change complètement. Et dès que des périphériques supplémentaires sont reliés au téléviseur (connexions réseau actives, commande vocale, options de démarrage rapide, etc.), cette « consommation fantôme » augmente encore.

Bien entendu, il serait possible d'ajouter un interrupteur marche/arrêt au cordon d'alimentation du téléviseur, ou simplement de débrancher la prise, mais ne serait-il pas beaucoup plus pratique de le faire depuis son fauteuil avec la télécommande ? C'est précisément ce que permet ce circuit.

Son fonctionnement repose sur la mesure du courant consommé par le téléviseur et sur la

détection de l'utilisation de la télécommande. Si le téléviseur est allumé et que le bouton marche/arrêt de la télécommande est pressé, le téléviseur passe immédiatement en veille et sa consommation chute fortement. Le capteur de courant du standby killer le détecte ; la séquence d'extinction est alors déclenchée par le microcontrôleur, (un Arduino Nano Supermini), puis un relais électromécanique coupe l'alimentation secteur. Si un autre bouton de la télécommande est appuyé, la consommation du téléviseur reste élevée et la séquence d'extinction n'est pas lancée.

Si le téléviseur est éteint et que le bouton marche/arrêt de la télécommande est pressé, le standby killer active son relais et raccorde le téléviseur au secteur. Cette action est confirmée par un bref bip du buzzer.

Circuit

La **figure 1** montre le schéma. Le standby killer se place entre la prise murale et le téléviseur. L'alimentation est assurée par un convertisseur CA/CC Hi-Link HLK-PM01, qui convertit

la tension secteur de 230 V en une tension continue stable de 5 V.

Le cœur du circuit est un capteur de courant ACS 712/5 d'Allegro, qui mesure la consommation du téléviseur à l'aide d'un capteur à effet Hall. Dans le prototype, un module avec le circuit intégré déjà soudé a été utilisé. Nous avons conçu le circuit imprimé (PCB), présenté ci-dessous, à cet effet.

Un récepteur IR standard (ici un VS1838) reçoit les commandes infrarouges de la télécommande du téléviseur. Le transistor T1 sert de buffer/inverseur pour le signal provenant du récepteur IR.

Fonctionnement

Supposons que le téléviseur soit allumé. Lorsque le bouton marche/arrêt de la télécommande est pressé pour éteindre le téléviseur, la procédure d'extinction du standby killer est activée.

Le téléviseur passe alors en veille normale, ce qui réduit fortement sa consommation. Le capteur de courant le détecte et sa tension de sortie chute en conséquence. Cela déclenche un compte à rebours d'environ 3 minutes sur l'Arduino Nano. À l'issue de ce délai (sauf si le téléviseur est rallumé entre-temps), le relais se désactive et l'alimentation du téléviseur est complètement coupée.

Pour rallumer le téléviseur, il suffit d'appuyer de nouveau sur le bouton marche/arrêt de la télécommande ; le capteur IR détecte le signal et, via l'Arduino Nano, réactive le relais afin que le téléviseur soit à nouveau alimenté. Un bip du buzzer signale acoustiquement cette action.

Vous l'avez sans doute remarqué : c'est désor-

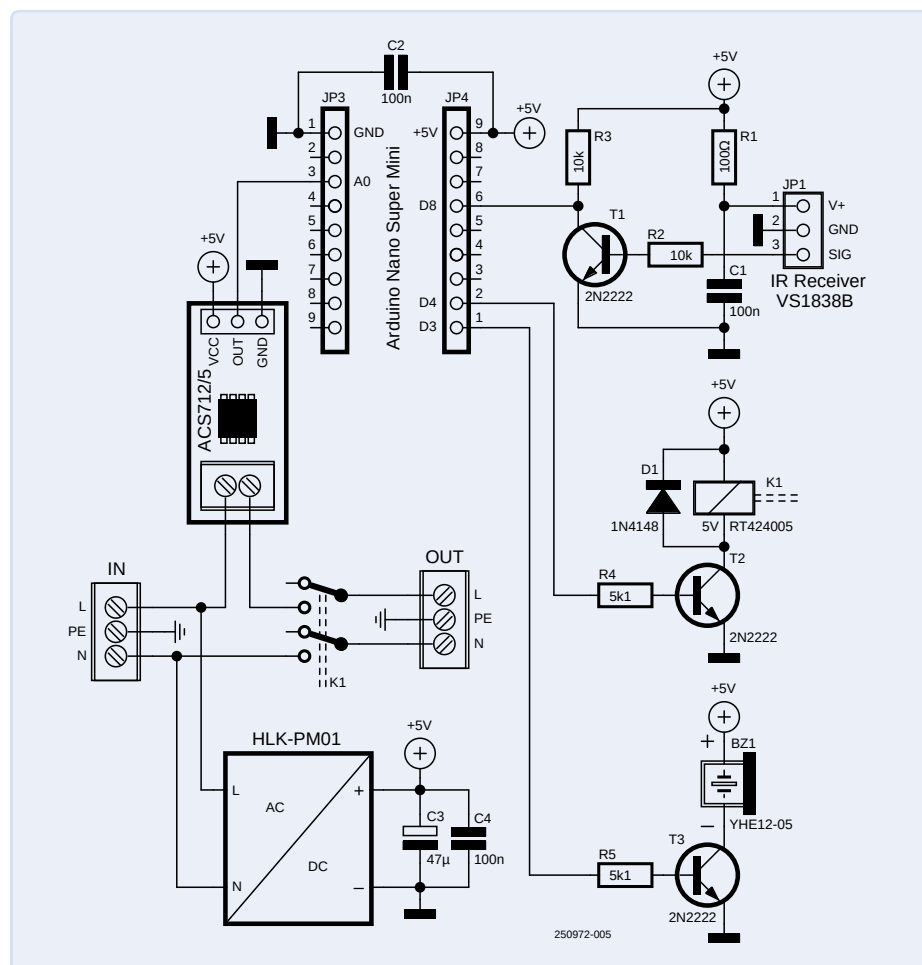


Figure 1. Schéma du standby killer.

mais le standby killer qui reste en permanence en veille à la place du téléviseur. Avec une consommation de moins de 100 mW à l'état éteint (relais désactivé), il est nettement plus économe que le téléviseur lui-même ; en outre, à l'état éteint, le téléviseur est galvaniquement isolé du secteur, ce qui empêche toute surtension de provoquer des dommages (ou pire) – une situation gagnant-gagnant.

L'auteur a conçu un circuit imprimé pour ce montage. Les fichiers Gerber du PCB sont disponibles en téléchargement sur la page Elektor Labs de cet article [1].

Logiciel

Le croquis Arduino est simple. Comme d'habitude, il commence par un (grand nombre de) définitions, suivies d'une routine de setup exécutée une seule fois après la mise sous tension ou après un reset (voir **listing 1**).

Deux constantes, `LIMIT_HI` et `LIMIT_LO`, définissent les niveaux de tension auxquels l'Arduino doit réagir. La communication série initialisée dans la routine de setup sert aux tests, mais peut aussi être utilisée pour piloter un afficheur.

Après la routine `setup()`, une boucle de programme infinie vérifie si une commande IR a été reçue ; pour des raisons de stabilité,



Listing 1. Constantes et setup()

```
...
const int TestPin = 9; // the number of the timer pin: 0 ==> 1', 1 ==> 60'
const int OptoIn = 8; // IR receiver, active HIGH
const int Load = 3; // the number of the OUTPUT ctrl pin: 1 for 1' then 0
const int Buzzer = 4; // buzzer output
const int LIMIT_HI = 553; //2.7 on [0..3v3], 10 bit res = 1024 * 2.68/3.3 = 832
const int LIMIT_LO = 522; //2.55 on [0..3v3], 10 bit res = 1024 * 2.55/3.3 = 791
...

void setup() {
  pinMode(TestPin, INPUT);
  pinMode(Load, OUTPUT);
  pinMode(LED_BUILTIN, OUTPUT);
  pinMode(Buzzer, OUTPUT);
  // initialize serial communication at 9600 bits per second:
  Serial.begin(9600);
}
...
```

chaque commande est lue deux fois puis la moyenne est calculée (**listing 2**).

L'action appropriée est ensuite exécutée à l'aide d'une construction `if`, comme l'allumage du téléviseur (**listing 3**).

De la même manière, si le téléviseur est allumé, il est éteint. Le sketch complet peut également être téléchargé depuis la page Elektor Labs [1].

250972-04



Listing 2. Boucle : détection des commandes IR

```
...
// read the input on analog pin 0:
meas1 = analogRead(A0);
delay(ONE_MILLISECOND); // delay in between reads for stability
meas2 = analogRead(A0);
meas = (meas1+meas2)>>1; // average of 2 measures
TestVal = digitalRead(TestPin);
Serial.println(meas);
...
```



Listing 3. Boucle : allumage du téléviseur

```
...
if (Cmd == 1 && Cmd_d1 == 0 && OUT_load == 0) { // load OFF and IR received a pulse -> buzzer
  timerCounter=(TestVal==1?ALIM_TIME_ON*ONE_MINUTE:TEST_TIME_ON*ONE_MINUTE);
  OUT_load=1;
  OUT_buzz=1;
  t1 = millis();
  tbuzz = millis();
  Serial.println("-I- Turned ON");
}
...
```



Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (gdedo_1957@libero.it), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produis

> Elektor Arduino Nano MCCAB Training Board
www.elektor.fr/20295

À propos de l'auteur

Gianfranco De Dominicis a débuté sa carrière, après avoir obtenu un diplôme en électronique, en tant que responsable d'un laboratoire de réparation de radios et de téléviseurs. Il a ensuite travaillé comme employé dans une entreprise fabriquant du matériel militaire. Après une expérience dans une société britannique spécialisée dans la maintenance de moniteurs, il est aujourd'hui technicien à l'Agence de recherche de l'OTAN en Italie.



SUJET À LA UNE

Visitez notre page **circuits & conception de circuits** pour des articles, des projets, des actualités et des vidéos.

www.elektormagazine.fr/
circuits-conception-de-circuits



LIEN

[1] Page du projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/stand-by-killer>

21 test d'accus

Mesurer les capacités de batteries avec l'Arduino Nano

Burkhard Kainka (Allemagne)

Des microcontrôleurs comme l'Arduino Nano conviennent à des mesures et tests simples d'accus. Avec le logiciel TestLab sur PC, il est possible de piloter le contrôleur facilement.



Il est possible de tester les petites accus rechargeables sans grand effort : un Arduino Nano permet de mesurer des paramètres importants tels que la tension, la résistance interne et la capacité afin de déterminer l'état de la batterie. Avec TestLab et le langage de script TlScript, présentés dans deux autres articles de ce numéro [1][2], le contrôleur est piloté pour les tâches de mesure. Le logiciel peut être téléchargé depuis [3].

Pile bouton

La petite cellule NiMH en forme de pile bouton provient d'une lampe solaire de jardin détruite par l'infiltration d'humidité. L'étiquette indique 1,2 V, 40 mAh. L'expérience montre que ce type de batterie reste réutilisable même après une longue décharge profonde. En général, la capacité diminue et la résistance interne augmente. Pour en savoir plus, la batterie est chargée et déchargée à travers une résistance série de 100 Ω connectée à une broche d'E/S de l'Arduino (**figure 1**). La résistance de 2,2 k Ω , connectée à l'entrée A1 (pour la mesure de tension) sert uniquement de protection. Sans elle, une inversion de polarité de la batterie pourrait détruire le contrôleur.

Pour les mesures, nous avons écrit un petit programme utilitaire ; il place toutes les broches d'E/S à l'état actif pendant une minute,

puis à l'état inactif pendant une minute, en boucle. Le programme est saisi et lancé dans la fenêtre TlScript [2]. Si nécessaire, il est possible de connecter plusieurs broches en parallèle pour obtenir des courants plus élevés.

Le programme peut être démarré et arrêté à tout moment. Comme cela se produit pratiquement toujours pendant la période d'attente d'une minute, une particularité du micrologiciel TestLab entre en jeu. *Stop* exécute un temps d'attente quasi infini, tandis que *Go* met fin à la période d'attente en cours (*Delay...*). Ainsi, il est également possible d'utiliser *Stop* et *Go* pour interrompre une période d'attente en cours.

```
Rem OnOff120s
0x09FF Pdir = 255
L1:
0x08FF Pout = 255
0x1B01 Delay min = 1
0x0800 Pout = 0
0x1B01 Delay min = 1
0x2001 Jmp L1:
```

Pour évaluer non seulement la tension de la batterie mais aussi le courant, on effectue une mesure à deux canaux (**figure 2**). ADO (noir) mesure la tension sur AO, et AD1 (rouge) mesure la tension de la batterie (broche A1). Avec une tension d'alimentation du Nano de 5 V, l'axe des ordonnées vaut exactement 0,5 V par division. La résistance interne de la broche empêche la tension d'atteindre tout à fait 0 V ou 5 V. Le courant se calcule à partir de l'écart de tension entre les deux canaux et de la résistance de 100 Ω .

