

50+

Circuits
et projets

132 pages !

Circuits de vacances 2023

Idées de conceptions,
trucs et astuce



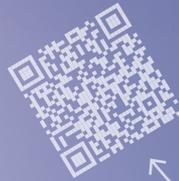
- > Redresseur actif
- > Étalon de fréquence peu coûteux
- > Compresseur dynamique simple

- > Régulateur de vitesse pour ventilateur
- > Petite alimentation solaire
- > Générateur de distorsion harmonique

- > CNA vidéo programmable
- > Grand chiffre RGB
- > ChatGPT fait de l'Arduino
- > Boule de Noël solaire
- > Petit simulateur DCF77

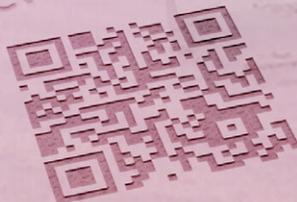


TÉLÉCHARGEZ
LE CONTENU
BONUS !



Aujourd'hui
8 h 00 Baignade matinale
8 h 30 Réaliser le redresseur actif
2 h 00 Repas champêtre
3 h 30 Notes @ Elektor Labs
4 h 30 Promenade sur la plage,
ramassage de coquillages
16 h 00 Réparer le circuit
18 h 00 Détente

Le lendemain
Baignade matinale
Yoga à la plage
Nouveau montage

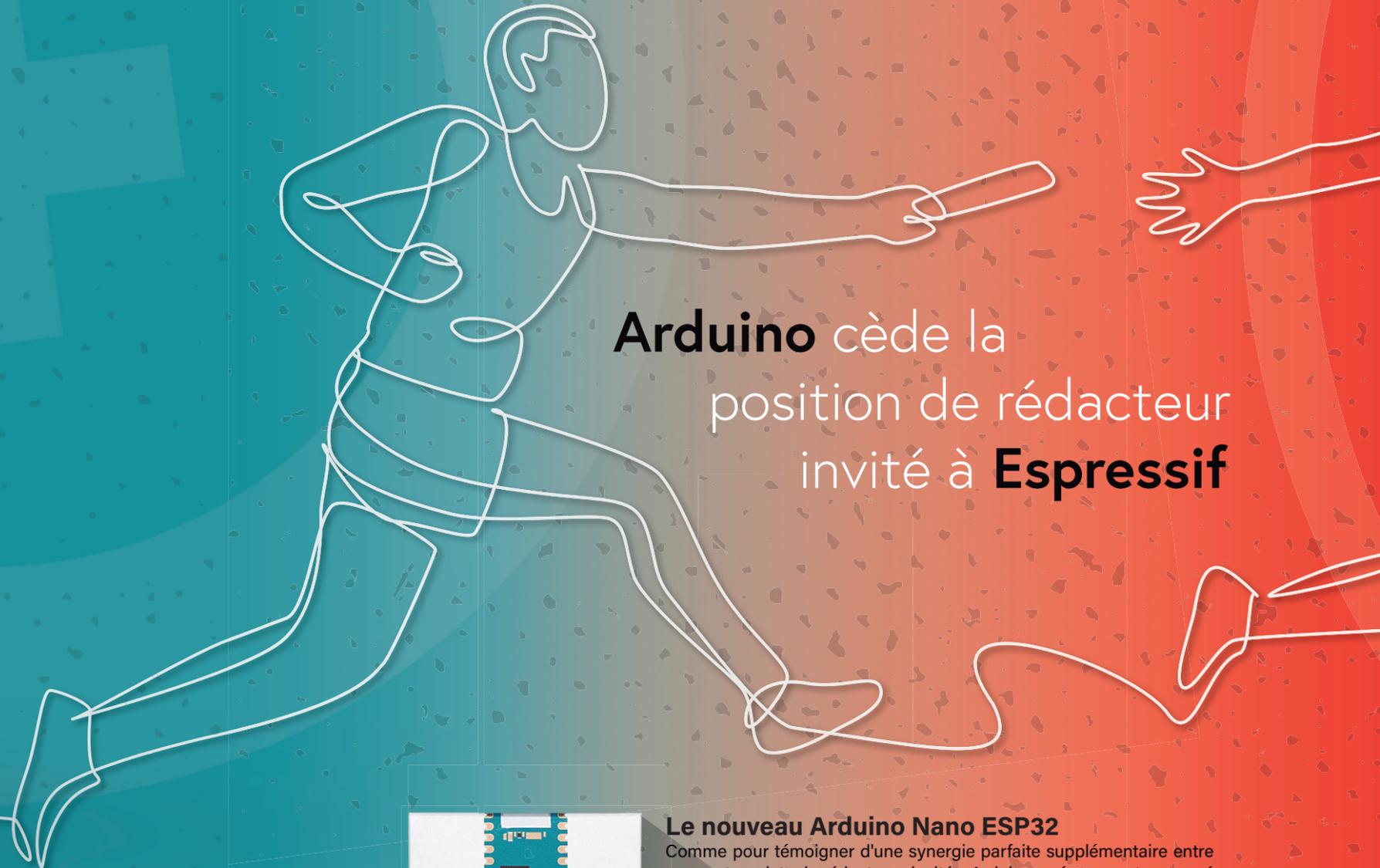


Vous voulez gagner un Elektor Classic ?
Répondez à notre quiz sur les circuits rétro !

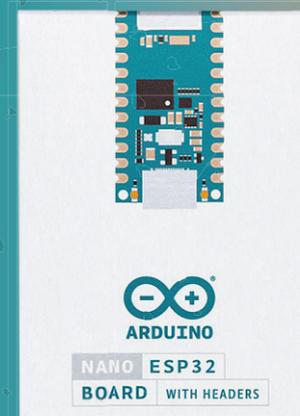
Notre prochain invité



En décembre 2022, Elektor était fier d'annoncer Arduino comme deuxième rédacteur invité de son magazine, après le partenariat de 2021 avec SparkFun. Nous pouvons affirmer avec confiance que cette collaboration a abouti à une synergie exceptionnelle, générant des dizaines de milliers de ventes et de téléchargements. Vous pouvez toujours obtenir votre exemplaire dès aujourd'hui !



Arduino cède la position de rédacteur invité à **Espressif**



Le nouveau Arduino Nano ESP32

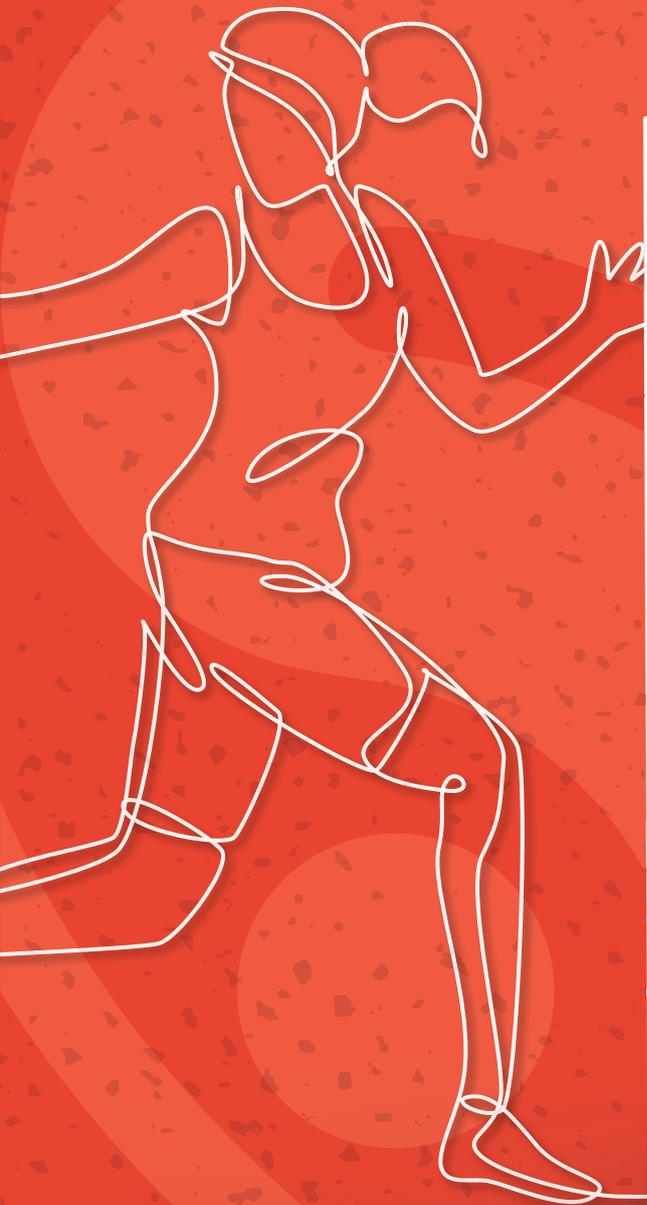
Comme pour témoigner d'une synergie parfaite supplémentaire entre nos partenariats de rédacteurs invités, Arduino a récemment annoncé une carte qui englobe tout : le tout nouveau Arduino Nano ESP32. Le Arduino Nano ESP32 combine l'accessibilité et le support de la marque Arduino avec les capacités robustes de l'ESP32-S3, le tout dans le format compact et pratique de la famille Nano.

- > Prise en charge de Micropython et du code Arduino.
- > Format compact et familier avec connecteur USB-C.
- > Débogage plug-and-play avec l'IDE Arduino 2.

Bien sûr, vous pouvez l'acheter dès maintenant dans les magasins Elektor !



est...



Aujourd'hui, nous sommes ravis d'annoncer un autre nom de premier plan de notre industrie comme prochain invité de l'édition rédigée par un invité de notre magazine pour 2023 : **Espressif**. Nous sommes déjà en train de travailler dur pour créer un mélange attrayant d'applications pratiques, de tutoriels et d'articles approfondis mettant en valeur les technologies d'Espressif. Disponible en décembre 2023.





Rubriques

- 4 Colophon
- 5 Édito
- 28 2023 : l'odyssée de l'IA
- 78 Rétroniques : Edwin revient
- 90 ChatGPT fait de l'Arduino
- 97 contrôleur Windows ESP32 avec logiciel gratuit
- 98 circuits analogiques et mixtes de Microchip
- 101 standards d'interfaces
- 128 revue : le LILYGO T-PicoC3
- 130 Hexadoku

50+ Projets

- 6 petite alimentation solaire
- 8 commutateur audio stéréo statique
- 10 grand chiffre RGB
- 12 préamplificateur de microphone avec alimentation fantôme 48 V
- 14 générateurs d'ondes carrées avec commande de rapport cyclique et de fréquence
- 16 compresseur dynamique simple

- 18 serrure électronique simple
- 20 redresseur actif
- 23 commutation marche/arrêt pour enceintes actives
- 26 convertisseur symétrique/asymétrique
- 30 régulateur de vitesse pour ventilateur ou aérateur
- 34 Arduino Project Hub : dernières nouvelles
- 37 moniteur de surcharge
- 40 clignotement nocturne sans transistors
- 42 générateur de code morse
- 44 CNA vidéo programmable
- 47 un tout petit piano
- 50 double-dé électronique sans microcontrôleur
- 53 effaroucheur électronique
- 54 circuits qui amusent, inspirent et étonnent
- 59 thermomètre LC-LP-HA
- 62 générateur de distorsion harmonique
- 64 indicateur de surchauffe à thyristor
- 66 une bascule CTP
- 68 un drôle d'oiseau
- 71 lampe au néon avec microcontrôleur
- 72 source de courant stable en température
- 74 correcteur d'aigus d'ordre 2 réglable
- 81 machine à sous à levier

COLOPHON

46^{ème} année n° 4H | Août-sept.-oct. 2023 | ISSN 0181-7450
N° de TVA Intracommunautaire : FR90319937454
Dépôt légal : août 2023 | 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
Tarifs Annuels : France 1 an 129,95 € (8 numéros)

Publicité : Ouafae Hassani
Tél. : +31 (0)6 41312932 | ouafae.hassani@elektor.com
www.elektormagazine.fr/publicité

Droits d'auteur

© 2023 Elektor International Media B.V.

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

Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier de droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet. Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les

Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non commerciaux. L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice. La Société éditrice n'est pas tenue de renvoyer des articles qui lui parviennent sans demande de sa part et qu'elle n'accepte pas pour publication. Si la Société éditrice accepte pour publication un article qui lui est envoyé, elle est en droit de l'amender et/ou de le faire amender à ses frais; la Société éditrice est de même en droit de traduire et/ou de faire traduire un article et de l'utiliser pour ses autres éditions et activités, contre la rémunération en usage chez elle.

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

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



Jens Nickel
rédacteur en chef
d'Elektor Magazine

Préservez l'héritage !

Pour la deuxième fois, vous avez entre les mains la nouvelle version de notre numéro hors-série spécial circuits, qui s'inscrit dans la longue tradition des « guides de semi-conducteurs » d'Elektor. Cette année, Les projets de ce numéro, qui dépassent les 50, sont destinés à vous inspirer à bricoler, non seulement en été, mais tout au long de l'année. Comme toujours, nous avons veillé à inclure de nombreux montages simples que même les débutants peuvent comprendre, en incluant notamment des circuits qui ne nécessitent pas de microcontrôleur.

Notre objectif ne se limite pas à l'aspect récréatif. Nous veillons également à mettre en valeur des notions fondamentales sur le fonctionnement des composants. À une époque où des modules prêts à l'emploi sont disponibles pour quelques euros et où divers outils d'intelligence artificielle génèrent des logiciels finis, c'est un défi de préserver la richesse des connaissances que vous, chers lecteurs, possédez encore, pour les générations futures.

Dans les prochains numéros, vous découvrirez comment des outils intelligents – souvent gratuits - (avec ou sans IA) contribuent à ce processus. Dans ce numéro, mon collègue Brian Tristam Williams entame son voyage dans le monde de l'IA. Je vous invite, non seulement à l'accompagner dans son périple, mais aussi à lui faire part de vos suggestions (redaction@elektor.fr) !



- 84 résistance variable simple à contrôle numérique
- 86 protection contre les fuites d'eau
- 88 minuterie économique avec arrêt automatique
- 92 ZD-mètre
- 94 testeur de servos
- 104 moniteur de batterie Li-Ion
- 106 souris PS/2 comme codeur rotatif (et plus...)
- 108 interrupteur crépusculaire simple
- 110 commande de pompe à eau
- 112 boule de Noël solaire avec radio FM
- 114 capteur de vibrations avec relais
- 116 testeur de continuité
- 117 bouton-poussoir marche/arrêt
- 118 contrôleur pour mini-perceuse 2023
- 120 détecteur de vibration numérique
- 122 protection contre l'inversions de polarité avec faible chute de tension
- 124 étalon de fréquence peu coûteux
- 126 petit simulateur DCF77

Bientôt dans ces pages

Le numéro de septembre - octobre 2023)

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 « le sans-fil ».

Quelques-uns des points forts :

- > compteur d'énergie basé sur le cloud
- > Raspberry Pi Pico comme analyseur de spectre
- > LoRa, un couteau suisse
- > systèmes de localisation GNSS RTK à faible coût
- > matériel de radio logicielle pour la réception de signaux temporels
- > puit de courant réglable

et bien d'autres choses encore !

Le numéro de **septembre - octobre 2023** du magazine Elektor sera publié aux alentours du 6 septembre 2023. La date d'arrivée du magazine papier chez les abonnés dépend des aléas d'acheminement. Le contenu et les titres des articles peuvent être modifiés.



www.elektormagazine.fr/circuit-special-2023

notre équipe

Rédacteur en chef : Jens Nickel | Rédaction : Asma Adhimi, Roberto Armani, Eric Bogers, Rolf Gerstendorf, Ton Giesberts, Hedwig Hennekens, Alina Neacsu, Thomas Scherer, Clemens Valens, Brian Tristam Williams | Contributeurs réguliers : David Ashton, Tam Hanna, Priscilla Haring-Kuipers, Ilse Joostens, Prof Dr Martin Ossmann, Alfred Rosenkränzer | Maquette : Harmen Heida, Sylvia Sopamena, Patrick Wielders | Des questions techniques : redaction@elektor.fr



Proposez une contribution à Elektor!

Vos propositions sont les bienvenues ! Vous souhaitez proposer un article, un tutoriel vidéo ou une idée de livre ? Consultez le guide de l'auteur et la page de soumission d'Elektor :

elektormagazine.com/submissions



petite alimentation solaire

lumière du soleil en entrée, 3,3 V en sortie

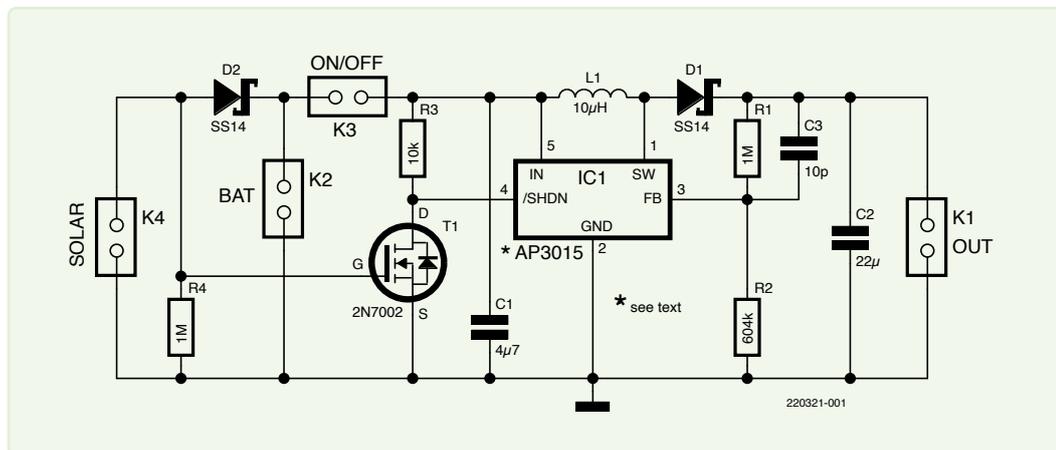


Figure 1. La version A du convertisseur élévateur IC1 fonctionne avec des tensions d'entrée de 1 V à 12 V et peut délivrer 100 mA.

Clemens Valens (Elektor)

Vous avez besoin d'une tension régulée à partir d'une « batterie solaire » AA(A) ? Ce minuscule convertisseur élévateur pourrait bien être ce que vous cherchez.

Nous avons deux guirlandes lumineuses à énergie solaire d'Ikea pour éclairer notre jardin la nuit. Elles fonctionnaient très bien, mais au fil des ans, les lumières en papier coloré se sont lentement détériorées jusqu'à ce qu'il ne reste plus que les panneaux solaires. Comme ces derniers sont bien conçus, étanches et tout le reste, j'ai décidé de les garder et de voir si je ne pouvais pas en faire autre chose. Pendant la journée, le panneau solaire charge une seule batterie rechargeable Ni-MH AA de 1,2 V. Quand il fait trop sombre, la charge s'arrête, et un minuscule convertisseur boost se met en marche pour pomper la tension de la batterie jusqu'à quelque chose de convenable pour alimenter une chaîne de LED blanches. Sympathique, mais non régulé, car la tension de sortie dépend de la charge.

Schéma du circuit

C'est pourquoi j'ai conçu ce petit circuit. Il transforme les 1,2 V à son entrée en une tension régulée de 3,3 V convenant par exemple à un montage à base de microcontrôleur. Le schéma est montré dans la **figure 1**. Le cœur du circuit est IC1, un convertisseur CC/CC élévateur de micropuissance AP3015 de Diodes, Inc. Sa version A fonctionne avec des tensions d'entrée aussi basses que 1 V (et jusqu'à 12 V) et peut délivrer 100 mA. La version non-A commence à 1,2 V, mais peut fournir jusqu'à 350 mA.

La tension de sortie est déterminée par le rapport entre R1 et R2 :

$$V_{\text{SORTIE}} = 1,23 \times (1 + R1/R2)$$

Avec les valeurs données, la tension de sortie est (presque) de 3,3 V. L1, D1, et C1 à C3 sont les composants recommandés nécessaires pour faire fonctionner le convertisseur boost. L1 peut être une de ces inductances qui ressemblent à une résistance, tant qu'elle peut passer le courant de charge maximal.

Pendant que le panneau solaire (sur K4) est éclairé suffisamment, il charge la batterie (connectée à K2) par l'intermédiaire de la diode D2. En même temps, il tire la grille de T1 vers le haut. T1 est alors conducteur, ce qui a pour effet d'abaisser la broche d'arrêt de IC1 et de l'éteindre. Lorsque la tension de sortie du panneau solaire descend trop bas, la charge de la batterie s'arrête, T1 bloque et IC1 s'allume. Si vous ne voulez pas de cette commutation automatique, ne montez pas T1. Un interrupteur On/Off ou un pont connecté à K3 vous donne un peu plus de contrôle sur le circuit.

J'ai conçu un petit circuit imprimé pour le circuit qui s'adapte bien à l'intérieur du vieux panneau solaire Ikea. Aujourd'hui, ce modèle est obsolète, mais je suis sûr qu'il conviendra à d'autres types de panneaux. Les fichiers de conception peuvent être trouvés à [1]. [🔗](#)

VF : Maxime Valens — 220321-04

Des questions, des 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 un ingénieur qui gère la plateforme en ligne Elektor Labs. Il est titulaire d'un BSc en électronique et d'un MSc en électronique et technologie de l'information. Clemens a commencé à travailler pour Elektor en 2008 en tant que rédacteur en chef d'Elektor France, et il a également travaillé comme rédacteur pour Elektor UK/US et ElektorMagazine.com. Par la suite, Clemens a dirigé les laboratoires de conception d'Elektor aux Pays-Bas, en Allemagne et en Inde. Aujourd'hui, il est le technologue créatif d'Elektor, responsable du site web communautaire Elektor Labs, où les passionnés d'électronique peuvent publier leurs travaux et interagir avec leurs pairs du monde entier. Outre ses propres projets et d'autres articles pour le magazine, il produit régulièrement des vidéos pour Elektor TV et anime des webinaires. Ses principaux centres d'intérêt sont la génération de sons et le traitement des signaux.

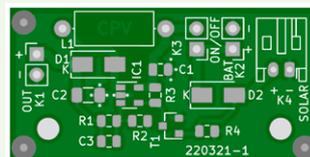


Produits

- > **Seed Studio Solar Panel for Outdoor Environments (3 W)**
<https://elektor.fr/19131>
- > **Qoitech Otii Arc - Sources d'alimentation CC**
Enregistreur de données d'analyseur de puissance
<https://elektor.fr/19270>



Liste des composants



Résistances (0805, 0,125 W)

R1, R4 = 1 MΩ
R2 = 604 kΩ, 1%
R3 = 10 kΩ

Condensateurs

C1 = 4,7 μF, 50 V, X7R (0805)
C2 = 22 μF, 10 V, X7R (1206)
C3 = 10 pF, 50 V, X7R (0805)

Inducteurs

L1 = 10 μH, 680 mA

Semi-conducteurs

D1, D2 = SS14 (DO-214AC)
IC1* = AP3015 or AP3015A
T1 = 2N7002 (SOT-23)

Divers

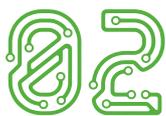
K1, K2, K3 = connecteur, 1 rangée, 2 contacts, pas de 2,54 mm
K4 = tête de ligne, 1 rangée, 2 contacts, angle droit, pas de 2 mm

* = voir texte



LIEN

[1] Dossiers de projets sur Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/tiny-solar-supply>



commutateur audio stéréo statique

sans clics ni pièces mobiles

Thierry Clinquart (Belgique)

La commutation des signaux audio à distance peut se faire à l'aide de relais, mais ceux-ci sont peu commodes et gourmands en énergie. Voici une solution qui utilise des commutateurs à semi-conducteurs.

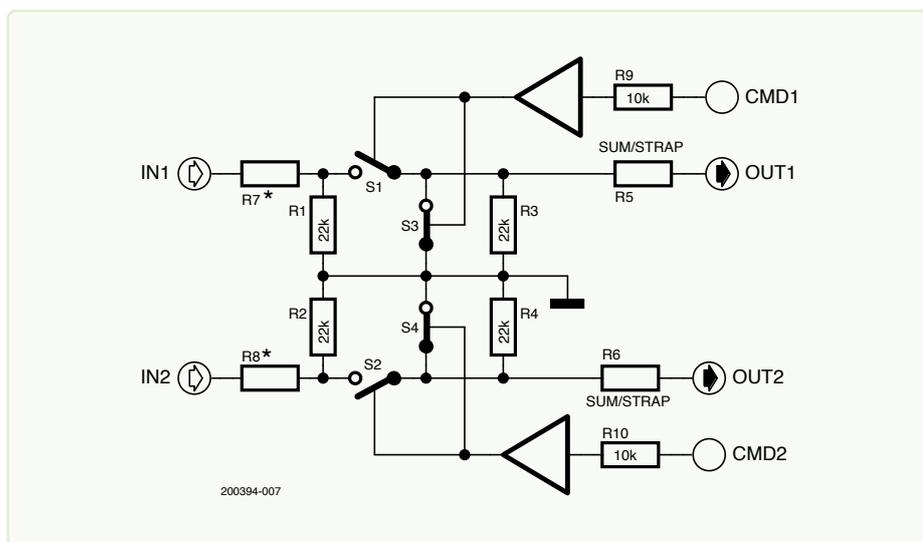


Figure 1. Quelques résistances suffisent pour utiliser le DG403.

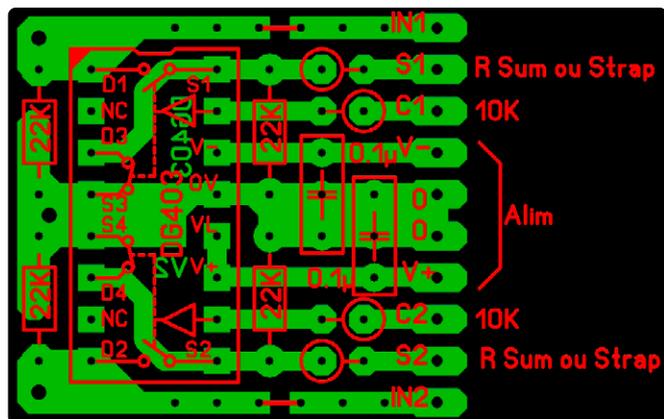


Figure 2. Un circuit imprimé est pratique lorsque vous avez besoin de plusieurs modules ; sinon, un assemblage sur une carte perforée convient parfaitement.

Nous avons tous utilisé des interrupteurs mécaniques classiques pour commuter des signaux audio. Tant qu'ils sont utilisés localement, ils peuvent suffire, mais lorsque vous avez besoin de commander le son à distance via des circuits logiques ou des microcontrôleurs, vous devez utiliser soit des relais, soit des commutateurs analogiques. Il existait autrefois les commutateurs analogiques audio doubles SSM2402 d'Analog Devices, mais ils sont aujourd'hui obsolètes. J'ai donc cherché une alternative, et j'ai essayé avec succès les commutateurs analogiques à double vitesse DG403 améliorés, également d'Analog Devices.

Le DG403 est alimenté par $\pm 15\text{ V}$ comme un ampli-op standard et contient deux commutateurs indépendants, chacun ayant sa propre entrée de contrôle. Ces entrées peuvent être pilotées soit par une logique TTL ou CMOS. En fait, chaque signal de commande pilote deux interrupteurs en même temps, un interrupteur normalement ouvert (NO) et un interrupteur normalement fermé (NC). Par rapport à des dispositifs plus anciens comme le 4066, la valeur $R_{DS(ON)}$ du DG403 et de ses frères et sœurs est beaucoup plus faible.

Le schéma est illustré à la **figure 1**. Le signal d'entrée est connecté à R7 (et R8). Sur mon prototype, il s'agissait simplement de ponts de fils, mais ils peuvent être utilisés pour créer un atténuateur d'entrée. R1 à R4 sont des résistances de rappel (pull-down) qui évitent les clics audibles gênants lors de la commutation.

Au repos, les interrupteurs S1 et S2 sont ouverts, S3 et S4 sont fermés, et aucun signal ne peut donc passer. L'application d'un niveau logique élevé à CMD1 et CMD2 entraînera la fermeture de S1 et S2 et l'ouverture de S3 et S4.

Les résistances de sortie R5 et R6 permettent la sommation des signaux. Si vous souhaitez uniquement commuter les signaux, vous pouvez remplacer R5 à R8 par des *straps*.

Le petit circuit imprimé que j'ai conçu pour le circuit [1] est assez ergonomique car il rassemble toutes les connexions sur un seul connecteur. Cela permet de l'orienter verticalement, ce qui fait économiser de l'espace. Si plusieurs de ces cartes sont utilisées dans un système, elles peuvent être alimentées par un bus. Les lecteurs les plus expérimentés peuvent réaliser une version CMS, ce qui réduirait encore davantage la taille du circuit imprimé.

Les applications du circuit sont multiples : commutation de sources de signaux, *muting*, matrice de commutation, etc. Si vous êtes un adepte du microcontrôleur ou de la programmation, vous pouvez contrôler vos interrupteurs sans limites, tout en les gardant à proximité des connecteurs d'entrée.

Découvrez également les autres membres de la série DG d'Analog Devices (à l'origine Maxim). Le DG419 est une version monocanal du DG403, il peut commuter entre deux signaux avec un seul canal de contrôle. ◀

VF : Laurent Rauber — 200394-04

À propos de l'auteur

Electronicien de formation, Thierry Clinquart a orienté sa passion vers l'audio. Tous ses projets tournent autour de l'audio analogique : préamplification, traitement dynamique, corrections, distribution du signal, etc. Comme dans ce domaine on ne peut espérer obtenir des résultats concluants avec des cartes de prototypage, il réalise ses propres PCB à l'ancienne avec Sprint-Layout d'Abacom et sPlan pour les schémas.

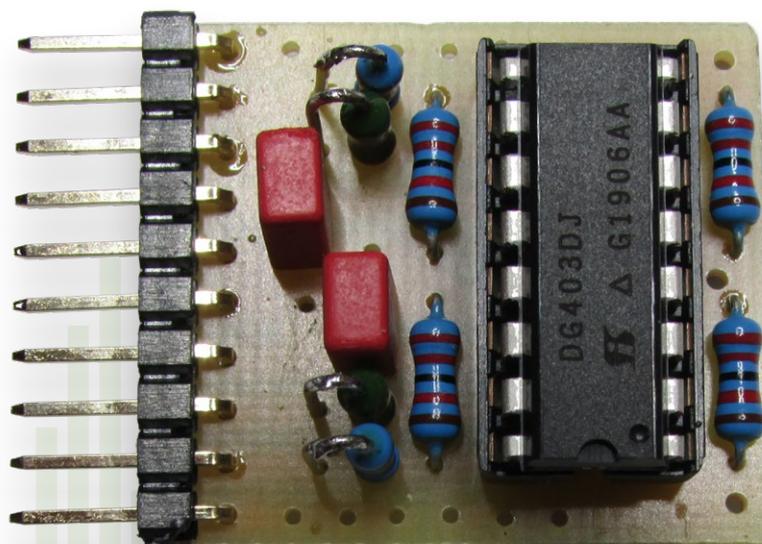


Figure 3. Le module peut être beaucoup plus petit que celui-ci si vous utilisez des composants CMS.



Produits

- > Pimoroni Raspberry Pi Pico Audio Pack
<https://elektor.fr/19765>
- > Elektor Audio Collection (clé USB)
<https://elektor.fr/19892>



LIEN

[1] Fichiers du projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/audio-switching-with-dg-403>



grand chiffre RGB

avec LED traversantes de type WS2812

Clemens Valens (Elektor)

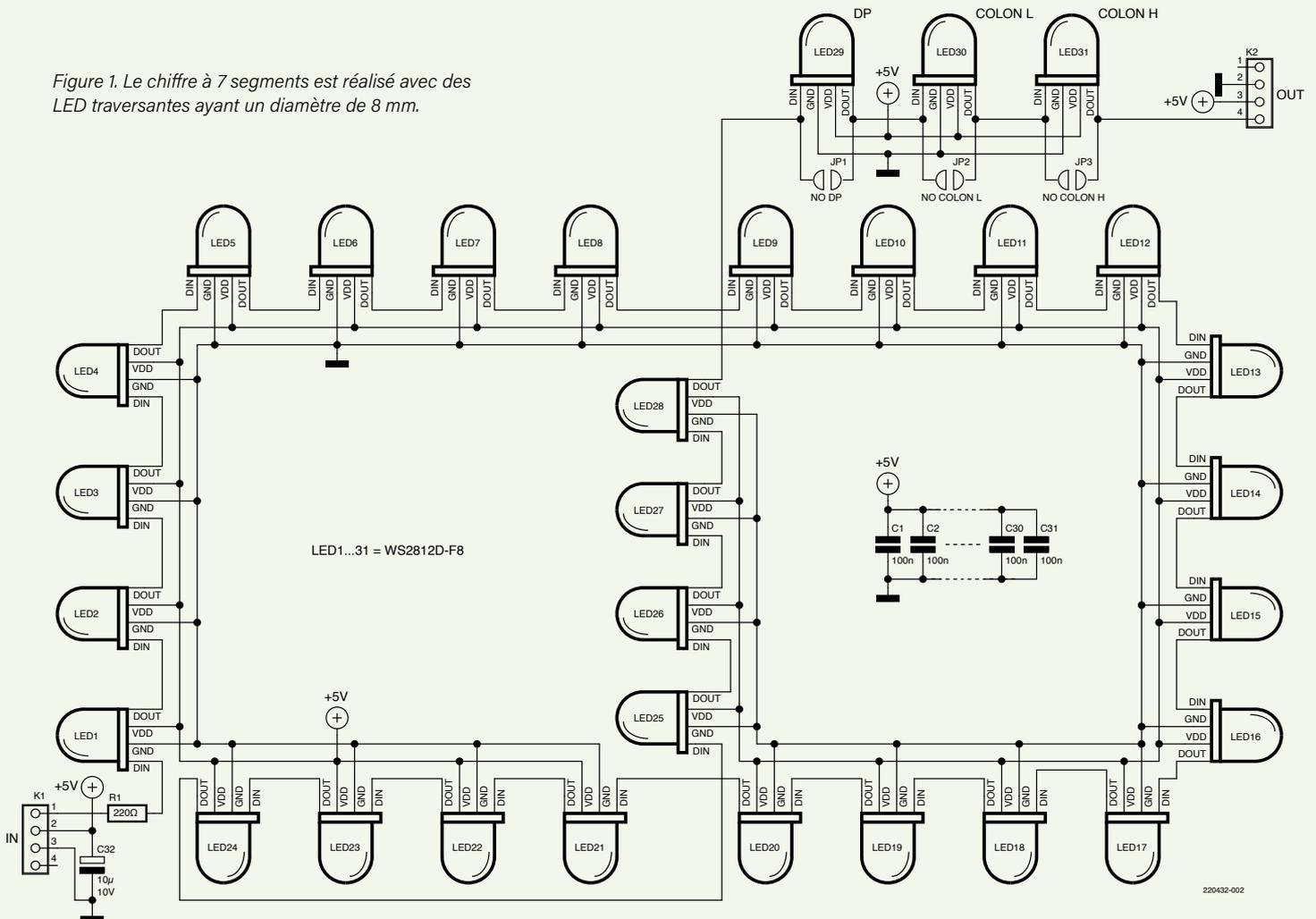
Les LED RVB (Rouge-Vert-Bleu) adressables sont des composants pratiques qui peuvent être facilement connectés en série. Ici, nous avons donné à la chaîne la forme d'un chiffre à 7 segments et l'avons placée sur un circuit imprimé tout noir

Il y a quelques années, alors qu'elles n'étaient pas aussi populaires et aussi facilement disponibles qu'aujourd'hui et que le support logiciel était limité, j'ai acheté un sachet contenant 100 LED RVB adressables WS2812D-F8 de 8 mm. Il s'agit de composants traversants, et

non de CMS. Après les avoir reçues, j'ai vérifié qu'elles fonctionnaient correctement et les ai rangées dans un tiroir, car je ne savais pas vraiment comment les utiliser. Une centaine de pièces peut sembler beaucoup, mais cela suffit juste pour une matrice de 10 par 10, ce qui n'est

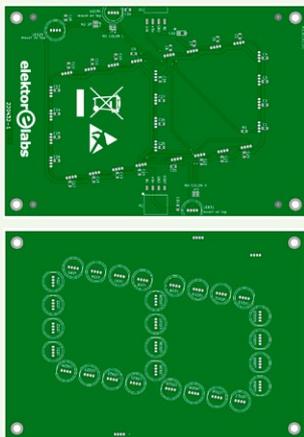
pas extraordinaire. Elles sont donc restées dans le tiroir jusqu'à ce que, il y a quelques mois, j'aie besoin d'un grand affichage avec des chiffres à sept segments. Cela me paraissait être une application intéressante pour mes LED.

Figure 1. Le chiffre à 7 segments est réalisé avec des LED traversantes ayant un diamètre de 8 mm.



220432-002

Liste des composants



R1 = 220 Ω (0805)
C1...31 = 100 nF (0805)
C32 = 10 μF, 10 V (1206)
LED1...31 = WS2812D-F8
K1 = connecteur 4 voies, horizontal, CMS
K2 = connecteur 4 voies, horizontal, CMS

Pour effectuer le choix du nombre de LED à utiliser par segment, il fallait trouver le bon compromis entre la taille des chiffres et le nombre de LED qui seraient de trop. J'ai finalement opté pour quatre LED par segment, plus un point décimal et un deux-points. Cela représente 31 LED par chiffre. Pour un nombre à 3 chiffres il reste alors sept LED inutilisées.

Montage et circuit imprimé

La conception du circuit a été facile, comme le montre la **figure 1**. Il a fallu déployer un plus gros effort pour dessiner le circuit imprimé. La fiche technique des LED recommande de placer une petite résistance en série avec chaque broche DIN de la LED, mais je ne l'ai pas fait. Je n'ai inséré qu'une seule résistance (R1) à l'entrée de la carte. De plus, j'ai placé un condensateur de découplage près de chaque LED, et un grand condensateur (C32) à l'entrée de l'alimentation.

Des cavaliers à souder sont prévus pour court-circuiter les LED optionnelles (deux-points et virgule). En effet, les broches D_{IN} et D_{OUT} à l'emplacement des LED qui ne seront pas installées doivent être court-circuitées, sinon le signal de données ne passera pas.

Pour le positionnement des LED, j'ai consulté quelques fiches techniques d'afficheurs à sept segments. Certaines comportent des dessins techniques mécaniques détaillés. Les LED ne doivent pas être trop espacées, mais non plus pas trop rapprochées. De même, l'inclinaison des segments verticaux doit être parfaite. En envisageant une approche modulaire, l'espacement entre les chiffres doit également être bien réfléchi. C'est un peu la règle de la Boucle d'or. Après avoir déplacé de nombreuses LED, je suis arrivé à la solution illustrée ici. Les deux points sont coupés en deux, la LED supérieure étant à gauche du chiffre et la LED inférieure à droite. On obtient ainsi un chiffre symétrique permettant un bon espacement entre les chiffres. Le chiffre a une hauteur de 10 cm et une largeur d'environ 7 cm (sans compter la virgule). La carte mesure 13 cm sur 9 cm. Une dernière contrainte de conception que je m'étais imposée était d'avoir une face avant sans rien d'autre que des diodes électroluminescentes. Pas de pistes ou de vias visibles, pas d'impression et pas d'autres composants. J'ai réussi à atteindre cet objectif en utilisant des composants CMS pour les résistances, les condensateurs et les connecteurs. Tous les vias et les pistes de la face supérieure sont cachées sous les LED. Le marquage des composants pour les LED optionnelles (point décimal et deux points) a été déplacé sur la face inférieure.

À ce stade, le service qui produira le circuit imprimé en commandes groupées (si vous en utilisez un) peut anéantir vos efforts, car il risque de placer un numéro de production de façon aléatoire quelque part sur la carte, et probablement exactement à l'endroit où vous ne le vouliez surtout pas. Heureusement, certains services de fabrication de circuit imprimés en commandes groupées vous permettent de spécifier une position pour ce numéro (j'ai utilisé JLCPCB), choisissez-le donc soigneusement. Il en résulte un élégant tableau noir avec des LED à lumière diffuse.



Figure 2. Trois chiffres en cascade avec fondu enchaîné entre différents nombres.

Code Arduino

J'ai écrit un sketch Arduino (programme) pour contrôler les trois chiffres comme si c'était un seul affichage (**figure 2**). La bibliothèque *Adafruit_NeoPixel* pilote les LED. Étant donné que mes LED sont assez anciennes, le débit de données doit être réglé sur 400 kHz. Les versions modernes de ces LED fonctionnent généralement à 800 kHz.

Tous les fichiers de conception sont disponibles sur [1].

Une dernière remarque : utilisez une bonne alimentation de 5 V, car ces LED peuvent consommer 60 mA par unité, et même davantage. Un chiffre avec 31 LED (lumière blanche, pleine luminosité) peut consommer jusqu'à environ 2 A ! ◀

VF : Jean-Philippe Nicolet — 220432-04

Des questions, des commentaires ?

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



Produits

> **Adafruit Circuit Playground Bluefruit BLE**
<https://elektor.fr/20105>

> **Velleman 3D LED Cube 5x5x5 (LED bleues)**
<https://elektor.fr/19929>

LIEN

[1] Fichiers du projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/ws2812b-7-segment-digit>



préamplificateur de microphone avec alimentation fantôme 48 V

idéal pour le podcasting et la sonorisation pro



Thierry Clinquart (Belgique)

Un microphone est un appareil sensible produisant un signal de sortie faible qui doit être traité avec soin. C'est exactement ce que fait ce préamplificateur. Il vous permet même de connecter une alimentation fantôme de 48 V destinée aux microphones qui la nécessitent.

Mon aventure avec les préamplis micro a commencé au début des années 1980 avec les transistors et notamment le BC547. Un jour, en lisant le manuel Audio/Radio [1] de National Semiconductor, j'ai découvert les LM387, LM381 et LF357. Une astuce à l'époque consistait à les associer à un transformateur d'impédance 150 Ω / 10 k Ω pour réduire le bruit. Le transformateur fournit un gain, ce qui permet de réduire le gain de l'ampli-op. Les microphones Shure, comme le PE15 et le 586, possédaient un transformateur d'impédance intégré, ainsi qu'un cavalier permettant de choisir entre le mode Hi-Z (haute impédance) et le mode Low-Z (faible impédance).

Au début des années 1990, PMI a lancé le SSM2017, qui offrait une excellente qualité en termes de puissance dynamique et de rapport signal/bruit. Analog Devices l'a racheté par la suite. Entre-temps, Burr Brown (aujourd'hui propriété de Texas Instruments) a lancé un substitut, l'INA217. Plus tard, DBX THAT Corporation, qui ne fabriquait que des VCA, est entré dans le jeu avec le fameux THAT1510, que j'ai testé et apprécié.

Mon préampli micro reprend le même modèle que j'ai utilisé dans un projet précédent [2] (voir **figure 1**). Il a les mêmes dimensions et la même disposition de circuit imprimé, ce

qui permet de juxtaposer MIC et LINE pour la distribution de l'alimentation du bus. En conséquence, il est possible d'assembler rapidement un véritable préampli micro/ligne.

Circuit

J'ai utilisé le THAT1510 à plusieurs reprises, mais cette fois, j'ai ajouté deux résistances de puissance R1 et R2 pour fournir une alimentation fantôme à un microphone. C'est très utile

pour les microphones modernes à condensateur et électret de podcasting qui nécessitent 48 V. Une autre raison de placer l'alimentation fantôme sur le circuit imprimé est de simplifier le câblage. De plus, les unités d'alimentation fantôme externes de type P48 ne sont pas toujours de bonne qualité.

Le schéma du préamplificateur est représenté sur la **figure 2**. Le microphone est connecté à une prise XLR Neutrik NC3FAH2. Les condensateurs C1, C2 et C3 constituent un filtre RFI d'entrée.

Comme je l'ai déjà mentionné, R1 et R2 fournissent l'alimentation fantôme de 48 V. Comme de nombreux microphones à électret ont des diodes Zener internes de 5,6 V ou 6,2 V pour stabiliser l'alimentation, pourquoi leur fournir 48 V ? 12 V sont suffisants. On peut le faire en changeant la valeur de R1 et R2 de 6,8 k Ω à 1,8 k Ω ou 2,2 k Ω pour maintenir un

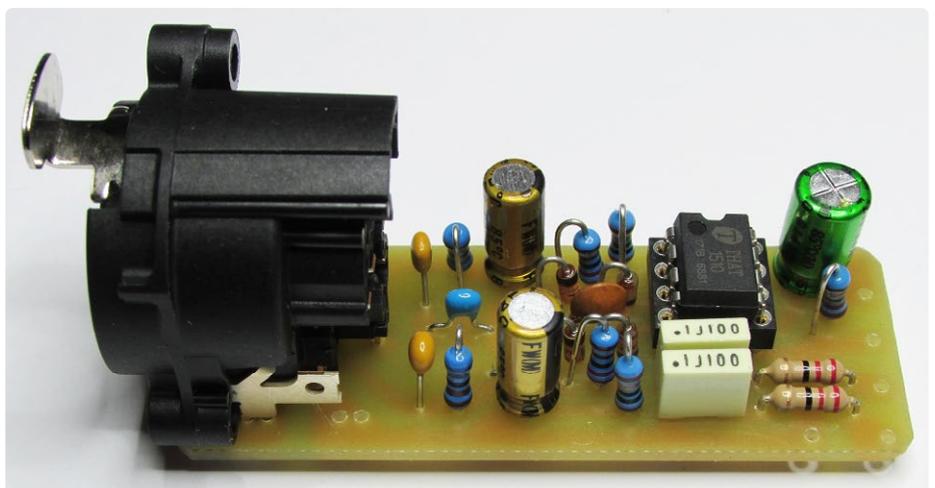


Figure 1. Le préamplificateur du microphone tient sur un petit circuit imprimé. Voir [4] pour plus de détails.

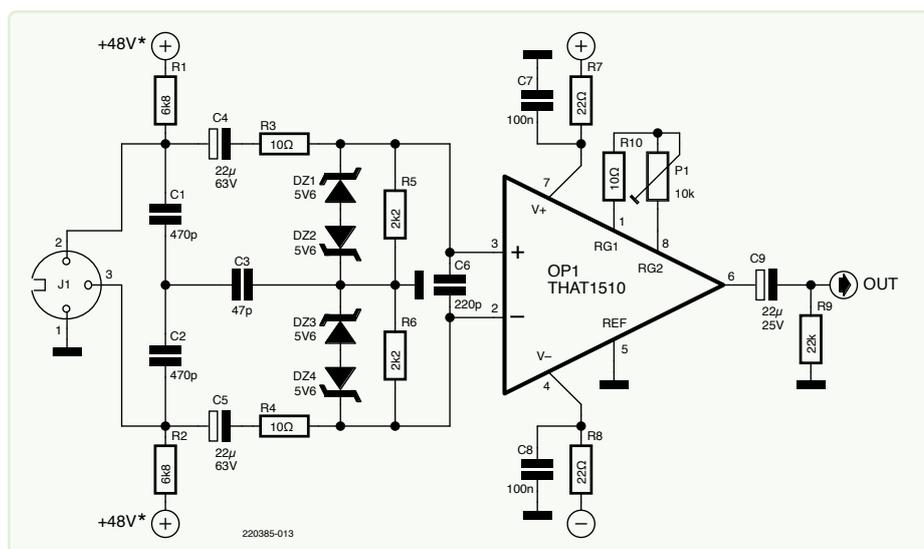


Figure 2. Schéma du circuit de l'amplificateur du microphone.

courant d'environ 7 mA (48 V / 6,8 kΩ). La plupart des mixeurs audio de terrain utilisent également 12 V pour l'audio et l'alimentation fantôme. Bien sûr, les Neuman U87, Schoeps, et autres microphones haut de gamme ont des diodes Zener internes dont la tension est proche de 30 V, donc pour ceux-ci une tension de 48 V est nécessaire.

C4 et C5 protègent le THAT1511 de l'alimentation fantôme. J'ai utilisé l'UFW1J220MDD de la série audio de Nichicon. Les modèles à 63 V sont préférables car 50 V est trop proche de 48 V. Ils sont peu encombrants.

R3 et R4 sont recommandés par le fabricant pour une protection contre les surtensions lors de la mise sous tension [3], tandis que DZ1 à DZ4 protègent les entrées du THAT1511 contre les pics de tension. Les résistances pull-down R5 et R6 assurent la symétrie d'entrée. Leurs valeurs peuvent être comprises entre 1 kΩ et 10 kΩ. C6 élimine toute interférence résiduelle. Le circuit est alimenté par R7 et R8 et découplé par C7 et C8. C9 est le condensateur de couplage de sortie. R9 est une résistance pull-down de sortie.

Le gain est calculé à l'aide de la formule :

$$20 \log(1 + 10 \text{ k}\Omega / (R10 + P1))$$

Lorsqu'on place P1 à sa valeur minimale, le gain est de 60 dB, et lorsqu'il est au réglage maximal (10 kΩ), le gain est de 6 dB. La **figure 3** explique comment créer un contrôle de gain par pas de 5 dB.

Diverses suggestions de réglage du gain et des fichiers de conception sont disponibles sur la page du projet sur Elektor Labs [4].

220385-04



Produits

- > **Pimoroni Raspberry Pi Pico Audio Pack**
<https://elektor.fr/19765>
- > **Elektor Audio Collection (Clé USB)**
<https://elektor.fr/19892>

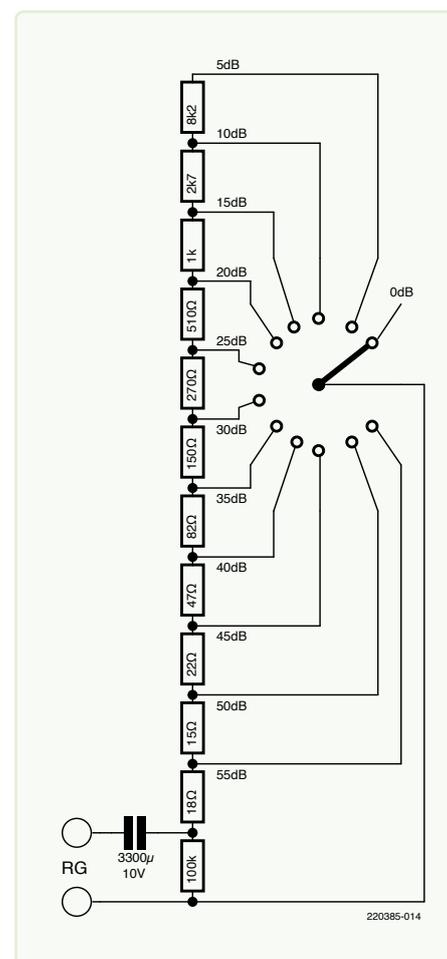


Figure 3. Remplacer ce sélecteur de gain par P1 permet de régler le gain par pas de 5 dB.

À propos de l'auteur

Electronicien de formation, Thierry Clinquart s'est orienté vers l'audio. Tous ses projets tournent autour de l'audio analogique : préamplification, traitement dynamique, corrections, distribution du signal, etc. Comme dans ce domaine on ne peut espérer obtenir des résultats probants avec des cartes de prototypage, il réalise ses propres circuits imprimés à l'ancienne avec Sprint-Layout d'Abacom et sPlan pour créer ses schémas.

LIENS

- [1] National Semiconductor, Audio/Radio Handbook, 1980 : <https://bit.ly/40VUOjA>
- [2] Convertisseur symétrique-asymétrique : <https://elektormagazine.com/fr/line-receive-with-rfi-and-dc-protect>
- [3] THAT Corp., "THAT 1511, 1512: Low-Noise, High Performance Audio Preamplifier IC," Document 60003, 2017 : https://thatcorp.com/wp-content/uploads/2020/10/THAT_1511-1512_Datasheet.pdf
- [4] Fichiers du projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/microphone-preamplifier-with-phantom-power>



générateurs d'ondes carrées avec commande de rapport cyclique et de fréquence

montages simples avec des CI CMOS et TTL

Michael A. Shustov et Andrey M. Shustov

Cet article présente des circuits simples de générateurs d'ondes carrées avec commande indépendante du rapport cyclique et de la fréquence. Il est possible d'indiquer le rapport cyclique par la luminosité des LED monochromes ou par une certaine couleur des LED multicolores.

La plupart des générateurs d'ondes carrées avec commande du rapport cyclique et de la fréquence ne permettent pas d'ajuster les paramètres indépendamment. Les circuits décrits ci-dessous résolvent ce problème.

La **figure 1** montre un oscillateur à onde carrée réalisé avec des trigger de Schmitt inverseurs CMOS et des portes Non-OU telles que le CD4001. Le circuit autour de IC1A génère des impulsions sur la broche 2 avec un rapport cyclique $\leq 1\%$. Il est possible de régler la fréquence avec le potentiomètre R2 dans une plage allant de 100 Hz à environ 1 kHz. IC2A est une porte NON qui génère le signal de sortie du générateur. Une entrée (broche 1) est connectée à ce signal d'impulsion et l'autre (broche 2) est commandée par le drain du MOSFET petit signal T1. Sa grille est alimentée par le signal provenant du curseur de R4. Le signal sur C1 est la rampe de tension de charge caractéristique d'un condensateur et est donc similaire à un signal en dents de scie. C'est pourquoi il est possible de modifier en continu la largeur de l'impulsion presque de 0 à 100 % par R4.

Le second générateur (**figure 2**) est presque identique mais utilise des circuits intégrés TTL tels que le SN7414N et le SN7428N. Cette fois, pour T1, on utilise un MOSFET petit signal 5LN015, mais vous pouvez en choisir un autre.

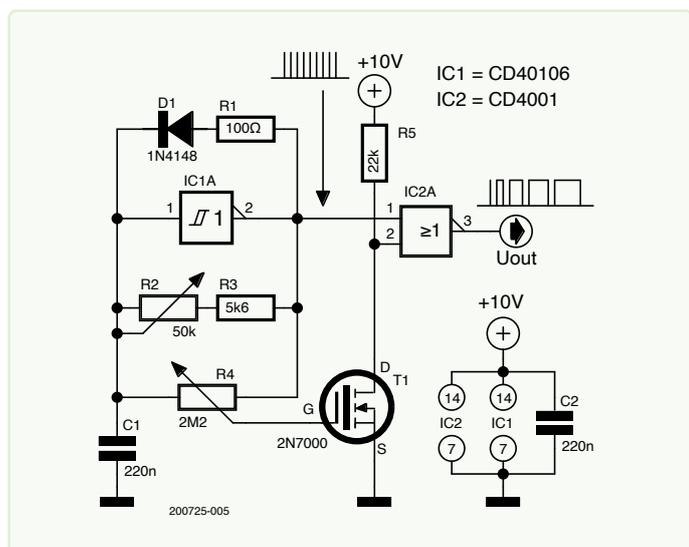


Figure 1. Générateur d'impulsions avec commande indépendante de la largeur et de la fréquence des impulsions, construit à l'aide de circuits intégrés CMOS.

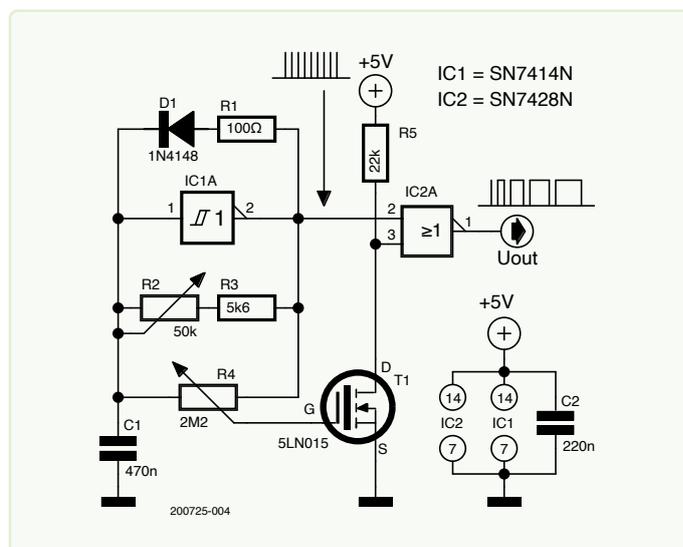


Figure 2. Le même générateur que dans la figure 1, mais maintenant construit avec des circuits intégrés TTL.

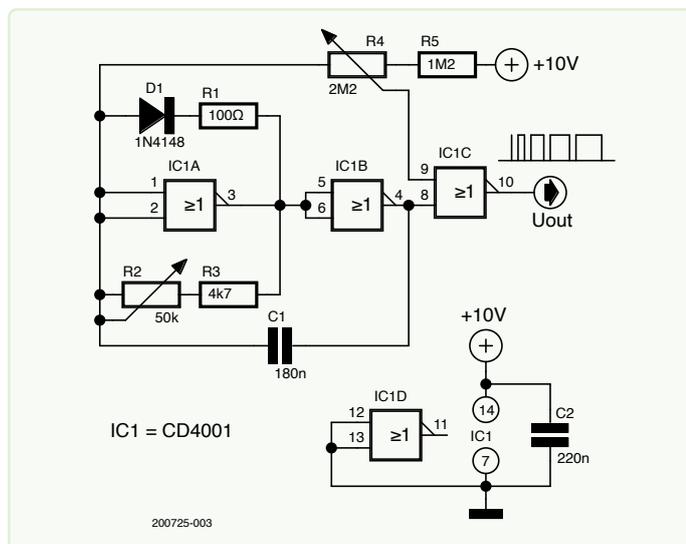


Figure 3. Version d'un générateur d'impulsions avec commande indépendante de la largeur et de la fréquence des impulsions.

La **figure 3** montre une version différente de l'oscillateur de base. L'avantage de ce circuit est qu'il ne nécessite pas de MOSFET. Ce générateur est basé sur trois portes NON-OU d'un CD4001. Les entrées de IC1A et IC1B sont connectées pour fonctionner comme des inverseurs. Ces deux inverseurs forment un générateur d'impulsions, dont la fréquence est commandée par R2 dans la plage 100 Hz à 1 kHz. Le signal exponentiel en dents de scie est prélevé sur le potentiomètre R4 et envoyé à la broche 9 d'IC1C. Ce potentiomètre contrôle la largeur de l'impulsion dans une plage d'environ $\leq 1\%$ à environ 65 %.

La **figure 4** présente deux façons d'indiquer la largeur d'impulsion à l'aide d'une diode électroluminescente. La partie gauche montre une solution simple où le rapport cyclique correspond à la luminosité d'une LED. La solution de droite utilise une LED bicolore standard dont la partie verte semble allumée en continu à première vue. Comme la partie rouge est pilotée par le signal de sortie d'un générateur, la couleur de la LED change en fonction du rapport cyclique, du vert (rapport cyclique faible) au rouge (rapport cyclique élevé). Cela fonctionne parce que la tension aux bornes de la puce LED rouge est inférieure à celle de la puce verte. Ainsi, lorsque la LED rouge est allumée, la LED verte est éteinte. Pour obtenir un aspect vintage, vous pouvez remplacer la LED et sa résistance en série par une lampe à incandescence de faible puissance et de tension appropriée. ◀

200725-04

À propos des auteurs

Michael A. Shustov est titulaire du diplôme de candidat en sciences chimiques et de docteur en sciences techniques. Il est l'auteur et le co-auteur de plus de 770 publications, dont 21 monographies, 2 ouvrages de référence et 18 inventions.

Andrey M. Shustov est titulaire d'un Master en sciences de l'institut électrotechnique de l'université polytechnique de Tomsk et de l'institut de technologie de Karlsruhe. Il est titulaire d'un doctorat de l'université de Kassel depuis 2009. Il travaille actuellement pour BASF à Ludwigshafen am Rhein (Allemagne) et est l'auteur de plus de 40 publications, dont deux livres.

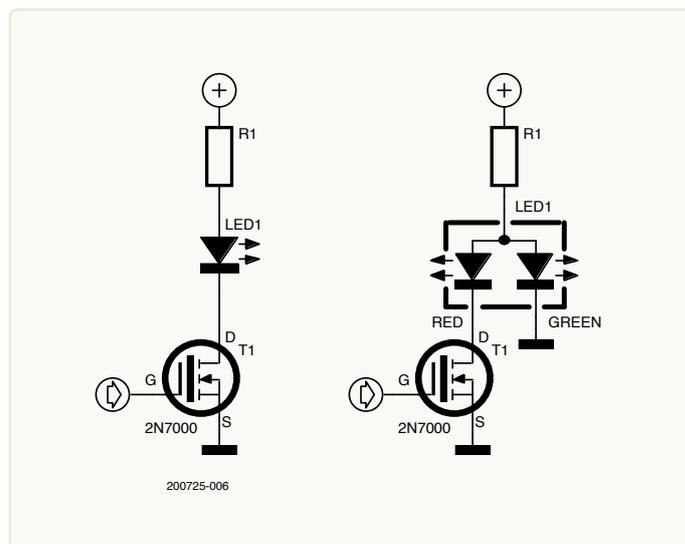
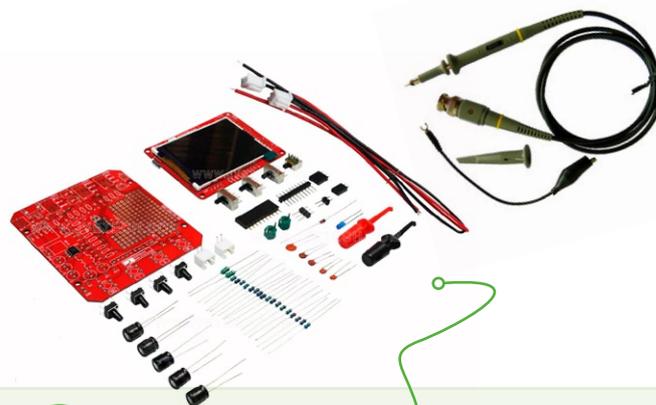


Figure 4. Exemples d'étages de sortie de générateurs commandés par largeur d'impulsion avec LED, LED bicolore ou autre charge.

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redacion@elektor.fr).



Produits

- > **JYE Tech DSO138mini Oscilloscope DIY Kit incl. BNC Probe & Enclosure (SKU 18711)**
<https://elektor.fr/18711>
- > **OWON SP3103 alimentation CC (300 W) (SKU 19716)**
<https://elektor.fr/19716>





compresseur dynamique simple

avec contrôle doux et un son chaleureux

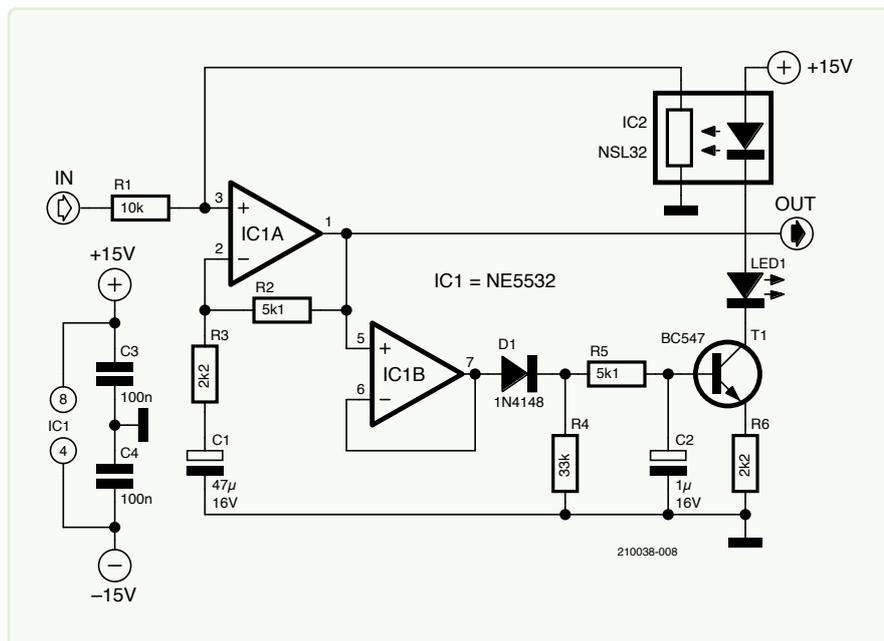


Figure 1. Le vactrol IC2 est la partie magique de ce circuit qui permet la compression dynamique d'un signal audio.

Thierry Clinquart (Belgique)

La compression dynamique des signaux audio est essentielle pour réduire les crêtes du signal afin d'éviter la saturation du signal de sortie. Ce circuit utilise une résistance dépendant de la lumière pour obtenir une compression douce.

Le cœur du circuit du compresseur, illustré à la **figure 1**, est IC2, un optocoupleur résistif NSL-32. La valeur de la résistance à l'intérieur de l'appareil dépend de la quantité de lumière produite par sa LED intégrée qui brille dessus. De cette façon, la valeur de la résistance peut varier d'environ 500 k Ω (éteinte) à 500 Ω (allumée). Ce type d'élément photorésistif est également appelé *vactrol*. Ils sont largement utilisés dans les applications audio, telles que les compresseurs, les filtres et les générateurs d'enveloppe, où leur temps de réponse lent et leur comportement « doux » sont appréciés pour leurs qualités musicales.

La résistance d'IC2 et R1 forment un atténuateur dépendant de la lumière. Quand le signal devient trop fort, la LED à l'intérieur d'IC2 s'allume. Cela réduira la valeur de la résistance d'IC2, atténuant le signal d'entrée. Le plus fort le signal d'entrée est, le plus élevée l'atténuation est.

Le signal atténué dynamiquement est amplifié par l'amplificateur non-inverseur IC1A, qui fournit le signal de sortie du compresseur.

Le signal de sortie est également tamponné par IC1B pour piloter un détecteur de crête. Lorsque les seuils de D1 et T1 sont dépassés, T1 commence à conduire et laisse passer le courant à travers les LED, activant l'atténuateur.

R4, R5 et C2 déterminent l'enveloppe de contrôle. R5 et C2 définissent le temps d'attaque tandis que le temps de relâchement dépend de R5 + R4 pour décharger C2. R6 limite le courant de la LED. La LED1 fournit un retour visuel sur le fonctionnement du compresseur.

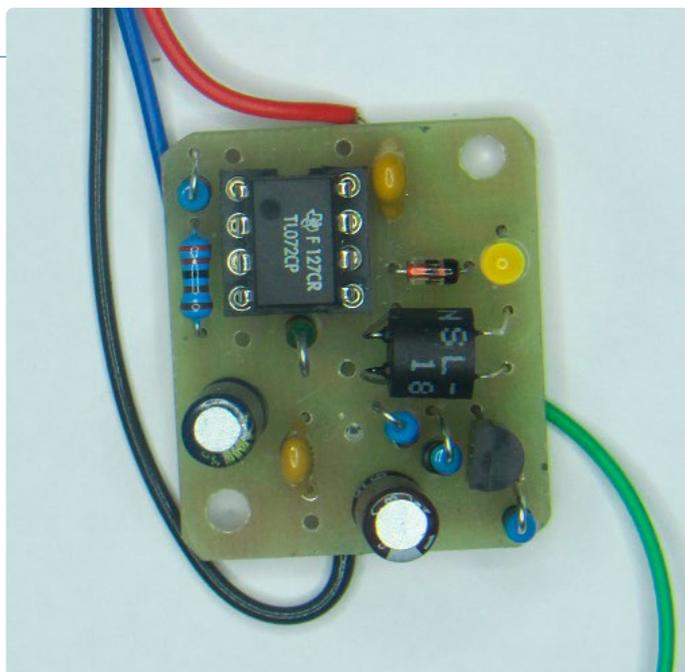


Figure 2. Le compresseur construit sur un petit circuit imprimé. Voir [1] pour les fichiers de conception.

Si vous souhaitez modifier le seuil de détection de D1, vous pouvez mettre plusieurs diodes Schottky en série. Cela vous donnera des incréments de seuil d'environ 0,2 V.

C1 bloque le chemin de rétroaction de l'amplificateur R2/R3 pour le courant continu, tout en laissant passer les signaux alternatifs. Par conséquent, le gain en CC est égal à un. Le gain en CA d'entrée peut être calculé par $20 \log(1+(R2/R3))$, soit environ 10 dB pour les valeurs données. Avec un signal d'entrée de 250 mV, j'ai mesuré un signal de sortie de 775 mV.

En interrompant la connexion de l'optocoupleur, le compresseur peut être désactivé.

Placé après un préampli micro, guitare ou instrument, le compresseur est un appareil très utile non seulement pour la protection de la qualité du signal mais aussi pour les qualités artistiques. ◀

VF : Glenn LoddeWykx — 210038-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- > **Elektor Fortissimo-100 Kit d'amplificateur de puissance**
<https://elektor.fr/20273>
- > **Douglas Self, Small Signal Audio Design (2nd Edition)**
<https://elektor.fr/18046>

LIEN

[1] Fichiers de ce projet sur Elektor Labs: <https://elektormagazine.fr/labs/small-dynamic-compressor>



**WÜRTH
ELEKTRONIK**
MORE THAN
YOU EXPECT

NEW: ■ Size 5020 & 5030
■ HT version up to 150 °C
■ Automotive series WE-MAIA available
AEC-Q200 Grade 0&1

High Performance Metal Alloy Family

The WE-MAPI is a innovative molded power inductor series with wide size line-up that offers up to 50% higher rated current than similar round wire molded inductors. With up to 60% higher saturation current and up to 20% lower AC losses compared to flat wire inductors, AEC-Q qualification and excellent EMI behaviour is WE-MAPI the perfect choice for a broad range of applications like consumer electronics, DC/DC converters or industry use with high ambient temperatures. Ready to Design-In? Take advantage of the world's most precise AC loss calculation in **REDEXPERT**.

www.we-online.com/STAYMAPI

- High current ratings up to 15 A
- Low AC losses due to innovative core material
- Excellent temperature stability from -55° to +150 °C
- Innovative Design
- Excellent EMI behavior
- Low RDC down to 6 mΩ

Figure 3. La serrure est construite sur le circuit imprimé universel à 8 broches pour PIC de l'auteur.

L'entrée étant analogique, il n'est pas nécessaire d'utiliser les dix chiffres de 0 à 9 pour les symboles – vous pouvez utiliser des icônes, des couleurs ou des caractères octaux ou hexadécimaux. Si le symbole correspond à l'échelle d'un potentiomètre, il peut être utilisé. Mon prototype utilise les chiffres de 1 à 10 (**figure 1**).

Schéma du circuit

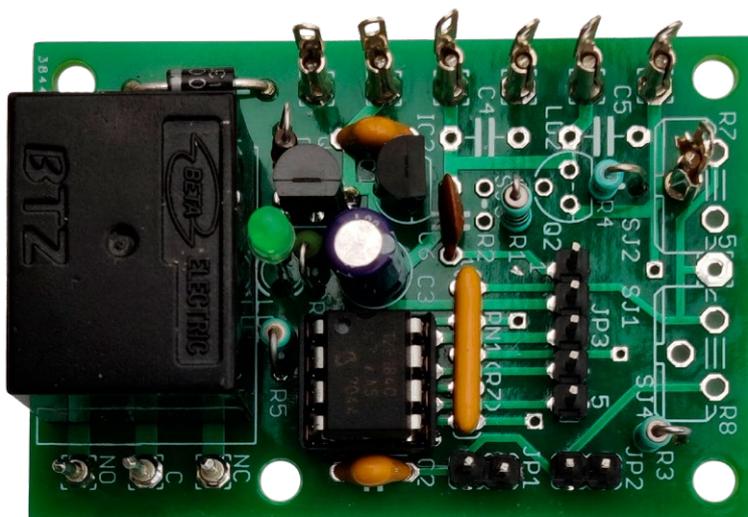
Le schéma du circuit de la serrure est présenté dans la **figure 2**. Son cœur est un microcontrôleur PIC12F1840 à 8 broches de Microchip Technology (IC1) qui pilote un relais pour commuter un courant plus élevé. Le petit frère du PIC12F1840, le PIC12F1822, conviendra également à ce circuit.

Le code d'ouverture de la serrure est saisi avec P1 et S2. Le potentiomètre P1 n'est alimenté par la broche 6 du microcontrôleur que lorsque vous appuyez sur S2. Cela permet de réduire la consommation d'énergie lorsque le circuit est inutilisé.

Le circuit autour d'IC2 est l'alimentation, et il accepte une tension d'entrée allant jusqu'à 12 V. Cependant, il est possible de l'alimenter par batterie, avec 3 cellules AA par exemple. Dans ce cas, utilisez un relais 5 V pour RY1. Vous pouvez également omettre les composants IC2, C1, C2 et D1. Vous devez connecter l'entrée et la sortie d'IC2. Vous pouvez programmer un nouveau code en plaçant un cavalier sur JP1. La procédure est la même que pour l'ouverture de la serrure. Après avoir introduit le nouveau code, retirez le cavalier de JP1 et appuyez sur reset (S1) pour l'activer.

Carte et logiciel

Il est possible de construire la serrure sur une carte universelle [1], que j'utilise pour toutes sortes de projets avec divers microcontrôleurs PIC à 8 broches (**figure 3**). Cette carte peut accueillir plus de composants que ceux utilisés ici. Comme le circuit n'est pas très compliqué, vous pouvez aussi l'assembler sur une carte perforée.



Le code source et le fichier HEX compilé sont disponibles sur la page du projet sur Elektor Labs [2]. Il est possible de connecter un module de programmation PICKIT de Microchip à JP3 afin de flasher le fichier HEX dans le microcontrôleur. Si vous comptez programmer la puce lorsqu'elle n'est pas installée sur la carte, JP3 peut être omis.

Si vous souhaitez apporter vos modifications au programme, vous aurez besoin du compilateur CC5X de B. Knudsen [3].

210159-04

Des questions, des commentaires ?

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



Produits

- > Bert van Dam, 50 PIC Microcontroller Projects (E-book)
<https://elektor.fr/18091>
- > Elektor Ultimate Sensor Kit
<https://elektor.fr/19104>



LIENS

- [1] Circuit imprimé universel pour microcontrôleur : <https://elektormagazine.fr/labs/board-for-simple-microcontroller-project>
- [2] Fichiers du projet sur Elektor Labs: <https://elektormagazine.fr/labs/simple-electronic-lock>
- [3] B. Knudsen Data, compilateur CC5X : <https://bknd.com/cc5x>



redresseur actif

de 2 à 40 V jusqu'à 3 A avec suppression du courant inverse

Holger Nobach (Allemagne)

Les redresseurs actifs sont utilisés lorsque la chute de tension dans le redresseur doit être inférieure au seuil de tension directe de la diode. Cela limite les pertes de tension à un faible niveau pour les petites tensions d'entrée en courant alternatif, et la dissipation de puissance reste suffisamment faible pour réduire les mesures de refroidissement, même pour des courants de plusieurs ampères.

Le circuit redresseur actif illustré à la **figure 1** fonctionne à des tensions d'entrée comprises entre 2 V et 40 V (crête) et à des courants allant jusqu'à 3 A (ou 1,5 A sans dispositif de refroidissement). La perte de tension dans l'ensemble du circuit n'est que d'environ 50 mV à faible charge (1 mA) et d'environ 0,7 V à 3 A (**figure 2**).

Redresseur pour dynamo de bicyclette

Le circuit convient, par exemple, pour redresser la tension d'une dynamo de bicyclette, qui présente une résistance interne assez élevée. La tension fournie par la dynamo chute donc fortement avec la charge, ce qui signifie que le redressement doit être à faible perte de tension et de puissance. Une solution simple, où les MOSFET sont pilotés par un circuit

intégré LT4320 par exemple, n'est pas optimale dans ce cas, la plage de tension d'entrée spécifiée s'étendant de 9 à 72 V.

Afin d'éviter une alimentation supplémentaire pour le circuit, le redressement actif par deux MOSFET à canal P et deux MOSFET à canal N dans un circuit en pont est le choix le plus évident. La partie supérieure du circuit rend conducteurs les MOSFET correspondants lorsque la tension à l'une des entrées est suffisamment inférieure à la tension à la sortie positive, qui est elle-même déterminée par la tension la plus élevée des deux entrées. Un tel circuit, avec des grilles interconnectées en croix, spécifiquement destiné à redresser la tension d'une dynamo de bicyclette, est décrit dans [1]. Il convient pour une charge résistive, mais l'usage d'un condensateur tampon en sortie du circuit de redressement provoque

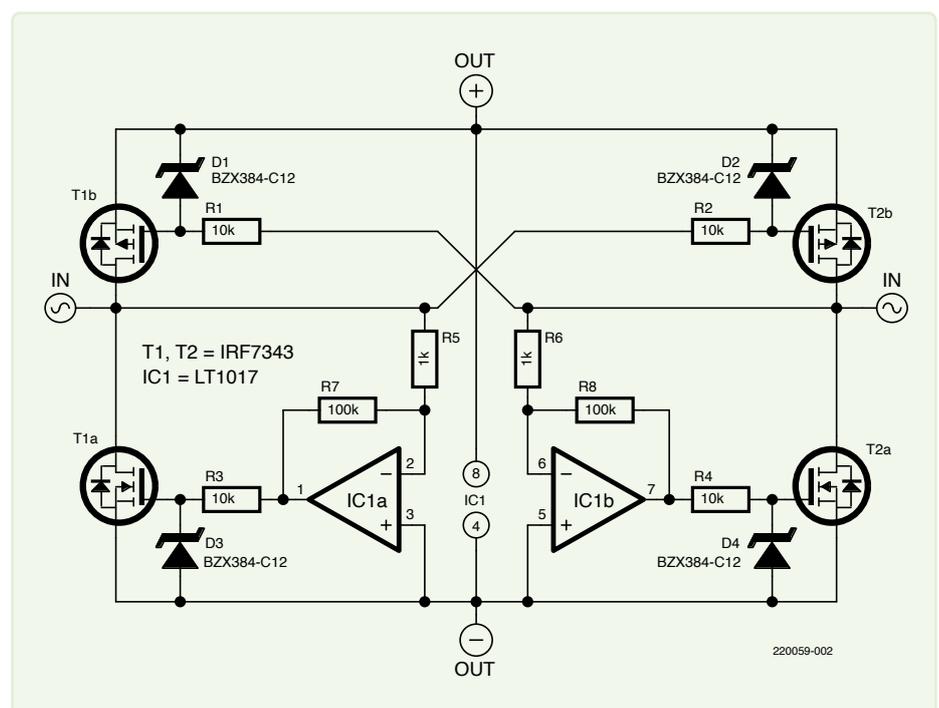


Figure 1. Circuit du redresseur actif.

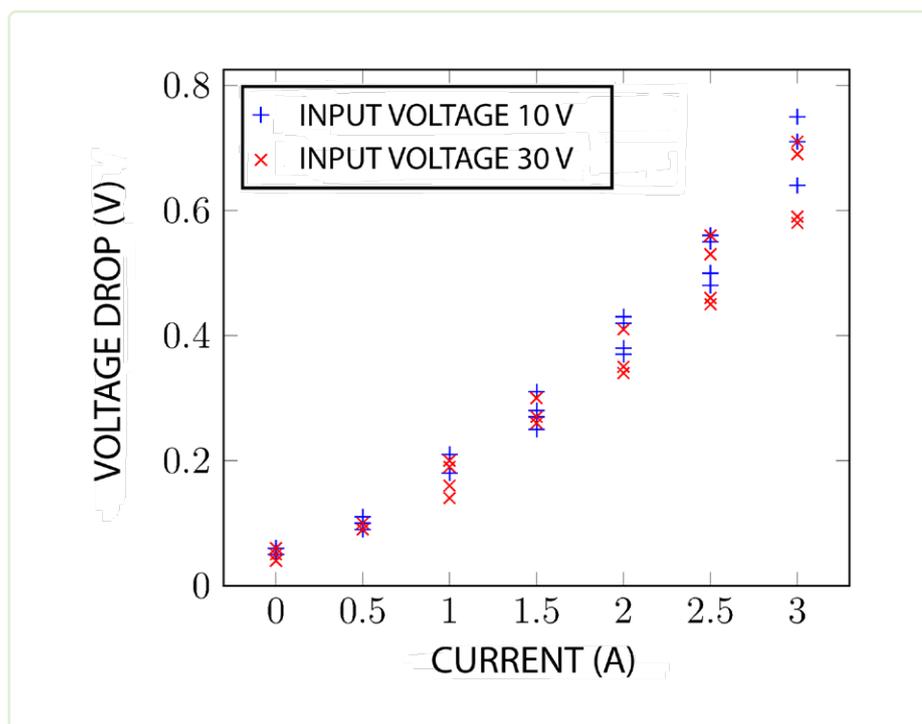


Figure 2. Tension de perte en fonction du courant direct pour deux tensions d'entrée différentes, pour deux modules chacun et deux polarisations de la tension d'entrée.

des courants inverses – et donc une puissance réactive considérable.