Cette mesure montre d'abord comment la batterie a été presque entièrement déchargée. Pour cela, le programme utilitaire a été arrêté pendant la phase inactive (c'est-à-dire pendant l'attente

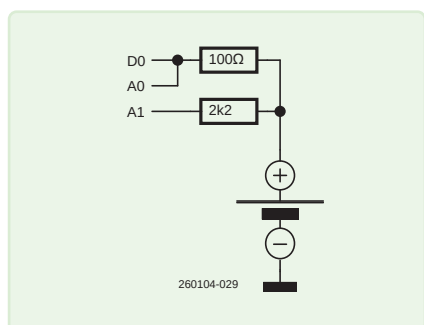


Figure 1. Charge et décharge.

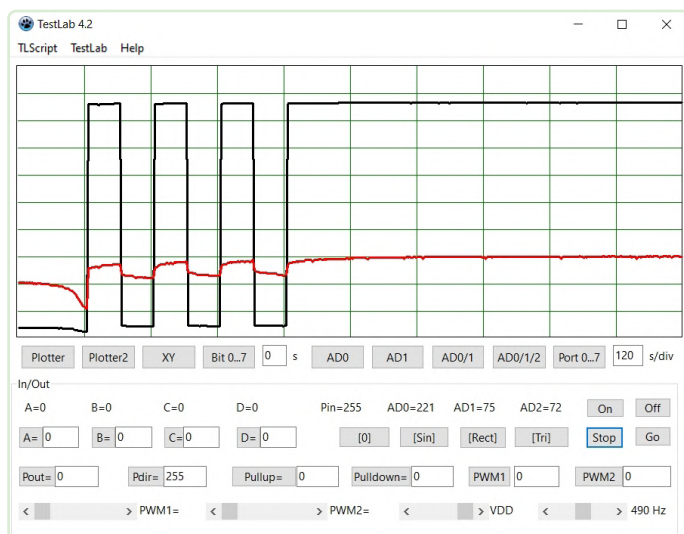


Figure 2. Évolution de la tension de la batterie.

après **Pout = 0**) à l'aide de **Stop**. Au début, la batterie pouvait encore maintenir 1 V, mais la tension a ensuite chuté rapidement. Après deux minutes, le programme utilitaire a été relancé avec **Go**. Le programme a tourné pendant six minutes, avec trois cycles d'une minute de charge et d'une minute de décharge. Le courant de charge était d'environ 25 mA, supérieur au courant de décharge d'environ 10 mA. Par conséquent, une tension un peu plus élevée a été atteinte à chaque phase. Il n'est pas exclu que cette petite batterie soit redevenue un peu plus active grâce à cette charge par intervalles.

Le programme a ensuite été arrêté à l'état actif pour charger la batterie pendant plusieurs minutes. La tension de la batterie est montée à 1,5 V, généralement tenue pour la tension de fin de charge. Toutefois, il faut y ajouter la chute de tension aux bornes de la résistance interne, de sorte que la batterie devrait en réalité être chargée jusqu'à environ 1,7 V. La batterie n'est donc chargée qu'à une faible fraction de sa capacité présumée.

Les sauts de tension d'environ 0,2 V lors de chaque commutation sont intéressants. Comme le courant varie d'environ 35 mA, la résistance interne peut être estimée à environ 6 Ω . La batterie resterait donc utilisable pour des charges à très faible consommation. Il sera intéressant de voir si la charge par intervalles peut encore réduire la résistance interne.

La mesure de la **figure 3** montre une phase de décharge prolongée. La tension de la batterie était initialement de 1,2 V, puis a chuté sur une période de 20 minutes jusqu'à presque 1 V. En supposant un courant de décharge de 10 mA, la batterie a fourni une charge de 3,3 mAh durant cette période.

Ensuite, la batterie a été entièrement rechargée une nouvelle fois, puis déchargée directement vers GND à travers une résistance de 100 Ω . La vitesse de mesure a été réglée à 720 s/div (**figure 4**), ce qui signifie que l'axe des abscisses couvre exactement deux heures. Cependant, après seulement 48 minutes, la batterie était vide (10 mA $\times$ 0,8 h = 8 mAh). La capacité d'origine a donc chuté à 20 %. Cela rend la batterie inutilisable pour la plupart des appli-

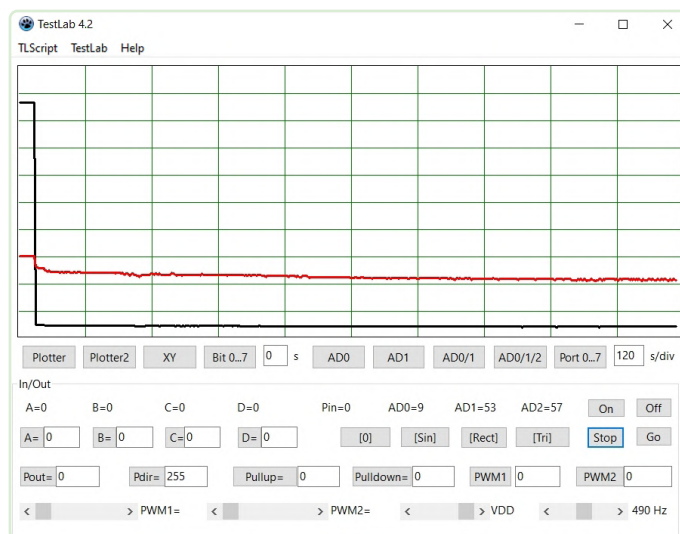


Figure 3. Décharge prolongée.

cations, mais elle a tout de même été utile comme objet de test pour les mesures.

Batterie lithium

Une petite batterie lithium de 3,7 V et 300 mAh a ensuite été examinée. Elle a d'abord été chargée à 4,2 V à l'aide d'une alimentation de laboratoire. Sans courant de charge, la tension est immédiatement retombée à 3,5 V. Ce phénomène est attribué au circuit de protection interne, qui provoque probablement une chute de tension lors de la charge. Il est possible que ce circuit soit conçu pour permettre une charge sous 5 V, ce qui signifierait que la batterie n'a pas été entièrement chargée.

Pour maintenir la mesure sous deux heures, un courant de décharge plus élevé était nécessaire. Nous avons utilisé une petite ampoule à incandescence 12 V/5 W comme une charge. Une mesure avec

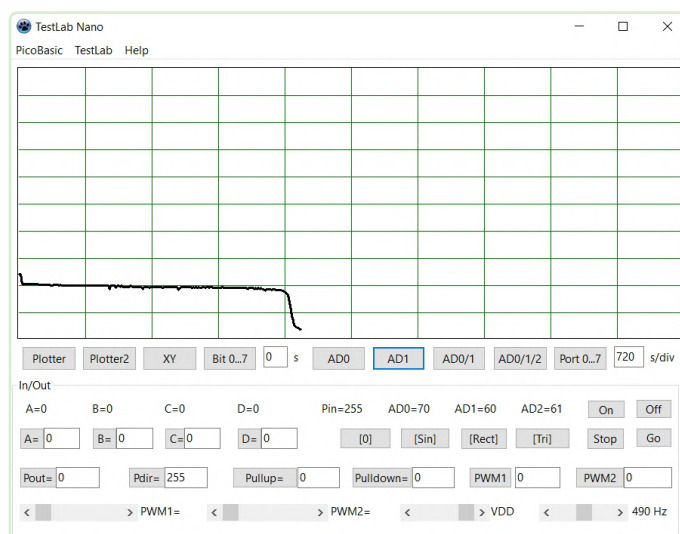


Figure 4. Décharge complète.

l'alimentation de laboratoire a montré qu'à 3,5 V, un courant de 150 mA circule. Les 300 mAh devraient donc théoriquement être atteints en deux heures. L'avantage de l'ampoule à incandescence par rapport à une résistance est qu'elle stabilise en partie le courant. Quand la tension baisse, le filament refroidit et sa résistance diminue, ce qui limite la diminution du courant.

La courbe de décharge (**figure 5**) montre une chute de tension d'environ 0,1 V lors de la connexion de la charge, ce qui permet de déduire une résistance interne inférieure à 1 Ω . Comme prévu, la tension diminue d'abord lentement, puis de plus en plus rapidement vers la fin.

Dans un autre essai, nous avons chargé la batterie à une tension de 5 V, jusqu'à ce que le circuit de protection intégré arrête la charge. Lors de la décharge (**figure 6**), environ 1,5 heure a été atteinte cette fois, ce qui correspond à environ 75 % de la capacité nominale. Les artefacts visibles sur une partie de la courbe de décharge sont probablement dus à des problèmes de contact.

Enfin, une batterie lithium provenant d'une cigarette électronique a aussi été testée, bien qu'elle ne soit pas entièrement chargée. Dans ce cas, environ 75 mAh ont été fournis (**figure 7**). Ce type de batterie ne disposant pas de circuit de protection, la mesure a dû être arrêtée avant une décharge profonde. ◀

260104-D-04

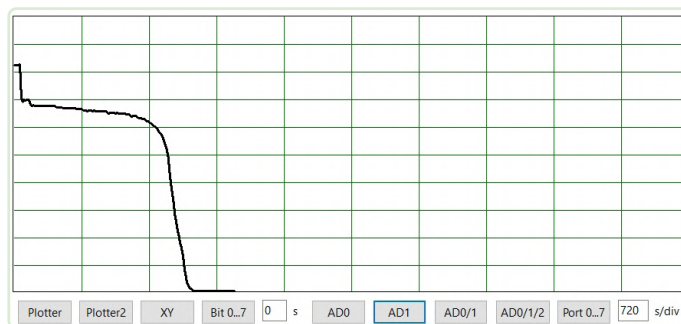


Figure 5. Mesure sur une batterie lithium.

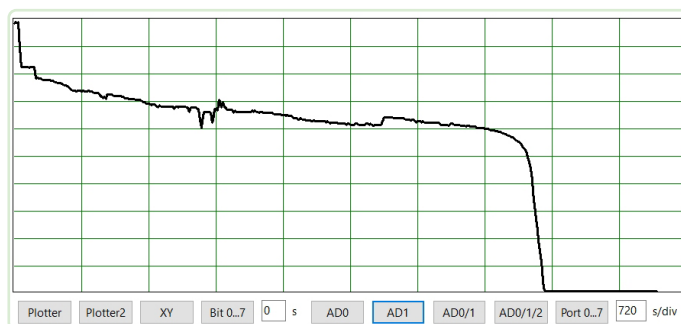


Figure 6. Détermination de la capacité.

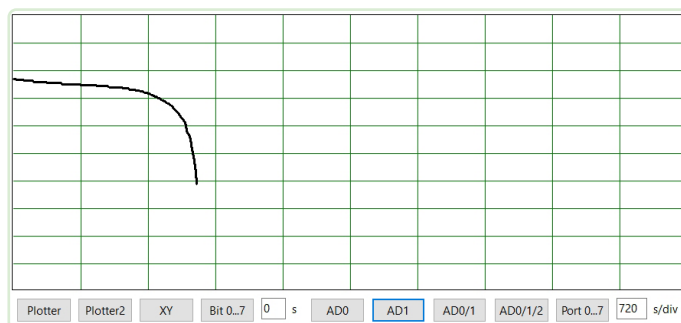


Figure 7. Capacité résiduelle d'une batterie de cigarette électronique.



Produit

► **Arduino (cours de programmation Elektor Academy Pro)**
www.elektor.fr/21270



LIENS

- [1] Burkhard Kainka, « Arduino Nano TestLab », Elektor Circuit Special 2026 : <https://www.elektormagazine.fr/260104-04>
- [2] Burkhard Kainka, « Programmation avec TlScrip », Elektor Circuit Special 2026 : <https://www.elektormagazine.fr/260104-B-04>
- [3] Téléchargement du logiciel : <https://www.elektronik-labor.de/TLScript/TLScript.html>

Testeur de diodes Zener Elektor

Le testeur de diodes Zener Elektor est essentiellement une source de courant constant commutable par paliers de 1 à 50 mA. Il peut être utilisé pour tester des diodes Zener jusqu'à un maximum de 54 V. Grâce à un convertisseur élévateur de 60 V, l'appareil peut être alimenté par une tension courante de 5 à 12 V.