Pour éviter ces courants inverses, il ne suffit pas de comparer seulement les tensions d'entrée. Plus précisément, il faut comparer ces tensions aux deux potentiels de la tension de sortie tamponnée et commuter les MOSFET en conséquence. Un circuit populaire [2] utilise, dans ses différentes variantes, quatre amplificateurs opérationnels (par exemple LMV841, LMV842 ou LMV844), configurés en inverseurs, chacun comparant l'une des deux tensions d'entrée avec l'un des potentiels de sortie. Comme les amplificateurs opérationnels doivent être alimentés par la tension de sortie, ils doivent pouvoir supporter des tensions d'entrée supérieures aux deux tensions d'alimentation. Le LMV84x convient pour cela, mais sa tension d'alimentation est limitée à un maximum de 12 V. Le LT1017 utilisé ici accepte, lui, une tension d'alimentation de 1,1 à 40 V. Toutefois, la plage de tension d'entrée ne comprend que la tension d'alimentation inférieure (jusqu'à 0,3 V en dessous de la tension d'alimentation négative), alors que la tension d'entrée ne doit pas dépasser la tension d'alimentation positive. Par consé-

quent, seule la partie inférieure du circuit, utilisée pour fournir la tension de sortie négative, est commandée par les amplificateurs opérationnels, tandis que la partie supérieure n'est commandée que par la comparaison des tensions d'entrée, ce qui explique qu'elle reste conductrice jusqu'à l'inversion de la tension, même lorsque la tension d'entrée diminue. Le blocage des MOSFET dans la partie inférieure du circuit doit donc être particulièrement précis afin d'éviter de manière fiable les courants inverses.

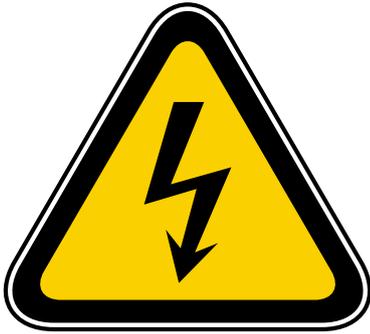
Toujours deux MOSFET à l'état conducteur

Une paire de MOSFET IRF7343 est utilisée dans le circuit ; on peut également utiliser un IRF7341 (MOSFET à double canal N, pour T1a et T2a) et un IRF7342 (MOSFET à double canal P, pour T1b et T2b). Les deux MOSFET à canal P supérieurs commencent chacun à s'ouvrir lorsque la tension de grille devient négative par rapport à la tension de source (tension de seuil -1 V). C'est toujours le cas lorsque la différence de tension à l'entrée dépasse 1,5 V. Lorsque cette différence atteint 3 V, les MOSFET sont entièrement conduc-

teurs. La tension drain-source maximale de ± 55 V est plus élevée que la tension d'entrée maximale de ± 40 V spécifiée ici. Mais la tension maximale grille-source étant de ± 20 V, les grilles doivent être protégées contre les surtensions, ici par une combinaison d'une résistance (R1...R4) et d'une diode Zener (D1...D4). Avec des résistances de 10 k Ω , le courant dans les diodes Zener est limité à 4 mA, autorisant l'usage de modèles de faible puissance (300 mW), dont le type exact n'est pas critique. La tension de Zener peut être choisie dans une large gamme au-dessus de 3 V, où les MOSFET sont entièrement conducteurs, jusqu'à la tension maximale autorisée entre la grille et la source de 20 V. Comme la tension réelle aux bornes des diodes Zener dépend également du courant, il convient de s'éloigner suffisamment des limites de cette plage. Une tension Zener de 12 V est un bon choix. En limitant le maximum de la tension d'entrée à ± 20 V comme suggéré dans l'encadré *Attention, haute tension !*, les diodes Zener D1 à D4 peuvent être supprimées et les résistances R1 à R4 peuvent être court-circuitées.

Les diodes intrinsèques – ou parasites – (canal P en haut et canal N en bas) font que l'ensemble du circuit fonctionne comme un pont redresseur à diodes, même lorsque les MOSFET sont bloqués. Dès que la différence de tension à l'entrée du circuit dépasse environ 2 V, l'amplificateur opérationnel est suffisamment alimenté et tous les MOSFET sont pilotés pour un redressement actif.

Les deux MOSFET à canal N inférieurs sont censés s'ouvrir lorsque l'une des deux tensions d'entrée a une amplitude supérieure à la tension de sortie négative. Les deux amplificateurs opérationnels sont donc configurés en amplificateurs inverseurs avec un gain de 100. Avec une tension de seuil de 1 V, les deux MOSFET commencent à conduire à une tension d'entrée de 10 mV inférieure à la tension de sortie négative. À une tension grille-source de 3 V et une tension d'entrée de 30 mV en dessous de la tension de sortie négative, les MOSFET sont complètement conducteurs. Dans ce but, le LT1017 tolère des tensions sur les entrées jusqu'à 0,3 V en dessous de la tension d'alimentation négative. Inversement, lorsque les tensions aux entrées et aux sorties du circuit sont égales, les MOSFET doivent se bloquer en toute sécurité pour éviter les courants inverses. Lorsque la



Attention, haute tension !

Il est rapporté dans des forums que la tension de sortie d'une dynamo de bicyclette peut atteindre 80 V à vide. Dans un tel cas, le circuit doit être protégé au niveau des bornes d'entrée (symbole ~) à l'aide de deux diodes Zener montées tête-bêche avec une tension Zener de 39 V, par exemple. Elles ne contribuent pas au redressement et ne sont donc pas représentées sur le schéma. Si une telle limitation "externe" de la tension d'entrée du MOSFET à ± 20 V est utilisée, les diodes Zener D1 à D4, peuvent être supprimées et les résistances R1 à R4 court-circuitées.

tension à ses entrées est la même, la sortie d'un amplificateur inverseur s'élève à cette même tension. Ainsi, dans le cas idéal, la tension de grille du MOSFET est égale à la tension de source et le MOSFET se bloque. Avec une tension de décalage maximale du comparateur de 1 mV, cet état d'équilibre s'établit à une tension grille-source maximale de 100 mV, suffisamment au-dessous de la tension de seuil pour que les MOSFET se bloquent en toute sécurité.

On s'interroge parfois sur la nécessité d'un circuit externe pour les amplificateurs opérationnels. En principe, la comparaison directe de la tension d'entrée avec la tension de sortie serait suffisante. Cependant, même avec des tensions d'entrée identiques, une tension de décalage indésirable provenant des amplificateurs opérationnels pourrait faire en sorte que l'un des MOSFET reste conducteur et donc qu'un courant inverse indésirable circule de la sortie vers l'entrée. Ce n'est que lorsque le courant (inverse) devient suffisamment important que la chute de tension dans le MOSFET suffit pour commuter avec certitude la sortie de l'amplificateur opérationnel et donc bloquer le MOSFET. Afin de garantir que les MOSFET se bloquent de manière fiable à des tensions d'entrée identiques, les tensions à l'entrée de l'amplificateur opérationnel

devraient être décalées l'une par rapport à l'autre d'au moins la tension de décalage possible, par exemple au moyen de diodes dans le sens du courant et de résistances de dérivation appropriées (soit des diodes avec des tensions de seuil différentes, soit des diodes identiques avec des résistances de dérivation différentes – et donc des courants directs différents). Cependant, cela augmenterait quelque peu la complexité du circuit par rapport à la solution présentée ici. ◀

VF : Helmut Müller — 220059-04

Des questions, des commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (holger.nobach@nambis.de), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

Holger Nobach (Institut Max Planck pour la dynamique et l'auto-organisation, Göttingen, Allemagne) a étudié et obtenu son doctorat en génie électrique à l'université de Rostock. Il a développé des techniques de mesure et des méthodes de traitement du signal à Copenhague, à Darmstadt, aux États-Unis et à Göttingen, où il dirige le développement électronique à l'Institut Max Planck pour la dynamique et l'auto-organisation et donne des cours à l'université de Göttingen. De temps à autre, les travaux expérimentaux de l'institut nécessitent des technologies de commande et de mesure qui vont au-delà des produits disponibles sur le marché. Le dernier projet en date concerne des sondes de mesure rapides et sensibles pour les écoulements turbulents.



Produit

> The Elektor Power Supply Collection (clé USB)
<https://elektor.fr/20451>



LIENS

[1] Jürgen Heidbreder, Benno Kröck, "Mosfet-Gleichrichter für Fahrradbeleuchtung", Fahrradzukunft Ausgabe 14, 2012 [allemand] : <https://fahradzukunft.de/14/mosfet-gleichrichter>

[2] mikrocontroller.net, Forum Analoge Elektronik und Schaltungstechnik, MOSFET-Gleichrichter mit OPV [allemand] : <https://mikrocontroller.net/topic/375657#new>



commutation marche/arrêt pour enceintes actives

Jac Hetteema (Pays-Bas)

Les haut-parleurs actifs possèdent leur propre alimentation et produisent un son de haute qualité. Leur inconvénient est qu'il faut d'abord les enclencher pour les écouter, puis les éteindre lorsque l'on a terminé. Ce projet permet d'éviter cette corvée en enclenchant automatiquement les haut-parleurs lorsqu'un signal est détecté et en les déclenchant automatiquement lorsqu'il n'y a plus de signal durant un certain temps.

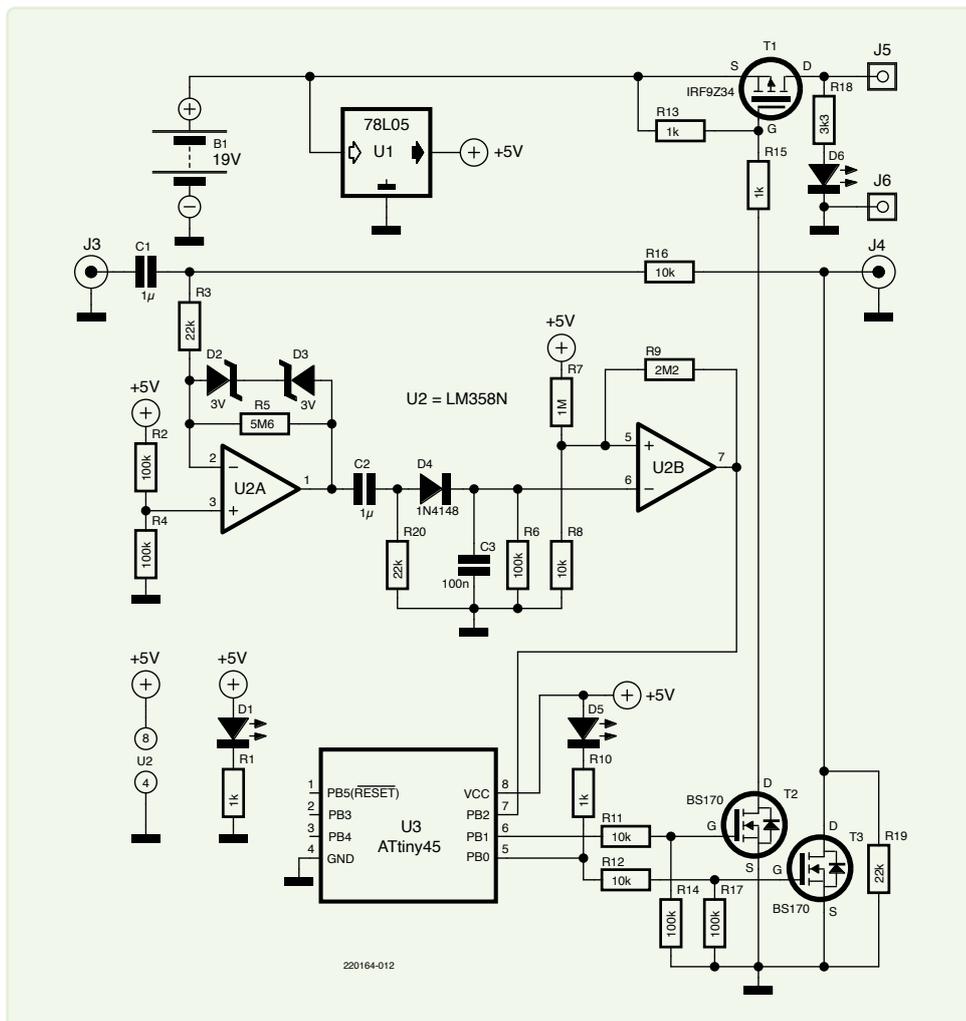


Figure 1. Schéma d'un système de commutation actif.

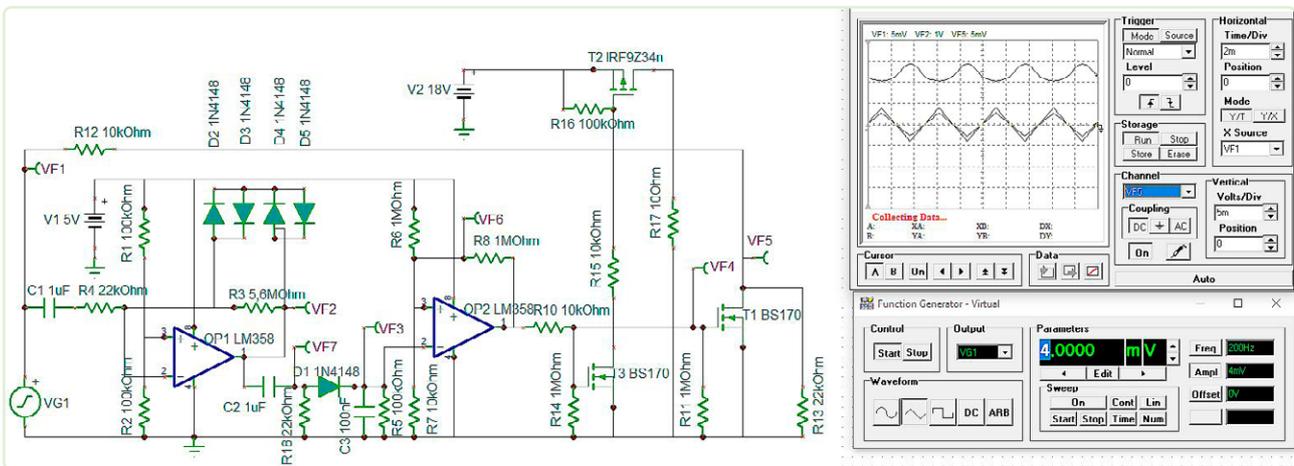


Figure 2. Circuit de simulation utilisant des diodes.

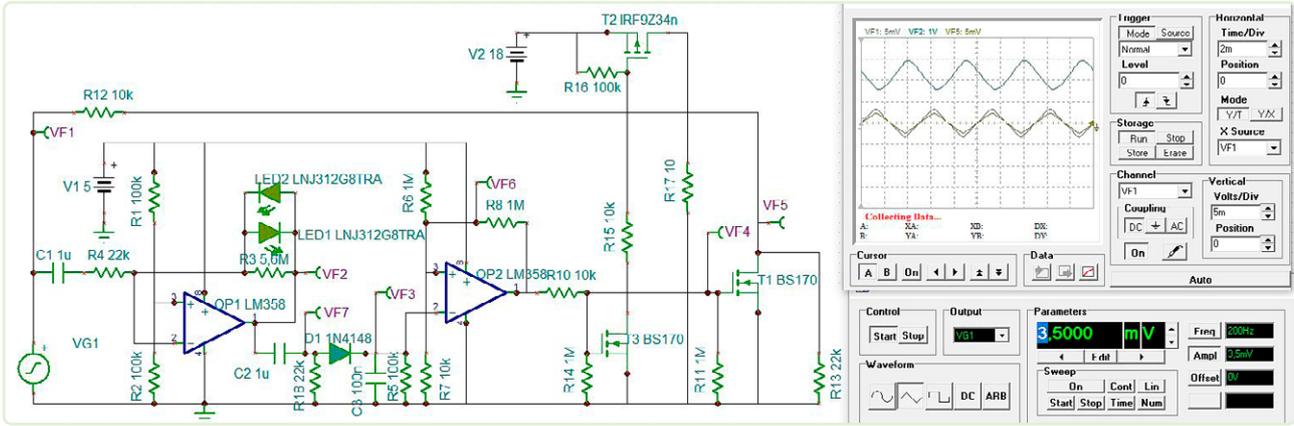


Figure 3. Circuit de simulation utilisant des LED.

Il existe des enceintes de haut-parleurs de toutes les formes et de toutes les tailles. Les « meilleures » enceintes sont généralement équipées de plusieurs haut-parleurs, chacun d'entre eux étant ne recevant par le biais d'un filtre qu'une partie du spectre sonore. En général, ces filtres sont constitués de condensateurs et de bobines qui séparent les fréquences, accompagnés d'un réseau de résistances servant à ajuster les niveaux. Ces modules sont difficiles à réaliser et ne conviennent qu'à l'assemblage pour lequel ils ont été calculés.

Il est également possible d'utiliser un filtre actif (crossover) et d'attribuer un amplificateur à chaque haut-parleur. Une telle solution est facile à intégrer dans une enceinte, que l'on appelle alors une enceinte active. On trouve aisément de nombreux modules d'amplification sur le marché.

Le circuit présenté ici est destiné à tirer parti des amplificateurs de la classe D, qui sont facilement disponibles. Les types prévus ici sont basés sur les modèles de Texas Instruments et sont de bonne qualité. Ces amplificateurs peuvent être alimentés par une seule tension continue qui peut varier d'environ 12 à 30 volts.

De nombreuses alimentations d'ordinateurs portables sont disponibles de nos jours, lorsque ceux-ci sont mis au rebut. Il est donc intéressant de les utiliser. Beaucoup d'entre elles peuvent fournir environ 19 V avec un courant de 3 A, ce qui suffit pour un amplificateur correct.

L'ennui avec ces enceintes actives, c'est qu'il est à chaque fois nécessaire de les enclencher puis de les déclencher. En effet, il faut d'abord se diriger vers les haut-parleurs avant de pouvoir profiter de la musique. Il faut absolument trouver une autre solution.

Circuit

Le schéma complet du circuit est présenté à la **figure 1**. L'enceinte s'enclenche dès qu'il y a un signal audio en J3. Pour ce faire, le signal audio est amplifié et, dès qu'il atteint un certain niveau, un comparateur bascule. Celui-ci commande une minuterie qui met immédiatement l'alimentation en marche et après un court délai laisse passer le signal audio. Lors de la mise hors tension, le processus s'inverse : le signal audio est d'abord bloqué, puis l'alimentation coupée. Ce procédé permet d'éviter les clics et les bruits parasites désagréables lors de l'enclenchement et déclenchement du haut-parleur.

Cependant, il ne se déclenche que lorsque le signal audio est absent durant un temps suffisant, de sorte que les silences entre les morceaux d'un album n'entraînent pas de coupures.

Le circuit est composé de deux parties, à savoir :

- la détection audio
- la temporisation.

Figure 4. Circuit imprimé.

Détection audio

Le signal audio est amplifié par un amplificateur opérationnel (U2A), puis redressé et envoyé sur un comparateur (U2B). Le but est d'activer l'amplificateur avec un signal même très faible. Le gain de l'amplificateur est de

$$5.6 \text{ M} / 22 \text{ k} = \text{environ } 250\times$$

En fonctionnement normal, cependant, l'amplitude du signal audio peut être beaucoup plus importante. C'est pourquoi la tension de sortie de l'amplificateur doit être limitée. Pour ce faire, nous utilisons des diodes Zener ou des LED. Les simulations montrent que les diodes Zener ont des caractéristiques considérablement différentes : avec la 1N5225B, le seuil de commutation est d'environ 3 mV, tandis qu'avec la BZX84A3V6, il est d'environ 35 mV.

Avec des LED (vertes ou jaunes), la sensibilité est également d'environ 3 mV.

Si nous utilisons la populaire 1N4148, deux diodes antiparallèles doivent être branchées en série. Cela donne également un bon résultat, peut-être même le meilleur.

Le signal amplifié est redressé, puis comparé à une tension de seuil à l'aide d'un comparateur. Le comparateur présente une petite hystérèse pour stabiliser la commutation.

Dans la simulation, le comparateur est directement suivi par des interrupteurs MOSFET permettant de tester le principe. Dans la version réelle, le comparateur est suivi d'une temporisation, qui commande à son tour les interrupteurs MOSFET.

Temporisation

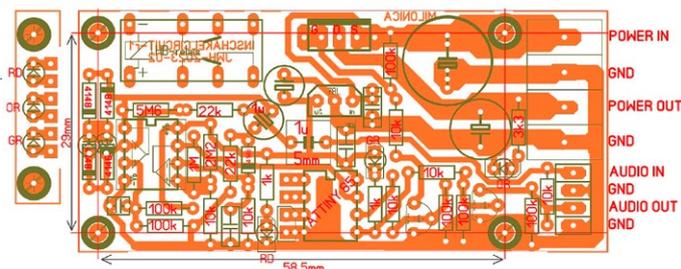
On a choisi un microcontrôleur (U3), car le comportement souhaité peut être obtenu en n'utilisant que peu de composants supplémentaires. L'ATtiny85 convient parfaitement. Le μC est contrôlé par le comparateur, qui à son tour, contrôle les interrupteurs FET.

Une fois le signal audio détecté, l'équipement est immédiatement mis sous tension et le signal audio est transmis peu après. Lors de la mise hors tension, l'opération s'effectue dans l'ordre inverse. L'appareil ne s'éteint que lorsqu'une absence de signal audio a été détectée pendant environ 5 minutes. Cette durée peut facilement être adaptée dans le logiciel.

Le fonctionnement du logiciel est le suivant : à la mise sous tension, si la broche PB2 de l'ATtiny85 passe au niveau bas, l'alimentation est activée et la valeur de la minuterie est mémorisée, puis une comparaison avec la valeur actuelle est effectuée. Si elle est supérieure à une valeur prédéfinie, le signal audio est transmis.

En l'absence de signal audio, PB2 passe à l'état haut, ce qui déclenche la séquence de mise hors tension. L'audio et l'alimentation ne sont pas coupés immédiatement - au lieu de cela, la valeur de la minuterie est mémorisée à nouveau. Elle est comparée à la valeur précédente, et si la différence dépasse la valeur prédéfinie, le signal audio est bloqué. Si la valeur du compteur dépasse la valeur prédéfinie suivante, l'alimentation est coupée.

Comme indiqué précédemment, le fonctionnement du circuit a été



testé à l'aide d'un programme de simulation. Le logiciel de simulation TINA-TI de Texas Instruments a été utilisé à cet effet. Les circuits de simulation de la version avec diodes sont présentés à la **figure 2** et ceux de la version avec des LED à la **figure 3**. On y voit aussi les captures d'écran.

Quelques notes

La LED D1 indique que la tension d'alimentation est présente. La LED D6 indique que l'alimentation a été enclenchée.

Un niveau haut sur la sortie PB0 de l'ATtiny fait conduire le FET de contrôle T3, ce qui empêche le signal audio de passer à travers le circuit. Ce niveau haut sur PB0 éteint également le voyant D5.

Les diodes Zener représentées sur le schéma limitent la tension de sortie. Elles peuvent être remplacées par des diodes de signal (par exemple 1N4148) ou des LED. Dans la version finale, un ATtiny85 a été utilisé à la place du 45.

Pour ce module, un circuit imprimé simple face de dimensions modestes a été réalisé : 35 × 77 mm (**figure 4**). Il est équipé des condensateurs de découplage et de lissage nécessaires.

Le FET de puissance, avec lequel le courant est commuté, peut éventuellement être remplacé par un relais ordinaire. Les versions TO220 et TO3P peuvent être utilisées pour le FET de puissance.

Le BS170 permet une tension stabilisée atteignant approximativement 300 mV. ◀

VF : Jean-Philippe Nicolet — 220164-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

La passion de Jac Hetteema pour l'électronique a débuté dès sa jeunesse, lorsqu'il a reçu une radio à tubes et un kit de radio à transistors AMROH. Bien qu'il ait commencé sa carrière dans le domaine de l'énergie, le parcours de Jac l'a conduit au département de recherche des chemins de fer néerlandais, où il s'est concentré sur les mesures électriques. Ses premières études ont également porté sur les ordinateurs analogiques, ce qui témoigne de son intérêt sans relâche. À la retraite depuis plus de dix ans, cette passion persiste et il se lance donc dans diverses réalisations, notamment un filtre à trois voies à état variable.



Produit

> **Elektor Audio Collection (clé USB)**
<https://elektor.fr/19892>

LIEN

[1] Fichiers du projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/on-and-off-switching-system-for-active-boxes>



10 convertisseur asymétrique/symétrique

avec filtre RFI et protection CC

Thierry Clinquart (Belgique)

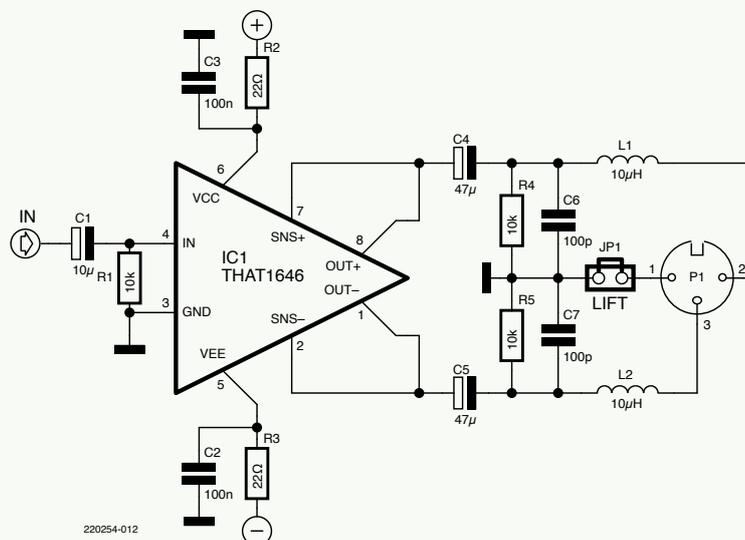
Une ligne symétrique ou équilibrée constitue un bon moyen de transmettre des signaux audio sur de longues distances. Le circuit décrit ci-dessous convertit un signal audio asymétrique ou non équilibré en un signal équilibré. Ce projet vient compléter le convertisseur symétrique/asymétrique publié sur [1].

Le circuit présenté ici est un convertisseur asymétrique/symétrique que l'on peut utiliser pour piloter des lignes de transmission audio. Dans le passé, un amplificateur de ligne couplé à un transformateur 600 Ω / 600 Ω était utilisé pour cela. L'isolation galvanique était bonne mais couvrir le spectre audio de 20 Hz à 20 kHz était plus compliqué et plus coûteux.

Je propose donc ici une version alternative de l'ancienne méthode basée sur le THAT1646, qui, avec quelques composants externes, fonctionne comme un amplificateur différentiel. Le SSM2142 d'Analog Devices (hors d'usage) et le DRV134 de Texas Instruments sont entièrement compatibles avec ce circuit intégré. Comme pour le THAT1240 utilisé dans [1], le signal audio voyage sur deux conducteurs en opposition de phase.

La **figure 1** présente le schéma du circuit simple. C1, C4 et C5 sont des condensateurs de couplage bloquant les composantes continues à l'entrée et aux deux sorties.

Figure 1. Le schéma du circuit. L'alimentation (symétrique) doit être comprise entre ± 4 V et ± 18 V.



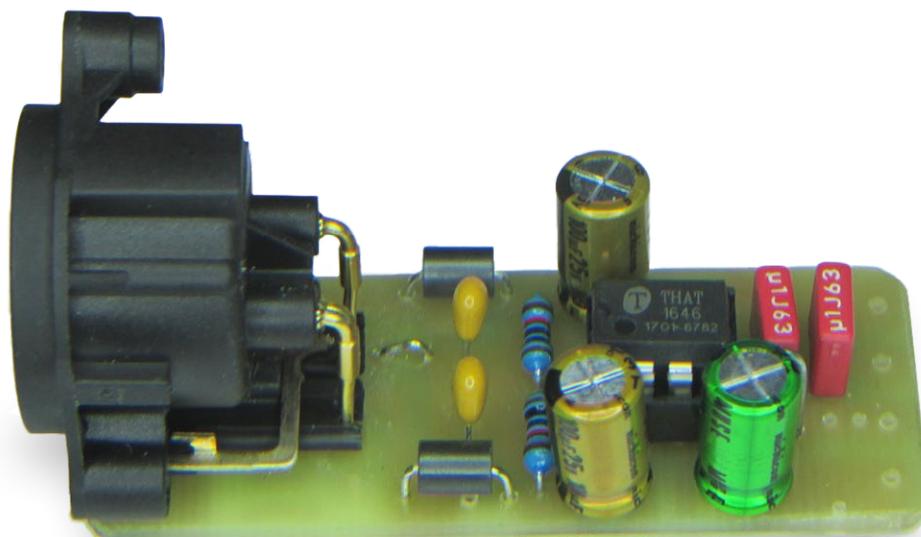


Figure 2. Le tout tient sur un petit circuit imprimé. Les fichiers sont disponibles sur [3].

R1, R4 et R5 sont des résistances *pull-down*. C2 et C3 sont des condensateurs de découplage.

R2 et R3 facilitent le dépannage en cas de court-circuit de IC1. Elles évitent que l'alimentation se coupe si IC1 se met en court-circuit et permet aux autres modules de continuer à fonctionner.

L1/C6 et L2/C7 constituent le filtre RFI. On peut remplacer les inductances de 10 μ H L1 et L2 par des billes de ferrite. P1, un connecteur XLR (j'ai utilisé un Neutrik NC3MAH series A [2]), est placé sur un petit circuit imprimé (figure 2) [3]. Les autres composants ne dépassent pas la largeur du connecteur, et tiennent dans un boîtier. Le pas peut être de 23 mm comme le suggère Neutrik dans sa fiche technique.

Comme d'habitude, je laisse toujours la possibilité de débrayer la broche 1 avec un cavalier en cas de conflit de terre, de masse et de châssis. Vous pouvez également placer un interrupteur *Ground Lift* à sa place.

Applications

Ce module est utile dans la restauration d'équipements anciens, mais aussi dans la conception d'autres équipements tels que des répartiteurs de signaux et des interfaces d'interphonie. N'hésitez pas à visiter le site web du fabricant pour toutes les spécifications [4].

Personnellement, j'utilise le THAT1646 avec son circuit complémentaire THAT1240 dans une application de distribution de signal où je n'ai pas besoin d'utiliser une alimentation fantôme de 48 V pour les préamplis de microphones. Le constructeur recommande alors l'utilisation de 4 diodes qui limitent les surtensions sur les rails V+ et V-, en plus des protections internes de la puce. Gardez à l'esprit que certaines tables de mixage commerciales fournissent 48 V sur toutes les entrées microphones. Je préfère avoir un interrupteur par entrée et n'utiliser les 48 V que lorsque c'est nécessaire. ◀

220254-04



Produits

- **B. Cordell**, *Designing Audio Power Amplifiers* (2^e édition)
<https://elektor.fr/19150>

LIENS

- [1] Thierry Clinquart, "Convertisseur symétrique asymétrique", circuits de vacances 2022 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-264/60845>
- [2] Fiche technique du NC3MAH de Neutrik : <https://neutrik.com/en/product/nc3mah.pdf>
- [3] Fichiers du projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/balanced-audio-line-driver>
- [4] Tout sur le THAT1646 : <https://thatcorp.com/that-1606-1646-balanced-line-driver-ics>

2023 : l'odyssée de l'IA

origine et évolution

Brian Tristram Williams (Elektor)

Si chaque année se marque par un battage médiatique autour de l'IA, cette année a vraiment attiré notre attention : soudain, les évolutions sont incroyablement rapides et il est difficile de les suivre. Chaque jour, il y a des nouvelles, et c'est pourquoi nous avons décidé de commencer cette série pour vous aider à savoir faire la différence entre mythe et réalité.

Les humains ont pensé à des machines intelligentes bien avant la naissance de l'électronique ; voici Talos (*ΤΑΛΩΝ*) [1], un humanoïde en bronze d'environ 400 BC en Grèce (**figure 1**).

De la mécanique à l'électronique

Avec l'avènement des ordinateurs à tube à vide tels que l'ENIAC, et plus tard la révolution des transistors qui a permis de présenter les micro-ordinateurs personnels dans les années 1980, la programmation est devenue accessible aux utilisateurs ordinaires, et non plus seulement aux informaticiens ou aux militaires.

Enfant, j'ai appris le concept des langages de programmation qui appliquent la logique formelle, et j'ai été époustoufflé par l'instruc-

tion IF-THEN-ELSE. " Vous voulez dire que si je saisis une chose, l'ordinateur fait X, et que si je saisis une autre chose, il fait Y ? ". L'ordinateur pouvait prendre une décision, ce qui est un premier principe fondamental en informatique. De plus, je pourrais décider quelle serait cette décision - ainsi que les tâches qui en résulteraient !

Bien qu'il y ait beaucoup d'autres choses à programmer, toute tâche logique peut être décomposée en une série de constructions de ce type. Avec suffisamment de "IF-THEN-ELSE" j'ai imaginé que je pourrais créer quelque chose apparemment consciente et intelligente (**figure 2**). Ce ne serait certainement pas très efficace - il faudrait peut-être 7,5 millions d'années pour obtenir une réponse, surtout s'il s'agit de "42".

Au fil du temps, grâce à l'augmentation de la capacité de calcul disponible, les programmeurs ont rendu les machines de plus en plus intelligentes par des moyens artificiels. Du jeu d'aventure en mode texte dans une vieille ville fantôme à Clippy, au premier assistant virtuel de Microsoft Office, en passant par Alexa, l'assistant vocal qui comprend votre discours, exécute les instructions et réagit de manière appropriée, le corpus mondial croissant de milliards de lignes de code est extrêmement utile, mais il est loin d'être "sensible".

Croient-ils qu'ils pensent ?

Au XXe siècle, la conscience des machines relevait de la science-fiction, depuis le *Maschinenmensch* de 1927 (*Metropolis*) jusqu'à HAL (*l'Odyssée de l'espace*, 2001) en passant par *Terminator*. Puis, en 2022, dans la réalité, il y a eu un changement radical.

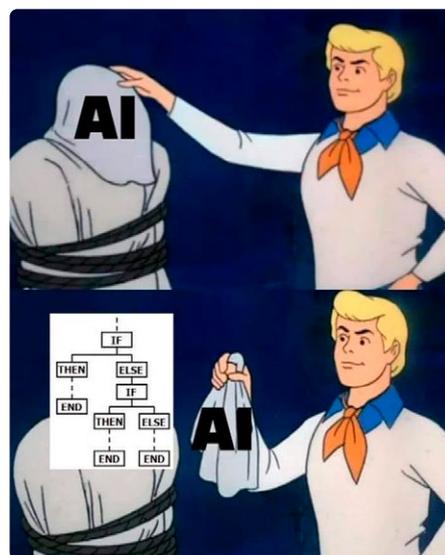


Figure 2. Does AI come down to this?
Source : twitter.com/FullstackDevJS

On a atteint une masse critique. DALL-E 2 d'OpenAI a été lancé. Soudain, Joe Public put simplement taper quelques mots et recevoir en réponse les imaginations hallucinatoires spectaculaires d'une intelligence extraterrestre, parfois effrayantes, et tout à fait étonnantes.

Bien que DALL-E 2 soit une application multimodale, elle fait partie d'une histoire évolutive qui a conduit au lancement du GPT (*generative pre-trained transformer*) par OpenAI en 2018. En novembre 2022, la création de GPT textuelle d'OpenAI a été présentée au monde entier : ChatGPT.

Il s'agit d'une création artificielle qui semble présenter toutes les caractéristiques de l'intelligence et - peut-être - de la conscience. Tout comme DALL-E 2, il fait tourner les têtes et les langues. Il peut faire



Figure 1. Talos, un automate de la mythologie grecque, une pièce vieille de 2 300 ans. Source : [Wikimedia Commons](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Talos.jpg).

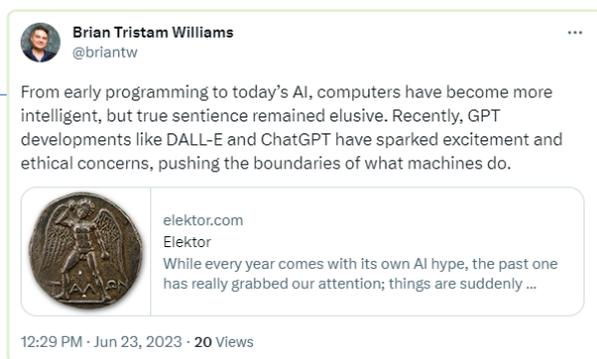


Figure 3.
Tweet généré
par ChatGPT

vos devoirs. Il peut copier le style d'autres auteurs. Qu'en est-il de l'éthique ? Alors que des millions de personnes dans le monde utilisent de plus en plus l'informatique, plus d'inquiétudes sont soulevées.

En quoi cela peut-il nous aider ?

Chez Elektor, nous avons aussi bricolé. Cela ne veut pas dire que nous vous offrons désormais du contenu généré par l'IA, mais nous sommes certainement intéressés par la façon dont ces développements nous servent – et donc vous servent – encore mieux. Dans cette série d'articles, je vous invite à nous accompagner dans notre exploration du domaine de l'IA, de ses outils et de ses possibilités.

Par exemple, nous avons constaté que ChatGPT peut aider à la rédaction en langage naturel. Disons que je veux résumer tout ce que j'ai écrit ci-dessus en un tweet (**figure 3**) [2].

Mais, en plus de tenir des conversations en langage naturel, il peut concevoir et analyser des circuits [3] et même écrire du code. Oui, les ordinateurs peuvent programmer d'autres ordinateurs à partir de commandes en langage naturel ; les humains n'ont plus besoin de maîtriser le codage pour accomplir des tâches informatiques. Les possibilités sont infinies, mais les besoins humains le sont aussi. Des formules Excel au scraping de pages web en passant par les extensions de navigateur et l'informatique physique...

Oui, ChatGPT a des connaissances sur le matériel et peut vous aider tout comme

un tuteur humain. Je l'ai essayé avec du matériel avec lequel je n'avais jamais travaillé : un Pimoroni Blink! [4] relié à un Raspberry Pi Zero.

J'ai consulté la documentation officielle [5], qui est plus qu'adéquate pour comprendre comment utiliser *Blink!* mais je voulais la résumer (TL;DR) pour obtenir une chose spécifique. J'ai utilisé *stat: Make* pour réaliser un feu de signalisation de type Knight Rider. J'ai donc essayé ChatGPT. Je n'ai pas spécifié de couleur, j'ai juste indiqué que je voulais des feux de circulation comme dans la série télévisée à succès des années 80 (Pontiac Trans Am) [6]. Le code Python a été édité, et j'ai obtenu le feu (rouge !) que j'avais demandé (**figure 4**).

Cette intelligence peut être une sorte de *Blindsight* [7], où les lumières sont bien allumées, mais personne n'est à la maison. Cependant, si elle produit des résultats, est-ce important ?

Perspectives

Quant à l'avenir incertain où nos créations nous dépassent en intelligence, les prédictions vont de la dystopie de science-fiction à l'utopie scientifique. Combien d'emplois disparaîtront soudainement ? Que restera-t-il à l'homme ? S'il n'y a plus de travail pour payer les factures, que se passera-t-il ? Le revenu universel de base [8] ?

L'IA est là, et la politique de l'autruche n'y changera rien. Nous devons rester à l'affût si nous ne voulons pas finir sous l'emprise de l'IA. Cette série régulière sur l'IA vise à vous tenir au courant des développements

dans ce domaine en évolution rapide, ainsi que de ses utilisations potentielles au sein de notre communauté passionnée.

Dans le film *I Robot*, Del Spooner se demande : "Un robot peut-il écrire une symphonie ? Un robot peut-il transformer une toile en un chef-d'œuvre ?" La réponse est oui. Mais qu'en est-il de nous ? Quelles choses passionnantes pouvons-nous faire avec son aide ? Quels sont les dangers ? Qui détient les droits ? Que devons-nous dévoiler ? Continuez à lire ! Nous le découvrirons ensemble ! ◀

230181-04

Des questions, des commentaires?

Envoyez un courriel à l'auteur (brian.williams@elektor.com) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

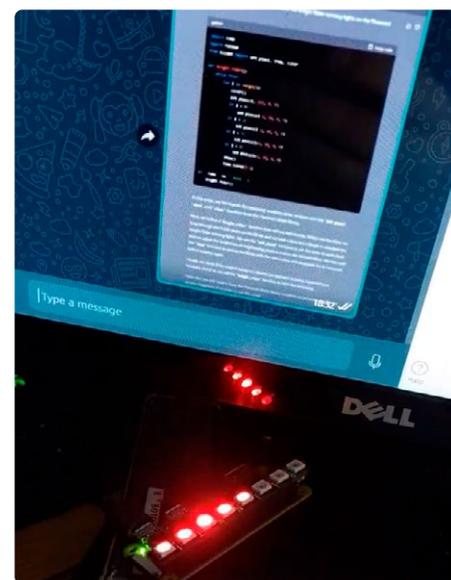
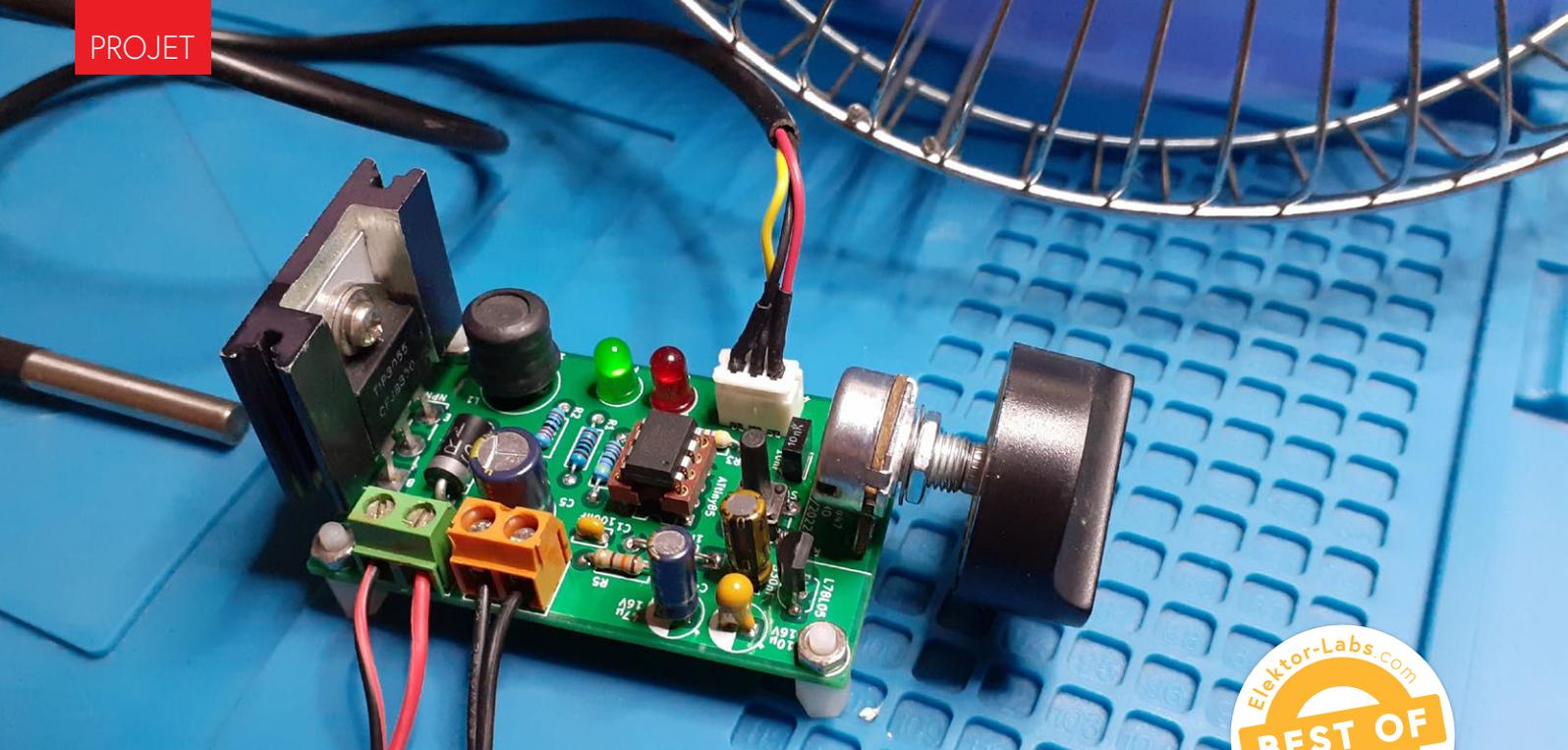


Figure 4. Les feux de signalisation de Knight Rider codés en Python par ChatGPT !

LIENS

- [1] Talos [Wikipedia]: <https://en.wikipedia.org/wiki/Talos>
- [2] ChatGPT summary of the article thus far, Twitter-ready: <https://twitter.com/briantw/status/1672190152238682113>
- [3] Clemens Valens, "ChatGPT as Embedded Electronics Design Engineer," Elektor TV: https://youtu.be/pM1n_q7q670
- [4] Pimoroni Blink!: <https://shop.pimoroni.com/products/blink?variant=22408658695>
- [5] Blink! Documentation: <http://docs.pimoroni.com/blink/>
- [6] K 2000 (série télévisée, 1982) : [https://fr.wikipedia.org/wiki/K_2000_\(s%C3%A9rie_t%C3%A9l%C3%A9vis%C3%A9e\)](https://fr.wikipedia.org/wiki/K_2000_(s%C3%A9rie_t%C3%A9l%C3%A9vis%C3%A9e))
- [7] Peter Watts, "Blindsight" — full novel: <https://rifiers.com/real/Blindsight.htm>
- [8] What Is Universal Basic Income (UBI), and How Does It Work?: <https://investopedia.com/terms/b/basic-income.asp>



régulateur de vitesse pour ventilateur ou aérateur

avec modes manuel et thermostat

Bruno Clerc (France)

Il fait chaud dehors (ou à l'intérieur) et vous rêvez d'une brise bien fraîche ? Avec ce contrôleur de ventilateur, vous pouvez contrôler manuellement le flux d'air d'un ventilateur ou laisser l'appareil s'en charger.

L'été 2022 a été particulièrement chaud et, comme beaucoup d'entre vous, j'étais à la recherche d'une brise rafraîchissante. Je n'ai pas l'air conditionné (ni dans la maison, ni dans la voiture) mais j'avais deux ventilateurs de voiture/caravane de 12 V (**figure 1**), j'en ai branché un sur une alimentation électrique. Toutefois, comme ces ventilateurs tournent à plein régime dès qu'ils sont allumés, ils sont bruyants et soufflent un peu trop fort à mon goût. Ça m'a motivé pour réaliser ce contrôleur de vitesse de ventilateur.

L'article « vent de fraîcheur avec ATtiny » [1] a été une grande source d'inspiration, car il m'a aidé à gérer correctement la sortie MLI (en anglais PWM, *Pulse Width Modulation*) pour contrôler un ventilateur. Mes propres essais MLI ont fait « chanter » le ventilateur. En utilisant le Timer0 en mode MLI rapide comme décrit dans l'article, le ventilateur est devenu plus silencieux.

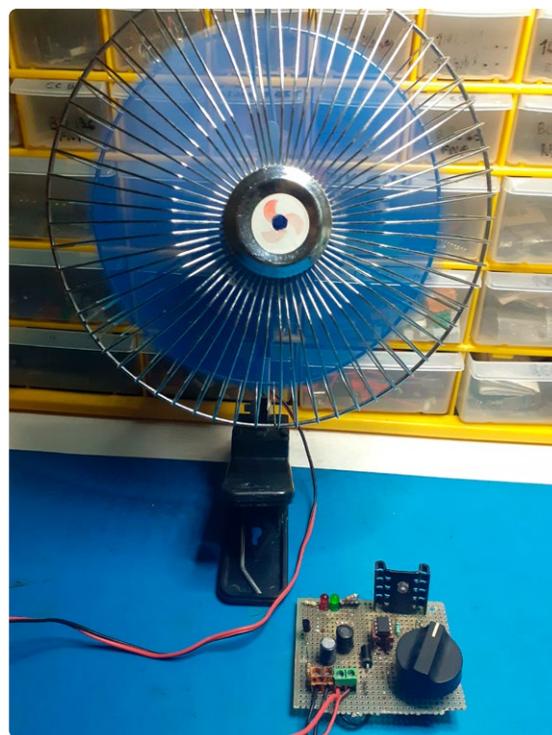


Figure 1. Le ventilateur qui a inspiré ce projet, contrôlé par un prototype sur carte perforée.

Le logiciel accompagnant l'article n'était pas écrit pour Arduino, je l'ai donc adapté en un croquis compilable avec l'EDI Arduino. Mon application n'avait pas besoin d'un capteur de température, je l'ai quand même gardé en option pour conserver l'esprit de l'article original. J'ai remplacé le pilote du capteur de température DS18B20 inclus dans le programme original par la bibliothèque OneWire pour Arduino.

Circuit

Le schéma du contrôleur de ventilateur, illustré à la **figure 2**, est en partie basé sur l'article mentionné ci-dessus [1]. Mon premier prototype utilisait un MOSFET pour piloter le ventilateur, mais il perturbait les valeurs renvoyées par le capteur DS18B20, ce qui rendait l'ensemble instable. Peut-être les leçons tirées de [2] auraient-elles pu m'aider dans ce cas ? J'ai préféré utiliser un transistor de puissance à la place du MOSFET, et le circuit imprimé comporte donc un emplacement TO-218 pour Q1, ce qui m'a permis de recycler un transistor NPN récupéré sur un vieil équipement. Le courant de sortie maximum est de 2 A (limité par la self L1), ce qui peut nécessiter de monter le transistor sur un radiateur.

La résistance R5, qui se trouve entre l'alimentation 12 V et l'entrée de U2, un régulateur 5 V dans un boîtier TO-92, introduit une chute de tension qui réduit l'échauffement du régulateur. Le circuit consomme environ 30 mA dans sa version complète, R5 doit donc être capable de dissiper 117 mW.

Le capteur DS18B20 est relié à J3. La LED D3 signale s'il est présent ou non.

La diode Schottky D4 pourrait être d'un autre type. Les LED D2 et D3 sont optionnelles, de même que le bouton de réinitialisation SW1.

Un interrupteur (actif bas) peut être installé pour prendre le pas sur le potentiomètre de consigne. Le port PB4 du microcontrôleur est configuré en entrée avec une résistance de rappel. Notez qu'en cas d'utilisation d'un tel interrupteur, il faut supprimer la résistance R3 et la LED D3.

Pour cet interrupteur, j'ai utilisé un module à touche tactile TTP223 (J8). Ce module possède deux cavaliers de configuration à souder ; court-circuitez le cavalier A et laissez le cavalier B ouvert. Au repos, la sortie du module est à l'état haut. En le touchant, la sortie passe à l'état bas jusqu'à ce qu'on enlève le doigt.

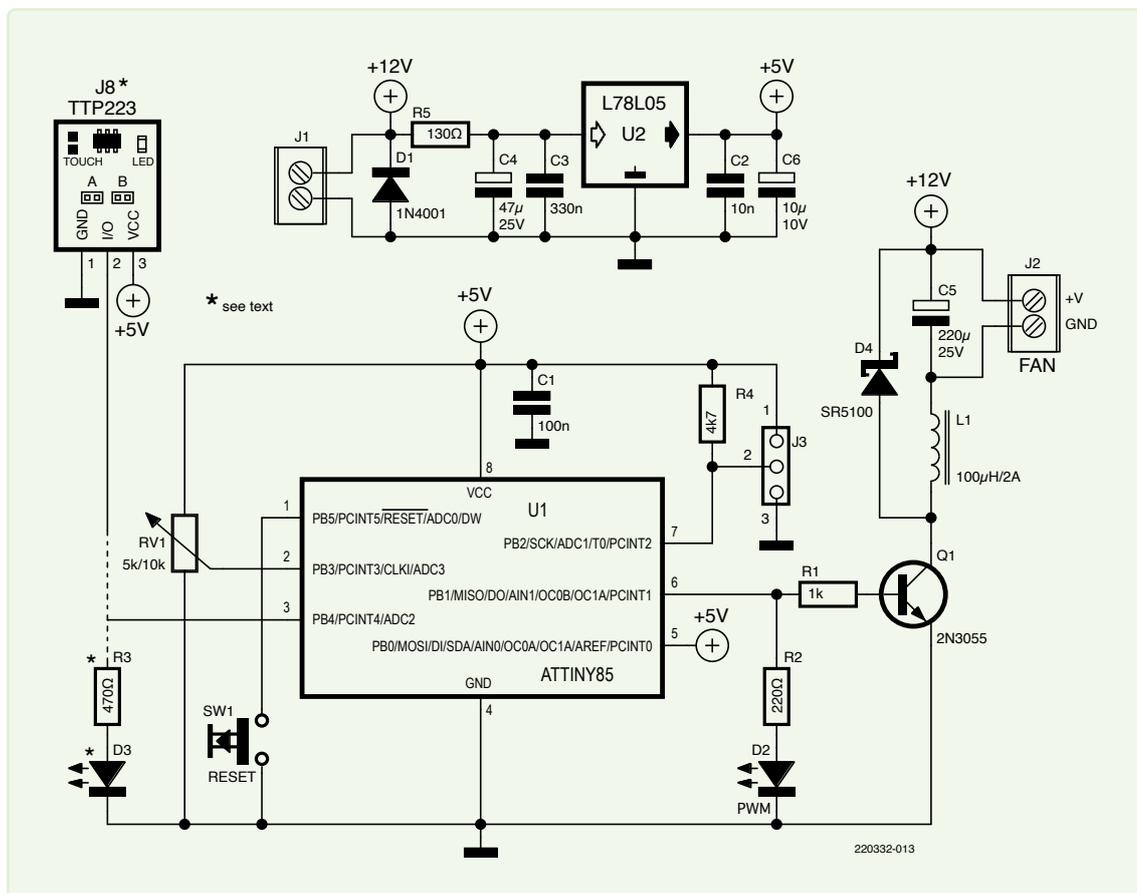
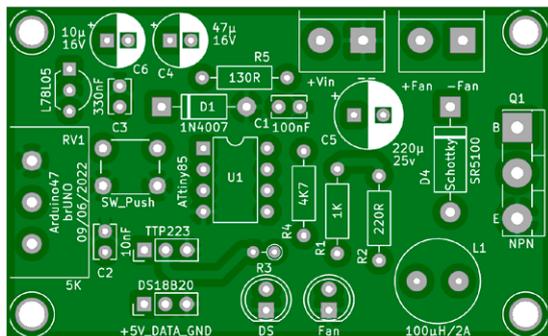


Figure 2. Schéma du contrôleur de la vitesse. Pour utiliser ce circuit comme thermostat, connectez un DS18B20 à J3. Montez également soit la touche TTP223 sur J8, soit R3/D3, mais pas les deux.

Figure 3. Un modèle de carte de circuit imprimé (PCB) est disponible à l'adresse [3].



Logiciel

Le programme est configuré au moyen de quelques directives `#define` en tête pour :

- le choix entre l'interrupteur TTP223 ou la LED d'état du DS18B20.
- les seuils MLI `PWM_MIN` et `PWM_MAX`, ainsi que `PWM_PULSE_UP`, le coup d'accélérateur au départ pour garantir un bon démarrage du ventilateur.
- la plage de température si un capteur DS18B20 est présent, ainsi qu'une valeur de température maximale si le ventilateur doit toujours fonctionner à plein régime. Les valeurs de température sont spécifiées sous forme de nombres entiers à trois chiffres, par exemple 224 pour 22,4 °C. Dans cette version du logiciel, les valeurs de température négatives ne sont pas gérées, mais on peut l'ajouter, car le capteur fonctionne parfaitement en dessous de zéro.

Au démarrage, le croquis vérifie la présence ou non d'un capteur DS18B20 afin de déterminer le mode de fonctionnement : A ou B. En mode A (capteur absent), l'appareil est un simple contrôleur de vitesse manuel avec un potentiomètre de consigne. La valeur de la vitesse (0 à 100%) est obtenue par la fonction `map()`, qui convertit la valeur de la tension analogique du potentiomètre dans la plage 0 à 1023 à une valeur MLI de `PWM_MIN` à `PWM_MAX`. La valeur de `PWM_MIN` dépend du ventilateur et est la plus grande valeur qui ne le fait pas tourner. J'ai utilisé 30 ; j'ai réglé `PWM_MAX` sur 255.

En mode B, (capteur présent) le potentiomètre contrôle la température cible souhaitée. L'appareil fonctionne alors comme un thermostat. Le ventilateur se met en marche lorsque la température ambiante dépasse la valeur fixée par le potentiomètre. La plage de température est définie dans le programme par une valeur minimale et une valeur maximale. La fonction `map()` associe d'abord la valeur du potentiomètre à une température cible dans la plage de température. Ensuite, cette valeur est convertie en une valeur dans la plage MLI, comme dans le mode A.

LIENS

- [1] Stephan Laage-Witt, « vent de fraîcheur avec ATtiny » Elektor 6/2016 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-201606/29036>
- [2] Stuart Cording, "Why Do MOSFETs Need Drivers?" Elektormagazine.com : <https://elektormagazine.com/articles/why-do-mosfets-need-drivers>
- [3] Ce projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/variateur-for-ventilateur-or-fan>

Le logiciel utilise le chien de garde comme temporisation pour la lecture de la température ou la réactivation des touches.

Enfin, quelques notes sur la préparation de l'ATtiny85 pour ce projet :

- Programmez un chargeur de démarrage compatible Arduino sur l'ATtiny85.
- Le microcontrôleur doit fonctionner avec son oscillateur interne de 16 MHz.
- Installez le paquet ATtiny Boards de David Mellis pour programmer l'ATtiny85 avec l'IDE Arduino.

Tous les fichiers de conception, y compris le circuit imprimé (**figure 3**), peuvent être téléchargés à partir de [3].

VF : Helmut Müller — 220332-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

Bruno Clerc découvre l'électronique vers l'âge de 12 ans, grâce à son frère aîné. Curieux de tout et assoiffé de connaissances, il décide de faire des études d'électronique à Bordeaux. Il a travaillé dans les systèmes basse tension tertiaires, puis dans l'aéronautique et dans divers autres emplois. À l'arrivée des microcontrôleurs, ne connaissant pas la programmation, il se concentre sur la maintenance de matériel hi-fi ancien. Tout change lorsqu'il y a quelques années, son frère lui offre un Arduino UNO. Bruno s'est trouvé une nouvelle passion et est devenu « Arduino47 ». Aujourd'hui, il remercie toute la communauté Arduino qui l'a aidé à progresser dans son apprentissage.



Produits

- **W. A. Smith**, *Explore ATtiny Microcontrollers using C and Assembly Language* <https://elektor.fr/20007>
- **Fan SHIM – Refroidissement actif pour Raspberry Pi 4** <https://elektor.fr/19039>

MagPi, le magazine officiel du Raspberry Pi

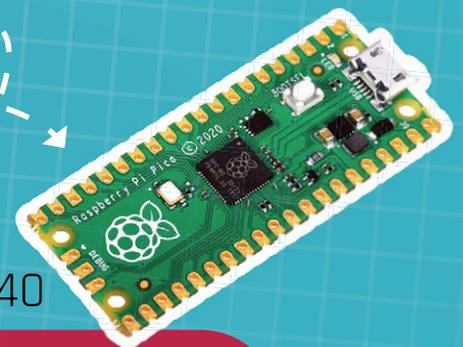
FAITES UN ESSAI MAINTENANT ET RECEVEZ UN
RASPBERRY PI PICO GRATUIT
POUR VOS PROPRES CIRCUITS D'ÉTÉ



Abonnement d'essai

- ✓ 2 x édition MagPi imprimée
- ✓ 4 mois d'accès digital à MagPi
- ✓ L'ensemble des archives françaises de MagPi
- ✓ Résiliation automatique

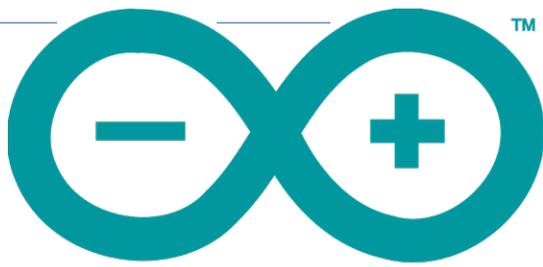
- ✓ **La prime à l'essai :**
Le Raspberry Pi Pico RP2040



OBTENEZ CETTE OFFRE EXCLUSIVE À
magpi.fr/circuits

avec le code : **CIRCUITS23**

* Valable uniquement pour les nouveaux membres. Jusqu'à épuisement du stock.



TM

ARDUINO Project Hub

nouveaux projets de la communauté

Par l'équipe Arduino

Arduino est une plateforme numérique de composants open-source qui a aidé et inspiré, depuis 2005, les ingénieurs, concepteurs et artistes mondiaux. En tant que plateforme, Arduino n'est pas uniquement pourvue de cartes microcontrôleurs, mais également des environnements de développement (EDI), outils en ligne ainsi qu'une variété de services Cloud pour les « Makers », les formateurs et les professionnels. Les projets suivants ne sont que quelques exemples créés par les personnels Arduino et les membres de la communauté, qui ont été déposés dans la plateforme projets (*Arduino Project Hub*), site officiel de dépôt des projets Arduino.



Figure 1. La Chambre de fermentation Bakerino en action.

12 Chambre de fermentation Bakerino

Bakerino, conçu par Flavio Ceresi, a remporté le concours Arduino Cloudgames. Il s'agit d'une chambre de fermentation contrôlée par un kit Arduino Oplà. Dans cette chambre, illustrée sur la **figure 1**, la température et l'humidité sont contrôlés par un câble chauffant, un vaporisateur ultrasonique, et un capteur standard de température et humidité DHT21.

La chambre possède un menu de paramétrage dans lequel l'utilisateur peut choisir le langage et les unités de mesure employées. Le menu est simple, les données sont mémorisées dans la bibliothèque de mémoire flash pour adresser le circuit mémoire du kit Oplà. Dans ce cas, la carte Arduino MKR +1010 est en charge du contrôle du système ainsi que de la liaison vers le Cloud Arduino. Lorsque le système s'initialise, il va tout d'abord se connecter au Cloud, il va ensuite demander à l'utilisateur la température et l'humidité choisies. Le câblage du système est représenté sur la **figure 2**. Après validation, un message rappelle la nécessité d'avoir de l'eau dans le réservoir de la chambre, sans quoi la régulation de l'humidité serait impossible. Lorsque le processus de fonctionnement de la chambre commence, un capteur ultrasonique détermine la distance entre le sommet de la chambre et la pâte ce qui permettra de connaître son volume et déterminer si elle a levé comme souhaité. Vous trouverez le projet complet en [1].

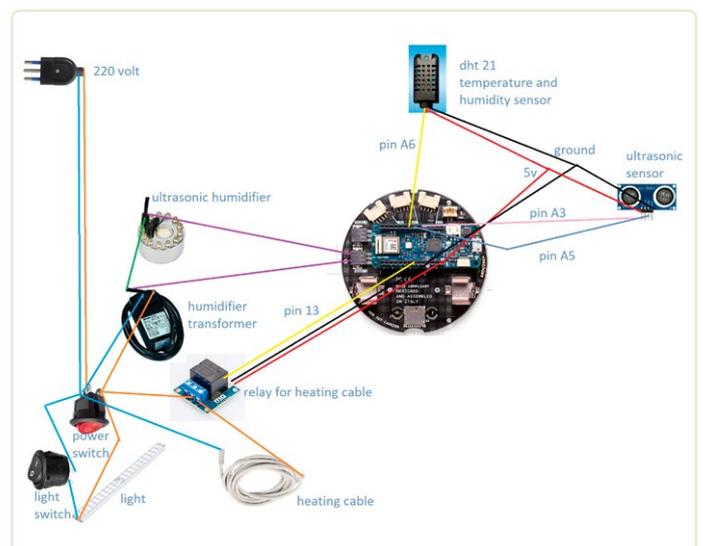


Figure 2. Câblage des capteurs et modules au kit Oplà.



Figure 3. Installation du projet sur la suspension avant d'une bicyclette. En haut, le servomoteur qui règle la raideur de l'amortissement.

13 Suspension de bicyclette intelligente

Le membre de la communauté @jalls a conçu un système de suspension de bicyclette intelligent réalisé à partir d'une carte Arduino Nano 33 BLE Sense, un servomoteur, un module chargeur de batterie et un processus d'apprentissage implémenté avec Edge Impulse. Le site du projet le décrit comme étant « un réglage automatique de suspension de bicyclette prenant en compte le type du terrain et les activités du cycliste ».

Les concepteurs utilisent les données recueillies par le détecteur de mouvement de l'Arduino Nano 33 BLE installé sur la suspension de la bicyclette, comme le montre la Figure 3, et qui est utilisé dans différentes configurations de route. Les données sont échantillonnées toutes les 5 secondes et identifiées selon les variations de surface et les activités, afin d'être par la suite traitées dans le Edge Input Studio par différents blocs de réseau neuronal. À ce point, la suspension est contrôlée par un servomoteur qui peut régler son amortissement selon trois modes disponibles : *Verrouillé*, *Moyen*, *Libre*. Le câblage complet du système est illustré sur la figure 4, vous pouvez avoir accès aux plans des pièces 3D imprimées à la page Web du projet [2].

Lastuce utilisée par @jalls lors de la réalisation de ce projet, consiste à collecter les données en utilisant l'application Arduino Science Journal. Il l'a reliée au Nano BLE Sense afin de capturer les données qui sont ensuite utilisées en entrée de la plateforme Edge Input et pilotent le réseau neuronal.



Figure 5. Recyclage : l'auteur a réutilisé le coffret d'un projet précédent pour y accueillir l'afficheur et le capteur.

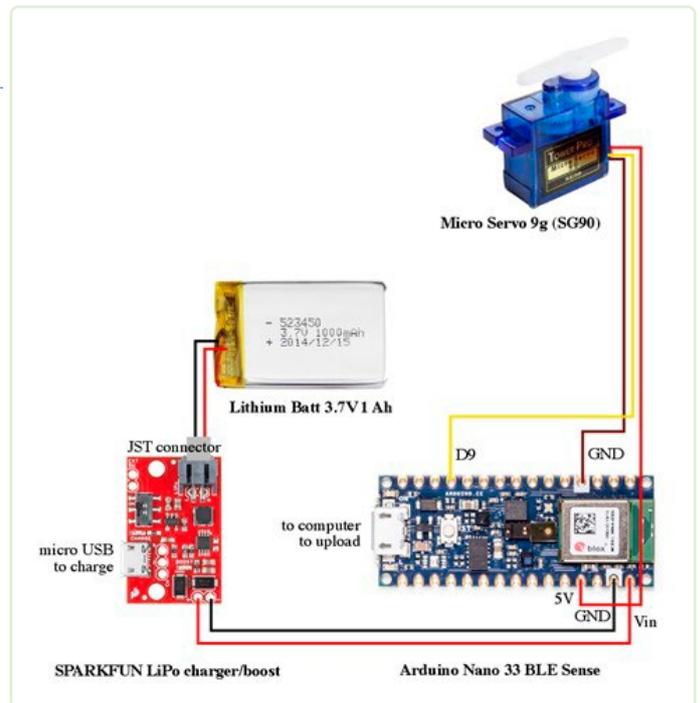


Figure 4. Schéma de câblage du projet.

14 Tachymètre utilisant un capteur infrarouge

Ce projet dû au membre de la communauté @mircenmk, décrit la réalisation d'un tachymètre à l'aide d'un module capteur simple, un afficheur et une carte Arduino Uno. La figure 5 montre comment l'auteur a réutilisé le coffret d'un projet précédent pour y installer l'écran et le capteur, alors que le poussoir et le voyant présents n'ont aucune utilité. Le câblage complet du projet est représenté sur la figure 6.

Un tachymètre est un dispositif mesurant la vitesse de rotation d'un axe ou d'un disque, dans un moteur ou un équipement industriel. Un tel système indique en général le nombre de rotations par minute (RPM) sur un cadran ou un afficheur numérique. Dans ce projet, le tachymètre est réalisé à partir d'un module capteur à infrarouge utilisé pour mesurer le nombre de rotations.

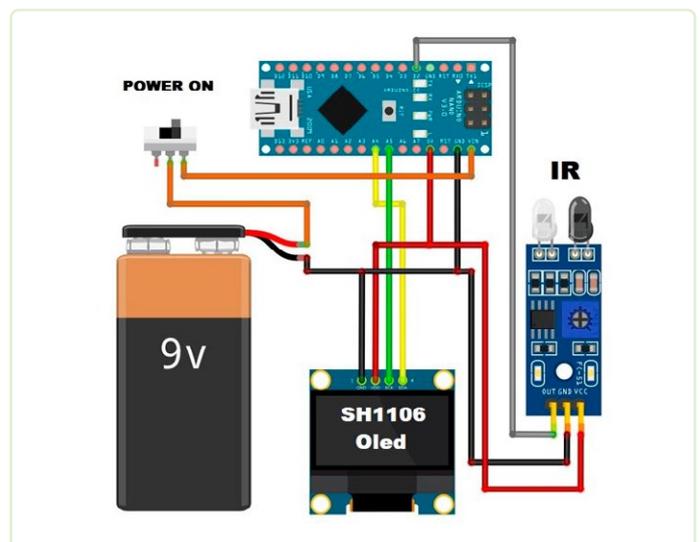


Figure 6. Schéma de câblage du tachymètre.

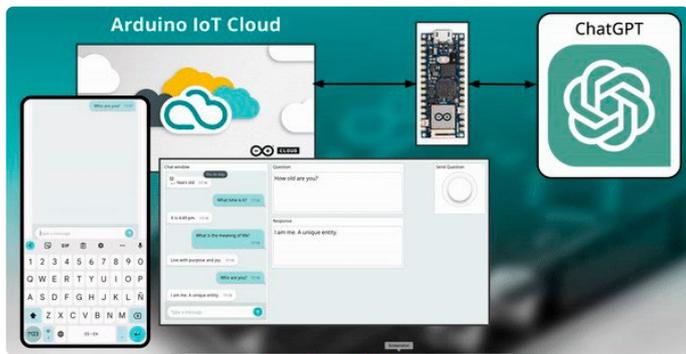


Figure 7. Carte microcontrôleur Arduino intermédiaire entre ChatGPT et le Cloud IoT Arduino.

Le module capteur est constitué d'une paire d'éléments émetteur/récepteur à infrarouge pouvant être utilisés pour mesurer la vitesse de rotation de tout dispositif rotatif. L'émetteur à lumière infrarouge envoie un rayon qui, lorsqu'il est renvoyé par le dispositif rotatif, est détecté par le récepteur. Ainsi, pour effectuer la mesure, vous devez placer le capteur à proximité de l'élément rotatif, à une distance qui assure la mesure la plus fiable possible. Cette distance peut être calibrée à l'aide du potentiomètre ajustable présent sur le module capteur à infrarouge. La référence de la page Web de ce projet est indiquée en [3].

15 Dialoguez avec ChatGPT via le Cloud Arduino IoT

Qui n'a pas entendu parler de ChatGPT ces derniers mois ? L'usage révolutionnaire des modèles étendus de langage (*Large Language Models*) ont déjà aidé de nombreux ingénieurs dans le développement de projets complexes. On a vu des personnes utilisant ces systèmes d'apprentissage pour écrire du code à leur place, mais ce projet n'est pas cela. David Beamonte, Ingénieur en télécommunications et directeur produits pour le Cloud Arduino IoT, décrit comment permettre à votre carte Arduino de se situer en intermédiaire entre les interfaces de programmation (API) de ChatGPT et le Cloud Arduino IoT, tel que le représente la **figure 7**

Le projet met en œuvre un dispositif compatible avec le Cloud Arduino IoT, tel qu'un Arduino Nano RP2040 Connect ou n'importe quel module ESP32/ESP8266, réalisant le lien entre le Cloud IoT et un modèle de langage OpenAI's GPT-3.5. Le dispositif reçoit des commandes (questions) de Cloud IoT, les transmet à l'interface OpenAI, reçoit et analyse les réponses, puis les transmet au Cloud IoT

Pour commencer, vous devez ouvrir un compte OpenAI, créer une clé API, et disposer de suffisamment de crédits. Vous pourrez alors définir votre propre dispositif dans le Cloud IoT, le programmer, et décrire sa page interface, pupitre de commandes, également dans le Cloud IoT. La page de saisie des commandes vous permet d'écrire des questions (commandes) et recevoir les réponses de ChatGPT, votre pupitre de commandes peut être accédé par votre navigateur Internet ou par l'application *IoT Remote mobile* comme le montre la **figure 8**.

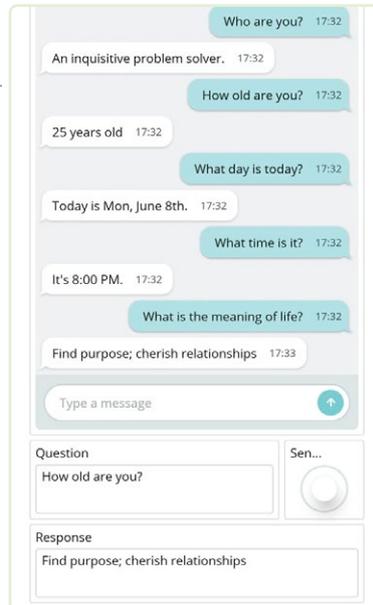


Figure 8. Capture d'écran de l'application IoT Remote mobile.

Pour tester, il y a deux façons d'interagir avec ChatGPT, qui peuvent être utilisées sans distinction : dans la fenêtre de discussion, ou en utilisant

le mécanisme d'envoi-réception de questions-réponses. Si une commande erronée est reçue, un code d'erreur et sa description sont renvoyés.

Le projet complet disponible en [4] comprend quelques considérations complémentaires, telles que l'ajustement des variables, la définition du nombre maximum de jetons que ChatGPT utilisera pour fournir chaque réponse, ainsi qu'un descriptif des limites d'utilisation des API OpenAI qu'il convient de garder en mémoire. ◀

VF : Jean Boyer — 230445-04

À propos d'Arduino

Arduino est une société open-source qui se consacre à la conception de plateformes matérielles et logicielles ainsi qu'à la fourniture des ressources éducatives. Fondée en 2005 en tant que projet open-source, Arduino a des bureaux en Italie, Suède, Suisse et aux États-Unis. Arduino apporte son support aux créateurs, concepteurs innovants, formateurs et aux entreprises, au niveau mondial pour la création de projets, formations, produits numériques et services.

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- > **Ensemble Arduino MKR IoT Bundle 1010**
<https://elektor.fr/20360>
- > **Arduino Nano 33 BLE Sense Rev2 avec connecteurs**
<https://elektor.fr/20404>
- > **Kit de démarrage Arduino Oplà IoT**
<https://elektor.fr/19942>

LIENS

- [1] Projet Bakerino : <https://bit.ly/3NObBRT>
- [2] Suspension de bicyclette intelligente : <https://bit.ly/3JBnhFa>
- [3] Projet de tachymètre utilisant un capteur à infrarouge : <https://bit.ly/44ocLJq>
- [4] Projet de dialogueur avec GPT via le Cloud Arduino IoT : <https://bit.ly/3Nz5lfB>

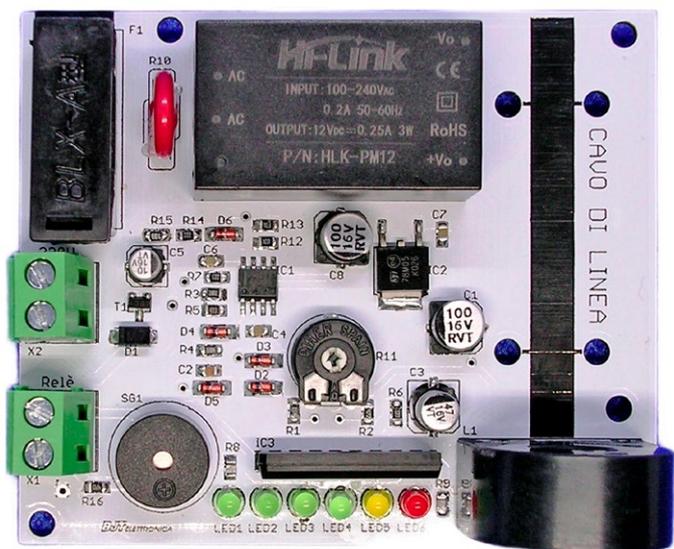


Figure 3. Circuit imprimé complet et assemblé pour mon prototype.

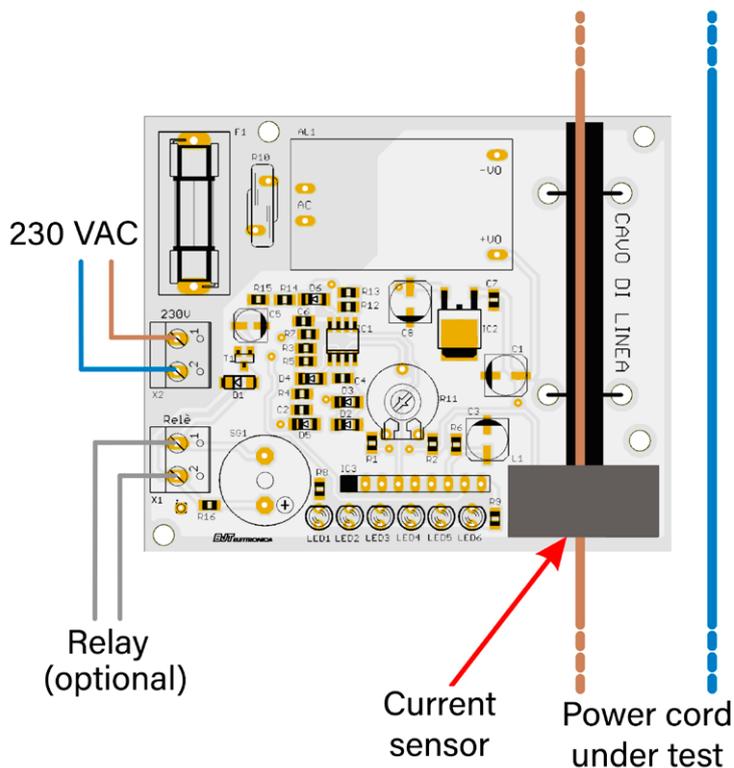


Figure 4. Connexions externes du circuit imprimé.

Qui n'a jamais entendu le claquement d'un fusible qui saute en pleine nuit et s'est retrouvé dans le noir ? Les causes sont toujours les mêmes. Une machine à laver, un four, une cuisinière ou un réchaud électrique fonctionnant en même temps et causant une surintensité. Un moniteur de surcharge à réaction rapide peut éviter cette situation typique de surcharge.

Circuit

Pour contrôler un fil parcouru par un courant alternatif, on utilise ici un transformateur de courant comme capteur de courant (figure 1). On fait simplement passer le fil à travers le trou du capteur et on peut alors prélever à la sortie une tension proportionnelle au courant qui circule. Dans le circuit de la figure 2, c'est L1 qui joue ce rôle.

L1 et le reste des composants servent à détecter les courants alternatifs d'une fréquence de 50 ou 60 Hz, comme il est d'usage dans les réseaux électriques. La tension à la sortie du transformateur de courant est isolée galvaniquement, donc sans potentiel et totalement sans danger. Vous pouvez régler la sensibilité, et donc la tension qui est traitée par le reste du circuit, avec trimpot R11. D2 et D3 protègent les composants électroniques contre les pics de tension excessifs. IC1A et D4 fonctionnent en tant que redresseur. La tension continue appliquée à C2 est proportionnelle au courant du conducteur traversant L1. Cette tension, réduite par le réseau composé de R5, R3 et R7, atteint l'entrée de IC3, qui pilote un indicateur composé de 5 LED.

LED1 s'allume pour indiquer que le bloc d'alimentation est mis sous tension. L'indicateur actuel se compose d'un rang de trois LED vertes (LED2, 3 et 4), d'une LED jaune (LED5) et d'une LED rouge (LED6). LED5 s'allume lorsque la valeur limite du courant est atteinte. La valeur du courant à sa cathode est ensuite déterminée et atteint la base de T1 après inversion par IC1B. Si LED5 s'allume, le buzzer activé par T1 donne une alerte. Ce signal est simultanément connecté aux bornes à vis de X1, auxquelles on peut connecter la bobine d'un relais de 12 V.

Quelques remarques

L'alimentation de 12 V est fournie directement par la petite unité d'alimentation de 12 V. Le régulateur de tension IC2 permet d'en récupérer l'alimentation de 5 V.

Pour calibrer le seuil d'alarme, branchez une charge suffisamment puissante (comme un grille-pain ou un sèche-cheveux) et faites passer un (et un seul) fil de la ligne d'alimentation à travers L1. Réglez ensuite R11 de manière à ce que le seuil de déclenchement de l'alarme soit à peine atteint.

J'ai conçu un circuit imprimé pour ce projet : la figure 3 montre le prototype final, et vous pouvez voir dans la figure 4 comment les connexions externes à la carte sont réalisées. Vous pouvez vous inspirer des schémas de la figure 5 pour réaliser votre propre circuit imprimé. Ils sont disponibles en téléchargement sur [1].