Le principe de ce testeur est simple. Une diode Zener ou un autre DUT (device under test, dispositif sous test, comme une LED) est polarisé par une source de courant réglable. La tension aux bornes du DUT peut être mesurée avec un multimètre. La tension de la plupart des (petites) diodes Zener est spécifiée pour un courant de 5 mA. Selon l'application, la tension à d'autres courants peut également présenter un intérêt. C'est pourquoi six réglages de courant sont disponibles : 1, 2, 5, 10, 20 et 50 mA. Les LED sont souvent spécifiées pour un courant de 20 mA.

Prix : ~~99,95 €~~

Prix spécial : 84,95 €

www.elektor.fr/21289



FNIRSI GC-03 Détecteur de rayonnement multifonction



Prix : ~~99,95 €~~

Prix spécial : 84,95 €

www.elektor.fr/21313

FNIRSI TDM-120P Multimètre à imagerie thermique



Prix : ~~199,95 €~~

Prix spécial : 179,95 €

www.elektor.fr/21314



Alimentation de labo à faible bruit Elektor

L'alimentation de laboratoire à faible bruit d'Elektor est une unité symétrique, entièrement analogique, réglable et de puissance moyenne, qui ne contient aucun composant à découpage ni composant numérique. Elle fournit une tension de sortie réglable entre 0 V et ± 22 V, ainsi qu'un courant de sortie réglable de 0 A à 1 A. Comme elle évite toute forme de circuit à découpage, sa conception offre un bruit extrêmement faible. Pour afficher les deux tensions et courants de sortie, quatre petits indicateurs analogiques à cadre mobile sont utilisés.

La plupart des alimentations de laboratoire modernes et des adaptateurs secteur utilisent des techniques à découpage. Même les meilleurs modèles présentent

inévitablement une ondulation haute fréquence et d'autres artefacts de commutation en sortie, susceptibles de perturber les tests de circuits analogiques sensibles et les mesures de faibles signaux. Pour éviter cela, le concept présenté ici repose sur une alimentation entièrement analogique. Bien qu'elle soit moins efficace que ses homologues à découpage, cette efficacité réduite a peu d'importance pour une utilisation sur banc d'essai et garantit des résultats de mesure plus propres et plus fiables.

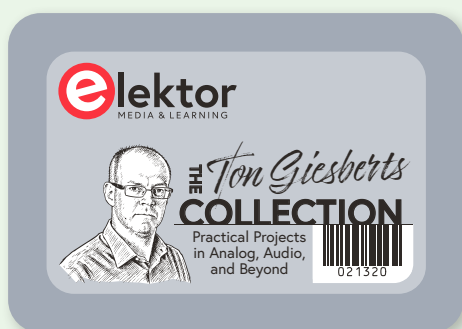


Prix : ~~299,00 €~~

Prix spécial : 249,00 €

www.elektor.fr/21276

The Ton Giesberts Collection (clé USB)



Prix : ~~49,95 €~~

Prix spécial : 39,95 €

www.elektor.fr/21320

SDR with HackRF One & HackRF Pro



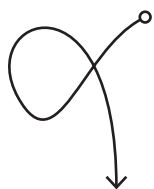
Prix : 24,95 €

Prix (membres) : 22,46 €

www.elektor.fr/21317



22 alimentation pour ampli audio de puissance



Sans bruit secteur

Alfred Rosenkränzer (Allemagne)

Le ronflement secteur provenant des haut-parleurs est familier à beaucoup d'entre nous. Un câblage défectueux du système hi-fi, des câbles de mauvaise qualité, des interférences ou des points de masse inadaptés n'en sont pas toujours la cause. Parfois, le problème vient de l'alimentation de l'amplificateur. Heureusement, il existe aussi des solutions à ce problème. Voici comment j'ai résolu ce défaut sur l'étage amplificateur haut de gamme. Bien sûr, il est possible d'utiliser cette alimentation pour alimenter d'autres étages d'amplification.

Il y a quelque temps, j'ai décidé de convertir quelques enceintes passives à trois voies en enceintes actives à l'aide du filtre actif [1] que j'avais conçu et de mes amplificateurs haut de gamme [2]. Chaque enceinte devait avoir un filtre avec trois amplificateurs de puissance. L'alimentation des amplificateurs reposait sur le montage classique composé d'un transformateur, d'un redresseur et de condensateurs

de filtrage. Cela fonctionnait plutôt bien, jusqu'à ce qu'un bruit apparaisse.

Le problème

Après l'assemblage et les essais, j'ai malheureusement constaté qu'une ronflette audible était émise par les haut-parleurs. Dans ce type de situation, le câblage de l'installation est généralement vérifié en premier. L'optimisation du câblage a amélioré la situation, mais le bruit persistait et restait audible.

Après des recherches approfondies, il s'est avéré qu'un phénomène assez inhabituel en était la cause : la ronflette provenait des courants de charge pulsés des condensateurs électrolytiques sur les cartes d'amplification.

En raison du redressement double alternance et des condensateurs d'une capacité relativement d'une capacité, de 100 μ F, des impulsions de courant courtes apparaissaient à 100 Hz avec une amplitude suffisante pour produire une ronflette. Même si les lignes d'alimentation vers les gros condensateurs présentaient une très faible résistance, une légère chute de tension apparaissait malgré tout sur les lignes de masse, puis était amplifiée par les amplificateurs de puissance et devenait audible. Ce phénomène ne concernait pas uniquement les amplificateurs haut de gamme utilisés ici, car des condensateurs électrolytiques sont présents sur de nombreuses cartes d'amplificateurs analogiques.

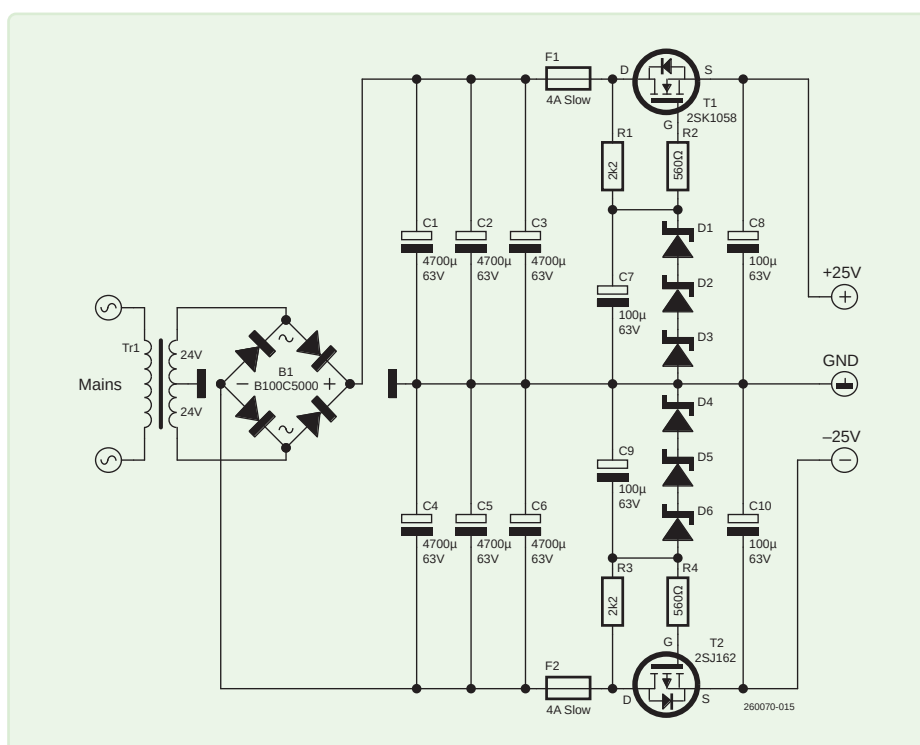


Figure 1. Le schéma de la première version de l'alimentation « sans ronflette » a été complété dans la seconde par des régulateurs de tension discrets.

Dimensionnement du transformateur

Le dimensionnement du transformateur de cette alimentation obéit à certains critères particuliers. Bien entendu, le transformateur doit pouvoir fournir la puissance requise par la charge ainsi que les pertes dues à la régulation de tension décrite ici. Il faut toutefois commencer par examiner la tension. Pour une puissance audio de sortie de 35 W sous 4 Ω avec l'amplificateur haut de gamme, les pertes impliquent qu'il faut prévoir une puissance électrique d'entrée d'un peu moins de 55 W. Celle-ci se répartit entre les deux tensions d'alimentation. Avec une tension de fonctionnement de ±25 V, on obtient un courant moyen de 1,1 A.

Il faut ensuite ajouter la tension de grille nécessaire des MOSFET de puissance à la tension de sortie souhaitée. Selon la fiche technique des IRFP240 et IRFP9240, il faut prévoir une valeur ≤4,5 V à 1,1 A. En raison des tolérances des composants, il est recommandé de mesurer la tension de grille réellement nécessaire pour un courant donné. Vous pouvez tomber sur des exemplaires particulièrement performants et vous contenter, par exemple, de 3,5 V.

Pour la version avec régulation par amplificateur opérationnel, il faut ajouter environ 1,5 V correspondant à l'écart entre sa tension maximale de sortie et la tension d'alimentation. La somme est ensuite divisée par $\sqrt{2}$ afin d'obtenir la tension secondaire du transformateur. La chute de tension due au redressement peut généralement être négligée. On obtient alors, pour la version simple sans amplificateurs opérationnels :

$$U_{\text{Trafo}} = (U_{\text{out}} + 4.5 \text{ V}) / \sqrt{2}$$

Avec $U_{\text{out}} = \pm 25 \text{ V}$, comme requis pour l'amplificateur haut de gamme, on obtient 20,9 V. Un transformateur avec des secondaires de 2 × 21 V est donc nécessaire. Les transformateurs standard de 2 × 24 V offrent une réserve suffisante.

Pour la version avec régulation par amplificateur opérationnel, la formule devient :

$$U_{\text{Trafo}} = (U_{\text{out}} + 5.5 \text{ V} + 1.5 \text{ V}) / \sqrt{2}$$

Avec $U_{\text{out}} = \pm 25 \text{ V}$, la valeur calculée est de 21,9 V. Un transformateur avec des secondaires de 2 × 22 V devrait suffire — un modèle de 2 × 24 V fournirait également une réserve adéquate.

Passons maintenant au courant. Dans une alimentation, après redressement et filtrage, non seulement la tension augmente par rapport à celle du transformateur, mais le courant prélevé sur le transformateur augmente aussi proportionnellement par rapport au courant de sortie souhaité. La formule est :

$$I_{\text{Trafo}} = I_{\text{out}} \times \sqrt{2}$$

Si vous souhaitez obtenir les ±1,1 A calculés en sortie, le transformateur doit pouvoir fournir environ 2 × 1,6 A au secondaire. Le transformateur devra donc délivrer 2 × 24 V à 1,6 A chacun, soit une puissance nominale de 77 VA.

Cependant, ce calcul de courant ne s'applique qu'en charge continue. Avec des signaux musicaux, le facteur de crête entre en jeu. Il décrit le rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne et atteint au moins 6 dB (c'est-à-dire un facteur ≥4) pour de la musique pop fortement compressée. La musique classique présente des facteurs de crête nettement plus élevés (>10), et même la musique électronique moderne atteint généralement au moins un facteur de 3. Il est donc judicieux de ne pas surdimensionner inutilement le transformateur, mais de le dimensionner un peu plus modestement. Avec une charge d'alimentation de 55 W (largement suffisante pour trois de mes amplificateurs haut de gamme dans une enceinte active), un transformateur de 25 W par enceinte suffirait théoriquement. Bien que les concepteurs aient souvent tendance à prévoir trop large, un transformateur de 2 × 24 V avec 0,8 A par enroulement (≈40 VA) reste parfaitement suffisant. La « puissance musicale » possible de l'enceinte dépasserait encore les 35 W maximum des amplificateurs haut de gamme. La puissance continue requise, comme pour des amplificateurs d'instruments, dépasserait alors légèrement 25 W.

L'optimisation des pistes de courant a apporté une amélioration, mais cela restait insuffisant. J'ai donc choisi une solution radicale censée éliminer totalement le problème. La solution la plus évidente consistait à éliminer complètement la ronflette sur les lignes d'alimentation afin d'alimenter les amplificateurs avec une tension continue exempte de bruit.

Régulation de tension

La solution la plus simple est probablement un régulateur de tension. En raison des courants, tensions et puissances élevés, l'emploi de solutions intégrées n'est ni simple ni économique ; seul un régulateur série analogique simple composé d'une diode Zener et d'un transistor de régulation a donc été envisagé. Dans ma première version (**figure 1**), j'ai utilisé

un MOSFET de puissance au lieu d'un transistor bipolaire classique.