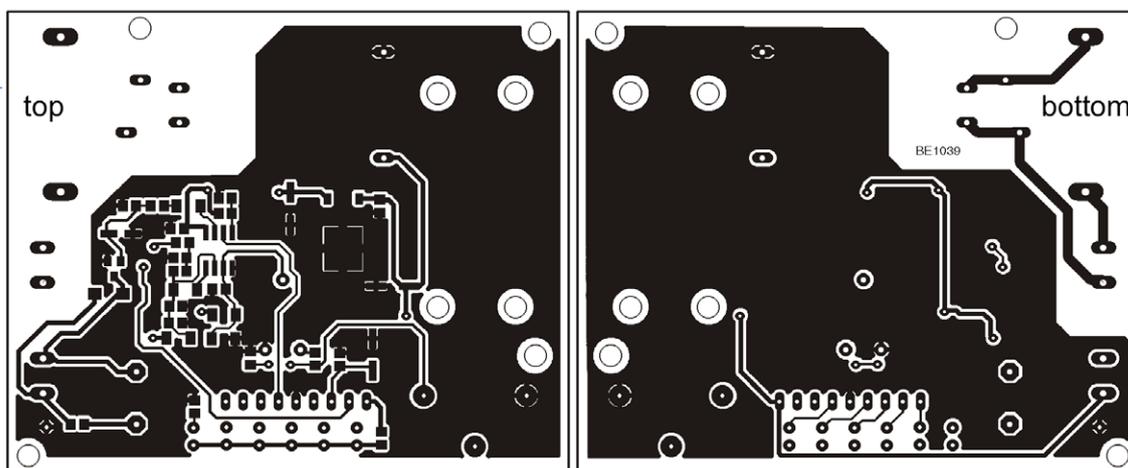


Figure 5. Disposition du dessus et du dessous.



Liste des composants

Résistances

(CMS 1206 sauf indication contraire)

R1 = 100 Ω

R2 = 4k7

R3 = 18 k

R4 = 1 M

R5 = 47 k

R6, R7 = 22 k

R8 = 1k2

R9 = 180 Ω

R10 = Varistance 10D391K

R11 = trimpot 22 k

R12, R13, R15, = 10 k

R14 = 2k2

R16 = 470 Ω

Condensateurs

(CMS 1206 sauf indication contraire)

C1, C8 = 100 μ / 16 V, électrolytique, ø 5 mm

C2 = 330 n

C3 = 47 μ / 16 V, électrolytique, ø 5 mm

C4 = 1 n

C5 = 10 μ / 16 V, électrolytique, ø 3.5 mm

C6, C7 = 100 n

Semi-conducteurs

D1 = 1N4007, DO213AB

D2...D6 = 1N4148, minimelf

T1 = BC337, SOT23

LED1...LED4 = LED, verte, 3 mm

LED5 = LED, jaune, 3 mm

LED6 = LED, rouge, 3 mm

IC1 = LM358, SO8

IC2 = 7805DT, TO252 (DPAK)

IC3 = KA2284, SIP9

Divers

BUZ1 = Buzzer, diamètre 1/2 pouce

L1 = Transformateur de courant Talema AC1020

X1, X2 = Borniers à vis à 2 pôles

F1 = Fusible 500 mA

PSU = Circuit imprimé d'alimentation HLK-PM12

À propos de l'auteur

Passionné d'électricité dès son plus jeune âge, Giuseppe La Rosa est diplômé en électronique et télécommunications à l'I.T.I.S. d'Acireale, en Sicile. Plus tard, Giuseppe s'est intéressé aux systèmes à microcontrôleurs, en particulier à la famille PIC et à la plate-forme Arduino UNO. Au fil des ans, il a publié de nombreux projets dans des magazines d'électronique. Il travaille actuellement sur des logiciels de vidéosurveillance, de protection contre les intrusions et de gestion des points de vente.

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



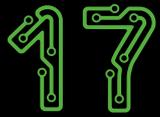
Produit

> PeakTech 4350 pince ampèremétrique
<https://elektor.fr/18161>



LIEN

[1] Téléchargements : <https://elektormagazine.fr/230238-04>



clignotement nocturne sans transistors

un oscillateur ne comportant que des composants à deux fils

Raymond Schouten (Pays-Bas)

Est-ce une supercherie de réaliser un oscillateur électronique qui nécessite de la lumière pour fonctionner ? Est-ce un paradoxe si cet oscillateur ne fonctionne que dans l'obscurité ? Est-ce de la magie s'il ne nécessite que cinq composants à deux fils pour être réalisé ? Poursuivez votre lecture pour le découvrir.

Le circuit utilise seulement quatre composants passifs pour faire clignoter une LED dans l'obscurité. Notez que la LED utilisée ici n'est pas un modèle clignotant. Le circuit fonctionne pendant environ deux ans avec deux piles AA et peut servir de signal avertisseur de danger ou de « faux » indicateur d'alarme. Sa tension de fonctionnement doit se situer entre 2,3 V et 6 V.

Comment cela fonctionne-t-il ?

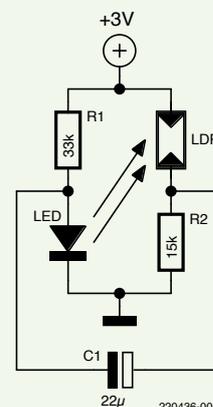
La combinaison d'une diode LED et d'une photorésistance LDR (*Light Dependant Resistor*) se comporte comme une sorte d'amplificateur. L'accroissement du courant de la LED (signal en « entrée »), diminue la résistance de la LDR, augmentant ainsi la tension de « sortie » dans la partie droite du circuit. Le condensateur C1 génère à partir de la sortie un signal renvoyé à l'entrée, son courant de charge traversant la LED, cela aussi longtemps que la tension de sortie augmente. Quand la tension de sortie atteint son maximum, proche de la tension d'alimentation, la charge du condensateur cesse, et la LED devient moins lumineuse. Cela provoque une augmentation de la résistance de la LDR qui provoque une baisse de la tension de sortie. La LED s'éteint alors complètement (C1 étant totalement chargé). La résistance R1 fournit un faible courant qui lentement rend la LED positive à nouveau, en déchargeant C1. L'intensité de la LED augmente et le cycle se répète de lui-même.

Ce type d'oscillateur est appelé oscillateur à relaxation.

En présence d'une lumière ambiante élevée, la LDR est maintenue à une valeur résistive faible, la tension de sortie reste élevée et la LED est traversée par un faible courant sans clignoter.

Pour avoir un gain suffisant pour permettre à l'oscillateur de fonctionner, une LED possédant un courant de fonctionnement élevé doit être positionnée à environ 5 mm en face de la LDR. La LED rouge de référence OVL8R4C7 est utilisée dans ce circuit, son intensité est de 20 mA pour une luminosité de 3700 mcd. Le fonctionnement dans l'obscurité génère une luminosité suffisante pour que l'on puisse voir distinctement le clignotement de la LED, comme on peut le constater dans la vidéo de démonstration accessible sur la page du projet du site Elektor Labs (1), ou en scannant le QR code suivant ◀

VF : Jean Boyer — 220436-04



Comment l'association de ces cinq composants forme un oscillateur ?

Ce projet se trouve sur YouTube :
youtu.be/uwrhowWgKkg



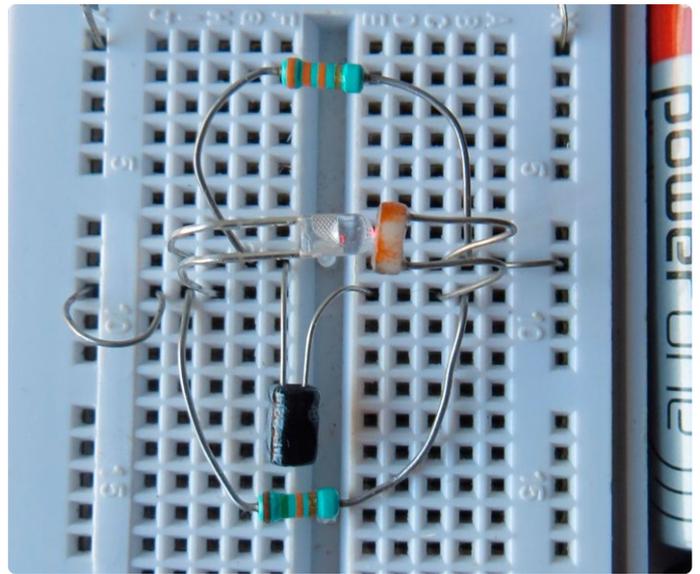
Des questions, des commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (rs.elc.projects@gmail.com) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- > Pimoroni Maker Essentials - 50 colorful LEDs & Resistors
<https://elektor.fr/18429>
- > P. Scherz and S. Monk: *Practical Electronics for Inventors*
<https://elektor.fr/17685>



Notez comment la LED et la LDR sont connectées sur une plaque d'essais.

LIEN

[1] Ce projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/blink-in-the-dark-without-transistors-1>



Réaliser votre application dans un environnement dédié

L'utilisateur peut développer un programme autonome pour dialoguer avec un dispositif connecté sur l'un des ports séries de l'IBox ou via le réseau Ethernet et également une interface Web spécifique en PHP5.



Interface Web/IBoxTool



IBox/Linux/Beaglebone©

Serveur / Client MySQL, Http, (s)Ftp, Samba, Smtip, Socket

Batterie Lipo, OLed, RJ45, Wifi, Serial et USB ...

> www.intertecnica.ch

PARTEZ EN VACANCES !

18 générateur de **code morse**

utilisez-le comme balise ou dispositif d'apprentissage !

Rob van Hest (Pays-Bas)

Construisez un projet d'émetteur de code morse personnalisable à l'aide d'un minuscule microcontrôleur. Envoyez des messages préprogrammés tout en ajustant la vitesse et la fréquence. Parfait pour les émetteurs de balises ou les chasses au renard.

La plupart des lecteurs connaissent probablement le code Morse [1] grâce aux bips que l'on peut entendre sur les bandes d'ondes courtes ou dans les films. Certains ont peut-être même eu « la chance » d'apprendre le morse pour transmettre et recevoir des messages afin d'obtenir une licence radio. Mais pourquoi en aurait-on encore besoin de nos jours ? Il existe de nombreuses alternatives.

En effet, il y en a. Pourtant, il y a des raisons d'envisager l'utilisation du morse, notamment la simplicité du matériel nécessaire. Un émetteur se compose essentiellement d'un oscillateur RF qui est activé et désactivé en appuyant sur la touche. Cela se fait facilement avec un émetteur à onde entretenue. L'appareil présenté ici peut piloter un tel émetteur. Vous pouvez l'utiliser pour un émetteur de balise ou pour une chasse au renard. Cependant, mon objectif initial était de faire déchiffrer un message codé en morse.

Matériel

Le schéma de l'appareil est présenté dans la **figure 1**. En son cœur se trouve l'IC1, un petit microcontrôleur PIC12F1840. La broche 2 commande un relais qui peut contrôler un émetteur RF, par exemple. La broche 5 est la sortie du signal audio du code morse. Le filtre passe-bas R1/C4 transforme cette onde carrée modulée en quelque chose de plus sinusoïdal pour un son plus agréable. Il est également

possible de connecter un haut-parleur ou un casque directement à la broche 5, mais vous pouvez avoir besoin d'une résistance en série pour limiter le courant. Le courant de sortie maximum est de 25 mA ; l'impédance doit donc être d'au moins 200 Ω .

Le potentiomètre R8 permet de régler la vitesse de signalisation, tandis que R7 contrôle la fréquence.

L'appareil peut envoyer un message préprogrammé de 32 caractères maximum à intervalles fixes. L'EEPROM du microcontrôleur peut contenir jusqu'à trois de ces messages que vous pouvez adapter à vos propres besoins (voir ci-dessous). Les cavaliers JP1 et JP2 déterminent lequel des trois messages sera envoyé.

Sans JP1 et JP2, le générateur écoute son entrée série sur la broche 6, où vous pouvez connecter l'appareil à un ordinateur pour qu'il convertisse (ou stocke) les messages que vous tapez dans un programme de terminal série en code Morse.

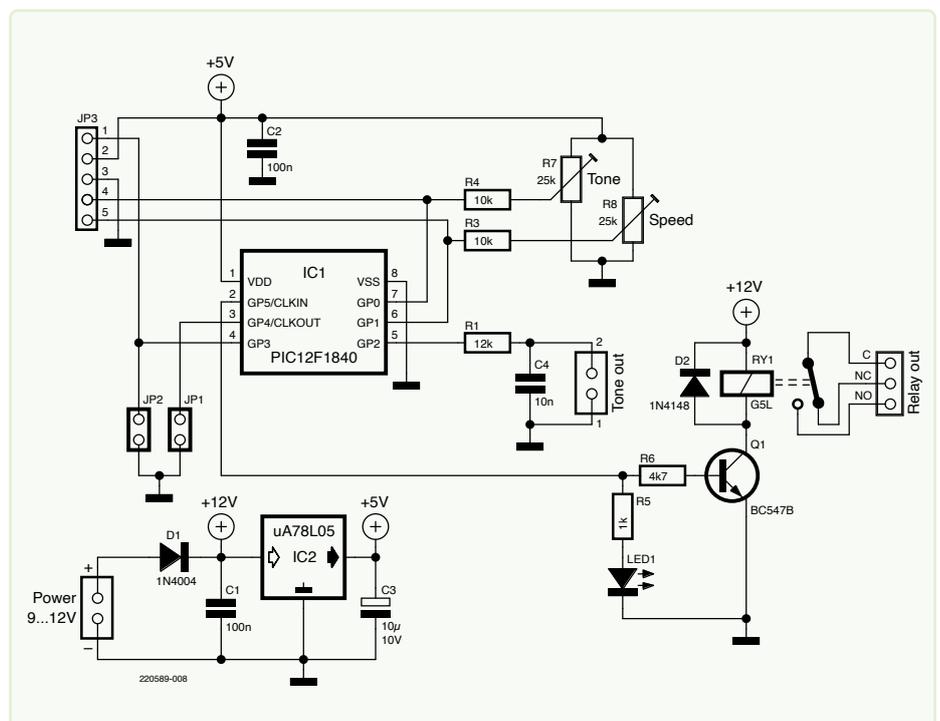


Figure 1. Le schéma complet du générateur de code morse. Il peut être simplifié en fonction de son utilisation.

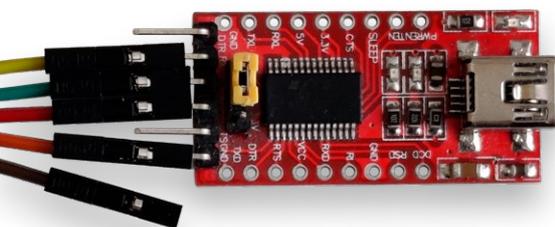


Figure 2. Avec un adaptateur USB-série, vous pouvez taper des messages sur un ordinateur et utiliser le générateur de code morse pour les transformer en morse.

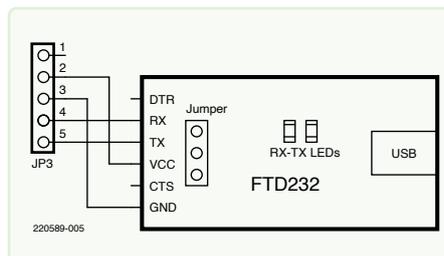


Figure 3. Schéma montrant comment connecter un convertisseur USB-série à JP3.



Figure 4. Le générateur de code morse construit sur la carte universelle pour projet PIC à huit broches de l'auteur.

Logiciel

Le programme associé peut être téléchargé à partir de la page du projet sur Elektor Labs [2]. La source et le fichier HEX compilé y sont disponibles. Si vous souhaitez modifier le programme vous-même, vous aurez également besoin du compilateur C CC5X de B. Knudsen [3].

Alors qu'une interface de programmation PICKit de Microchip peut être connectée à JP3, vous pouvez également connecter un PC ou un terminal via un convertisseur approprié. J'ai utilisé à cet effet un convertisseur USB-série de type FTD232 (figure 2). Pour le schéma de câblage, voir la figure 3. Un programme de terminal doit être exécuté sur le PC. J'utilise PuTTY [5] pour cela, mais il existe d'autres programmes adaptés. Choisir le port série virtuel que le logiciel pilote crée (pour moi, c'était COM6) et régler la vitesse sur 9600 baud.

Des éléments tels que la fréquence, la vitesse et les messages prédéfinis peuvent également être configurés via le port série. Tapez 'H' ou '?' dans le terminal série pour obtenir un aperçu des commandes disponibles. Une description plus détaillée est disponible sur la page du projet [2].

Remarques complémentaires

Bien que la vitesse de signalisation et la fréquence soient contrôlables à l'aide des deux potentiomètres, les paramètres configurables par l'utilisateur stockés dans l'EEPROM peuvent aussi être utilisés à cette fin. Pour ce faire, tournez R8 au maximum et réinitialisez l'appareil. Notez que les potentiomètres ne fonctionnent pas lorsqu'un dispositif USB-série est connecté à JP3.

Le générateur de code morse (figure 4) a été construit sur un circuit imprimé universel (PCB) [4]. J'utilise ce circuit imprimé pour toutes sortes de projets avec le même type de microcontrôleur PIC à 8 broches.

R4, R7 et R8 peuvent être omis s'ils ne sont pas nécessaires. Dans ce cas, connectez R3

à +5 V. Si le circuit imprimé de [4] est utilisé, R3 peut également être omis et SJ4 du circuit imprimé (pas dans le schéma) est ponté.

Lorsqu'un convertisseur USB-série est utilisé, une alimentation séparée n'est plus nécessaire. Dans ce cas, le relais doit être remplacé par une version 5 V. Pontez aussi l'entrée et la sortie de IC2. Bien entendu, si seule la sortie audio est nécessaire, le relais peut être omis. ◀

VF : Maxime Valens — 220589-04

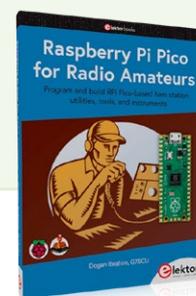
Des questions ?

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



Produits

- ▶ Bert van Dam, *50 PIC Microcontroller Projects (E-book)*
<https://elektor.fr/18091>
- ▶ Dogan Ibrahim, *Raspberry Pi Pico for Radio Amateurs*
<https://elektor.fr/20041>



LIENS

- [1] Code Morse [Wikipedia] : https://fr.wikipedia.org/wiki/Code_Morse_international
- [2] Ce projet sur Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/morse-code-generator>
- [3] B. Knudsen Data, CC5X compiler : <https://bknd.com/cc5x>
- [4] PuTTY : <https://putty.org>
- [5] Circuit imprimé universel pour PIC à 8 broches : <https://www.elektormagazine.fr/labs/board-for-simple-microcontroller-project>

19

CNA vidéo programmable

traite tous les formats jusqu'à RGB888



Mathias Claussen (Conception) et Clemens Valens (Texte)

Lorsque vous expérimentez les microcontrôleurs et la vidéo de qualité VGA pour le rétro gaming ou une autre application, vous avez besoin d'un convertisseur numérique-analogique. Cette conception flexible vous permet d'essayer toutes sortes de formats vidéo avant de fixer la résolution finale.

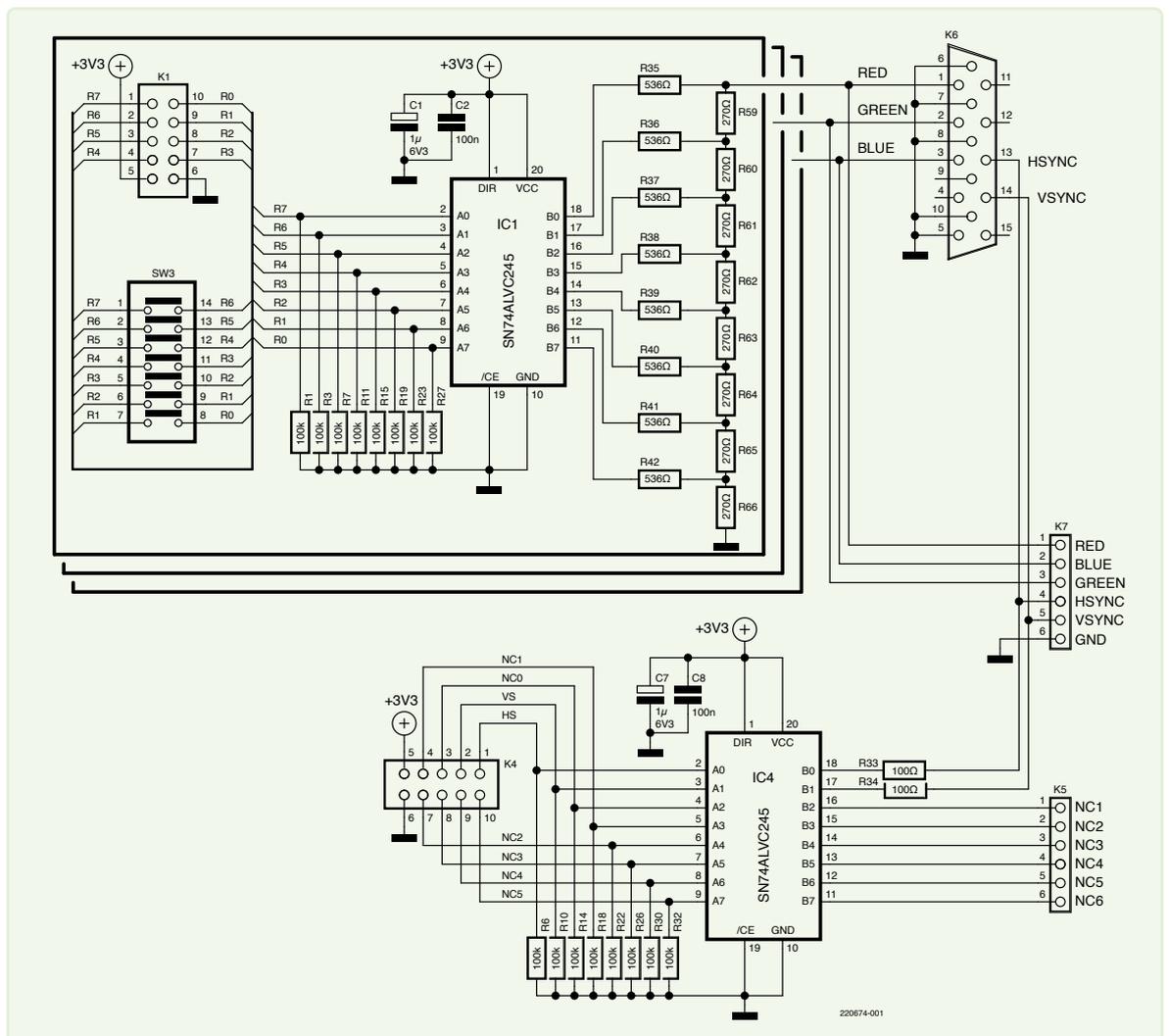


Figure 1. Un seul canal de couleur est représenté, les deux autres sont identiques.

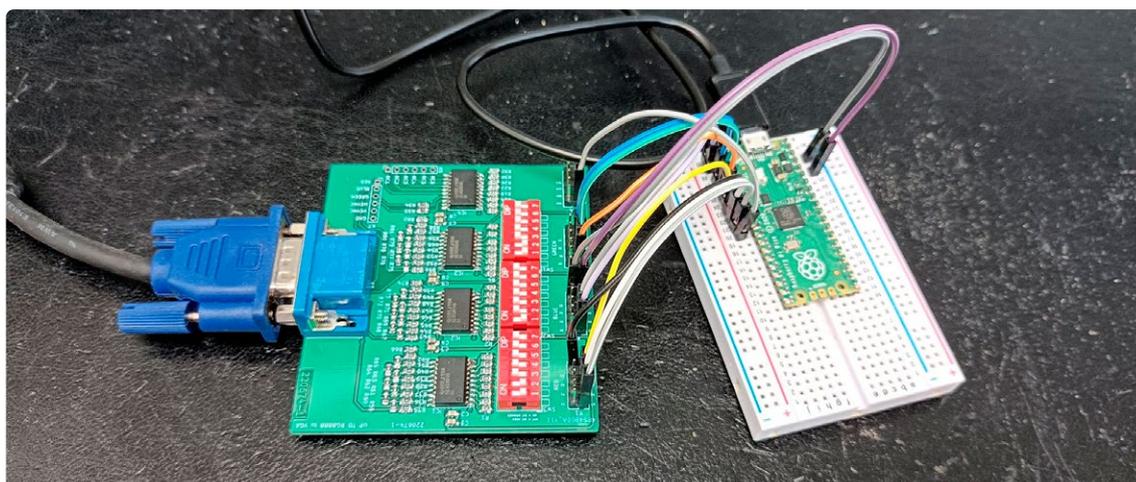


Figure 2. Le prototype en mode RVB332, piloté par un Raspberry Pi Pico.

Dans un passé pas si lointain, si vous vouliez ajouter une sortie vidéo à votre système informatique, vous aviez besoin de circuits intégrés vidéo spéciaux. Mais aujourd'hui, presque n'importe quel microcontrôleur peut produire un signal vidéo VGA à la volée. La résolution et la profondeur des couleurs dépendent de la quantité de mémoire vive disponible et de la vitesse du micro. Un simple convertisseur numérique-analogique (CNA) suffit à transformer les flux de bits numériques en tensions analogiques pour les canaux rouge, vert et bleu du moniteur VGA.

La largeur de mot requise du CNA sera déterminée par la résolution et la profondeur de couleur du signal vidéo cible. Ces deux paramètres dépendent à leur tour des ressources informatiques disponibles dans le micro qui génère le signal vidéo. Les capacités de votre système peuvent ne pas être claires au début du projet, et vous pouvez donc préférer commencer avec un CNA à faible résolution. D'un autre côté, lorsque le projet est quasiment terminé, vous pouvez constater qu'il reste de la place pour améliorer la qualité du signal vidéo. Dans ce cas, vous voudrez un CNA avec une plus grande résolution.

Circuit

Le circuit présenté ici peut être utilisé dans les deux situations, et tout ce qui se trouve entre les deux. Il s'agit d'un CNA vidéo à trois canaux avec une résolution programmable, où chaque canal peut être configuré indépendamment des autres. Par conséquent, il peut être utilisé pour tout ce qui va de RVB111 à RVB888 (résolution de 8 bits pour toutes les couleurs). Chaque chiffre peut prendre n'importe quelle valeur dans la plage de 1 à 8, par exemple RVB535 et RVB221 sont des formats de couleur vidéo possibles.

Le circuit est illustré à la **figure 1**. Il ne montre qu'un seul canal de couleur (rouge), car les autres canaux sont identiques. La vidéo numérique entre au niveau de K1 avec jusqu'à huit bits par canal. Les bits sont tamponnés par IC1, qui pilote un convertisseur numérique-ana-

logique à échelle de résistance R2R. La sortie du CNA est un signal vidéo dans la gamme de 0 V à 0,7 V. Des résistances de rappel aux entrées garantissent que les bits non connectés sont vus comme des zéros.

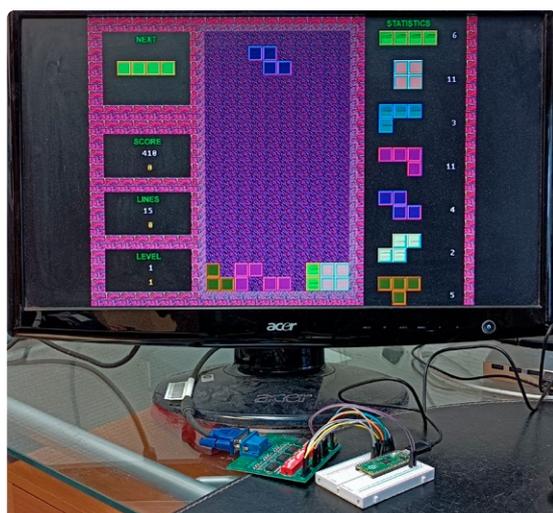
Le nombre de bits par couleur est réglé à l'aide des interrupteurs DIP SW3. Pour un signal de 8 bits, tous les interrupteurs doivent être désactivés. Pour réduire la largeur du mot, fermez les interrupteurs en commençant en bas par celui qui est étiqueté R1 et R0. Par exemple, pour une largeur de mot de 4 bits, fermez les quatre interrupteurs du bas. Connectez les bits de haut en bas, c'est-à-dire connectez le bit le plus significatif à R7, G7 ou B7, respectivement, puis descendez. En procédant ainsi, la sortie vidéo peut toujours atteindre sa valeur maximale (0,7 V) au lieu de s'affaiblir.

IC4 fournit des tampons pour les signaux de synchronisation horizontale et verticale. Les six tampons restants peuvent être utilisés pour autre chose. Ils sont exposés sur K5.

Tableau 1 : plan des broches du Raspberry Pi Pico pour les démonstrations vidéo RVB332 de [1].

Raspberry Pi Pico	Signal
GP0	B0
GP1	B1
GP2	G0
GP3	G1
GP4	G2
GP5	R0
GP6	R1
GP7	R2
GP8	HS
3V3	3V3
GND	GND
(GP19)	(Audio)

Figure 3. Regardez le Pico jouer à Tetris !



Pour essayer rapidement le CNA vidéo sans passer des heures à le programmer, connectez-le à une carte Raspberry Pi Pico et à un moniteur VGA (voir **figure 2** et **tableau 1**). Utilisez HSYNC comme signal de synchronisation. Téléchargez une démo à partir de [1], programmez-la dans le Pico et appréciez les graphiques (**figure 3**). Les démos sur [1] sont au format RVB332. Vous devez donc fermer les cinq commutateurs inférieurs pour le rouge et le vert, et les six commutateurs inférieurs pour le bleu :

*nombre d'interrupteurs à fermer =
8 - nombre de bits pour la couleur*

Certaines démos ont une sortie son sur le GPIO19 du Pico. Mettez une résistance de 1,5 kΩ en série avec la sortie et ajoutez un condensateur de 10 nF vers la masse pour créer un simple filtre passe-bas pour le signal audio. Les fichiers de conception du projet sont disponibles sur [2]. ◀

VF : Maxime Valens — 220674-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



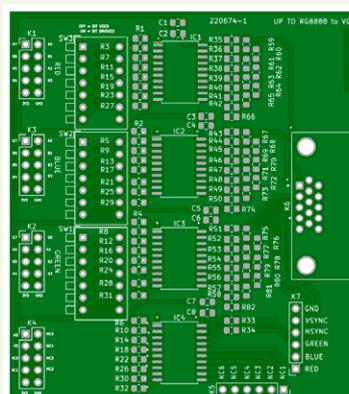
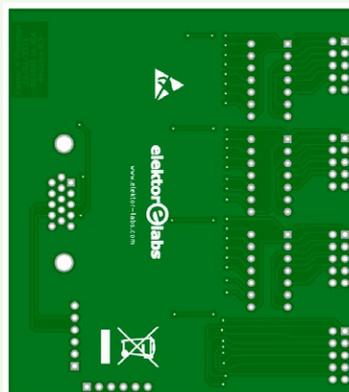
Produits

- ▶ **Écran tactile de 25 cm pour RPi (HDMI/VGA/BNC/AV)**
<https://www.elektor.fr/joy-it-10-touchscreen-for-rpi-incl-metal-case-and-stand-hdmi-vga-bnc-av>
- ▶ **Raspberry Pi Pico RP2040 H**
<https://www.elektor.fr/raspberry-pi-pico-rp2040-h>

LIENS

- [1] Exemples de programmes : <https://github.com/Panda381/PicoVGA>
- [2] Dossiers de projets chez Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/up-to-rgb888-to-vga>

Liste des composants



Résistances (0805)

R1...R32 = 100 kΩ
 R33, R34 = 100 Ω
 R35...R58, R66, R74, R82 = 536 Ω
 R59...R65, R67...R73, R75...R81 = 270 Ω

Condensateurs (0805)

C1, C3, C5, C7 = 1 μF
 C2, C4, C6, C8 = 100 nF

Semi-conducteurs

IC1, IC2, IC3, IC4 = SN74ALVC245 (SOIC-20W)

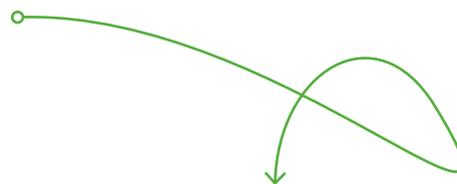
Divers

K1, K2, K3, K4 = Connecteur mâle, 2 rangées, 10 voies (pas de 2,54 mm)
 K5, K7 = Embase à 6 voies (pas de 2,54 mm)
 K6 = Connecteur DB15 haute densité
 SW1, SW2, SW3 = Interrupteur DIP à 7 voies (SPST)



un tout petit piano

sans pièces mobiles



Bruno Clerc (France)

Il existe toutes sortes de petits claviers, pianos et orgues basés sur des oscillateurs de type NE555, des cartes Arduino et des microcontrôleurs tels que ceux de la gamme ATtiny. Celui-ci ajoute des touches tactiles à la combinaison, pour simplifier au maximum l'aspect mécanique.

Après que Paolina a défié son papa en demandant « un jouet en 48 heures ! » j'ai fouillé dans mon labo et j'ai trouvé un sac de modules de boutons tactiles TTP223 et un ATtiny85. Hmm..., me suis-je dit, un clavier imprimé sur du papier, qu'on peut placer sur n'importe quel support, donc sans perçage et pas de boutons poussoirs à gérer (voir **figure 1**).

Premier essai

En utilisant une chaîne de touches basée sur le principe d'échelle de résistances, j'ai connecté en quelque sorte en série les sorties de quelques modules TTP223, pour créer un clavier capacitif monofilaire. Ayant trouvé sur le net une bibliothèque permettant de générer des notes de musique avec un ATtiny [1], j'ai rédigé les spécifications suivantes :

- Le piano doit être alimenté par une batterie (rechargeable)
- Une alimentation de 3,7 V à 5 V (permettant l'utilisation d'une pile de type 18650 récupérée d'une batterie de PC, par ex.).
- Un clavier de huit notes avec touches capacitives
- Une touche Marche/Arrêt.

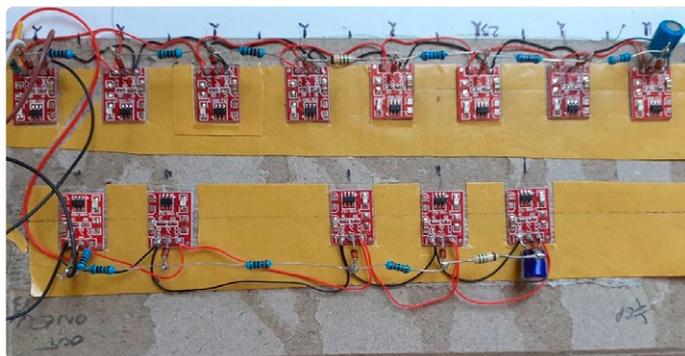


Figure 1. Grâce à l'utilisation de modules de touches tactiles TTP223, pas besoin de compétences mécaniques avancées pour assembler l'instrument de musique.

Le clavier doit avoir trois modes de fonctionnement :

1. Mode Clavier : l'utilisateur joue les notes
2. Mode Collection : l'utilisateur peut choisir différentes mélodies à écouter en touchant différentes touches.
3. Mode Métronome : le papa de l'utilisateur peut régler la vitesse.

Après avoir construit le prototype du clavier, celui-ci a été rapidement testé et validé par des petits doigts et un sourire d'enfant. Puis, comme c'était la période des fêtes, j'ai publié ce projet sur Elektor Labs [2]. Rapidement, j'ai reçu un commentaire qui disait :

« Pas mal comme sonnette ou clavier de base. Cependant, diviser une octave par 8 ne donne pas une décomposition harmonieuse de la gamme. Diviser par 12, en ajoutant les touches noires, serait bien mieux. Mais dans ce cas, un ATtiny ne fera pas l'affaire... Bonnes fêtes ! »

Pour prouver le contraire, j'ai ajouté cinq touches noires au prototype, ce qui a donné la conception ci-dessous.

Circuit

Il y a quatre canaux d'entrée analogique disponibles dans un ATtiny85, dont trois étaient encore disponibles sur des broches non utilisées : ADC0, ADC1 et ADC3. J'ai donc connecté une deuxième chaîne de cinq touches tactiles à ADC3 sur la broche 2. Ce faisant, j'ai également ajouté une touche tactile à ADC1 pour l'utiliser comme touche de transposition d'octave. Tout le reste est resté inchangé. Le schéma complet est illustré à la **figure 2**.

Les chaînes de touches noires et blanches sont lues sous forme de tension à l'aide du convertisseur analogique-numérique (CA/N). La tension de référence du CA/N est la tension d'alimentation. L'ATtiny85 au cœur du circuit est cadencé par son oscillateur interne à 1 MHz. La broche 6 est la sortie sonore. Cette broche alimente un buzzer piézoélectrique par l'intermédiaire d'un transistor NPN (Q1).

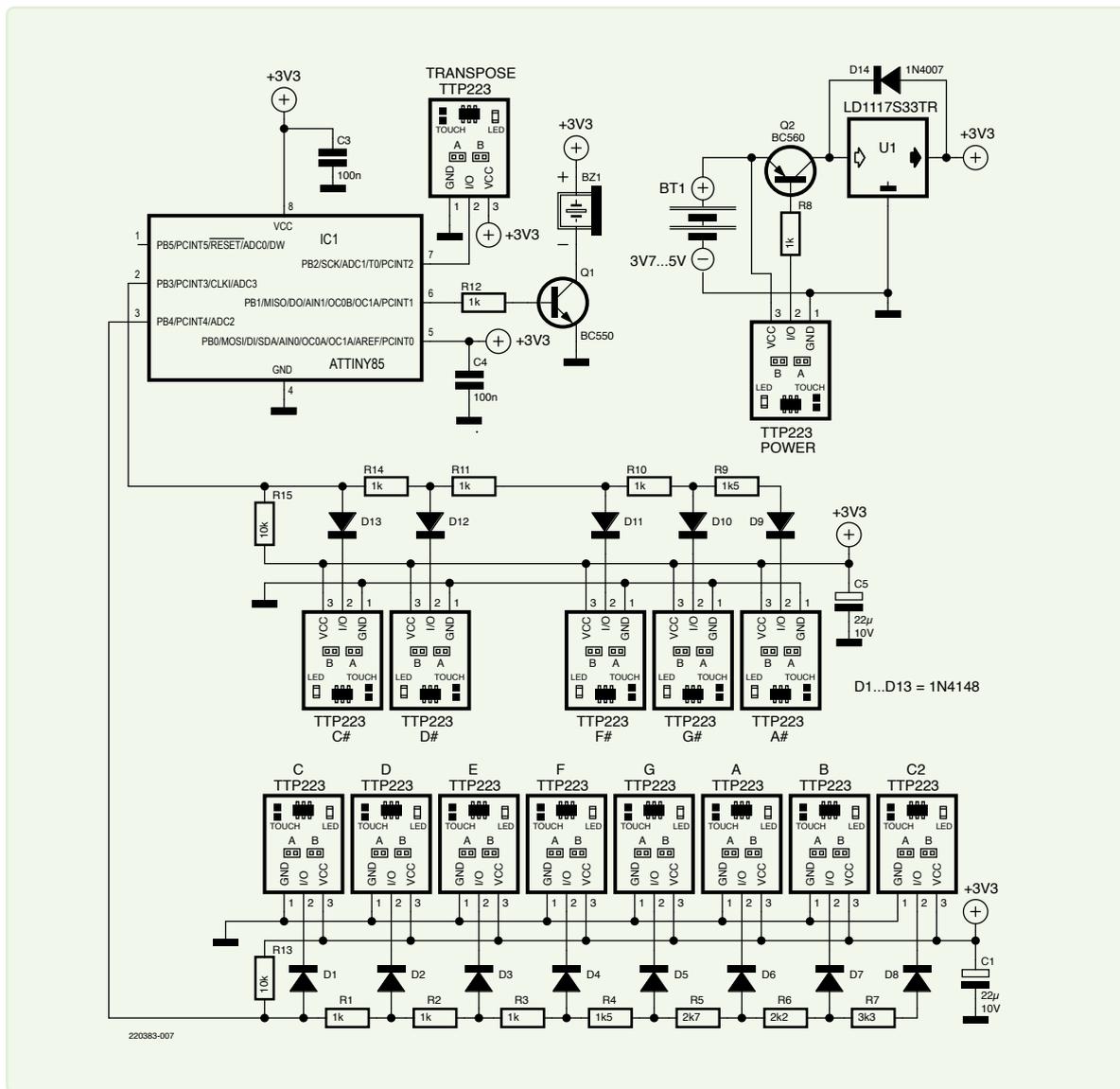


Figure 2. Schéma du petit clavier. Notez que l'entrée ADC0 est toujours libre, ce qui permet d'ajouter encore plus de touches au clavier.

La touche Marche/Arrêt est configurée en mode verrouillage bas (voir **tableau 1**). Lorsqu'elle est touchée, la sortie passe au niveau bas et active le transistor Q2 via la résistance de base R8 de 1 kΩ. Celle-ci relie la tension d'alimentation (moins la chute de tension sur Q2) à l'entrée du régulateur de tension 3,3 V à faible chute. Le circuit fonctionne correctement avec une tension minimale de 3,7 V.

Le circuit est alimenté par une batterie rechargeable sur laquelle est fixé un module de chargement (voir **figure 3**).

Configuration du TTP223

J'ai commencé par enlever toutes les résistances en série avec les LED des modules. Ensuite, j'ai configuré les modules. Le module TTP223 possède deux ponts de soudure de configuration étiquetés « A » et « B » qui définissent la fonction du commutateur. Le **tableau 1** montre les options possibles et comment les configurer pour notre petit clavier. Chaque touche dans les deux chaînes possède une diode 1N4148 en série avec sa sortie pour l'isoler de la chaîne lorsqu'elle est inactive. Si vous utilisez une autre diode, faites attention à la tension directe V_f de la diode, car elle influe sur la tension de sortie de la chaîne de touches. Les valeurs des résistances séparant les touches des deux chaînes de touches ont été déterminées expérimentalement. Les tests ont été effectués avec des résistances de 5%. La version finale est équipée de résistances de type 1%.

La touche de transposition d'octave est connectée directement à l'entrée du MCU. Si on la touche, la sortie passe à l'état haut et y reste jusqu'à ce qu'on la touche à nouveau. Le programme considère que la transposition d'octave est inactive lorsque la sortie de la touche est basse.

La **figure 4** montre l'instrument terminé. La **figure 5** montre comment en jouer.

Tableau 1. Configuration des ponts pour les modules TTP223.

Pont A	Pont B	Mode	Touche
Ouvert	Ouvert	Momentané haut	Aucune
Ouvert	Fermé	Verrouillage haut	Transposition d'octave
Fermé	Ouvert	Momentané bas	Note (noire et blanche)
Fermé	Fermé	Verrouillage bas	Marche/arrêt

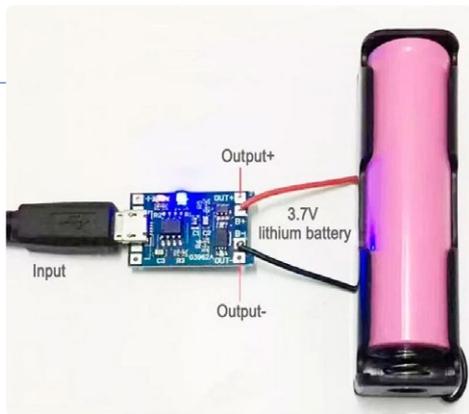


Figure 3. Le clavier est alimenté par une batterie rechargeable reliée à un petit module de chargement.



Figure 4. Le clavier terminé. Les interrupteurs d'alimentation et de transposition d'octave sont montés sur le côté.

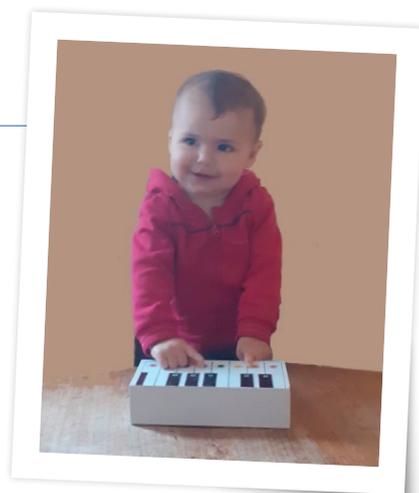


Figure 5. Paolina jouant avec son nouveau piano.

Jouer du clavier

Après avoir allumé le clavier, l'utilisateur dispose de deux secondes (modifiables dans le logiciel) pour sélectionner le mode de fonctionnement. En appuyant sur le C gauche (ou « Do »), on sélectionne le mode *Collection* ; en appuyant sur le D (ou « Ré »), on sélectionne le mode Métronome. Si aucune touche n'est pressée pendant le délai de démarrage, le clavier passe en mode Clavier. Lorsque le délai est écoulé, une courte mélodie indique que l'appareil est prêt pour jouer.

La touche de transposition d'octave permet d'augmenter la hauteur de ton d'une octave.

Mode Collection

En mode *Collection*, les touches blanches sélectionnent l'une des sept mélodies possibles codées en dur dans le programme. Actuellement, seules quatre mélodies sont définies ; vous pouvez en ajouter trois autres vous-même. Bien entendu, vous pouvez également modifier les quatre mélodies prédéfinies.

Une pression sur la touche C droite permet de quitter le mode *Collection* et de revenir au mode Clavier.

La touche de transposition d'octave est inactive dans ce mode.

Mode Métronome

En mode Métronome, les touches noires contrôlent le tempo (en battements par minute, bpm) :

- > C# - Démarrage
- > D# - Pause
- > F# - Tempo -10 bpm (minimum 20 bpm)
- > G# - Retour aux valeurs par défaut (120 bpm et hauteur par défaut)
- > A# - Tempo +10 bpm (maximum 250 bpm)

Les touches blanches sélectionnent la hauteur de son du clic. Une pression sur la touche C droite permet de quitter le mode Métronome et de revenir au mode Clavier.

La touche de transposition d'octave fonctionne normalement dans ce mode.

Dernières notes

L'ATtiny85 est programmé à partir de l'EDI Arduino. Pour cela, vous devez installer le Boards Package de D. A. Mellis [3] et la bibliothèque TinyTone de [1]. Un Arduino UNO peut être utilisé pour programmer le croquis dans le MCU. Tous les fichiers de conception sont disponibles à l'adresse [4].

Amusez-vous bien ! ◀

VF : Denis Lafourcade — 220683-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- > **W. A. Smith, *Explore ATtiny Microcontrollers using C and Assembly Language*, Elektor, 2021**
<https://elektor.fr/20007>
- > **Phambili Newt 2.7" IoT Display (alimenté par ESP32-S2)**
<https://elektor.fr/20230>

LIENS

[1] Bibliothèque TinyTone : <http://technoblogy.com/show?KVO>

[2] Le clavier à 8 touches sur Elektor Labs :

<https://elektormagazine.fr/labs/tiny-piano-8-notes-tow-modes-keyboard-capacitive-keys-one-wire>

[3] Package de cartes ATtiny pour l'EDI Arduino :

https://raw.githubusercontent.com/damellis/attiny/ide-1.6.x-boards-manager/package_damellis_attiny_index.json

[4] Fichiers du projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/piano-one-octave-with-attiny85>



21 double-dé électronique sans microcontrôleur

deux dés sur un seul circuit imprimé - plus quelques astuces de conception

Mathias Claussen (ALLEMAGNE)

Ceci est une version améliorée du circuit « dé électronique sans microcontrôleur » publiée dans le numéro « circuits de vacances 2022 » d'Elektor [1]. Le circuit a été recréé et quelques petites extensions ont été ajoutées. De plus, nous avons ajouté quelques astuces pour la construction de la carte.

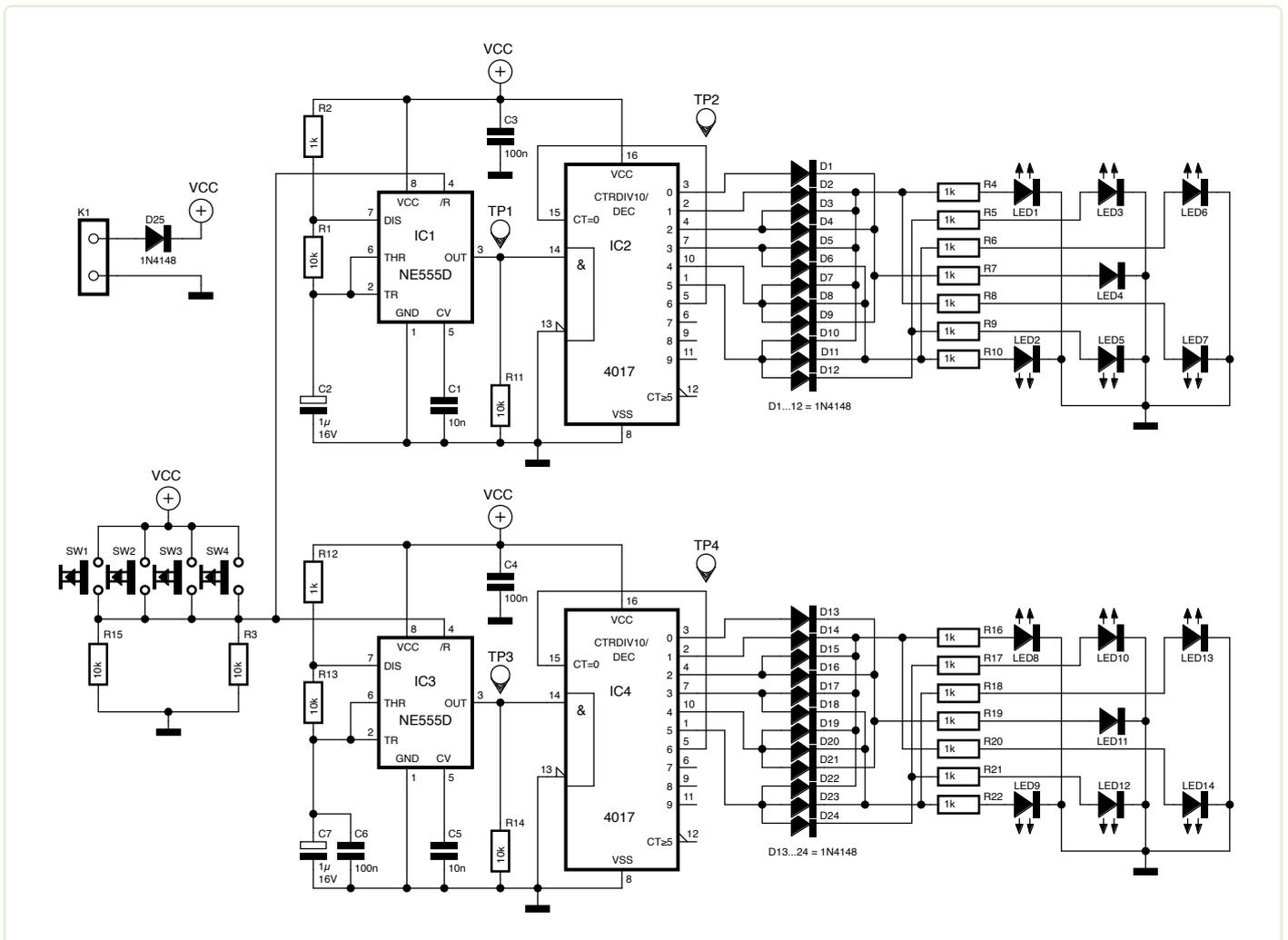


Figure 1. Schéma du double-dé.

Ce double-dé est une variation d'un des circuits les plus classiques. Il fait appel au bon vieux NE555 en combinaison avec le compteur de décades 4017 et quelques LED (et autres diodes).

Circuit

Le principe de fonctionnement est simple. Un générateur d'horloge NE555 (IC1, IC3), fournit un signal d'horloge pour chaque dé à un compteur de décades (alias Johnson ou ring) 4017 (IC2, IC4). Tant que le signal d'horloge est présent (c'est-à-dire lorsque l'on appuie sur un bouton-poussoir), le 4017 compte à rebours. Comme la sortie Q6 est connectée à la broche de réinitialisation du 4017, le compteur redémarre à chaque fois que Q6 passe à l'état haut. Par conséquent, le compteur ne peut compter que jusqu'à six avant de recommencer, ce qui convient parfaitement à un seul dé.

Lorsqu'aucun bouton n'est enfoncé, les deux circuits 555 (**figure 1**) sont maintenus en reset (tirés à la masse) avec les résistances 10 kΩ R3 et R15. Les boutons-poussoirs SW1 à SW4 connectent l'entrée de réinitialisation d'IC1 et IC3 à VCC, ce qui leur permet de fournir un signal d'horloge pour les 4017.

Les condensateurs qui déterminent la fréquence de l'horloge ne sont pas les mêmes pour les deux dés. Le condensateur C6 de 100 nF réduit la fréquence de sortie de IC3 de 10% à environ 63 Hz (comparé aux 70 Hz de IC1). Ceci renforce l'indépendance des dés. Les points de test TP2 et TP4 permettent de vérifier la fréquence de sortie des deux circuits intégrés de minuterie.

Les LED

Les sept LED de chaque dé sont disposées sur la face supérieure de la carte pour représenter les points du dé. Certaines sont branchées en parallèle afin de représenter n'importe quel motif de dé de 1 à 6 (**figure 2**). Le schéma de la **figure 1** montre comment les groupes de LED correspondant aux six faces possibles du dé ont été combinés par OU logique avec des diodes.

Nous avons apporté les modifications suivantes par rapport à la version originale [1] :

- > Certaines leçons ont été tirées de la première version du dé, et le montage et le circuit imprimé ont été améliorés.
- > Avoir deux dés permet de s'amuser à de nombreux jeux en famille.
- > Chaque LED est en série avec une diode 1N4148. Ce n'était pas le cas dans la version précédente du circuit et cela entraînait des variations de luminosité avec une alimentation de 5 V (moins perceptibles à 9 V).
- > Enfin, les lignes de réinitialisation sont désormais dotées d'une résistance *pull-down* afin d'éviter tout basculement indésirable.

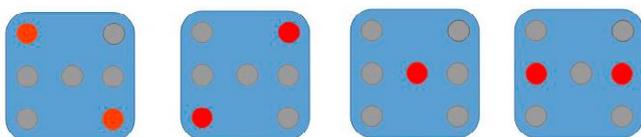
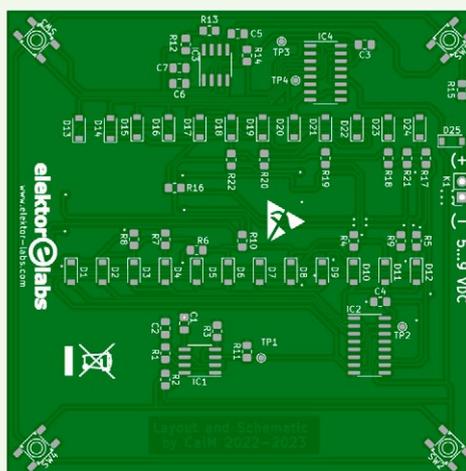
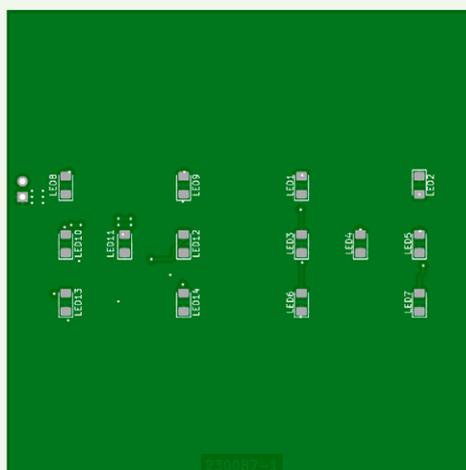


Figure 2. Les six valeurs du dé peuvent être affichées avec quelques LED en parallèle.

Liste des composants



Résistances

(0,25 W, 5%, SMD 0805)
 R1,R3,R11,R13...R15 = 10 kΩ
 R2,R4...R10,R12,R16...R22 = 1 kΩ

Condensateurs

(SMD 0805)
 C1,C5 = 10 nF, 16 V
 C2,C7 = 1 μF, 16 V
 C3,C4,C6 = 100 nF, 16 V

Semi-conducteurs

D1...D25, = 1N4148, SOD-123
 LED1...LED14 = LED, rouge, SMD 1206
 IC1,IC3 = NE555D, SOIC8
 IC2,IC4 = CD4017, SOIC16-NARROW

Divers

K1 = Clip pour pile 9 V
 SW1...SW4 = interrupteur à bouton-poussoir
 (PTS647SK70SMTR2L)

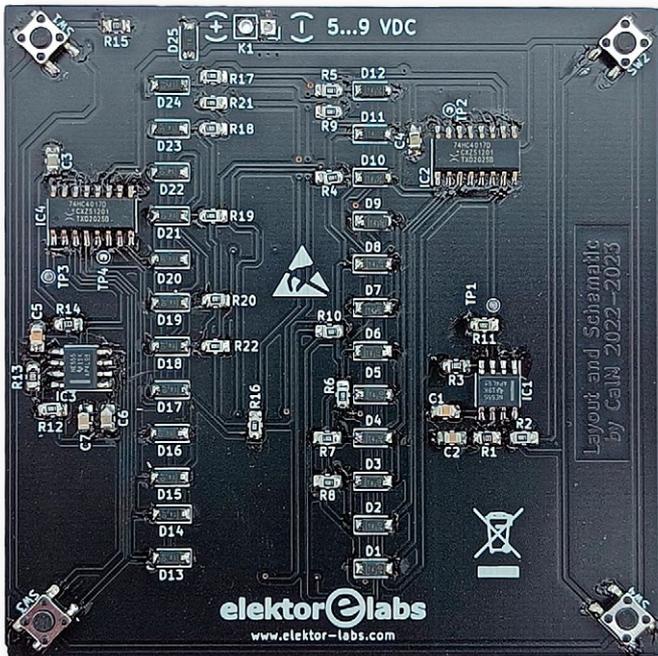


Figure 3. Bien que tous les composants soient CMS, il y a suffisamment d'espace pour assembler confortablement les dés.

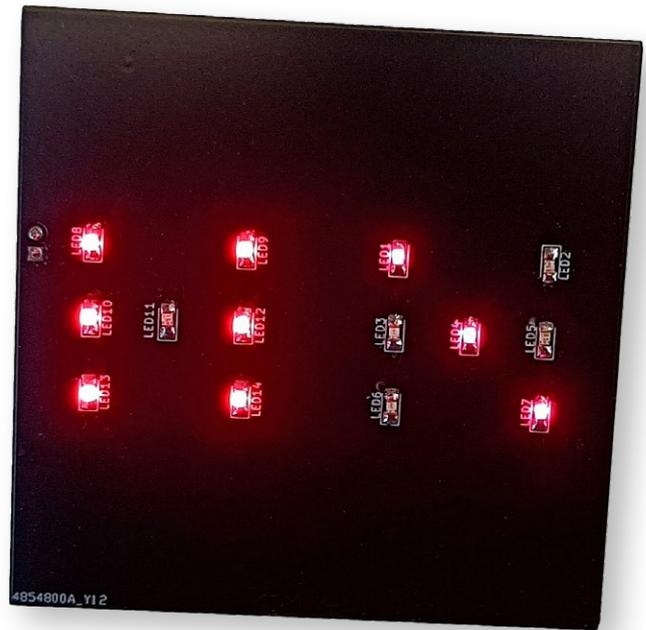


Figure 4. *Alea iacta est!* (Les dés sont jetés !)

Circuit imprimé

Seules les LED sont montées sur la face supérieure de la carte ; tous les autres composants sont placés en dessous. Cela donne au dé un aspect soigné (vu du dessus) et assure la protection du circuit. Bien que les composants soient des CMS, il y a assez d'espace entre eux. Cela facilite la soudure et permet aux débutants en soudure de CMS d'assembler la carte facilement (figure 3).

La carte peut être alimentée par une tension comprise entre 5 V et 9 V avec une petite alimentation ou une batterie. D25 protège le circuit en cas d'inversion de polarité.

Les fichiers de conception du circuit imprimé (au format KiCAD 6) sont disponibles sur la page web de cet article [2].

Lancer les dés

Les quatre boutons-poussoirs placés sur le circuit servent de support au dé. Pour lancer le dé, placez la carte sur ses pieds et appuyez (dans un coin ou au milieu, une pression sur le côté peut faire bondir la carte). Le circuit est simple et les composants sont bon marché. Par conséquent, ce projet constitue un exercice de soudure de CMS – que nous espérons amusant. Et, comme on a dit la dernière fois, *Alea iacta est!* (Les dés sont jetés !) (figure 4). ◀

230087-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- > ZD-8922 station à air chaud 2 en 1 pour CMS <https://elektor.fr/20141>
- > PeakTech 3710 R/C-Pen Meter pour CMS <https://elektor.fr/19319>



LIENS

[1] Mathias Claussen, « dé électronique sans microcontrôleur », circuits de vacances 2022 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-264/60875>

[2] Fichiers du projet : <https://elektormagazine.fr/230087-04>



effaroucheur électronique

Burkhard Kainka (Allemagne)

Vous cherchez un moyen simple de faire fuir les oiseaux nuisibles gentiment ? Voici une solution électronique simple à réaliser vous-même.

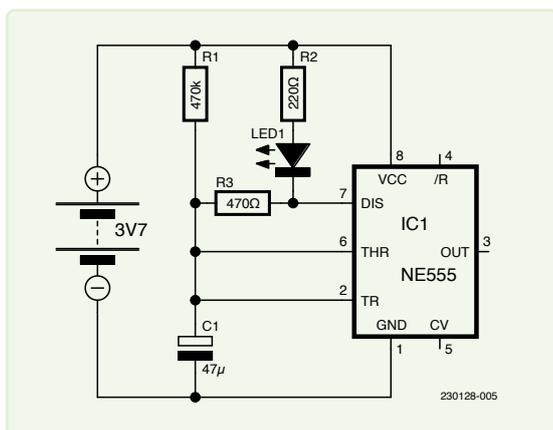
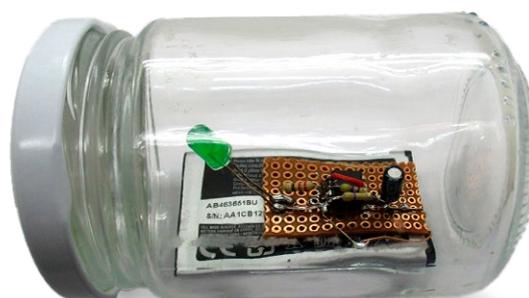


Figure 1. Le module timer fait clignoter la LED deux fois par minute.

Si les pigeons décident de construire leur nid tout près de la fenêtre de votre chambre à coucher, ils s'attirent les foudres de la plus gentille épouse du monde parce qu'ils font trop de bruit et de saletés. *La reproduction est autorisée, mais ailleurs, s'il vous plaît !* J'ai voulu aider et j'ai décidé de fabriquer un effaroucheur électronique. Une LED verte devait clignoter deux fois par minute. J'ai d'abord réalisé le circuit avec un NE555 (figure 1) sur une plaque d'essai (figure 2), puis je l'ai modifié jusqu'à obtenir un résultat convenable.

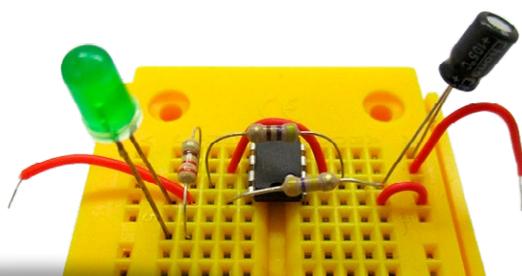


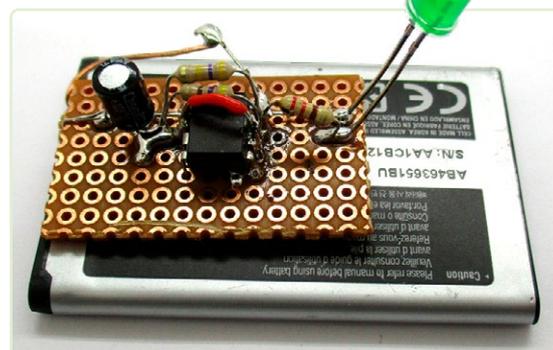
Figure 2. Montage de test.

Tous les composants ont été ensuite placés sur une carte perforée dans mon style éprouvé. J'ai laissé la face inférieure plate afin de la coller facilement sur la batterie lithium (figure 3). Avec une consommation électrique inférieure à 1 mA, la batterie devrait tenir environ 500 heures, une durée suffisante pour permettre aux pigeons de trouver un nouveau lieu de nidification. Il restait pourtant un risque : on ne savait pas si les animaux seraient impressionnés par les flashes lumineux.

Résultat après quelques jours : les pigeons ont construit un nid sur un arbre plus haut, à une distance de 15 m. On ne sait pas encore si les flashes lumineux ont été efficaces. Ce sont plutôt les mesures prises par ma femme qui l'ont été : elle a construit un autre nid avec des bâtons plus longs. Les pigeons ont probablement cru qu'il s'agissait de l'œuvre d'un très grand oiseau ennemi – une raison de rester à bonne distance !

230128-04

Figure 3. Le montage sur une carte perforée collée sur une batterie.



circuits qui amusent, inspirent et étonnent



Plus de projets et de produits de SparkFun!



Rob Reynolds (SparkFun)

Depuis 2003, SparkFun a aidé des étudiants, des ingénieurs et même des spécialistes en fusée à porter leurs idées de la conception jusqu'à leur achèvement. D'une simple LED clignotante jusqu'à l'envoi du premier drone (UAV) sur Mars, SparkFun a contribué à aider des milliers de personnes à apporter la vie à leurs projets. Voici un aperçu de quelques projets personnels récents de SparkFun, depuis le relativement simple jusqu'au merveilleusement ridicule.

23 Reconsidérer un Classique

Lorsqu'on commence son travail d'ingénieur, l'un des meilleurs moyens d'apprendre est de prendre un circuit connu et de le modifier. Regardons les choses en face, la toute première chose que la plupart d'entre nous a fait, lorsqu'on a commencé à travailler avec la plateforme Arduino, c'est de prendre le croquis *blink*, de le lire jusqu'à ce qu'on le comprenne complètement et de modifier ensuite la fréquence de clignotement de la LED. Pour suivre cet exemple, l'utilisateur Instructables jebeandiah utilise le kit inventeur [1] de SparkFun pour re-imaginer le robot équilibriste classique (**figure 1**), mais sans utiliser l'unité de mesure inertielle (IMU).

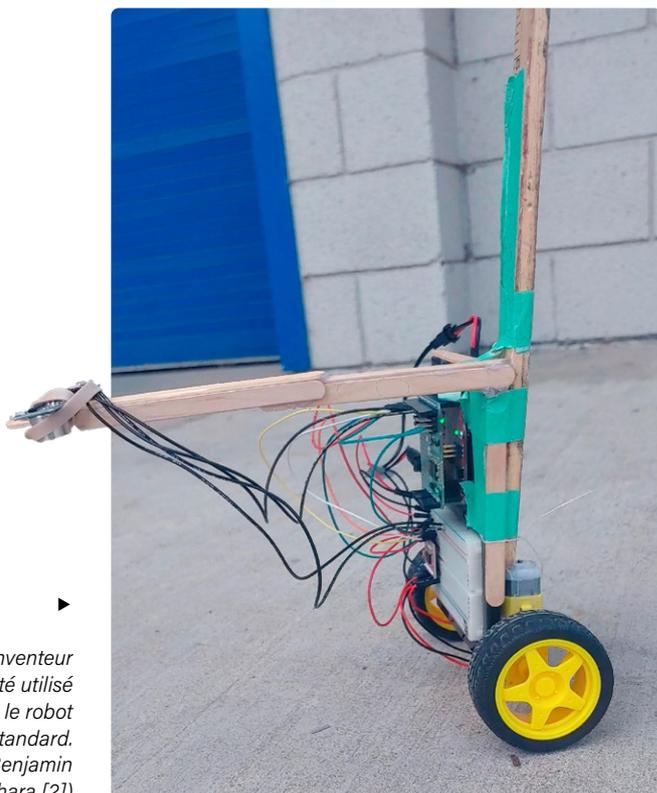


Figure 1. Le kit inventeur de SparkFun a été utilisé pour re-imaginer le robot équilibriste standard. (Source : Benjamin Lertwachara [2])

Figure 3. Cartographeur en montagne.
(Source : SparkFun)



Enregistreur de données IoT 9DoF

Pour suivre l'idée de pouvoir recueillir, mémoriser et transmettre des données avec un minimum, voire pas de programmation, SparkFun a récemment sorti le DataLogger IoT 9DoF, un enregistreur de données qui détecte, configure et démarre l'enregistrement automatiquement, non seulement à partir de son IMU intégré, mais également à partir de presque 50 cartes de capteurs SparkFun's Qwiic-connected. Il est construit autour du ESP32, ce qui lui permet de se connecter à toute une variété de réseaux IoT (les services actuellement pris en charge sont MQTT, Amazon AWS IoT, Microsoft Azure, Mathworks ThingSpeak, et URL-HTTP) et fournit des fichiers de sortie aux formats CSV ou JSON.

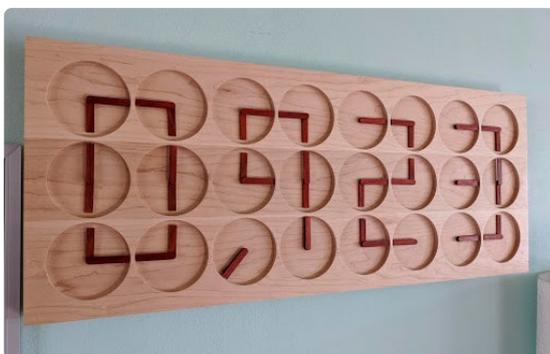
<https://sparkfun.com/products/20594>



Figure 4. Précision RTK.
(Source : SparkFun)

En cherchant une solution GNSS, la plupart des gens veulent une grande précision, un faible prix et de la portabilité. Évidemment, la réponse à cette quête était toujours : " Prenez-en deux mais vous ne pouvez pas avoir tous les trois ". Cependant, lorsque le spéléologue français Eric Sibert s'est mis à chercher justement une solution pour tout cartographeur, depuis les rues des villes jusqu'aux grottes françaises, il s'est tourné vers SparkFun et la carte SparkFun GPS-RTK2 avec le module ZED-F9P GNSS module de u-blox (figure 3). En utilisant toutes les fonctions de la carte, spécialement la cinématique en temps réel (*Real Time Kinematics*), Sibert est capable d'obtenir une précision millimétrique lorsqu'il enregistre son emplacement [5]. La précision de ces cartes provient du fait qu'elles sont capables de réceptionner des données de position non pas uniquement à partir de quatre constellations de satellites séparées (GPS, GLONASS, Galileo, and BeiDou), mais elles peuvent aussi recevoir des données de correction à partir d'une base fixe ou, dans certains cas, même d'un téléphone (figure 4). Sibert a passé sa vie à cartographeur des grottes, non seulement dans toute la France, mais aussi à Madagascar où il a aidé l'équipe qui a exploré et cartographié le système de grottes Marosakabe à Madagascar, la plus longue grotte connue en Afrique.

Figure 5.
Le projet ClockClock.
(Source : SparkFun)



25 Une Horloge faite d'horloges

Certains projets sont plus complexes que d'autres. Le projet suivant, appelé "The ClockClock" (figure 5), est complexe non seulement par sa construction mais également par le langage de programmation qu'il utilise. Il utilise la carte de développement Alchitry AU FPGA [6]. Le sigle FPGA veut dire Field Programmable Gate Array (réseau de portes programmables sur site) et ces circuits font parti d'une classe de circuits connue sous le nom de

logique programmable. À la base, un FPGA ne fait rien par lui-même mais il peut être configuré pour devenir n'importe quel circuit numérique dont vous avez besoin. Il suffit de charger une configuration dans le FPGA et il commence à se comporter comme le circuit désiré. Le fait de dire "il suffit de" peut être un peu trompeur. La phase d'apprentissage de la programmation des FPGA est une courbe à pente plutôt raide mais, une fois maîtrisée, elle ouvre un monde de possibilités qui supprime les soudures et les ponts de fils. Justin, le créateur de ce projet étonnant et aussi le créateur des cartes Alchitry FPGA, a utilisé 4 moteurs pas-à-pas avec leurs commandes de moteurs correspondantes, en plus de la carte Alchitry Au, un SparkFun Redboard Turbo [8], une carte d'horloge en temps réel ainsi qu'une foule de boutons et de câbles Qwiic. Il a également fait un magnifique travail de menuiserie pour créer un projet aussi beau qu'impressionnant au niveau du fonctionnement, avec en plus, pas mal de pièces particulières imprimées en 3D (**figure 6**). Bien que ce projet semble difficile et prenne énormément de temps, Justin admet qu'il lui a demandé plus de travail que ce qu'il avait anticipé initialement. Il raconte que les parties qui lui ont pris le plus de temps ont été la construction mécanique et le câblage, alors que la programmation a finalement été plutôt facile. Bien sûr, pour ma part, en tant qu'ingénieur électrique et électronique, c'est ce que j'aurais imaginé. D'autre part, comme j'ai pas mal d'expérience en ingénierie mécanique et pour avoir travaillé avec les cartes FPGA, je suis sûr que je n'aurais certainement pas décrit la partie de programmation du projet comme "plutôt facile". Quelque soit la manière dont vous l'examinez, ce projet est vraiment très impressionnant.



26 Un Téléphone public unique

N'avez-vous jamais voulu créer un projet juste pour le simple plaisir ? Non pas parce qu'il est particulièrement utile ou parce qu'il a du sens, mais juste parce qu'il semble tellement ridicule que vous ne pouvez simplement pas vous empêcher de voir si vous pouvez le construire. Voilà ce que Nathan Seidle, fondateur de SparkFun, a décidé de faire avec son projet HA-JOKES Payphone (**figure 7**). [9] Il est allé jusqu'à acheter un téléphone public complet (avec son piédestal) et trouver une embase en béton à Boulder, Colorado sur laquelle il pouvait le monter.

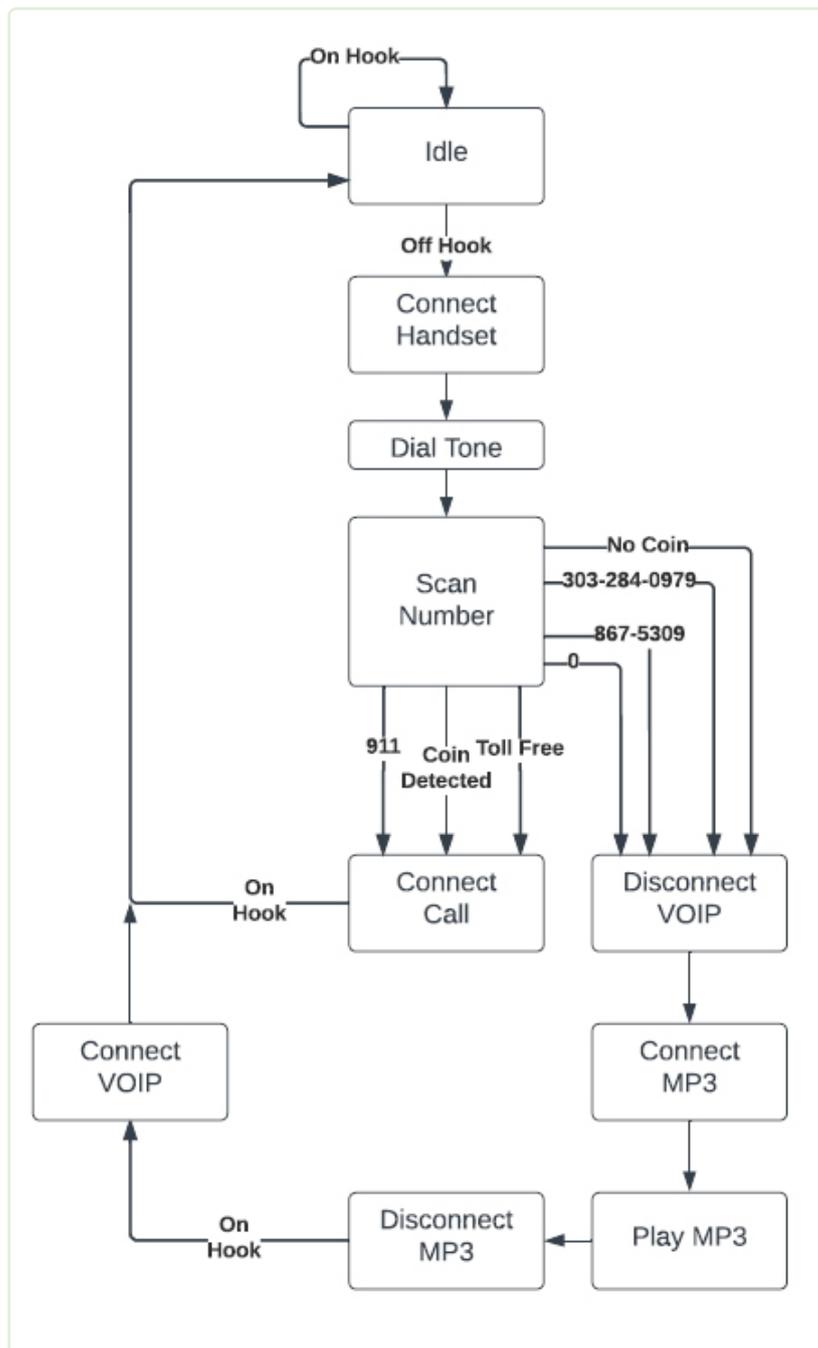
Il n'y a pas beaucoup de gens ici-bas qui seraient capables de monter un tel projet, mais les compétences d'ingénierie électrique de Nathan, associées à sa fantaisie et son extraordinaire sens de l'humour, ont rendu ce projet parfait pour lui. Il voulait que ce téléphone fonctionne réellement comme une cabine téléphonique mais il était un peu désinvolte avec les frais.



Figure 6. Vue arrière du ClockClock. (Source : SparkFun)



Figure 7. Le projet SparkFun Payphone. (Source : SparkFun)



◀ Figure 8. Le diagramme d'état du SparkFun PayPhone. (Source : SparkFun)

Pour cinq, 10 ou 25 cents (votre choix), vous pouviez appeler n'importe où, même en international. Évidemment, il y a un certain nombre de numéros gratuits et des codes de région gratuits aux États-Unis et ceux-ci devaient pouvoir être numérotés sans mettre aucune pièce (figure 8).

Le projet Payphone a eu un immense succès et Nathan est entré dans tous les détails pour décrire et expliquer tout le processus de fabrication dans un blog bien fourni sur le site web de SparkFun. La prochaine fois que vous verrez un téléphone public, vous le regarderez peut-être à deux fois. ◀

VF : Chris Elsass — 230357-04

À propos de l'auteur

Rob Reynolds (@thingsrobmade) travaille chez SparkFun depuis 2015 et est au poste de Technologiste Créatif depuis cinq ans. Sa grande expérience dans les arts l'aide à créer des projets, des tutoriels et des vidéos qui sont généralement aussi divertissants et amusants qu'instructifs.



Produits

- > **SparkFun Inventor's Kit v4.1**
<https://elektor.fr/19618>
- > **SparkFun GPS-RTK-SMA Breakout - ZED-F9P (Qwiic)**
<https://elektor.fr/19650>
- > **Carte de développement Alchitry Au FPGA (Xilinx Artix 7)**
<https://elektor.fr/19641>
- > **Enregistreur de données IoT (9DoF) de SparkFun**
<https://elektor.fr/20487>

LIENS

- [1] SparkFun Inventor's Kit: <https://sparkfun.com/products/15267>
- [2] Benjamin Lertwachara (jebeandiah), "SparkFun Inventor Balancing Robot (No Gyroscope)," Instructables, April 19, 2023: <https://bit.ly/3MfxHe4>
- [3] SparkFun GPS-RTK Board - NEO-M8P-2 (Qwiic): <https://sparkfun.com/products/15005>
- [4] SparkFun RTK Facet L-Band: <https://sparkfun.com/products/20000>
- [5] SparkFun, "Caving with RTK": https://sparkfun.com/caving_with_rtk
- [6] Alchitry AU FPGA Development Board: <https://sparkfun.com/products/16497>
- [7] Alchitry, "The ClockClock Project": <https://learn.sparkfun.com/tutorials/the-clockclock-project/all>
- [8] SparkFun Redboard Turbo: <https://sparkfun.com/products/14812>
- [9] N. Seidle, "The 970-HA-JOKES Payphone Project": <https://learn.sparkfun.com/tutorials/the-970-ha-jokes-payphone-project>

27 thermomètre LC-LP-HA

mesures précises et affichage binaire

Walter Ribbert (Italie)

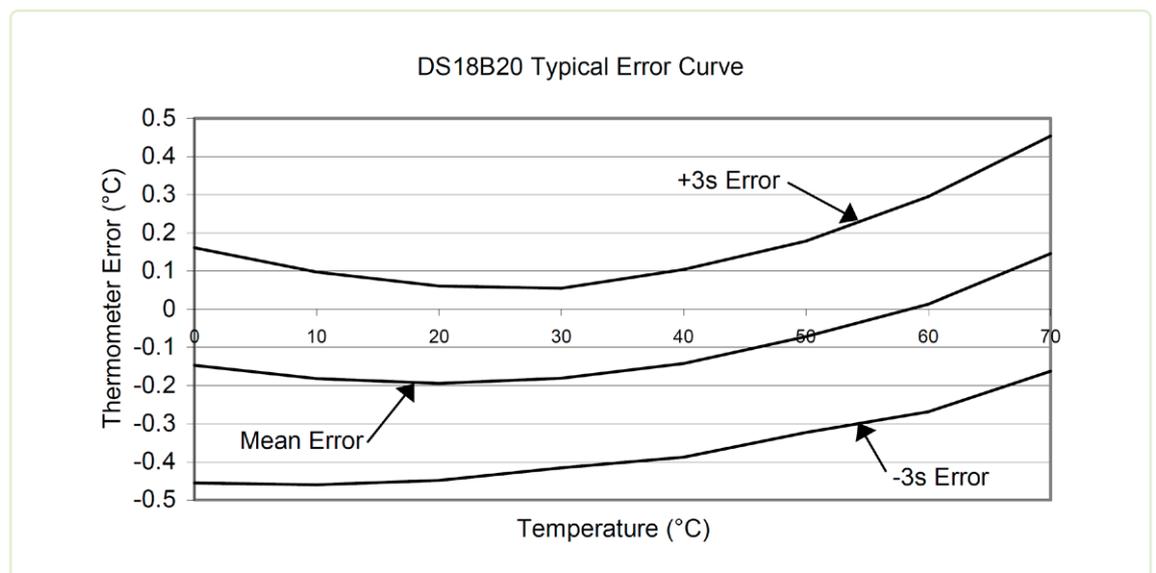
Grâce aux relevés précis d'un capteur DS18B20 1-Wire, ce projet ne se limite pas à indiquer la température exacte de la pièce, mais vous apprend également à lire en binaire grâce à son affichage codé en binaire.