La tension de grille devait rester faible afin de limiter la dissipation thermique. J'avais encore en stock des modèles adaptés, les 2SK1058 (canal N) et 2SJ162 (canal P), dont la tension de grille était dérivée de la tension principale d'alimentation via une résistance série, des diodes Zener et un petit condensateur de filtrage. Afin d'ajuster la tension de grille aussi précisément que possible, j'ai monté trois diodes Zener en série. Ces MOSFET ne sont plus disponibles et leurs remplaçants adaptés sont assez coûteux. De plus, la suppression de ronflette reste modérée à moins de 40 dB (en raison de la transconductance limitée des MOSFET de puissance). Cela suffit généralement, mais la suppression de ronflette peut

encore être améliorée par l'ajout de circuits supplémentaires.

Version 2.0

Pour toutes ces raisons, j'ai décidé de réaliser une seconde version plus aboutie. J'ai utilisé une paire courante et économique de MOSFET de puissance IRFP240/IRFP9240. Par rapport aux anciens modèles 2SK1058/2SJ162, les connexions source et drain sont inversées, ce qui imposait de toute façon un nouveau routage. Cela a permis de séparer l'alimentation des tensions de grille (et celle de l'électronique additionnelle). À cet effet, la **figure 2** montre quatre diodes Schottky, D1 à D4, ainsi que deux condensateurs de filtrage dédiés, C3 et C4. Cette mesure découple non seulement les

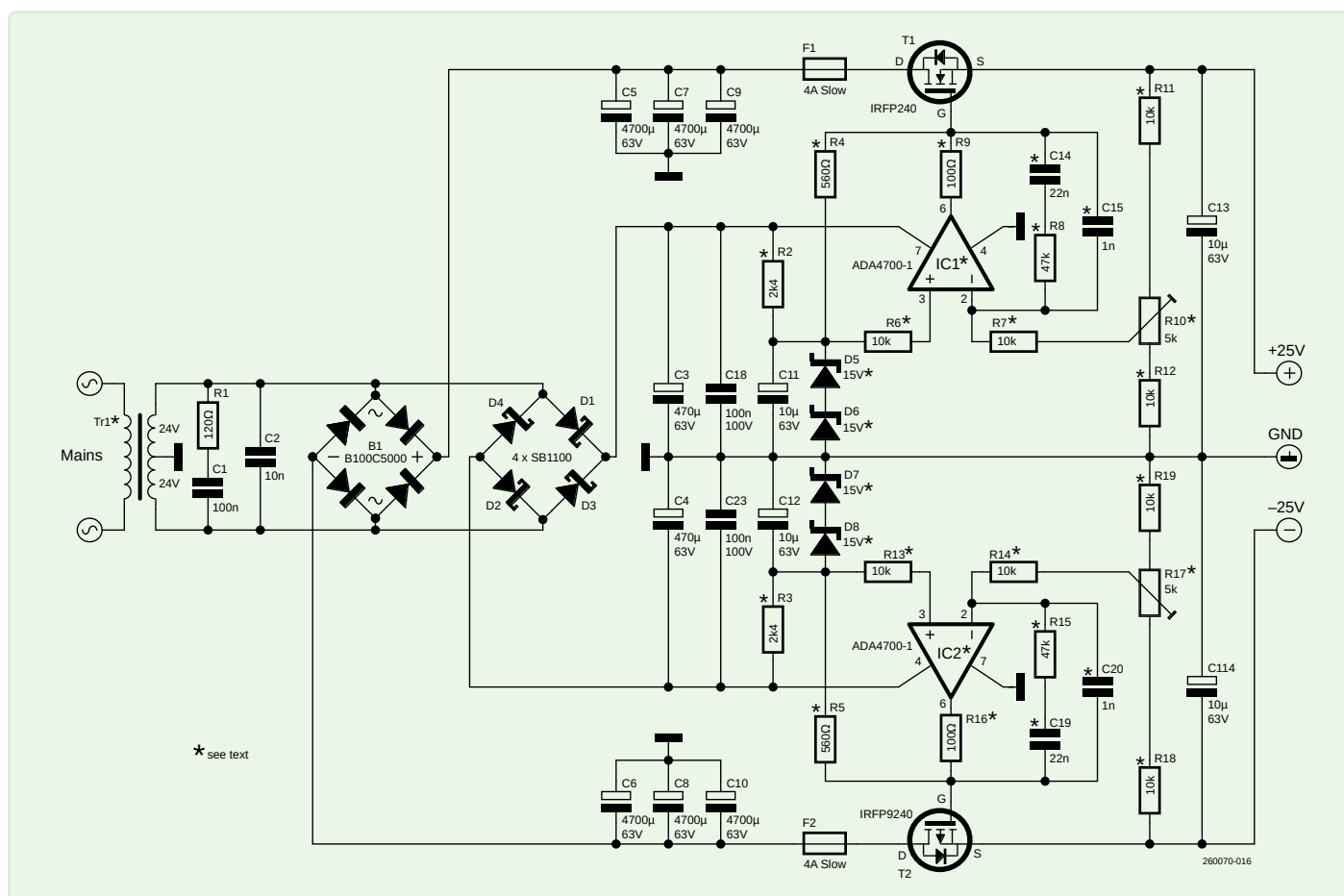


Figure 2. La seconde version offre le choix entre une régulation série simple et une suppression renforcée de la ronflette grâce à des amplificateurs opérationnels supplémentaires.

amplificateurs de l'ondulation du pont redresseur B1, d'amplitude plus élevée en raison des courants plus forts dans cette section, mais aussi des chutes de tension provoquées par les courants des amplificateurs pulsant au rythme de la musique. Les fortes variations de charge pendant les passages musicaux soutenus ont donc moins d'influence.

En outre, j'ai réduit le nombre de diodes Zener à deux montages en série de deux diodes chacun. Cela permet de régler la tension de sortie souhaitée avec une précision suffisante. La tension Zener totale doit être adaptée au transformateur utilisé et à la tension de sortie cible. R2/R3 doivent être dimensionnées afin qu'environ 2 à 3 mA traversent les diodes Zener. Les valeurs indiquées sont calculées pour les amplificateurs haut de gamme utilisés, alimentés sous ± 25 V. Si une atténuation de ronflette d'environ 30 dB suffit, il est possible d'omettre la régulation supplémentaire par ampli-op. Dans ce cas, il suffit d'omettre IC1, IC2, R6 à R19, C14, C15, C19 et C20.

Une atténuation plus efficace est obtenue

grâce à deux amplificateurs opérationnels supplémentaires qui, grâce à leur fort gain en boucle ouverte, éliminent dans tous les cas la ronflette audible causée par l'ondulation de l'alimentation. Les ampli-op standard atteignent rapidement leurs limites lorsque la tension d'alimentation dépasse 30 V. C'est pourquoi des ampli-op ADA4700-1 sont utilisés ici par sécurité, car ils peuvent fonctionner avec des tensions d'alimentation allant jusqu'à 100 V et ne dissipent qu'un maximum de 170 mW grâce à leur faible courant de repos. Si une meilleure suppression de ronflette est souhaitée, seules R4 et R5 sont omises. D5 et D8 sont remplacées par des cavaliers, tandis que D6 et D7 prennent une valeur de 12 V (pour une tension de sortie de ± 25 V). R2 et R3 doivent alors être portées à 10 k Ω . Avec les ajustables R10/R17, un réglage limité des tensions de sortie entre ± 20 V et ± 30 V est possible.

Cette solution présente aussi un inconvénient : la tension maximale de sortie des amplificateurs opérationnels spécifiés se situe environ 1,5 V sous la tension d'alimentation positive.

Ces 1,5 V sont donc perdus à la sortie de l'alimentation. La ronflette diminue, mais le rendement global baisse aussi. Si vous souhaitez conserver le choix, implantez tous les composants. Une sorte de « commutation » entre les deux modes peut être obtenue ainsi : la régulation simple s'obtient en omettant R9 et R16 et en montant les diodes Zener D5 à D6 avec les valeurs indiquées. La régulation plus complexe, au prix d'une tension maximale de sortie réduite, est activée en montant R9/R16 à la place de R4/R5, en remplaçant D5/D8 par des cavaliers, en utilisant 12 V pour D6/D7 et 10 k Ω pour R2/R3. La commutation demande donc quelques travaux de soudure et de l'attention afin que tous les composants R2 à R5, R9, R16 et D5 à D8 soient correctement montés.

Compléments

J'ai conçu le circuit imprimé (figure 3, fichiers de routage Eagle disponibles ici [3]) pour que les deux MOSFET de puissance et le pont redresseur B1 soient placés du même côté.

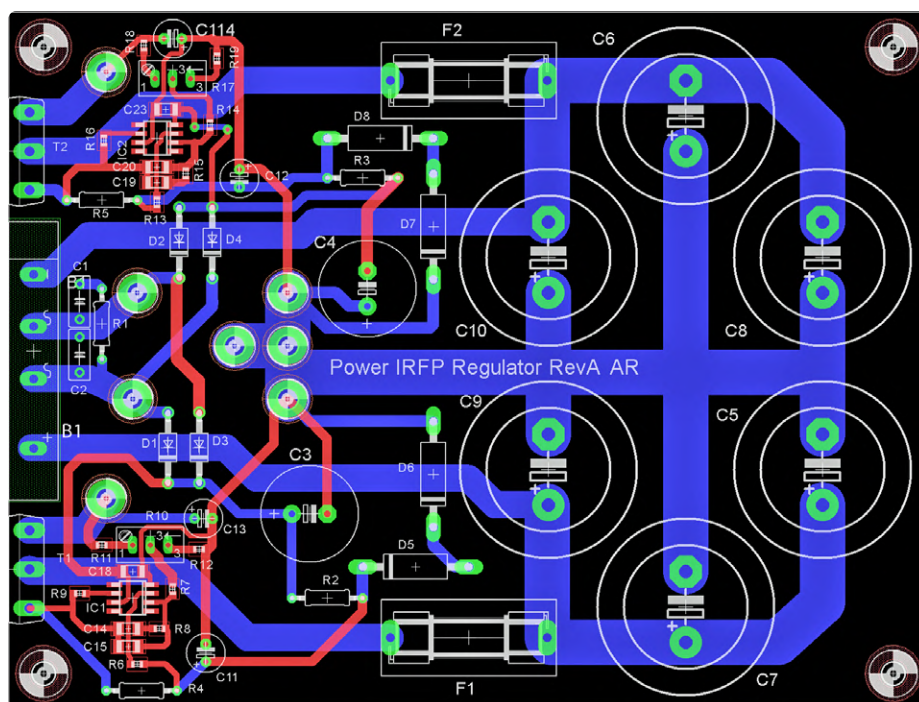


Figure 3. Le PCB de l'alimentation. Les deux MOSFET de puissance sont regroupés avec le pont redresseur sur un même côté afin de faciliter le refroidissement.

Les trois semi-conducteurs de puissance peuvent donc être montés ensemble sur un seul dissipateur thermique. Le prototype de la **figure 4** montre comment cela est réalisé. Si l'alimentation est utilisée avec des amplificateurs autres que les modèles haut de gamme employés ici, non seulement les valeurs des composants mentionnés mais aussi la tension secondaire et la puissance du transformateur devront être adaptées. En outre, pour des transformateurs avec une tension secondaire supérieure à 36 V, les tensions nominales des condensateurs doivent être prises en compte. L'auteur dispose encore de quelques PCB nus. ◀

260070-04



Figure 4. Le prototype de l'auteur montre à quel point une telle alimentation peut rester compacte.