L'acronyme *LC-LP-HA* signifie : **Low Cost**, **Low Power**, **High Accuracy** (faible coût, faible consommation d'énergie, haute précision) : un défi de taille ! La récente crise de l'énergie nous a incités à surveiller davantage la température de nos maisons. Pour ce faire, nous devons mesurer ce paramètre avec une précision suffisante, mais le coût d'un bon thermomètre certifié n'est pas négligeable. J'ai

personnellement essayé d'effectuer des mesures avec pas moins de cinq thermomètres commerciaux différents - électroniques, à mercure et à alcool. J'ai obtenu cinq valeurs qui différaient les unes des autres de pas moins de deux degrés. J'ai trouvé une solution en examinant la fiche technique du fameux DS18B20 [1], actuellement fabriqué par Analog Devices (anciennement par Maxim et encore plus tôt par Dallas Semiconductor). Ce dispositif a une précision de $\pm 0,5^\circ\text{C}$ (voir le graphique de la **figure 1**) dans la plage de mesure de -10°C à $+85^\circ\text{C}$, ce qui est excellent.

Il est intéressant de noter qu'il est très difficile de trouver dans le commerce un thermomètre d'une telle précision, cependant, nous avons besoin d'un microcontrôleur pour lire la température mesurée par le capteur. Bien qu'il ne soit pas si facile, le processus de lecture et d'affichage

Figure 1. Courbe caractéristique du DS18B20. (Source : Analog Devices [1]).



possible que le capteur soit installé à distance et/ou connecté uniquement au moment de la mesure.

Après la lecture de la température, la tension de la batterie est vérifiée. Le circuit fonctionne avec une tension de 3 V à 5 V et le circuit imprimé est conçu pour intégrer sur la face de dessous, un support de batterie pour 3 cellules AAA de 1,5 V (alimentation 4,5 V) qui peut être collé avec un ruban adhésif double-face. Le seuil de contrôle de la batterie est fixé à environ 3,4 V. Pendant l'affichage de la température, les comparateurs internes du PIC lisent la tension de la LED (environ 1,9 V) via les broches AN0...AN1 et la comparent à la tension de la batterie en utilisant le diviseur résistif interne normalement utilisé pour générer la tension de référence V_{ref} à partir de l'alimentation VDD. Si la tension de la batterie est faible, LED D8 clignote.

Consommation électrique

Comme le signal de référence de l'horloge du PIC provient de son oscillateur interne, nous n'avons pas besoin de quartz. Il n'y a pas non plus d'interrupteur d'alimentation, compte tenu de la très faible consommation du circuit. Pendant la mesure et l'affichage de la température (pendant environ 10 s), la consommation de courant est d'environ 15 mA, alors qu'elle chute à moins de 300 μ A hors tension. Si vous protégez les LED de la lumière ambiante, le courant chute à 30 to 40 μ A, ce qui correspond à peu près à la somme des valeurs données dans les fiches techniques du PIC et du DS18B20 pour le mode en veille. Ceci est probablement dû à l'effet photoélectrique des LED.

La **figure 4** montre le circuit imprimé. Les fichiers (et le logiciel) se trouvent dans le fichier Zip disponible en téléchargement sur la page web de cet article [2]. ◀

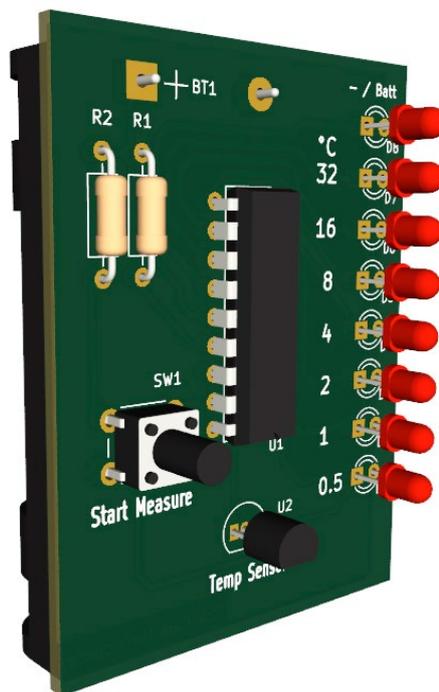
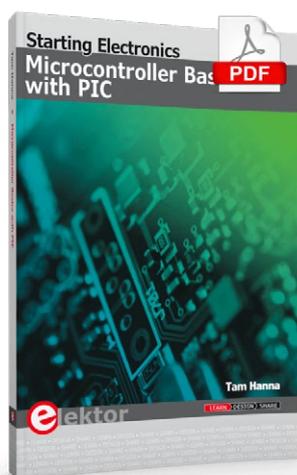


Figure 4. Vue 3D du circuit imprimé.

230350-04

Des questions, des commentaires?

Envoyez un courriel à l'auteur (w.riibbert@electronicae-maker.it) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

> Tam Hanna, *Microcontroller Basics with PIC (E-book)*
<https://elektor.fr/19189>

LIENS

[1] Fiche technique du DS18B20 : <https://analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/DS18B20.pdf>

28 générateur de distorsion harmonique

générer volontairement de la distorsion

Alfred Rosenkränzer (Allemagne)

Le taux de distorsion harmonique (abrégé THD, *Total Harmonic Distortion* en anglais) est un indicateur de la qualité du traitement du signal dans un appareil.

Pour changer, ce circuit ne vise pas à éviter la distorsion, mais à générer intentionnellement de la distorsion. Il peut être utile pour vérifier un équipement en test ou pour des tests d'écoute. Le circuit est entièrement passif et très simple.

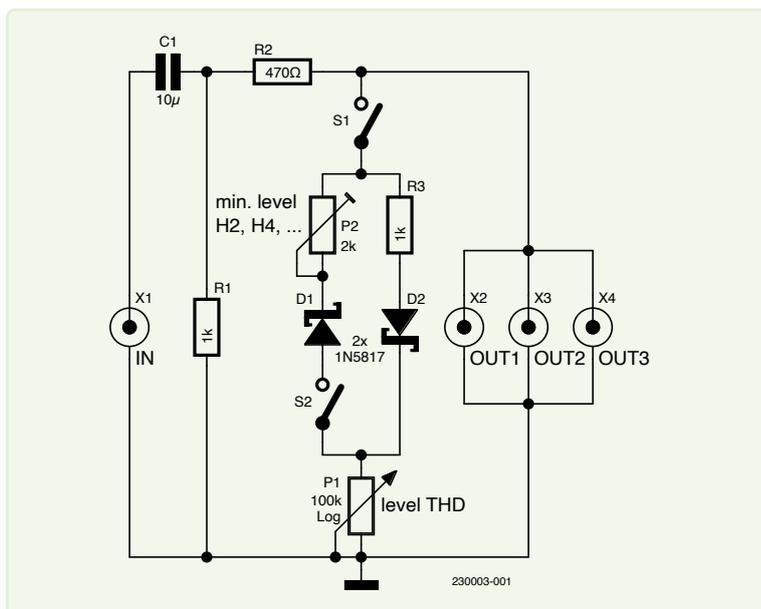


Figure 1. Le circuit du générateur THD est très simple et s'explique de lui-même.

À l'exception des amplificateurs de guitare, lorsque nous développons des amplificateurs audio, habituellement nous essayons de réaliser des circuits comportant le moins de distorsion possible. Le dernier amplificateur de puissance publié dans le magazine Elektor, le Fortissimo-100 [1], est un bon exemple : sa distorsion harmonique totale (THD) n'est que d'environ -100 dBc à pleine charge. En revanche, le circuit décrit ici est destiné à générer une distorsion harmonique réglable. Il peut être utilisé, par exemple, pour vérifier si un équipement de test destiné à mesurer la distorsion fonctionne réellement comme il le devrait. Vous pouvez également l'utiliser pour déterminer le niveau de distorsion relatif, lorsque vous constatez des variations sensibles à l'écoute d'un son.

À cet égard, j'ai constaté que mon test d'écoute personnel était décevant. En fonction de la fréquence, je n'ai entendu la distorsion qu'entre -40 et -50 dB. Soyez donc averti : je ne suis probablement pas le seul à surestimer ma capacité auditive dans ce domaine.

Circuit

Le circuit purement passif illustré à la **figure 1** est facile à comprendre. Le signal d'entrée, qui est généralement une onde sinusoïdale avec une distorsion aussi faible que possible, est appliqué au connecteur X1. Le niveau du signal doit être d'environ $2 V_{pp}$ au minimum. Toute composante du signal en courant continu est éliminée par C1 et R1. Pour C1, il faut utiliser un condensateur à film de bonne qualité.

La résistance R2 fait partie d'un diviseur de tension dont la deuxième partie est constituée de R3, P2, D1, D2 et P1. Elle peut être complètement désactivée par S1. Les deux diodes génèrent des harmoniques du signal d'entrée, dont l'amplitude peut être réglée à l'aide de P1. Si vous utilisez des diodes Schottky, le circuit peut fonctionner avec un niveau de signal d'entrée plus faible que si vous utilisez des diodes au silicium ordinaires.

Le signal est limité symétriquement lorsque S2 est fermé. Ce qui conduit principalement à la génération d'harmoniques impaires (harmoniques étant des multiples impairs de la fréquence d'entrée, tels que les harmoniques 3 et 5). P2 peut être réglé pour compenser les différences entre les deux diodes afin de minimiser les amplitudes des harmoniques paires (deuxième harmonique, quatrième harmonique, etc.). Bien entendu, cela ne fonctionne correctement que si le niveau de distorsion est suffisamment élevé ou si P1 correspond à une résistance très faible. Lorsque S2 est ouvert, le circuit génère à la fois des harmoniques paires et impaires.

Utilisation

Le signal de sortie est disponible sur les trois connecteurs de sortie montés en parallèle, X2, X3 et X4. Il est utile d'avoir trois sorties car cela permet, par exemple, de connecter un analyseur de spectre en même temps qu'un amplificateur, pour y mesurer la distorsion déjà présente aux entrées de l'amplificateur. La procédure pour un test d'écoute est la suivante : connectez un analyseur de spectre audio à l'une des sorties, afin de mesurer le niveau de distorsion, et utilisez les deux autres sorties pour alimenter un amplifica-

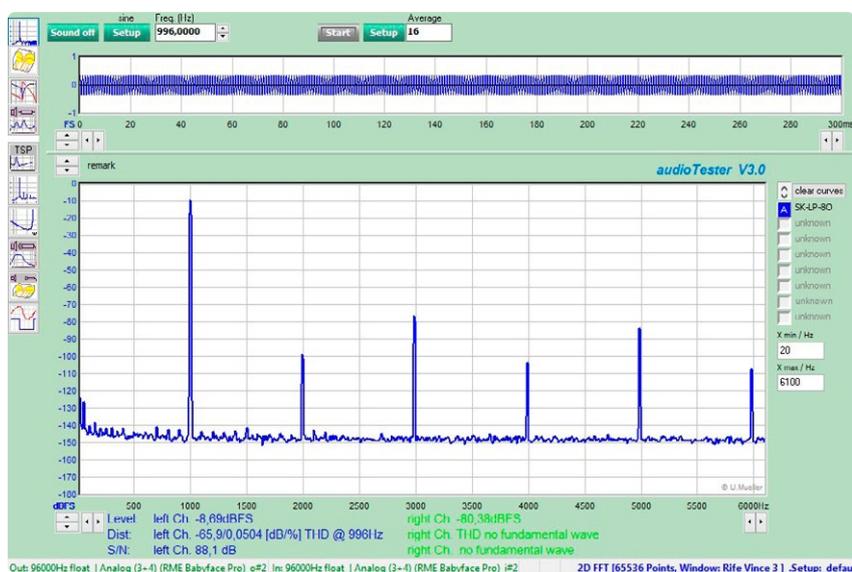


Figure 2. Le spectre avec S2 fermé correspond à celui d'un signal sinusoïdal limité. Les harmoniques paires peuvent être réglées à un niveau minimum avec le potentiomètre P2.

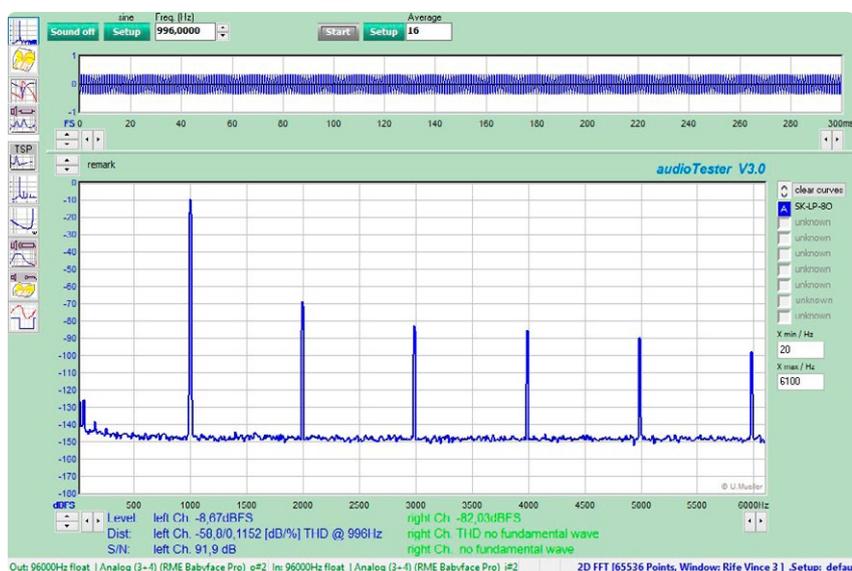


Figure 3. Le spectre avec S2 ouvert montre une série d'harmoniques dont l'amplitude diminue successivement.

un câblage point à point et en le plaçant le tout dans un petit boîtier en plastique. Si vous utilisez des composants avec des pattes, le condensateur et le potentiomètre de réglage, ainsi que les deux diodes et les trois résistances, peuvent simplement être soudés entre les connecteurs et le potentiomètre P1. La **figure 4** montre à quoi ressemble mon prototype terminé. J'ai récupéré le bloc équipé des quatre connecteurs RCA (appelé *Cin*ch en Europe) d'un vieux appareil. ◀

VF : Jean-Philippe Nicolet — 230003-04

À propos de l'auteur

Alfred Rosenkränzer a travaillé pendant de nombreuses années comme ingénieur de développement, d'abord pour des équipements de télévision professionnelle. Depuis la fin des années 1990, il développe des circuits numériques et analogiques à haute vitesse pour les testeurs de circuits intégrés. Le domaine de l'audio fait partie de son hobby.

Des questions, des commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (alfred_rosenkraenzer@gmx.de) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- **OWON SDS1102 oscilloscope 2 voies (100 MHz)**
<https://elektor.fr/18782>
- **Elektor Fortissimo-100 kit d'amplificateur de puissance**
<https://elektor.fr/20273>

teur ou un amplificateur de casque, stéréo ou double mono, auquel sont connectés des haut-parleurs ou respectivement un casque. Les casques ont de meilleures propriétés acoustiques et sont donc généralement préférables lors d'un test d'écoute.

Fermez S1 et réglez P1 sur la distorsion maximale (résistance minimale). Après le réglage de P2, comme décrit précédemment, il doit y avoir une différence nettement audible entre les positions ouverte et fermée de l'interrupteur S1. Maintenant, augmentez progressivement la valeur de P1 jusqu'à ce que la distorsion ne soit plus perceptible. Prenez alors note du niveau de distorsion (THD) sur l'analyseur de spectre.

Vous pouvez répéter ce test d'écoute à différentes fréquences et avec S2 ouvert pour

établir un tableau avec les différentes mesures. Les **figures 2** et **3** montrent les spectres des signaux avec S2 ouvert ou respectivement fermé. Bien entendu, vous pouvez également répéter le test avec un signal musical, mais les résultats ne seront que qualitatifs car il n'est pas raisonnable d'utiliser un analyseur de spectre pour effectuer des mesures avec des signaux non sinusoïdaux.

Le générateur de THD peut également être utilisé à bon escient pour comparer les résultats de mesure de différents analyseurs de spectre.

Construction

Étant donné que le circuit comporte si peu de composants, il peut être réalisé sans avoir recours à un circuit imprimé, en effectuant



Figure 4. Prototype de l'auteur : les entrées et sorties, ainsi que les deux interrupteurs et le potentiomètre de réglage du niveau de distorsion, sont situés sur le dessus.

LIEN

[1] Ton Giesberts, « amplificateur haut de gamme Fortissimo-100 », Elektor 11-12/2022 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-283/61180>



indicateur de surchauffe à thyristor

utilisation non conventionnelle des composants électroniques

Raymond Schouten (Pays-Bas)

Ce circuit indique que la température d'un objet est trop élevée. Le thyristor est fixé à l'objet à surveiller. Si l'objet devient trop chaud, même une fois, le thyristor commute et une LED s'allume jusqu'à ce que le circuit se réinitialise.

Ce circuit utilise un thyristor qui joue le rôle d'un capteur, d'un commutateur et d'une mémoire. Il est intéressant de noter que seuls trois résistances et une LED sont nécessaires. Il est possible d'utiliser ce circuit pour les applications décrites dans la suite, tout en démontrant une utilisation alternative de composants courants.

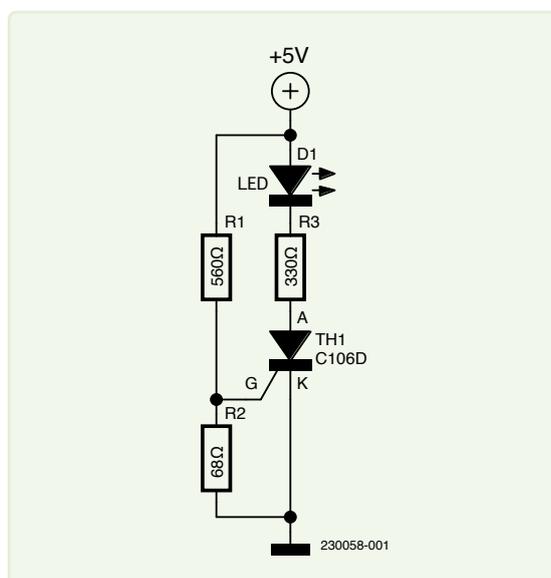


Figure 1. Le circuit simple de cet indicateur de surchauffe basé sur un thyristor n'utilise que trois résistances, une LED et un thyristor.

Le thyristor doit être monté pour assurer un contact thermique direct avec l'objet à surveiller, par exemple en le fixant par son trou de montage sur un dissipateur thermique. Si l'objet dépasse la température fixée, le thyristor commute et allume une LED, qui reste allumée jusqu'à ce que le circuit soit réinitialisé. Ainsi, il est encore possible de déterminer ultérieurement que la température de l'objet est devenue trop élevée au moins une fois. Il est possible de réinitialiser l'appareil en interrompant brièvement la tension d'alimentation ou en appuyant sur un bouton-poussoir normalement fermé, connecté en série avec la LED.

Concept

La grille d'un thyristor a une structure semblable à celle d'une diode (jonction p-n entre la grille et la cathode). La chute de tension dans une diode diminue lorsque la température augmente. Par conséquent, la tension de seuil d'un thyristor, qui déclenche la commutation, diminue lorsque la température augmente. Si l'on applique maintenant une tension fixe et constante à la grille à un niveau auquel le thyristor ne commute pas à température ambiante, il ne commutera qu'à une température correspondante plus élevée.

Il est possible de régler la température à détecter de l'indicateur de surchauffe par les valeurs des deux résistances de grille et/ou la tension fournie à ce diviseur de tension. Bien entendu, ce circuit simple manque de précision. Vous pouvez facilement vous tromper avec une marge de 10° C, mais, dans de nombreux cas, cela suffit pour qu'il fonctionne comme un indicateur de surcharge thermique pour un amplificateur de puissance par exemple, etc.

Si vous utilisez le thyristor pour commuter un relais avec un contact ouvert, l'appareil peut agir comme un circuit de protection qui coupe une charge trop importante. Avec les valeurs données dans la **figure 1**, la LED s'allume à environ 50° C.

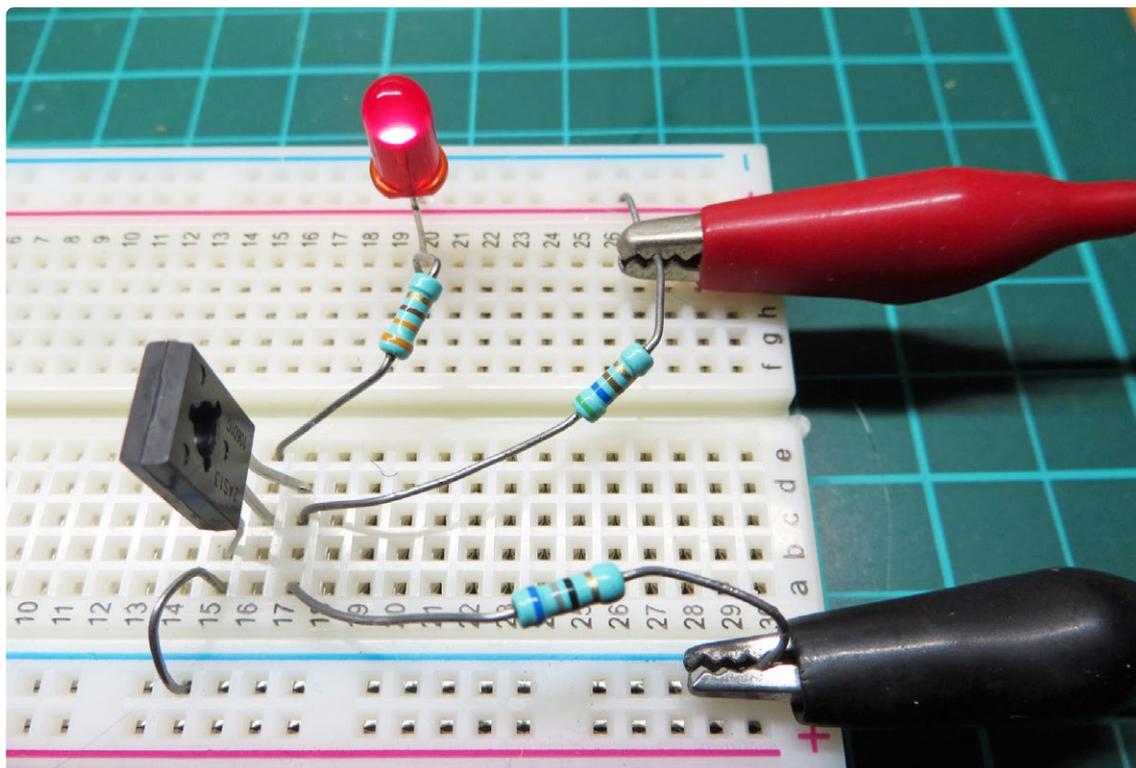


Figure 2. Montage expérimental sur une plaque d'essai.

Ce circuit sur YouTube:
<https://youtu.be/aBBPa8tSNo>



Détails

Le C106D utilisé est un thyristor standard de 400 V, 4 A, disponible partout pour moins de 1 €. Avec les valeurs de résistance de la **figure 1** et une alimentation de 5 V, la tension appliquée à la grille était de 545 mV. À température ambiante, le thyristor ne conduit donc pas. Au moment où la LED s'allume, la tension de grille passe à 650 mV à cause du comportement de verrouillage.

Si vous n'avez pas de thyristor dans votre tiroir, vous pouvez utiliser un TRIAC à la place. Il suffit de vérifier avec un multimètre si la broche M1 ou M2 forme une diode avec la grille. J'ai essayé un TIC206 et le circuit a bien fonctionné. Il existe un chemin de diode entre M1 et la grille. J'ai aussi dû changer la valeur de la résistance R1 de 560 Ω en 470 Ω.

La **figure 2** montre le montage expérimental sur une plaque d'essai. J'ai posté une vidéo sur YouTube montrant le comportement de ce circuit. ◀

À propos de l'auteur

Outre le développement professionnel des instruments électroniques à faible bruit, Ray Schouten travaille sur des projets de loisir. Il conçoit de petits synthétiseurs musicaux et d'autres circuits compacts. La plupart de ses projets visent à obtenir des résultats optimaux avec le matériel le plus simple.

Des questions, des commentaires?

Envoyez un courriel à l'auteur (rs.elc.projects@gmail.com) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

► **PeakTech 5615** Caméra d'imagerie thermique (160x120) avec USB et logiciel
<https://elektor.fr/19321>



230058-04

30 une bascule CTP

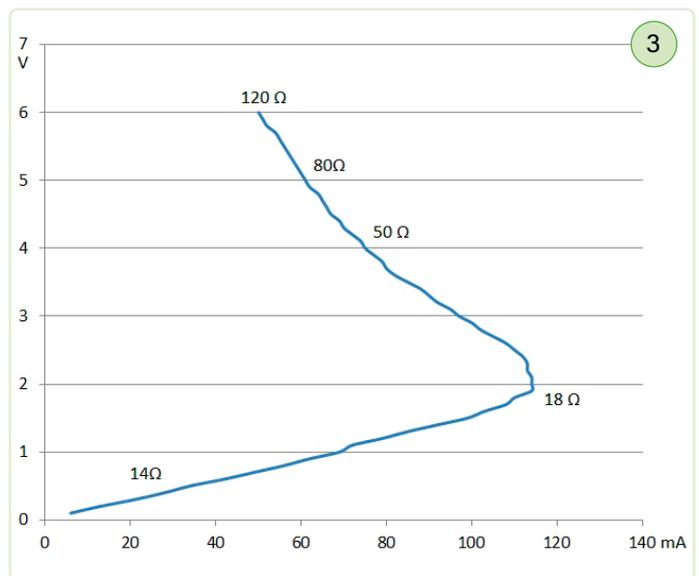
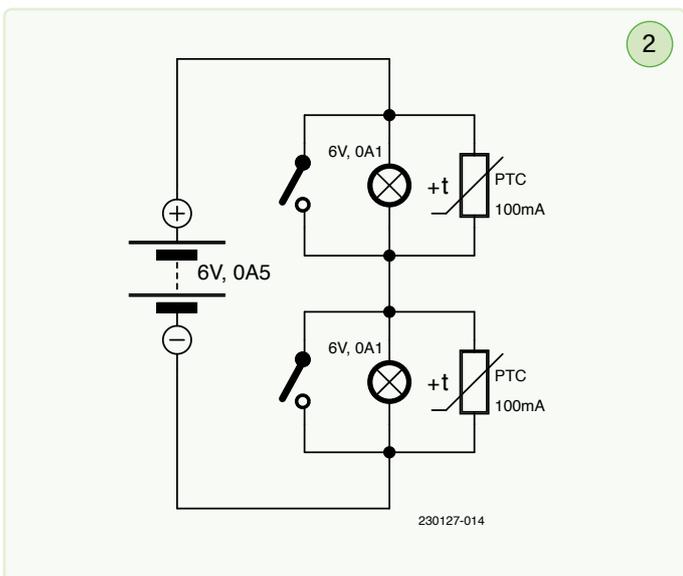
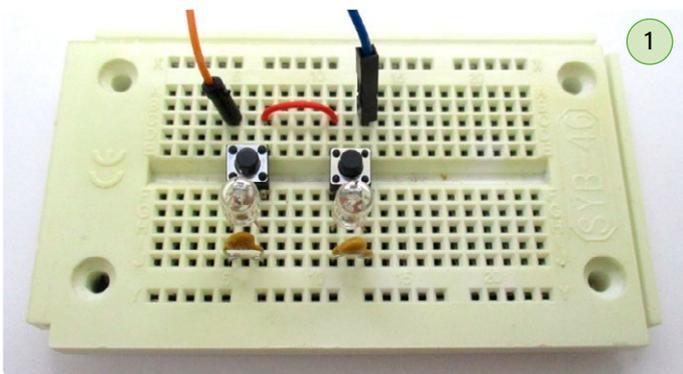
Burkhard Kainka (Allemagne)

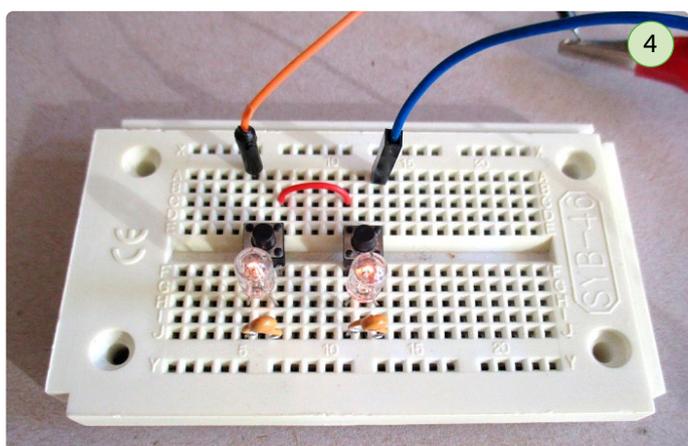
Vous êtes intéressé par les fusibles CTP ? Nous présentons ici un circuit comportant deux fusibles CTP, prévus pour une intensité de 100 mA.

Que se passe-t-il lorsqu'on connecte deux fusibles en série sur une source de tension ? Est-ce que les deux sautent ! Ou uniquement un seul des deux ; on ne le sait pas. L'un des deux fusibles pourrait s'échauffer un peu plus vite que l'autre et ainsi le protéger, car sa résistance augmente et absorbe ainsi plus d'énergie. C'est ce qui se passe avec les fusibles CTP à réarmement automatique. Ils ont un Coefficient de Température Positif (CTP, PPTC en anglais = *polymeric positive temperature coefficient device*, aussi appelé *polyfuse* ou *polyswitch*). Leur résistance augmente lorsqu'ils s'échauffent.

Le circuit proposé ici est composé de deux fusibles CTP, prévus pour 100 mA. On y trouve également deux ampoules de 6 V / 100 mA et deux interrupteurs à bouton-poussoir (**figures 1 et 2**).

Pour mieux comprendre la réaction de ces fusibles, la courbe caractéristique de ceux-ci est présentée à la **figure 3**. On constate que le fusible a une résistance à froid de 14Ω , laquelle s'élève alors à 18Ω sous une tension de 2 V et environ 110 mA, ceci en raison de son échauffement. Si la tension augmente encore, la résistance augmente elle aussi, de telle sorte que le courant diminue à nouveau considérablement. Le fusible s'échauffe et atteint environ 60°C .

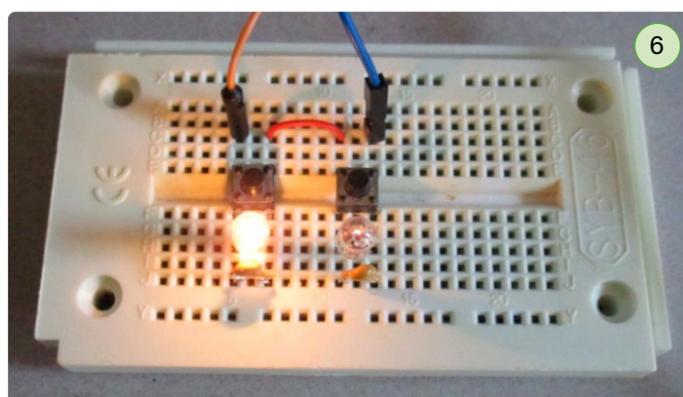
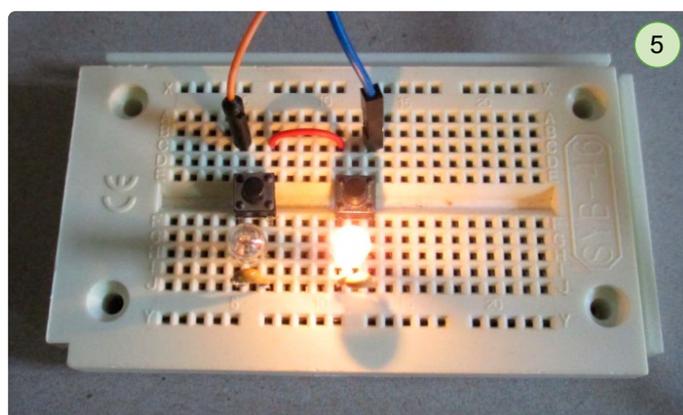




Si l'on branche le circuit sur une alimentation de 6 V / 0,5 A, les deux lampes ne s'allument d'abord qu'à moitié (**figure 4**). Puis, très lentement, l'une des deux brille de plus en plus et l'autre s'éteint. Au bout d'une minute, une seule lampe reste allumée (image 5). Le courant se stabilise à 150 mA. 100 mA passent par la lampe et 50 mA au travers du fusible CTP placé en parallèle, et il reste bien chaud.

On appuie maintenant sur le bouton-poussoir situé en parallèle avec la lampe allumée. Elle s'éteint en raison du court-circuit, et l'autre s'allume (**figure 6**). Il faut tout de même actionner le bouton pendant quelques secondes, pour permettre au premier fusible de se refroidir et à l'autre de s'échauffer suffisamment. Si l'on n'appuie que brièvement, le circuit retourne à son état précédent. Le circuit correspond donc à une bascule RS (ou flip-flop "Reset/Set") avec un retard de commutation.

En observant attentivement la courbe caractéristique, on peut douter que cela puisse fonctionner. Le fusible CTP ne devrait laisser passer que 110 mA au maximum. Toutefois ce sont pourtant 150 mA qui le traversent. Ce fonctionnement est dû au comportement CTP des



lampes à incandescence. À 6 V et 100 mA, elles ont une résistance de travail de 60 Ω . Mais la résistance à froid d'une lampe à incandescence est dix fois inférieure, soit 6 Ω dans notre cas. L'ampoule ainsi que le fusible CTP à peine froids se partagent le courant, et ensemble, ils parviennent à rester cool. ◀

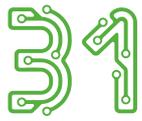
VF : Jean-Philippe Nicolet — 230127-04

elektor e-zine
Your dose of electronics

Chaque semaine passée sans s'abonner à la lettre d'information d'Elektor est une semaine de plusieurs articles et projets électroniques que vous ratez ! Pourquoi attendre plus longtemps ? Abonnez-vous à www.elektor.fr/ezine et recevez un **bon d'achat** sur l'e-choppe Elektor !



elektor
design > share > earn



un drôle d'oiseau

un classique d'Elektor qui émet des gazouillis

Kurt Diedrich (projet d'origine) et
Ton Giesberts (circuit imprimé et adaptations)

Nous sommes nombreux à élever, nourrir et admirer des oiseaux de toutes sortes, cependant, la plupart d'entre eux n'ont pas encore appris à communiquer avec les humains. Cet oiseau entièrement électronique fait un pas dans la bonne direction : lorsque vous sifflez, il vous répond par un gazouillis !

À l'instar de la " machine à sous à levier " publiée dans ce numéro, "un drôle d'oiseau" ou " *Funny Bird* " a paru dans le numéro " circuits de vacances 1984 " publiée à l'époque glorieuse des circuits intégrés logiques CMOS de la série 4000, et plus particulièrement les CI 4093 ! Ces deux petits projets ont été modernisés sur le plan technique sans trop compromettre l'utilisation des composants et l'aspect et la sensation qu'ils offraient à l'origine. Près de 40 ans plus tard, ces deux projets sont devenus des classiques d'Elektor !

Siffle et alerte

Pour que ce drôle d'oiseau vous réponde par un gazouillis, installez le circuit imprimé sur le support en bois et mettez le circuit sous tension. Sifflez à proximité du microphone et émerveillez-vous du son d'oiseau renvoyé par le petit haut-parleur. Si nécessaire, réglez les trimpots sur la carte pour une expérience optimale. " Il n'y a pas de DSP ou d'IA à l'intérieur ! vous vous en rendez compte ?"

Fonctionnement du circuit

La **figure 1** illustre le schéma de circuit, dessiné dans le style magnifique d'Elektor. Le circuit est constitué de deux parties. La première est en fait constituée par les amplis-op IC1A...IC1D et les composants associés. Lorsque le microphone à électret reçoit un sifflet, celui-ci est amplifié dans IC1A, dont le gain peut être réglé entre 20 et 500 avec le trimpot P1. Pour que l'oiseau électronique réagisse réellement à votre sifflement, le signal d'entrée est filtré dans IC1B. Il est ensuite redressé par D1

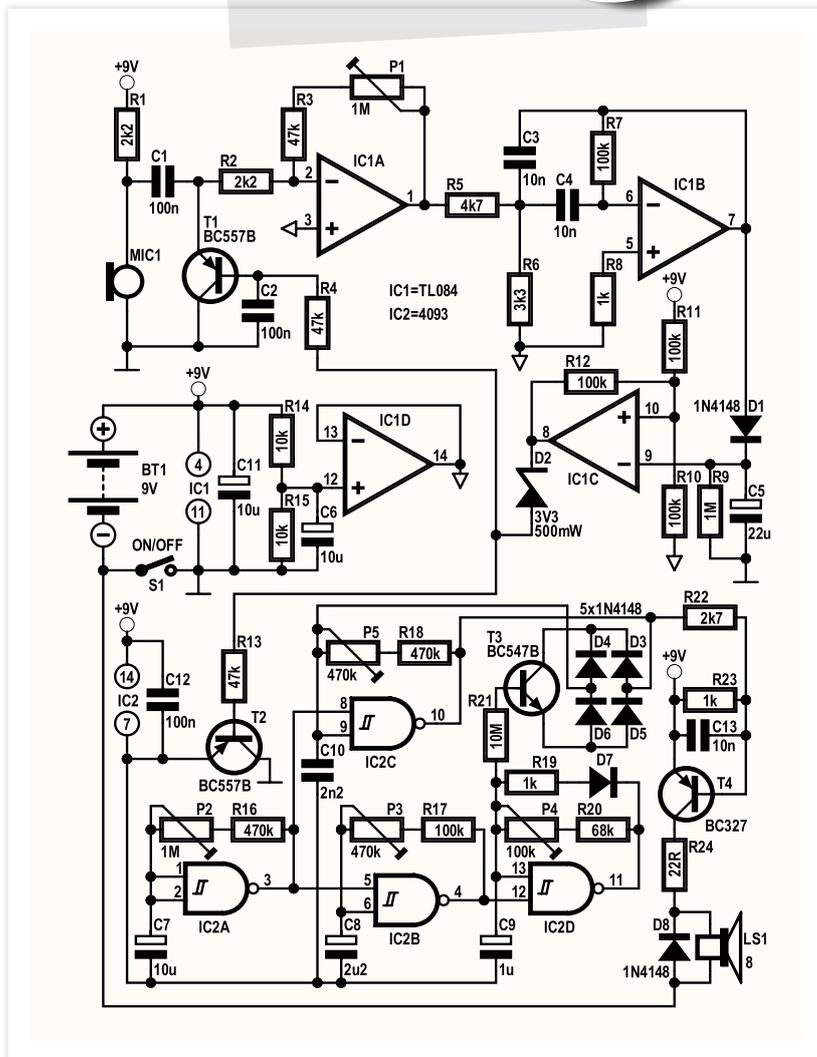


Figure 1. Cet "oiseau" gazouillant ne ressemble en rien à un oiseau à plumes. Il s'agit d'un ensemble d'oscillateurs contrôlés dans une configuration VCO, activés par un sifflement dans un micro à électret.