Liste des composants

Résistances

R1 = 120 Ω
 R2, R3 = 2,4 ou 10 k Ω *
 R4, R5 = 560 Ω *
 R6, R7, R11...R14, R18, R19 = 10 k Ω *
 R8, R15 = 47 k Ω *
 R9, R16 = 100 Ω *
 R10, R17 = 10 k Ω , potentiomètre ajustable
 10 tours, vertical *

Condensateurs

C1 = 100 nF / 100 V
 C2 = 10 nF / 100 V
 C3, C4 = 470 μ F / 63 V, E5-13
 C5...C10 = 4 700 μ F / 63 V, EB25D
 C11...C13, C114 = 10 μ F / 63 V, E2.5-6
 C14, C19 = 22 nF / 100 V *
 C15, C20 = 1 nF / 100 V *

Semi-conducteurs

B1 = B100C5000, vertical
 D1...D4 = SB1100, Schottky, 100 V / 1 A
 D5, D8 = diode Zener, 15 V / pont filaire *
 D6, D7 = diode Zener, 15 V / 12 V *
 T1 = IRFP240, TO-247
 T2 = IRFP9240, TO-247

Divers

F1, F2 = fusible, 4 AT, 22,5 mm, avec support
 PCB 260070

Dissipateur thermique

Tr1 = transformateur secteur, secondaire
 2 x 24 V / 0,8 A *

* voir texte

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur
 (alfred_rosenkraenzer@gmx.de), ou
 contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

> Alimentation de laboratoire programmable Joy-IT PS1440-C-Pro avec RS485
 (1440 W)
www.elektor.fr/21278

LIENS

- [1] Alfred Rosenkränzer, « Filtre actif pour enceintes actives », Elektor 1-2/2016 : <https://elektormagazine.fr/magazine/elektor-201601/28693>
- [2] Alfred Rosenkränzer, « Amplificateur d'enceinte active », Elektor 3/2014 : <https://elektormagazine.fr/magazine/elektor-201403/24483>
- [3] Fichiers de routage, Elektor Labs : <https://tinyurl.com/etby79j3>

23 cartes de prototypage RF

Montages rapides avec des cartes de prototypage pour RF

Alfred Rosenkränzer (Allemagne)

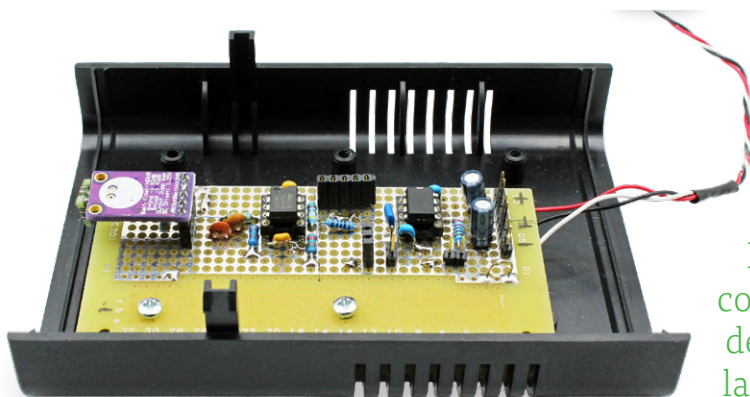


Figure 1. Prototype réalisé sur une carte de prototypage compatible RF.

En électronique haute fréquence, les contraintes diffèrent de celles des circuits fonctionnant à des fréquences plus basses (comme les signaux audio). Les cartes de prototypage standard du commerce sont peu adaptées à la RF, faute de plan de masse continu. En revanche, la carte de prototypage présentée ici est parfaitement adaptée à la RF !

Il est évident que la RF exige une approche différente de celle de l'électronique « classique ». Les capacités et surtout les inductances du câblage jouent ici un rôle essentiel. Pour limiter ces effets dans les montages d'essai et les prototypes, un plan de masse quasi continu présentant une faible inductance constitue déjà une amélioration notable. De plus, un tel plan de masse réduit également l'influence de l'environnement. Un circuit de ce type se comporte alors sur l'établi presque comme s'il était monté dans un boîtier (métallique). Avec un boîtier plastique, le classique effet de main (le circuit ne fonctionne que lorsqu'on tient le boîtier) devient bien moins marqué.

Plan de masse continu

Pour ces raisons, j'utilise volontiers des « cartes de prototypage pour la RF » pour réaliser mes prototypes RF. La **figure 1** montre un exemple dans l'un de mes montages d'essai. Grâce au plan de masse continu sur la face supérieure, il est possible de réaliser en tout point une liaison de masse directe, directement au niveau de chaque composant. Cependant, il semble qu'il ne reste plus qu'un seul fabricant de ce type de cartes ; une simple Eurocarte de 160 × 100 mm coûte désormais environ 19 €.

J'ai donc utilisé Eagle pour concevoir de simples cartes de prototypage RF en trois dimensions différentes et les faire fabriquer à faible coût en Extrême-Orient. Ces cartes, de dimensions 50 × 50, 50 × 100 et 100 × 100 mm, comportent les trous de fixation ordinaires pour

vis M3 dans les coins. La **figure 2** montre le routage de la plus petite version. L'astuce lors de la conception consistait à supprimer le masque de soudure supérieur après génération des fichiers

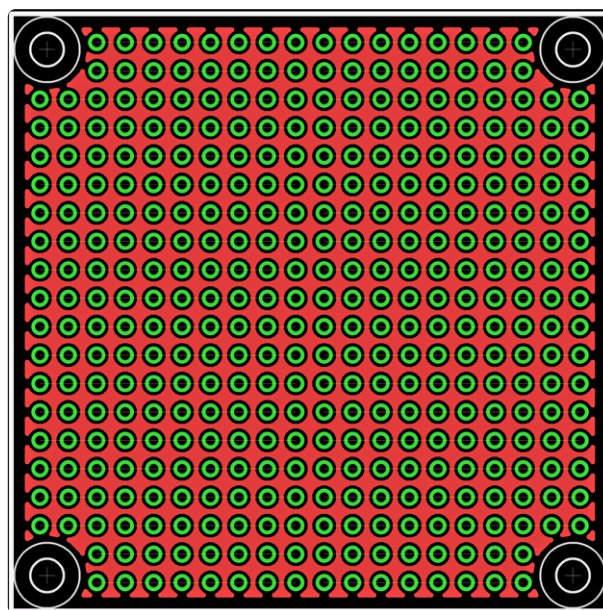


Figure 2. Routage de la plus petite carte de prototypage RF (50×50 mm).

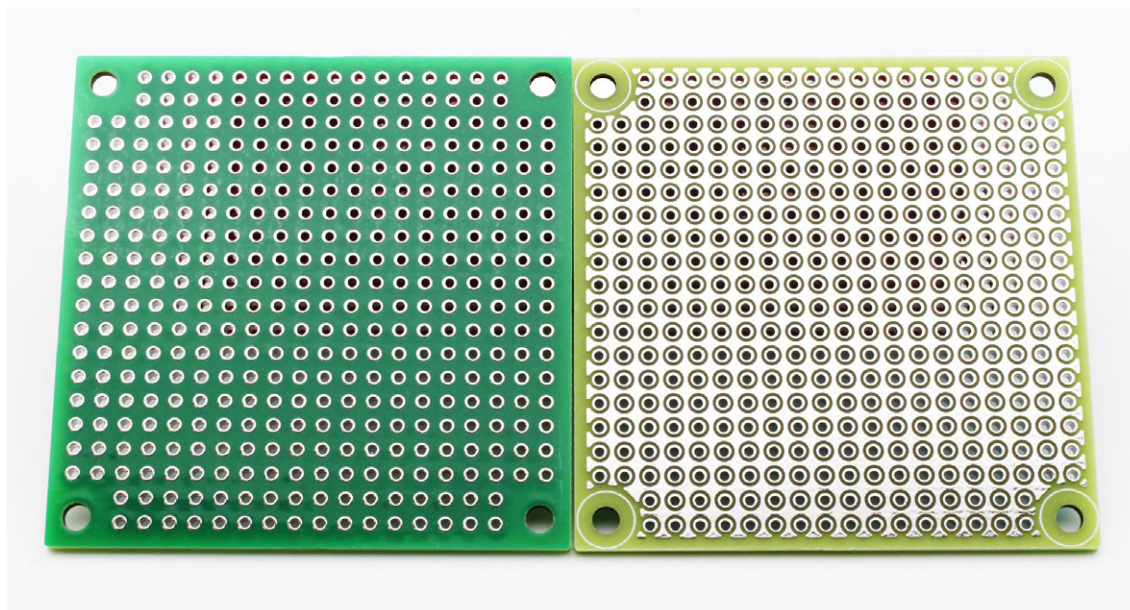


Figure 3. Aspect final de la carte de prototypage RF réalisée à partir du routage de la figure 2.

Gerber et à demander au fabricant d'étamer toute la face supérieure. Comme le montre la **figure 3**, le résultat est parfaitement conforme. Avec les fichiers de routage disponibles sur le site Elektor Labs [1], vous pouvez fabriquer ces cartes vous-même ou les adapter à vos besoins. Pour des circuits plus complexes, il est possible d'ajouter l'implantation des composants ainsi que les pistes de liaison, y compris les connexions de masse, comme pour la conception d'un circuit imprimé classique. La grille doit être réglée sur 100 mil (1/10 pouce), et il convient bien sûr d'utiliser des composants traversants, même si des composants CMS au format 1206 ou 0805 peuvent aussi être montés sur la face inférieure si nécessaire. D'ailleurs, il me reste encore quelques cartes en surplus. Si besoin, vous pouvez simplement me contacter par e-mail. ◀

250567-04



À propos de l'auteur

Alfred Rosenkränzer a travaillé durant de nombreuses années comme ingénieur de développement, d'abord dans le domaine de la télévision professionnelle. Depuis la fin des années 1990, il développe des circuits numériques rapides et des circuits analogiques pour des testeurs d'IC. L'audio reste sa passion personnelle.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (alfred_rosenkraenzer@gmx.de), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

> **FNIRSI HS-01 Fer à souder intelligent (avec 6 pannes)** 
www.elektor.fr/20568

> **Support pour PCB ZD-11E**
www.elektor.fr/20314



LIEN

[1] Routages de cartes de prototypage, Elektor Labs : <https://tinyurl.com/2smm6pda>

24 protection contre les surtensions T3

Un parafoudre de type 3 pour vos équipements sensibles

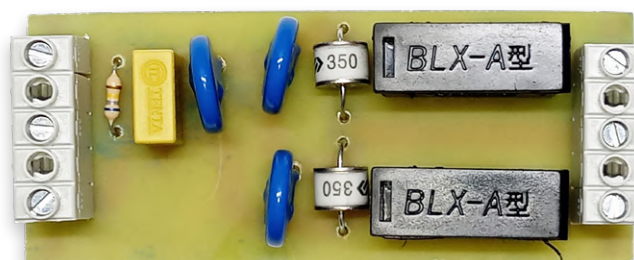
Giuseppe La Rosa (Italie)

Les dispositifs de protection contre les surtensions (SPD) sont indispensables pour protéger les équipements des dommages provoqués par les effets directs ou indirects de la foudre. L'énergie à dissiper est considérable et sa réduction s'effectue progressivement, à travers plusieurs niveaux de protection. Pour en savoir plus, lisez cet article.

Les lignes électriques constituent la principale voie de propagation des perturbations provoquées par les coups de foudre, mais aussi de celles générées par le réseau lui-même, à la suite d'erreurs de régulation, de commutations ou, plus généralement, de phénomènes CEM. En cas de foudre, l'énergie injectée dans le réseau est considérable et doit être évacuée le plus efficacement possible. Cela n'est possible qu'en plusieurs étapes, à l'aide de SPD répartis en trois catégories à action progressive : Type 1, Type 2 et Type 3.

En détail :

- SPD de type 1 : première ligne de défense, il est conçu pour absorber la majeure partie de l'énergie des surtensions provoquées par un impact direct de foudre sur le réseau électrique. Il est généralement installé au plus près du point de raccordement au réseau (compteur électrique) du bâtiment. Il nécessite une mise à la terre robuste et directe.
- SPD de type 2 : deuxième niveau de protection, conçu pour éliminer l'énergie résiduelle non absorbée par le protecteur de type 1, il est généralement installé dans les tableaux de distribution d'étage. Par rapport au type 1, son seuil d'intervention est plus faible et il élimine les surtensions et perturbations de moindre amplitude, pouvant aussi être générées à l'intérieur du bâtiment.
- SPD de type 3 : troisième et dernier niveau de protection — objet de cet article — conçu pour protéger les équipements les plus sensibles contre les surtensions résiduelles non éliminées par



les dispositifs de type 1 et type 2 installés sur la même ligne. Il est généralement raccordé au plus près des charges en bout de ligne, telles que les ordinateurs, appareils électroménagers, systèmes audio/vidéo, etc.

Schéma de circuit

La **figure 1** présente le schéma de circuit de base de cette protection de type 3. La tension secteur entre par la gauche via le bornier à vis X1 (L, N, PE : phase, neutre, terre de protection) et sort via X2 vers la charge à protéger.

Le circuit est entièrement symétrique. Ce choix s'explique par le fait que la plupart des prises utilisées dans l'UE sont symétriques et autorisent le raccordement L-N dans les deux sens ; il est donc impossible de garantir une polarité unique, et le circuit doit fonctionner correctement dans toutes les configurations.

Les trois varistances R1, R2 et R3, avec un seuil de déclenchement de 275 VAC, sont raccordées entre L-N, L-PE et N-PE afin de limiter les surtensions entre les conducteurs.

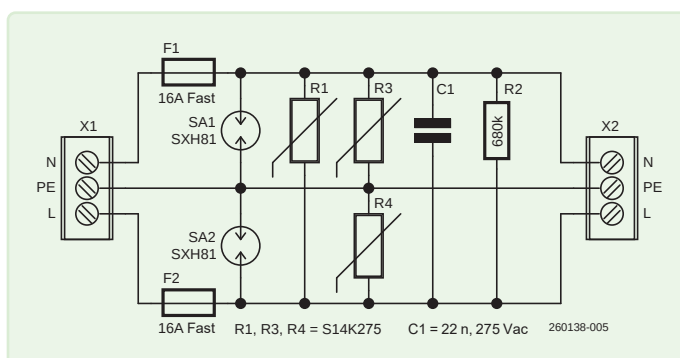


Figure 1. Schéma de base du parafoudre de type 3.

Les deux éclateurs à gaz SA1 et SA2, avec un seuil de déclenchement de 350 VAC, sont raccordés entre L-PE et N-PE afin d'écouler les surtensions vers la terre. Bien que leur temps de réponse soit légèrement supérieur à celui d'une varistance (100 ns contre environ 25 ns), leur capacité à écouler des courants de forte intensité est nettement plus élevée. En cas de surtensions importantes et prolongées, leur réponse rapide contribue à protéger les varistances contre toute détérioration permanente en provoquant la fusion des fusibles rapides F1 et F2, montés en série sur les lignes L et N immédiatement en aval du connecteur X1. Les dommages au circuit sont ainsi évités, tout en préservant l'intégrité et la sécurité du SPD.

Le condensateur C1 (classe X2, 22 nF, 275 VAC) est raccordé entre L et N afin de filtrer les parasites haute fréquence, tandis que la résistance R1 (680 kΩ) est montée en parallèle pour le décharger après la mise hors tension du secteur, pour des raisons de sécurité.

Construction et boîtier

La réalisation du SPD est assez simple, puisque nous avons conçu un circuit imprimé (PCB) pour ce projet [1]. La carte est simple face et s'assemble facilement à la main. Les composants nécessaires sont peu nombreux (voir l'encadré « **liste des composants** »), mais doivent respecter les caractéristiques indiquées dans cette liste.

Le PCB, dont la sérigraphie (avec les repères de câblage) est illustrée à la **figure 2**, peut être fixé par un support imprimable en 3D, illustré à la **figure 3**. Les fichiers de routage du PCB ainsi que le fichier .stl du support sont téléchargeables depuis la page Elektor Labs de ce projet à l'adresse [1].

Ce circuit doit impérativement être monté dans un boîtier en plastique afin de satisfaire aux exigences de sécurité ! ◀

260138-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (lrgeltronic@hotmail.com) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

➤ **Station de soudage AE970D (80 W)**
www.elektor.fr/20731

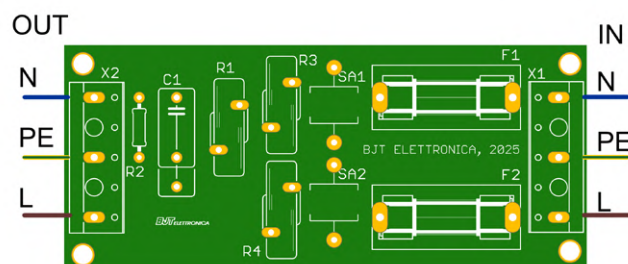


Figure 2. Sérigraphie côté composants du PCB.

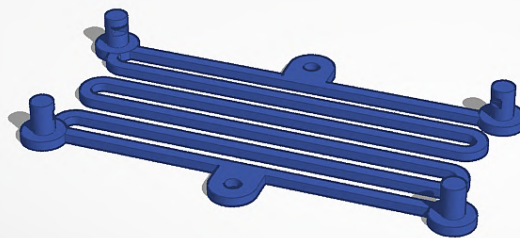


Figure 3. Support imprimable en 3D pour le PCB.



Liste des composants

Résistances

R1, R3, R4 = varistance S14K275, 275 VAC
R2 = 680 kΩ, 0,25 W

Condensateur

C1 = 22 nF, classe X2, polyester, 275 VAC

Divers

SA1, SA2 = parafoudre à gaz SXH81-350X, 350 V
F1, F2 = fusible 16 A, 5x20, céramique, action rapide
X1, X2 = borne à vis 3 pôles
Support de fusible 5x20 mm, pour montage sur circuit imprimé

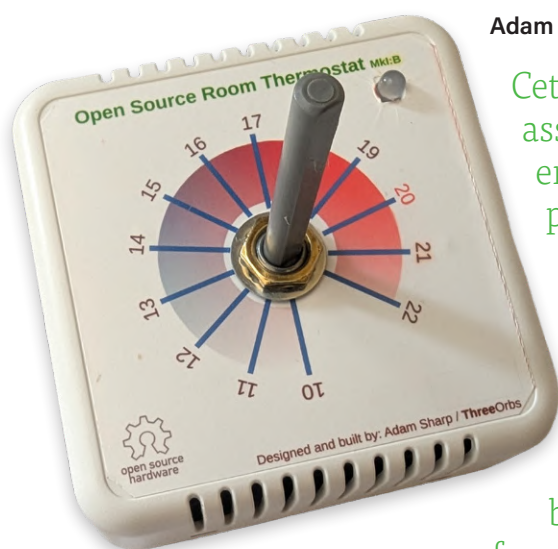
LIEN

[1] Page de téléchargement Elektor : <https://tinyurl.com/t3surgelabs>

25 thermostat d'ambiance IdO

Avec le module MCU Xiao basé sur ESP32-C3/S3

Adam Sharp (Royaume-Uni)



Cette carte de thermostat d'ambiance open source associe un module MCU Seeed Xiao, des capteurs environnementaux et une connectivité sans fil pour proposer une solution flexible et économique destinée aux systèmes CVC et à la domotique. Conçu autour d'une interface utilisateur simple à potentiomètre, le thermostat prend en charge plusieurs plateformes de firmware, comme Tasmota et ESPHome, tout en permettant l'intégration de capteurs I²C ou 1-Wire supplémentaires. Le PCB compact s'intègre dans un boîtier ventilé, couramment disponible, et est conçu pour fonctionner au sein d'un système domotique plus vaste plutôt que comme contrôleur CVC autonome.

Un thermostat d'ambiance est un élément essentiel de tout système ou sous-système CVC (chauffage, ventilation et climatisation), notamment lorsqu'il s'intègre à l'écosystème en plein essor de la domotique. Cette version réalisée sur circuit imprimé prend en charge différents modules MCU, plateformes de firmware et capteurs environnementaux. Pour un thermostat, une mesure fiable de la température est naturellement indispensable, mais d'autres paramètres environnementaux, tels que l'humidité, la qualité de l'air, les particules en suspension et la concentration en CO₂, peuvent aussi nécessiter une surveillance et une régulation.

Des connecteurs d'extension offrent de nombreuses possibilités de personnalisation, tandis que le circuit imprimé s'adapte à un boîtier du commerce pour une installation d'aspect professionnel. Bien moins coûteuse que de nombreux « thermostats IA » du commerce, cette conception permet d'installer un thermostat dans chaque pièce tout en restant assez simple pour un usage quotidien.

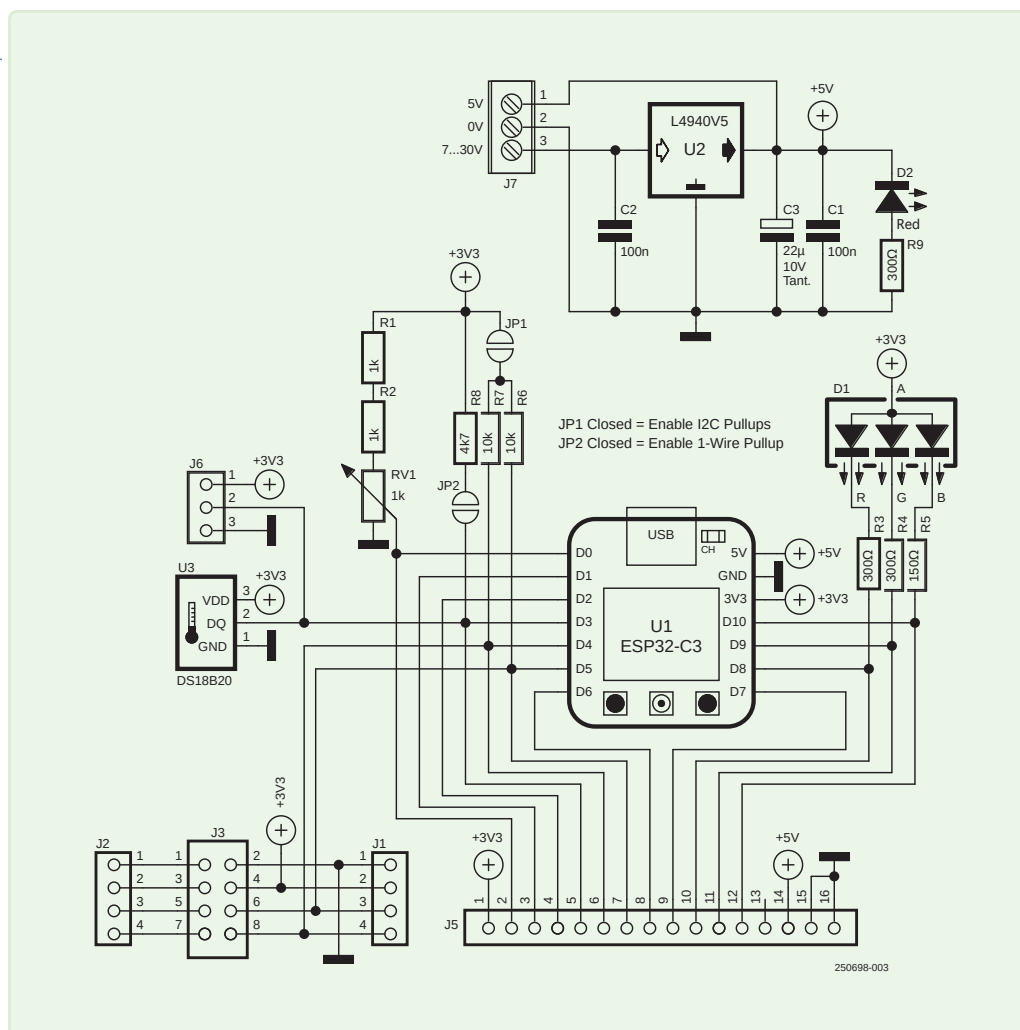
Le thermostat d'ambiance présenté ici est une conception

entièrement open source, pensée pour être compacte, évolutive et économique. Il peut être utilisé tel quel ou adapté selon les besoins, et prend en charge plusieurs plateformes domotiques, notamment Node-RED, Home Assistant/ESPHome, Domoticz et d'autres. L'interface utilisateur reste volontairement simple et intuitive, sans afficheur ni commandes complexes.

Conception matérielle

Le schéma complet du thermostat est présenté à la **figure 1**, tandis que le thermostat assemblé et installé dans son boîtier est illustré à la **figure 2**.

Le circuit repose sur un module MCU Seeed Xiao (U1). L'un des atouts de la famille Xiao est son empreinte standardisée, qui permet d'utiliser différents types de MCU tout en conservant une compatibilité de brochage identique. Le choix par défaut est un module ESP32-S3 ou -C3, offrant une connectivité Wifi et Bluetooth, bien que d'autres variantes, comme l'ESP32-C6 ou le nRF52840, puissent aussi être utilisées selon le protocole sans fil requis. La **figure 3** montre le circuit imprimé nu.



▲ Figure 1. Schéma complet du thermostat d'ambiance open source.

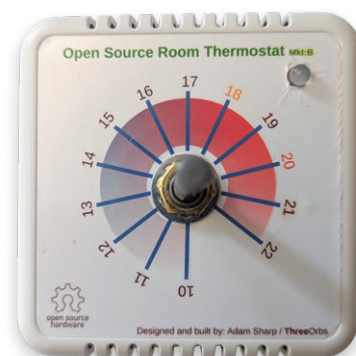


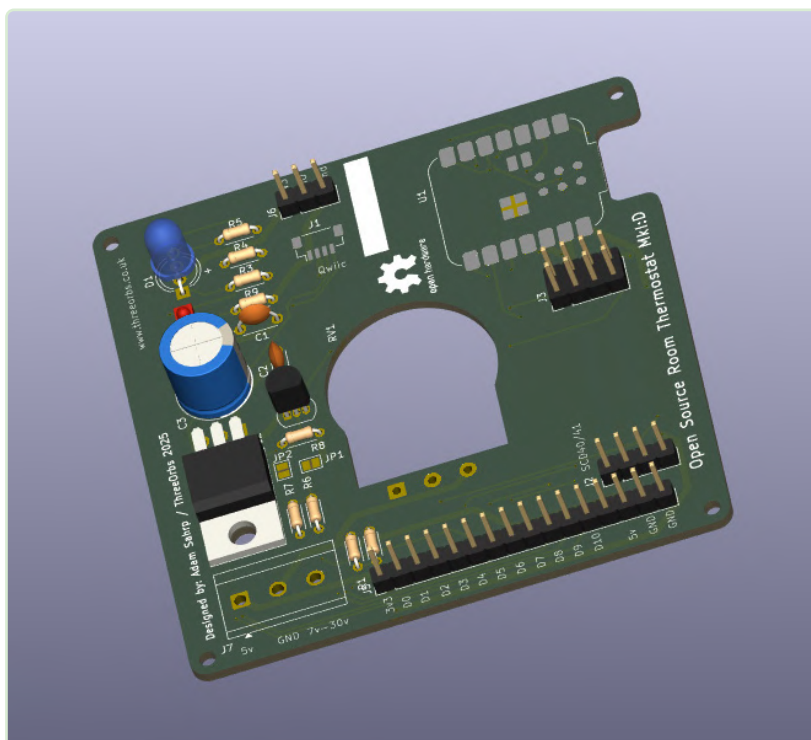
Figure 2. Thermostat d'ambiance assemblé, installé dans le boîtier ventilé Camdenboss.

La mesure de température est assurée par un capteur DS18B20 (U3). Des capteurs environnementaux supplémentaires peuvent être ajoutés via le connecteur J2, l'option par défaut étant un module SCD40 ou SCD41. Ces capteurs mesurent la température, l'humidité et la concentration calibrée en CO_2 ; la carte peut aussi accueillir d'autres capteurs pour les particules en suspension, le monoxyde de carbone ou d'autres paramètres environnementaux.

Le bus I²C est également accessible via un connecteur Qwiic (J1), tandis que le bus 1-Wire du DS18B20 est accessible à l'extérieur via le connecteur J6. Un connecteur d'extension (J5) offre des possibilités d'interfaçage supplémentaires, et des cavaliers à souder permettent de configurer les résistances de terminaison des bus 1-Wire et I²C.

Une LED RGB (D1) fournit un retour visuel à l'utilisateur, tandis que la consigne de température se règle à l'aide d'un potentiomètre classique. Cette approche simple fondée sur un réglage unique, évite la complexité des afficheurs ou des encodeurs rotatifs et reste intuitive à utiliser.

L'alimentation peut provenir d'une source régulée de 5 V ou d'une alimentation continue de 7 à 30 V. Une attention particulière a été portée à l'implantation du circuit



▲ Figure 3. Circuit imprimé nu montrant l'empreinte du MCU Xiao, les connexions des capteurs environnementaux et les connecteurs d'extension.

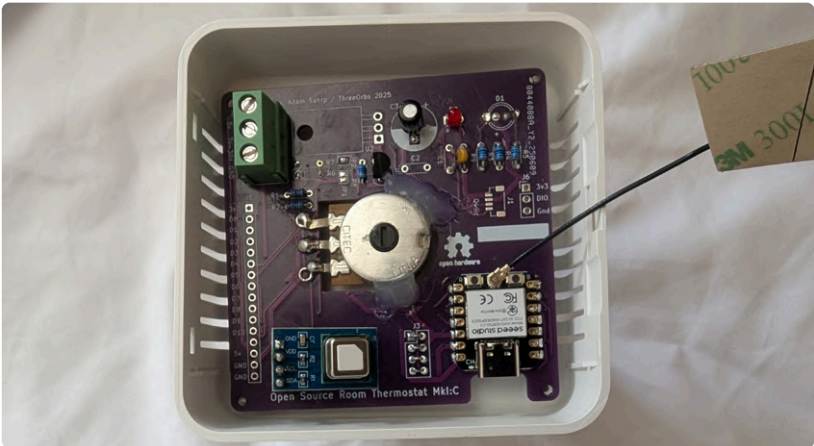


Figure 4. Circuit imprimé assemblé installé dans le boîtier, avec le module Xiao, le capteur environnemental, le potentiomètre et les connecteurs.

imprimé afin de limiter l'influence thermique des sources de chaleur internes sur les capteurs environnementaux. La **figure 4** montre le circuit imprimé assemblé et installé dans le boîtier.

Micrologiciel

Le thermostat d'ambiance a été conçu comme une plateforme matérielle flexible prenant en charge plusieurs écosystèmes de micrologiciel domotique populaires, notamment :

- > Tasmota
- > ESPHome
- > ESPEasy
- > solutions firmware personnalisées

Aucun micrologiciel dédié n'est fourni avec le projet, afin de garantir la compatibilité du thermostat avec plusieurs écosystèmes IoT existants et des solutions personnalisées. Le mappage correct des GPIO dépend du module Xiao utilisé. L'attribution recommandée des signaux est présentée dans le **tableau 1**.

Tableau 1. Allocation recommandée des signaux GPIO pour le module Seeed Xiao.

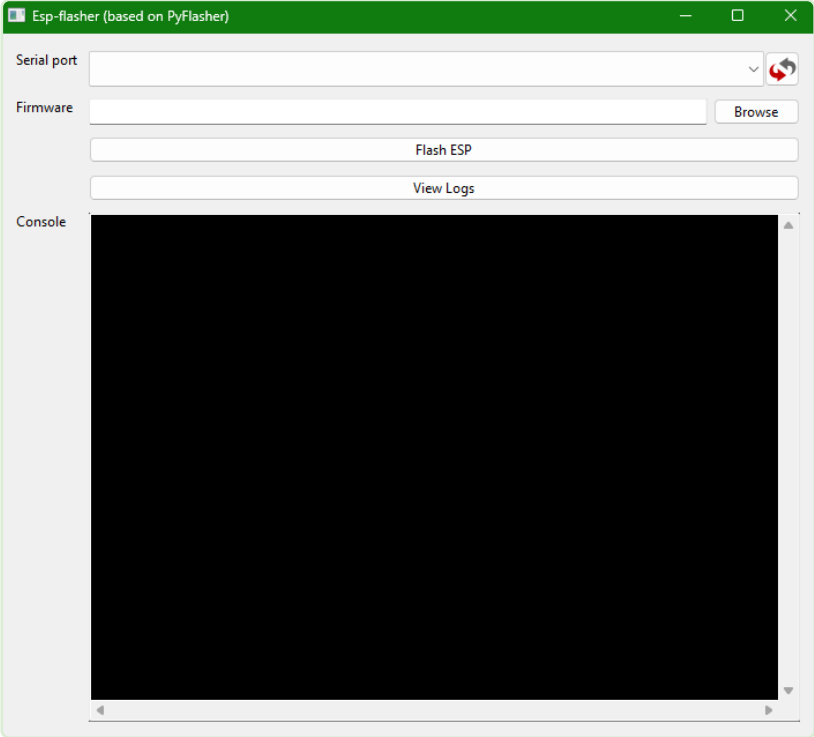
GPIO	Signal
D0	Potentiomètre
D1	Inutilisé
D2	Inutilisé
D3	Bus 1-Wire
D4	I2C SDA
D5	I2C SCL
D6	Diag Tx
D7	Diag Rx
D8	LED RGB rouge
D9	LED RGB bleue
D10	LED RGB verte

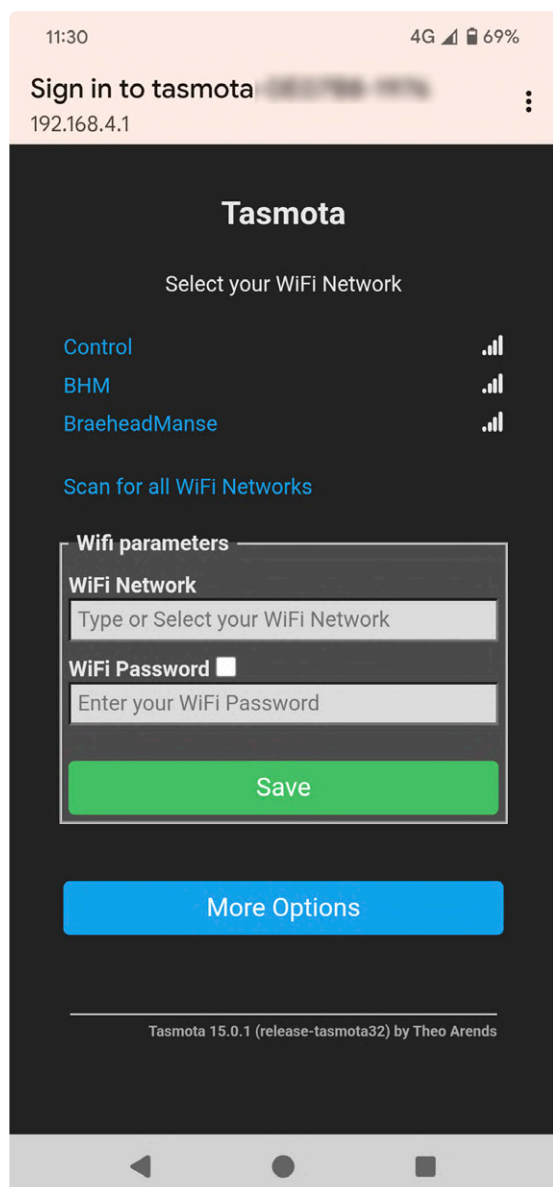
Pour les lecteurs souhaitant une configuration simple permettant de flasher et démarrer l'appareil, la configuration recommandée utilise un module Seeed Xiao ESP32-C3 programmé avec le firmware Tasmota32-C3 2M à l'aide de l'installateur web officiel Tasmota [1]. La **figure 5** montre un exemple d'utilitaire de flashage ESP utilisé pour programmer le module Xiao ESP32. Après la programmation, la page initiale de configuration Wifi de Tasmota s'affiche, comme illustré à la **figure 6**. Des informations complémentaires sur l'installation et la configuration sont disponibles dans la documentation officielle de Tasmota [2][3]. La documentation du projet [4] fournit également un exemple de configuration de template GPIO Tasmota pour l'ESP32-C3 :

```
{ "NAME": "ESP32C3", "ARCH": "ESP32C3", "GPIO": [ 1, 1, 4704, 1, 1, 1312, 640, 608, 448, 449, 450, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1 ], "FLAG": 0, "BASE": 1 }
```

Aucun contrôle fonctionnel direct

Contrairement à un thermostat autonome classique, cette conception ne pilote pas directement les équipements CVC. Elle est conçue pour fonctionner au sein d'un système domotique plus vaste, où les données environnementales et les réglages utilisateur sont traités par un contrôleur central. Si une interface CVC directe est nécessaire, elle peut être ajoutée via le connecteur d'extension.





▲ Figure 6. Page initiale de configuration Wifi de Tasmota affichée au premier démarrage.

Déploiement

Une fois assemblé et programmé, le thermostat peut être monté dans le boîtier ventilé Camdenboss recommandé ou intégré à un boîtier personnalisé. Un emplacement approprié est essentiel pour obtenir des mesures fiables : l'appareil doit être installé à l'écart des courants d'air, de la lumière directe du soleil et des sources de chaleur proches, tout en garantissant une bonne circulation de l'air autour des capteurs. Le boîtier peut être facilement modifié pour recevoir l'axe du potentiomètre et la LED d'état.

Les fichiers du projet, notamment les fichiers Gerber, les illustrations du circuit imprimé, les graphiques du boîtier, les notes d'assemblage et la documentation associée, sont disponibles sur la page du projet Elektor Labs [4].

250698-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (adam@braehadmanse.co.uk), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



À propos de l'auteur

Adam est un programmeur expérimenté de systèmes d'acquisition de données et de contrôle, aussi bien pour des projets militaires que civils. Au fil des années, il a développé une solide expertise en électronique, en systèmes électriques et dans les technologies connexes. Adam a consacré une grande partie de sa carrière au métier d'ingénieur en diagnostics et vit désormais dans les pittoresques îles Orcades, en Écosse, où il développe des systèmes de chauffage et d'IoT axés sur l'optimisation des installations de microgénération et de CVC.



Produit

> **Edi's Techlab, Home Automation and Electronics for Starters (E-book, Elektor 2023)**
www.elektor.fr/20831

LIENS

- [1] Installateur Web Tasmota : <https://tasmota.github.io/install/>
- [2] Documentation Tasmota : <https://tasmota.github.io/docs/>
- [3] Premiers pas avec Tasmota : <https://tasmota.github.io/docs/Getting-Started/>
- [4] Téléchargements pour ce projet, Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.com/labs/iot-traditional-digital-room-thermostat>

du rigide au smart

Électronique flexible et imprimée : entre vision et réalité industrielle

Wolfgang Mildner (Allemagne)

La conception de l'électronique flexible et imprimée est passée du stade de concept visionnaire à celui d'une industrie établie. Elle ne se limite plus aux étiquettes RFID, mais couvre désormais des applications comme les écrans flexibles, les emballages intelligents, les textiles connectés et les systèmes de surveillance médicale. Les systèmes électroniques intégrés sur des matériaux fins et souples offrent de nouvelles possibilités en matière de conception et d'intégration des systèmes.

Contrairement à l'électronique conventionnelle, l'électronique flexible et imprimée s'appuie souvent sur des procédés de fabrication additive tels que l'impression par jet d'encre, la sérigraphie ou l'impression rouleau à rouleau. Ces techniques permettent de réaliser des fonctions électroniques à coût réduit, sur de grandes surfaces, et parfois même sur des supports tels que des films, du papier ou des textiles. Lorsque leurs

performances sont insuffisantes pour la fonction visée, l'électronique conventionnelle est intégrée selon une approche hybride. Cette technologie est particulièrement intéressante lorsque l'électronique rigide conventionnelle atteint ses limites : sur des surfaces courbes, dans des composants légers, des systèmes portables ou des capteurs intégrés. L'électronique imprimée est ainsi de plus en plus considérée comme une technologie clé pour l'internet des objets, les wearables, les emballages intelligents et les systèmes de capteurs à autonomie énergétique.

Les applications : moteur de la croissance du marché

Le champ des applications continue de s'élargir, montrant que l'électronique flexible n'est plus seulement un sujet de recherche. De nouveaux domaines d'application apparaissent, notamment dans l'industrie automobile. Les capteurs capacitifs imprimés, les structures chauffantes flexibles, l'électronique en moule (électronique intégrée à des pièces plastiques moulées) et les interfaces homme-machine intégrées permettent de concevoir des intérieurs de véhicules plus légers, plus plats et davantage intégrés. L'association entre fonctionnalité et liberté de conception rend cette technologie particulièrement attrayante pour les concepts de mobilité de demain.

Les systèmes flexibles gagnent aussi en importance dans l'électronique grand public. Les écrans pliables ou enroulables, les wearables intelligents et les capteurs fins intégrés tirent parti des substrats souples et des matériaux électroniques innovants. Les systèmes à base d'OLED, notamment les écrans flexibles hybrides, illustrent l'évolution des frontières entre électronique, conception et fonctionnalité. Parallèlement, de nouvelles applications apparaissent dans les bâtiments et l'habitat intelligents, par exemple des réseaux de capteurs imprimés destinés à surveiller la température, l'humidité ou les contraintes structurelles des bâtiments.

Un autre domaine est celui des technologies médicales (**figure 1**). De fins patches de capteurs, prtés sur la peau, assurent une surveillance continue de paramètres vitaux tels que le pouls, la température corporelle ou les mouvements. Les électrodes flexibles et les matériaux biocompatibles améliorent le confort d'utilisation et permettent une surveillance à long



▲ Figure 1. L'électronique médicale flexible permet de créer des systèmes de capteurs intelligents au contact de la peau pour une surveillance continue de la santé, alliant confort de port et diagnostic numérique moderne. Source : généré par IA.

terme hors des environnements cliniques. Associée à la transmission sans fil des données et à leur analyse fondée sur l'IA, cette approche ouvre de nouvelles perspectives pour la médecine personnalisée et la télésurveillance.

Les emballages intelligents deviennent eux aussi un segment de marché majeur. L'électronique imprimée permet d'afficher des informations, de suivre l'historique de température ou de vérifier l'authenticité des produits. Associées aux technologies NFC et à des capteurs à faible coût, des solutions d'emballage interactives voient le jour et prennent de l'importance, notamment dans les secteurs pharmaceutique, alimentaire et du luxe.

Le domaine des textiles intelligents, ou e-textiles, suscite lui aussi un intérêt croissant. L'électronique est intégrée directement aux structures textiles grâce à des fils conducteurs, des capteurs imprimés ou des systèmes d'alimentation flexibles. Les applications vont du suivi des activités sportives et de la santé aux vêtements de protection industriels et aux systèmes militaires. Les textiles intelligents peuvent, par exemple, surveiller les paramètres vitaux, intégrer des fonctions de communication ou enregistrer les conditions environnementales directement dans le tissu.

Défis, mise à l'échelle et nouvelles tendances

Malgré les progrès technologiques, l'électronique flexible et imprimée reste confrontée à des défis majeurs. L'un des plus importants concerne la fiabilité des systèmes. Alors que l'électronique conventionnelle s'appuie sur des procédés hautement standardisés, les systèmes flexibles doivent souvent résister durablement aux contraintes mécaniques, à l'humidité, aux cycles thermiques et aux agressions chimiques. La stabilité à long terme devient un facteur déterminant de réussite, notamment dans les applications automobiles, médicales et aérospatiales.

Le défi ne concerne pas seulement les matériaux eux-mêmes, mais aussi l'interaction de l'ensemble de l'architecture du système. Les structures conductrices imprimées, les substrats souples, les adhésifs, les barrières et les composants électroniques réagissent différemment aux sollicitations mécaniques et thermiques. Les flexions, les étirements ou les mouvements répétés peuvent provoquer des microfissures, des délaminages ou des variations des propriétés électriques. L'ingénierie de la fiabilité prend donc une importance stratégique croissante.

Parallèlement, la mise à l'échelle industrielle demeure un enjeu essentiel. De nombreuses applications fonctionnent déjà avec succès en laboratoire ou sur des lignes pilotes, mais leur passage à une production à grande échelle reste souvent complexe. La stabilité

des procédés, le contrôle de la qualité et la standardisation doivent encore progresser afin de garantir une production reproductible et rentable. Les procédés rouleau à rouleau, en particulier, sont considérés comme une technologie clé pour la fabrication en grande série de l'électronique flexible.

Une autre tendance est l'intégration croissante de l'intelligence artificielle et des approches numériques du développement. Les modèles fondés sur les données, les jumeaux numériques et la surveillance des procédés assistée par l'IA contribuent à mieux prédire le comportement des matériaux et leur fiabilité. Cela peut réduire les délais de développement et accélérer l'industrialisation de nouvelles applications. Dans le même temps, de nouvelles exigences apparaissent en matière d'analyse des données, de cybersécurité et d'intégration des systèmes.

L'importance croissante de l'électronique flexible dans les secteurs de la défense et de l'aérospatiale mérite une attention particulière. Les capteurs imprimés, les systèmes de communication flexibles et légers, ainsi que les textiles intelligents ouvrent de nouvelles possibilités pour les applications critiques de sécurité. Les uniformes intelligents pourraient, à l'avenir, surveiller les paramètres vitaux, détecter les risques chimiques ou intégrer des fonctions de camouflage adaptatif et de communication. Les plateformes de capteurs flexibles conviennent également aux systèmes sans pilote, à la surveillance des structures ou aux réseaux de capteurs distribués à faible consommation d'énergie. La robustesse, la réduction du poids et la capacité d'intégration y jouent un rôle essentiel. L'importance stratégique croissante de ces applications se reflète aussi dans le fait que la feuille de route de l'OE-A [1], publiée en avril dernier, traite pour la première fois de la défense et de l'aérospatiale comme domaine prioritaire spécifique (voir l'encadré « **Feuille de route de l'OE-A** »). Au-delà des aspects technologiques, la durabilité et l'économie circulaire occupent également une place croissante. Le secteur développe des substrats recyclables, des procédés à faible teneur en solvants et des méthodes de fabrication sobres en énergie. L'élec-

OE-A Roadmap

La 10^e édition de l'*OE-A Roadmap for Flexible and Printed Electronics*, présentée à LOPEC [2][3], le principal salon professionnel consacré à l'électronique flexible et imprimée, organisé à Munich en février dernier, illustre clairement le dynamisme du secteur. Plus de 100 experts issus de l'industrie et de la recherche y décrivent les évolutions technologiques, les tendances du marché ainsi que les perspectives à court, moyen et long terme. Cette feuille de route est considérée comme l'une des principales références stratégiques mondiales dans le domaine de l'électronique flexible et imprimée ; elle montre clairement que cette technologie accélère sa transition de la phase d'innovation vers le déploiement industriel. Les lecteurs intéressés peuvent télécharger gratuitement un résumé [1].

Figure 2. L'illustration présente un écosystème d'avenir dans lequel le photovoltaïque flexible est intégré de façon transparente à l'agrivoltaïque, aux véhicules et aux appareils IoT afin de rendre possibles des applications durables, autonomes en énergie et intelligentes pour la mobilité, l'agriculture et la détection connectée. Source : généré par IA.



tronique flexible étant souvent envisagée comme une technologie adaptée à la fabrication sur de grande surface et potentiellement peu coûteuse, les enjeux environnementaux sur l'ensemble de la chaîne de valeur prennent une importance croissante.

De nouvelles opportunités

L'électronique flexible et imprimée évolue progressivement, passant d'une technologie d'avenir de niche à une plateforme stratégique pour de nombreux secteurs industriels. L'association de la légèreté, d'une grande liberté de conception, d'une détection intelligente et d'une fabrication rentable ouvre de nouvelles perspectives dans des domaines tels que la mobilité, la médecine, les emballages intelligents, l'énergie (figure 2), les textiles intelligents et les technologies de défense.

Il apparaît également que le succès à long terme dépendra moins de démonstrateurs isolés que de la fiabilité, de la capacité de mise à l'échelle et de l'intégration industrielle. Des thèmes tels que la standardisation, le développement assisté par l'IA, les matériaux durables et les procédés de fabrication robustes seront déterminants.

L'édition actuelle de la feuille de route de l'OE-A illustre la dynamique de développement du secteur ainsi que

le potentiel technologique et économique attendu dans les prochaines années. L'électronique flexible et imprimée se trouve ainsi à un tournant décisif : la transition entre la phase d'innovation et le déploiement industriel à grande échelle est engagée. 

260361-04



À propos de l'auteur

Wolfgang Mildner est le propriétaire de MSWtech, une société de conseil spécialisée dans les applications dans le domaine de l'électronique imprimée. Auparavant, il a occupé le poste de directeur général de PolyIC, une entreprise de premier plan dans l'électronique imprimée, et a exercé diverses fonctions chez Siemens. En parallèle de ses activités professionnelles, Mildner est OE-A Fellow, président général de LOPEC, membre du comité de recherche sur les 3D MID (dispositifs intégrés mécatroniques) et membre du conseil consultatif pour la formation continue. Il enseigne également dans le cadre du programme MBA de l'Université technique de Munich.

LIENS

[1] OE-A Roadmap: <https://oe-a.org/topics/oe-a-working-groups/roadmap/>

[2] LOPEC 2026 – The World's Leading Exhibition and Conference for Flexible and Printed Electronics, Munich, Germany: <https://lopec.com/>

[3] A. Neumann, «Roadmap, Growth, New Markets: LOPEC 2026 Defines the Status quo and Future of Flexible Electronics,» [elektormagazine.com: https://www.elektormagazine.com/articles/roadmap-growth-new-markets-lopec-2026](https://www.elektormagazine.com/articles/roadmap-growth-new-markets-lopec-2026)

REJOIGNEZ NOTRE COMMUNAUTÉ



TÉLÉCHARGEZ
GRATUITEMENT

Abonnez-vous maintenant à elektormagazine.fr/ezine-26



Vous avez des idées brillantes dans le domaine de l'électronique ?

Vous êtes électronicien, ingénieur ou enseignant et vous avez une idée innovante ?

Depuis 1961, Elektor collabore avec des experts en électronique pour publier des contenus pédagogiques innovants : articles, livres, kits, conférences et modules d'apprentissage pratiques.

Aujourd'hui, nous développons notre réseau d'experts et invitons de nouveaux contributeurs à nous rejoindre afin de créer des produits de qualité destinés à un public international.

Que vous ayez conçu un circuit ingénieux, développé un outil pédagogique ou réalisé un projet pratique, présentez-nous votre idée. Nous vous accompagnerons dans son développement, sa publication et sa commercialisation, tout en vous permettant d'en tirer des revenus.

- › Partagez votre expertise
- › Générez des revenus complémentaires
- › Rejoignez la communauté des experts Elektor

Inscrivez-vous et présentez votre idée : ensemble, lançons de nouveaux produits pédagogiques performants.



Rendez-vous sur :
www.elektormagazine.fr/submissions