Liste des composants

Résistances

R1,R2 = 2,2 k Ω , 5%, 250 mW
 R3,R4,R13 = 47 k Ω , 5%, 250 mW
 R5 = 4,7 k Ω , 5%, 250 mW
 R6 = 3,3 k Ω , 5%, 250 mW
 R7,R10,R11,R12,R17 = 100 k Ω , 5%, 250 mW
 R8,R19,R23 = 1 k Ω , 5%, 250 mW
 R9 = 1 M Ω , 5%, 250 mW
 R14,R15 = 10 k Ω , 5%, 250 mW
 R16,R18 = 470 k Ω , 5%, 250 mW
 R20 = 68 k Ω , 5%, 250 mW
 R21 = 10 M Ω , 5%, 250 mW
 R22 = 2,7 k Ω , 5%, 250 mW
 R24 = 22 Ω , 5%, 250 mW
 P1,P2 = 1 M Ω , 100 mW, trimpot, réglage supérieur (Piher PT6 series)
 P3,P5 = 470 k Ω , 100 mW, trimpot, réglage supérieur (Piher PT6 series)
 P4 = 100 k Ω , 100 mW, trimpot, réglage supérieur (Piher PT6 series)

Condensateurs (espacement des conducteurs 5 mm)

C1,C2,C12 = 100 nF, 10%, 50 V, céramique X7R
 C3,C4 = 10 nF, 10%, 100 V, PET
 C5 = 22 μ F, 20%, 16 V, diam. 5mm
 C6,C7,C11 = 10 μ F, 20%, 16 V, diam. 5mm
 C8 = 2.2 μ F, 20%, 100 V, diam. 5 mm
 C9 = 1 μ F, 20%, 50V, diam. 5 mm
 C10 = 2.2 nF, 10%, 400 V, PET
 C13 = 10 nF, 10%, 50 V, céramique X7R

Semi-conducteurs

D1,D3,D4,D5,D6,D7,D8 = 1N4148, DO-35
 D2 = diode Zener 3,3 V, 500 mW, DO-35
 T1,T2 = BC557B, TO-92
 T3 = BC547B, TO-92
 T4 = BC327-40, TO-92
 IC1 = TL084CN, DIP-14
 IC2 = 4093, DIP-14

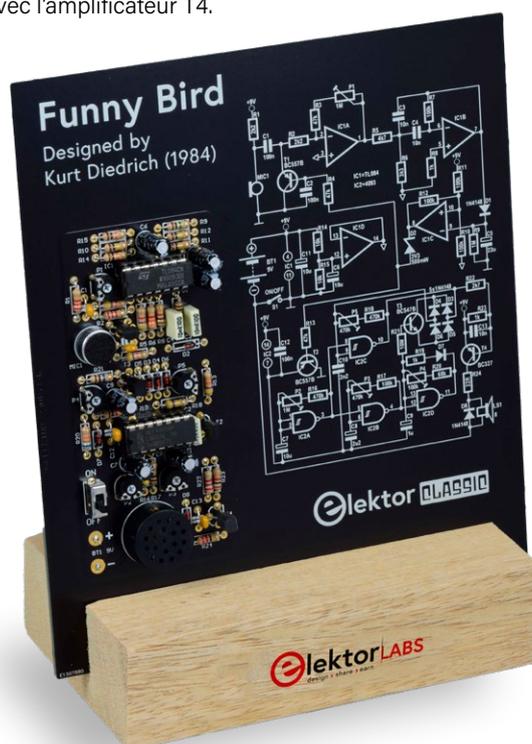
Divers

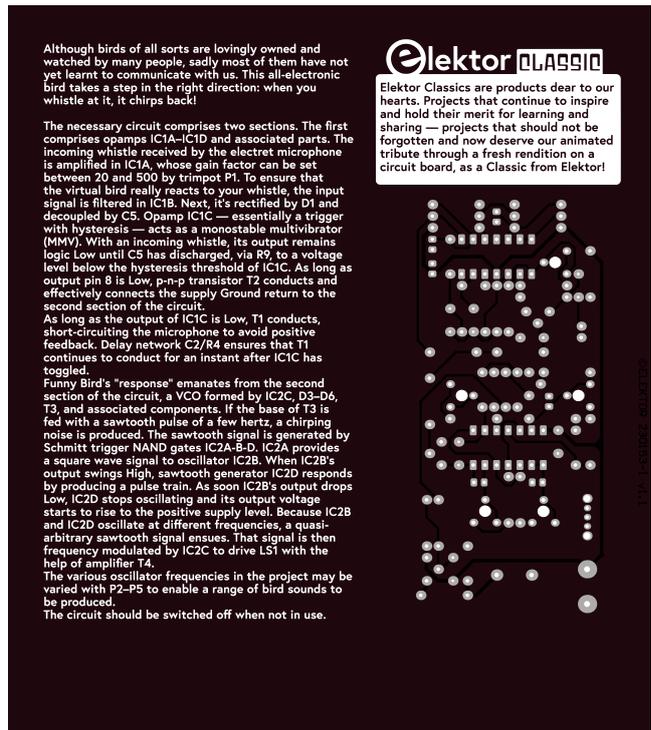
BT1 = clip de pile pour 6LR61/PP3
 LS1 = KSSG1708 mini haut-parleur, 8 Ω , 0,5 W max., diam. 17 mm
 S1 = Interrupteur, glissière, SPDT, 0,1 A/12 V (C&K OS102011MS2QN1)
 MIC1 = microphone à électret, 10 V/0,5 mA, MCKPCM-97H45P-40DB-4808
 PCB 230153-1 v1.1

et découplé par C5. L'ampli op IC1C – un déclencheur à hystérésis – fonctionne comme un multivibrateur monostable. Avec un sifflet entrant, sa sortie reste au niveau logique bas jusqu'à ce que C5 se soit déchargé, à travers R8, à un niveau de tension inférieur au seuil d'hystérésis de IC1C. Tant que la broche de sortie 8 est au niveau bas, le transistor p-n-p T2 étant conducteur, établit une liaison entre la ligne de masse de l'alimentation et la ligne de masse de la deuxième partie du circuit.

Comme l'ampli-op IC1 nécessite une tension d'alimentation symétrique, IC1D est connecté comme un inverseur d'impédance pour générer la moitié du niveau d'alimentation, qui est appliqué aux autres amplis-op. Tant que la sortie de IC1C est à l'état bas, T1 conduit, court-circuitant le microphone afin d'éviter toute rétroaction positive. Le réseau C2/R4 assure que T1 continue à conduire pendant un instant après que IC1C a basculé.

La "réponse" du Funny Bird est émise par la deuxième moitié du circuit, un VCO formé par IC2C, D3...D6, T3, et les composants associés. Si la base de T3 est alimentée par un signal en dents de scie de quelques hertz, un gazouillis est émis. Le signal en dents de scie est généré par les portes NON-ET (IC2A-B-D). IC2A transmet un signal carré à l'oscillateur IC2B. Lorsque la sortie d'IC2B passe à l'état haut, le générateur du signal de dents de scie IC2D réagit en produisant un train d'impulsions. Dès que la sortie de IC2B passe au niveau bas, IC2D cesse d'osciller et sa tension de sortie commence à augmenter jusqu'au niveau d'alimentation positif. Comme IC2B et IC2D oscillent à des fréquences différentes, il en résulte un signal en dents de scie quasi-arbitraire. Ce signal est ensuite modulé en fréquence par IC2C pour piloter LS1 avec l'amplificateur T4.





▲
Figure 2. Circuit imprimé du projet "un drôle d'oiseau". La carte constitue un objet décoratif pour les technos.

On peut agir sur les différentes fréquences de l'oscillateur de ce projet avec P2...P5 pour obtenir toute une gamme de gazouillis d'oiseaux. En commençant avec tous les potentiomètres en position moyenne, vous découvrirez bientôt que trouver votre son d'oiseau préféré est possible après quelques tests et erreurs, grâce au CI 4093. En mode veille, la consommation de courant de la pile de 9 V est d'environ 10 mA, dépendant principalement de la marque du TL084. Il est conseillé d'éteindre le circuit lorsqu'il n'est pas utilisé.

Assemblage

En fait, tout ce qu'il faut savoir sur l'assemblage de ces kits *Elektor Classics* se trouve dans l'article "machine à sous à levier". Bien que le circuit imprimé du *Funny Bird* soit plus grand que les deux autres projets *Classics* publiés jusqu'à présent (machine à sous à levier et Sirène de style américain [1]), tout se passe sans problème, puisque tout est contenu dans un kit que vous pouvez acheter sur l'e-choppe Elektor. Ne vous inquiétez pas, vous ne soudez que des traversants, pas de CMS qui disparaissent au moindre souffle d'air. La **figure 2** montre la disposition artistique du circuit imprimé. ◀

230153-04

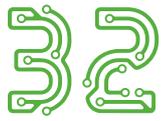
Projets Classics

Les produits Elektor Classics nous tiennent particulièrement à cœur. Ces projets restent une source d'inspiration et méritent d'être (re)découverts et partagés. Ils ne devraient pas être oubliés et méritent aujourd'hui un hommage fervent en réinterprétant ces classiques d'Elektor sur circuit imprimé !

 **Produit**
 ▶ **Funny Bird Kit**
<https://elektor.fr/20523>



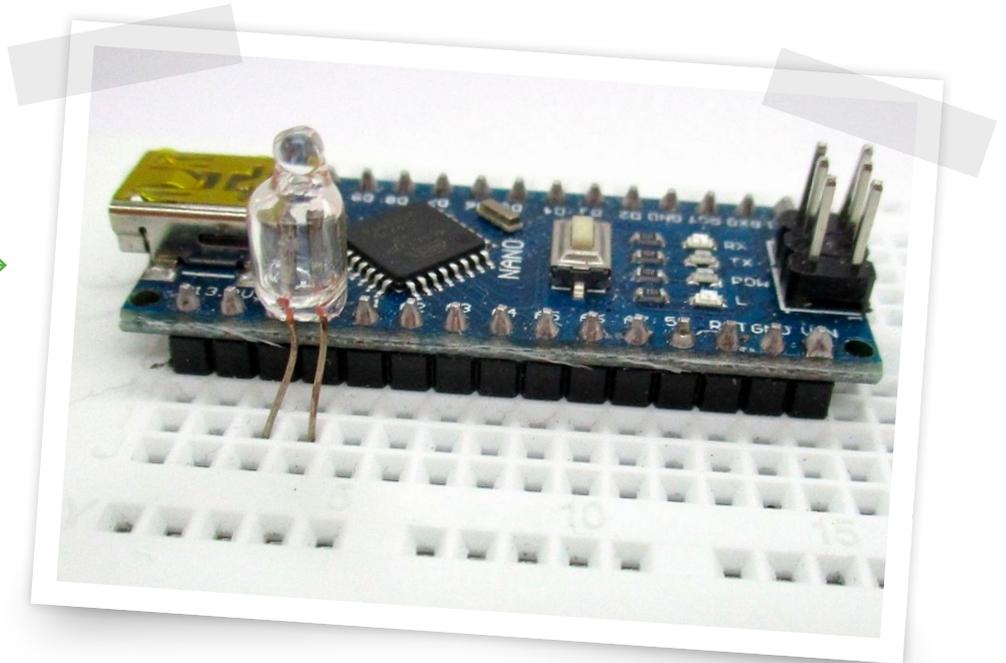
LIEN
 [1] L. Libertin et C. Valens, « Sirène de style américain », circuits de vacances 2022 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-264/60903>



lampe au néon avec microcontrôleur

Burkhard Kainka (ALLEMAGNE)

Découvrons comment on peut utiliser une lampe au néon comme cellule photoélectrique.



Pourquoi associer une carte Arduino à une lampe au néon, qui nécessite en fait une tension beaucoup plus élevée ? Dans ce circuit, elle est connectée entre AREF et A0 et agit comme une cellule photoélectrique. Si le convertisseur A/N fonctionne assez lentement, l'entrée ouverte a une impédance très élevée et, après un certain temps, se stabilise à environ 1 V. Le convertisseur A/N de l'Arduino est si sensible qu'il peut facilement détecter le très faible courant photoélectrique de la lampe au néon. Lorsque la lampe brille, la tension augmente significativement.

```
//Analog input A0, filtered
int u;

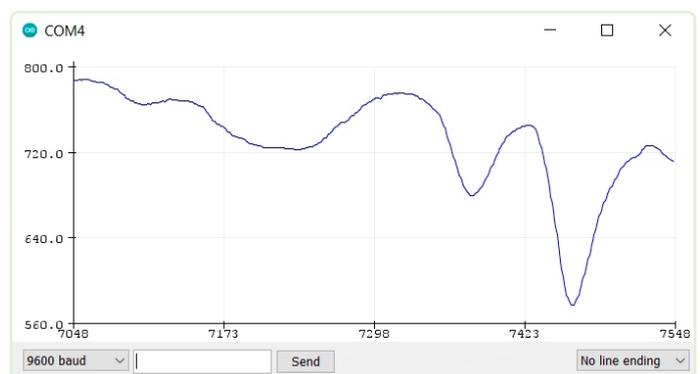
void setup() {
  Serial.begin(9600);
}

void loop() {
  u = (u * 9 + analogRead(A0)) / 10; // IIR filter
  Serial.println(u);
  delay(505); // Must be different
             // from 20 ms and multiples
}
```

Le programme utilise un filtre passe-bas et une fréquence d'échantillonnage qui doit être assez différente de la fréquence de lignes (en Europe, 50 Hz) et de ses fractions entières. Cela permet de supprimer les interférences des signaux de fréquence de lignes.

La courbe obtenue présente des variations de luminosité : à gauche, à cause d'un nuage qui passe, et à droite, à cause d'une ombre. ◀

230130-04





source de courant stable en température

éliminer la dérive de température des CI sources de courant

Thomas Scherer (Allemagne)

Les circuits intégrés à trois broches, sources de courant, sont un moyen éprouvé de simplifier de nombreux circuits analogiques et occupent un espace très réduit sur la carte. Malheureusement, ces circuits intégrés présentent une importante dérive en température. Mais en ajoutant une diode et une résistance supplémentaires, il est possible de les rendre plus stables en température.

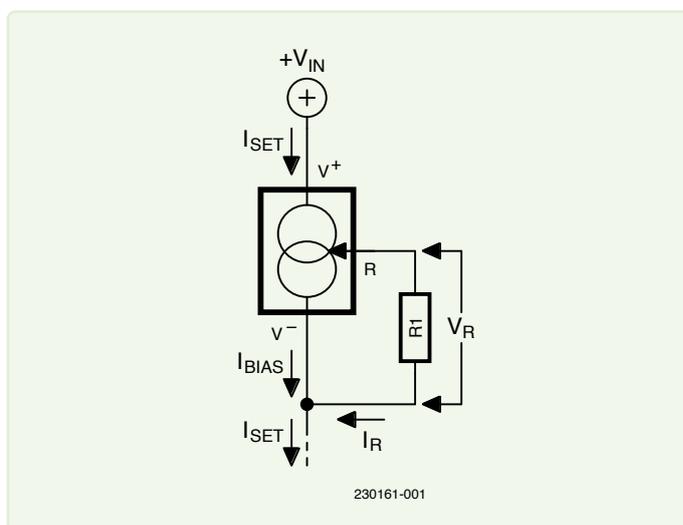


Figure 1. Circuit intégré de la source de courant LM334.

Presque tous les électroniciens connaissent ces circuits intégrés à trois broches qui permettent de réguler leur sortie en courant à la valeur souhaitée à l'aide d'une résistance externe. Un exemple d'application : avec seulement deux composants, on peut facilement régler le courant de l'émetteur commun d'un amplificateur à transistors différentiel. Malheureusement, ces circuits intégrés ont un coefficient de température non négligeable pour certaines applications. Mais avec seulement deux composants supplémentaires, on peut rendre une telle source de courant plus stable en température.

LM334

Les sources de courant de la série LM124/LM224/LM334 sont non seulement des exemples typiques de cette classe de circuits intégrés, mais elles sont aussi largement utilisées. La plage de sortie en courant de ces circuits intégrés, réglable par une résistance externe, est comprise entre 1 μ A et 10 mA. La version LM334, peu coûteuse, présente la tolérance la plus élevée pour les composants. Dans ce qui suit, on fait référence au LM334 qui est couramment utilisé. Vous pouvez cependant utiliser le LM124 et le LM224.

La **figure 1** montre le câblage. Entre les broches R et V-, il y a une tension V_R d'environ 64 mV à 25°C. Le courant total I_{SET} à travers le circuit intégré se compose de I_R (= le courant à travers R_{SET}) et du plus

faible courant I_{BIAS} . I_R est environ 14 à 18 fois plus élevé qu' I_{BIAS} , c'est pourquoi I_{BIAS} est presque négligeable. Vous pouvez donc toujours utiliser l'équation suivante :

$$I_{SET} = 64 \text{ mV} / R_{SET} \times 1.06$$

Ainsi, pour un courant de 1 mA, par exemple, une résistance de 68 Ω serait bien adaptée pour R_{SET} . La précision caractéristique du courant obtenue est d'environ 3 %.

Tout se passerait bien si la tension, V_R n'était pas caractérisée par sa forte dérive en température de 214 μ V/K, soit 0,33%/°C dans la plage de 25 °C. Dans le boîtier TO-92, la résistance thermique entre le silicium et l'air ambiant est encore de 180 °C/W. Avec un courant de 10 mA et une chute de tension de 10 V, il y aurait une dissipation de puissance de 100 mW et donc une augmentation de température de 18 °C. Il en résulterait alors une augmentation du courant de 6 %. On peut accepter cela dans de nombreux cas où les courants sont faibles (et les pertes de puissance correspondantes sont faibles), mais pas toujours. Il est intéressant de noter que la dérive en température est si importante et si linéaire que vous pouvez même implémenter un capteur de température convenable en utilisant le LM334. Cette application est décrite dans la fiche technique [1].

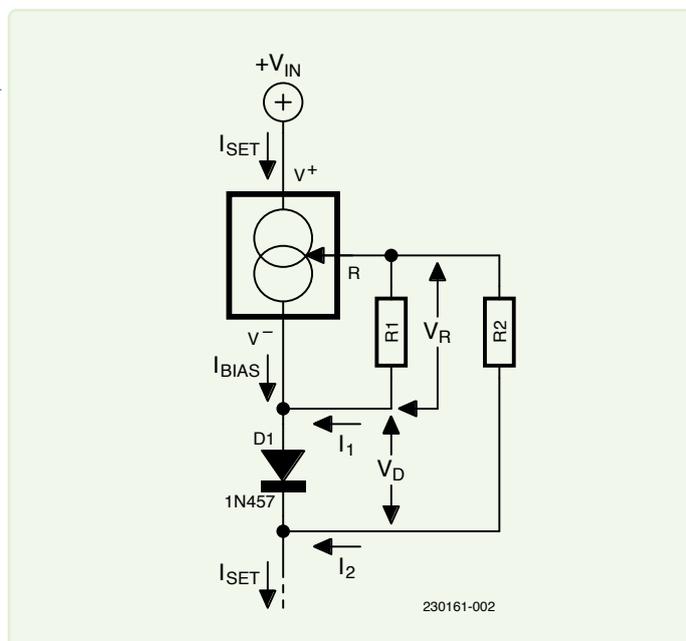


Figure 2. En ajoutant une résistance et une diode, la source de courant devient stable en température.

Compensation de la dérive en température

La fiche technique décrit également comment compenser presque complètement le coefficient de température positif du LM334 en ajoutant une autre résistance et une diode. La **figure 2** montre le circuit correspondant.

Le principe de fonctionnement repose sur le fait que la tension d'une diode au silicium a un coefficient de température négatif, qui peut donc être utilisé pour compenser le coefficient de température positif du LM334. I_{SET} est alors la somme de I_1 , I_2 et I_{BIAS} . Le courant I_2 , avec son coefficient de température négatif, est maintenant ajouté au courant "régulier" I_1 , caractérisé par son coefficient de température positif.

Les caractéristiques des coefficients de température du circuit intégré et de la diode sont en grande partie les mêmes, sauf que la tension aux bornes de la diode est d'environ 630 mV (à 1 mA et 25 °C), soit environ dix fois la chute de tension aux bornes de V_R . Ainsi, I_2 dépend non seulement de la température de la diode, mais aussi du courant qui la traverse. Or, cette relation conduit à ce que le rapport des courants $I_1:I_2$ soit d'environ 1:1. Il en résulte que le rapport des résistances $R1:R2$ est de 1:10, de sorte que les dérives de température s'annulent mutuellement. Vous pouvez consulter la dérivation exacte sur la fiche technique. Pour vos applications, vous pouvez estimer de manière simplifiée et précise le courant compensé en température comme suit :

$$I_{SET} = 136 \text{ mV} / R1$$

où $R2 = 10 \times R1$. Pour un courant compensé en température de 2 mA, il faut une résistance de 68 Ω pour $R1$ et 680 Ω pour $R2$. Au lieu d'une 1N457, on peut aussi utiliser la diode 1N4148 plus courante en Europe. Comme la dérive en température de la diode et celle du circuit intégré LM334 dépendent toutes deux du courant circulant, la chute de tension plus faible au niveau de la diode est également compensée de manière acceptable pour les faibles courants. ◀

230161-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

LIEN

[1] Fiche technique du LM334 de Texas Instruments : <https://ti.com/lit/ds/symlink/lm334.pdf>

Testez vos connaissances Gagnez des cadeaux !



Êtes-vous un vrai passionné d'électronique ?
Testez vos connaissances et participez à notre quiz !
Vous aurez la chance de gagner un kit *Elektor Classic* exclusif et d'autres cadeaux intéressants.

Répondez au quiz avant le 31 août 2023.
Bonne chance et amusez-vous bien !

Comment participer

1. Examinez chaque circuit du passé. Vous les trouverez aux pages **105**, **113** et **123**.
2. Déterminez son année de publication dans Elektor.
3. Envoyez vos réponses pour avoir une chance de gagner.

Visitez elektormagazine.fr/quiz-23
pour participer !



34 correcteur d'aigus d'ordre 2 réglable

correction auditive pour personnes âgées

Ton Giesberts (Elektor Lab)

Avec l'âge, l'acuité auditive se dégrade souvent dans les aigus. Ce circuit tente de compenser cette perte en accentuant la pente de correction à partir d'une fréquence plus élevée que celle, autour d'1 kHz, d'un correcteur Baxandall standard. Cela peut améliorer la perception acoustique et l'intelligibilité de la parole.

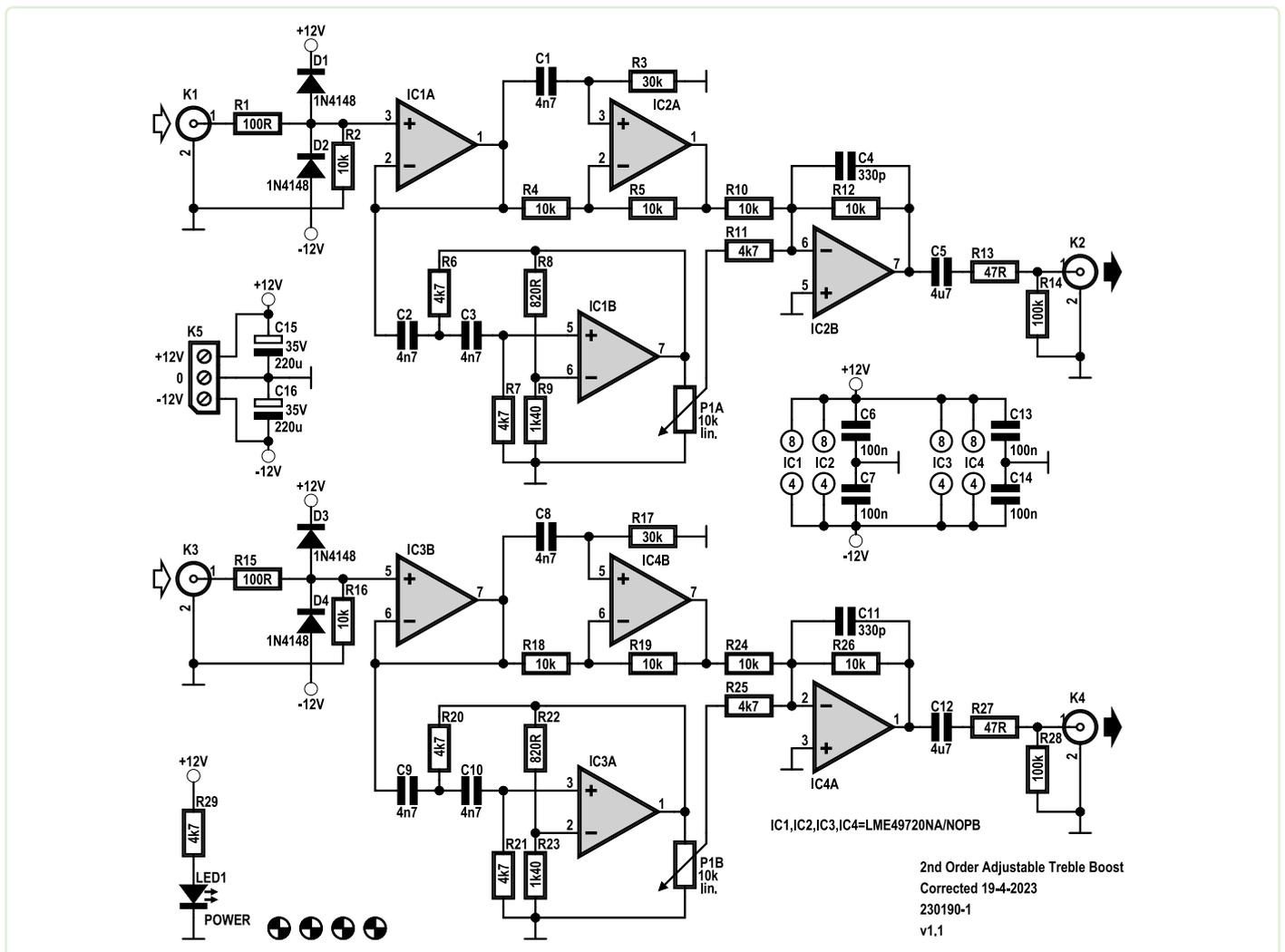


Figure 1. Schéma du correcteur audio.

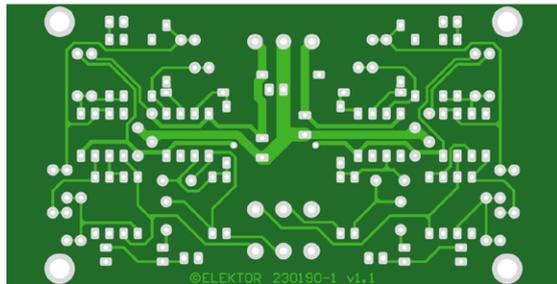
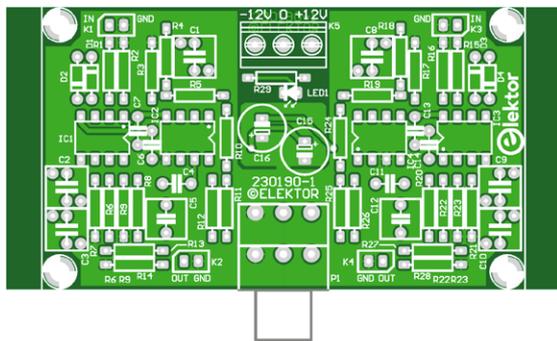


Figure 2. CI vu de dessous et de dessus.

La fréquence à laquelle débute une telle correction dépend de la personne. Avec les valeurs données ici, tourner le potentiomètre de gain dans le sens horaire abaisse le point de fonctionnement (fréquence à laquelle le gain commence à augmenter) de 6 à 3 kHz. Le gain maximal (P1 au max.) est de 4 soit 12 dB à 17 kHz. La bande passante (BP) de l'étage de sortie est limitée à 48 kHz pour ne pas amplifier de fréquences très au-delà de la plage d'audition humaine et limiter la sensibilité du circuit aux interférences à haute fréquence.

Principe

Le principe du circuit (**figure 1**) est simple : additionner la sortie d'un filtre passe-haut d'ordre 2 et le signal d'entrée non filtré. Pour simplifier la description, la 2^e voie autour de IC3 et IC4 est ignorée pour l'instant. Revenons à la voie 1 : la simple addition des deux signaux aurait un effet indésirable sur le résultat souhaité car le filtre entraîne une rotation de phase. Pour le corriger, le signal d'entrée du filtre tamponné par IC1A traverse le filtre passe-tout autour de IC2A avant la sommation avec le signal du filtre passe-haut d'IC2B. Un filtre à amortissement critique d'ordre 2 a un décalage phase/fréquence identique à un filtre passe-tout. Cependant, la pente d'un tel filtre passe-haut n'est pas aussi raide que souhaitée. Si on utilise un filtre de *Butterworth* à la place, la rotation de phase est légèrement différente et donc, le filtre passe-tout ne peut pas corriger totalement ce filtre plus raide. Il en résulte une légère variation de gain en bas du spectre, mais avec moins de +0,2 dB vers 900 Hz et -0,3 dB vers 3 kHz (selon le point de fonctionnement du filtre passe-tout), cet écart peut être négligé. D1, D2 et R1 protègent l'entrée du 1^{er} AOP contre d'éventuelles surtensions et pointes de tension. R2 (10 kΩ) définit principalement l'impédance d'entrée. La sortie du filtre passe-tout est directement connectée à l'AOP sommateur. Le rapport $R10/R12$ définit le gain (unitaire). Le rapport $R11/R12$ définit le gain du filtre passe-haut (facteur 2 = 6 dB). Pour améliorer la modification de la fréquence du point de fonctionnement, le filtre de Butterworth a aussi un petit gain ($\approx 1,6 = 4$ dB). Au gain théorique de $3 - \sqrt{2}$ ($\approx 1,5858$), les résistances et condensateurs déterminant la fréquence sont identiques, donc $C2 = C3$ et $R6 = R7$. Très simple, le circuit est facile à modifier. Il peut être simulé afin de

Liste des composants

Résistances

(0,25 W, 1 %)

R1, R15 = 100 Ω

R2, R4, R5, R10, R12, R16, R18, R19, R24, R26 = 10 k

R6, R7, R11, R20, R21, R25, R29 = 4,7 k

R3, R17 = 30 k

R8, R22 = 820 Ω

R9, R23 = 1,4 k

R13, R27 = 47 Ω

R14, R28 = 100 k

P1 = 10 k, potentiomètre linéaire double, par ex. Piher PC16DH-10IP06-103A2020-TA

Condensateurs

C1 à C3, C8 à C10 = 4,7 n, 1 %, 63 V, radial, polystyrène, 7,5 x 7,5 mm

C4, C11 = 330 p, 1 %, 630 V, axial, polystyrène, 12,9 x 5 mm

C5, C12 = 4μ7, 10 %, 50 V, pas de 5 mm

C6, C7, C13, C14 = 100 n, 10 %, 50 V, X7R, pas de 5 mm

C15, C16 = 220 μ, 20 %, 35 V, électrolytique, pas 3,5 mm, ø 8 mm

Semi-conducteurs

D1 à D4 = 1N4148, DO-35

LED1 = LED, verte, 3 mm

IC1 à IC4 = LME49720NA/NOPB, DIP-8

Divers

K1 à K4 = 2x1 barrette à picots, pas 2,54 mm

4 prises audio RCA, montage sur châssis, connexion à K1..K4

K5 = bornier à vis à 3 br., pas de 5 mm

4 supports DIP-8 pour IC1..IC4

PCB 230190-1 v1.1

déterminer l'effet d'un changement de valeur des composants sur la courbe d'amplification des aigus. En outre, C1, C2 et C3 ont la même valeur, cela facilite la modification du point de fonctionnement. Il va de soi qu'on peut aussi modifier R3, R6 et R7 proportionnellement. C1, C2 et C3 font 4,7 nF, valeur choisie car elle est disponible dans les séries polystyrène à 1 % et que ce diélectrique est apte à garantir une faible tolérance et une faible distorsion. C'est aussi pourquoi C4 est un condensateur polystyrène à 1 (axial, soudé à la verticale). Une faible tolérance de tous les composants du filtre réduit l'écart de phase entre les deux branches du signal et entre les deux voies de stéréo. Tout écart de rotation de phase de ces derniers peut influencer la perception stéréo. Utiliser des condensateurs PET standard (tolérance plus élevée) de 5 mm pour C1 à C3 et céramique de 5 mm pour C4 (diélectrique au moins NP0 / C0G) revient moins cher, mais induit une perte de qualité

Pour obtenir un gain total de 12 dB vers 17 kHz, outre le rapport R12/R11, il faut également considérer le gain du filtre passe-haut et la faible atténuation due à C4 qui limite la BP. Sans C4, le gain max. serait de 3,37 = 10,5 dB aux fréquences les plus élevées : $(1 + R8/R9) \times (R12/R11)$. Pour les fréquences << au point de fonctionnement, le gain total du circuit est de 1 (0 dB). À 17 kHz, le signal du passe-tout (gain de 1) est ajouté au signal de la voie haute (gain de 3,37). L'addition conduit à un gain total de 4,37 soit 12,8 dB avec P1 en position max. L'atténuation de 12 dB prévue (C4 inclus) est atteinte précisément.

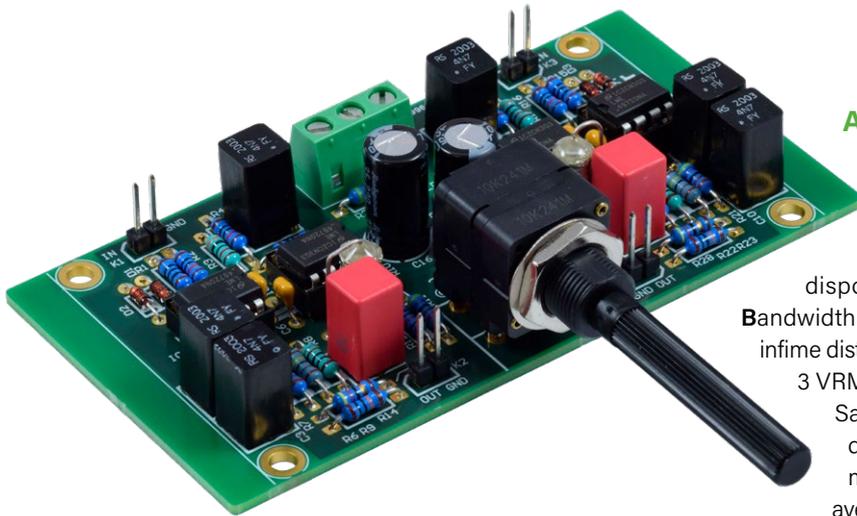


Figure 3. Carte prototype montée.

Autres aspects

On aurait pu utiliser un AOP quadruple pour chaque voie, mais les AOP doubles de haute qualité sont abordables et leurs caractéristiques bien meilleures. Le LME49720, un excellent choix, est aussi (encore) disponible en boîtier DIP à 8 broches. Son GBP (Gain Bandwidth Product = produit gain BP) élevé de 55 MHz et son infime distorsion $< 0,00007\%$ à 20 kHz (avec charge de 2 k Ω , soit 3 VRMS à PS = ± 12 V) en font un AOP idéal pour ce circuit. Sa tension de décalage d'entrée est aussi très faible. Le décalage de sortie des AOP additionneurs varie légèrement avec la position de P1, mais reste inférieur à 1 mV avec le prototype. Si un autre AOP était utilisé, le décalage pourrait être beaucoup plus élevé. C5 bloque toute tension continue en sortie. Avec une charge de 10 k Ω , la fréquence de coupure est de 3,7 Hz. Le prototype a un courant de repos total de +44,7 / -42,6 mA pour les deux voies stéréo. Le courant de LED1 est de 2,1 mA. Le LME49720 a un courant de repos type de 10 mA à ± 15 V. Utiliser un adaptateur AC standard et un convertisseur DC-DC est une façon de créer une alimentation symétrique pour le correcteur d'aigus. Le circuit nécessi-

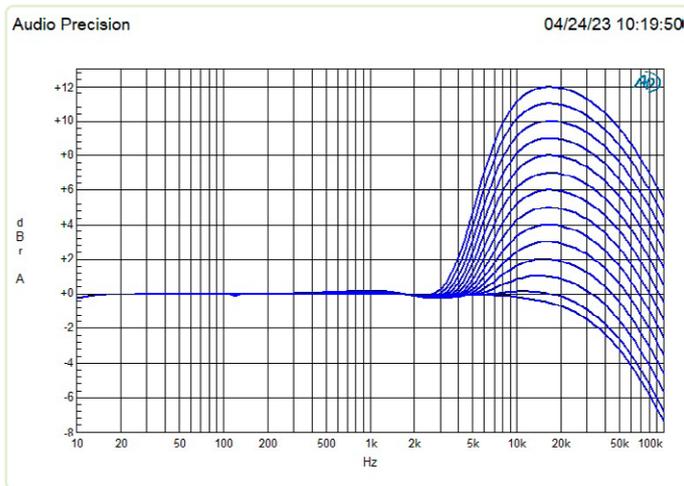


Figure 4. Courbe A : l'effet de l'accentuation réglable des aigus est illustré de 10 Hz à 100 kHz.

Caractéristiques mesurées

V_{in} max (@ 1 kHz, THD = 0,1 %) : 7,9 V_{PP}
 Accentuation des aigus : à partir de 6 kHz, descendant à 3 kHz
 Gain max. à 17 kHz (P1 max.) : 12 dB
 Courant de repos (PS = ± 12 V) : +44,7 / -42,6 mA
 Bande passante (charge 10 k Ω , P1 min.) : 3,7 Hz à 48 kHz
 THD+N (1 kHz, 1 V, P1 min.) : 0,0008 % (B = 22 kHz)
 THD+N (1 kHz, 1 V, P1 max.) : 0,0012 % (B = 22 kHz)
 THD+N (1 kHz, 1 V, P1 min.) : 0,0012 % (B = 80 kHz)
 THD+N (1 kHz, 1 V, P1 max.) : 0,0016 % (B = 80 kHz)

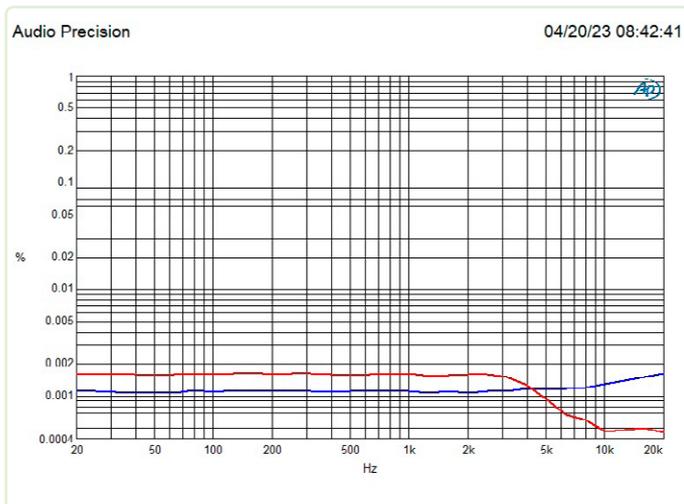


Figure 5. Courbe B : THD+N de 20 Hz à 20 kHz pour un signal d'entrée d'1 V et une BP de 80 kHz : Courbe bleue : P1 au minimum ; Courbe rouge : P1 au maximum.

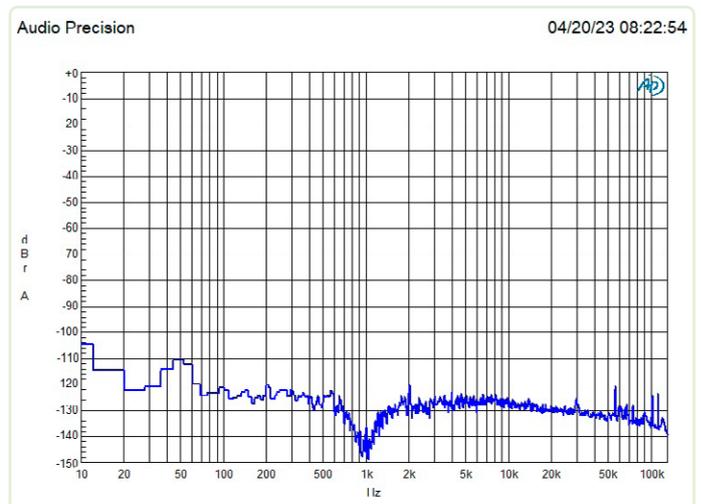


Figure 6. Courbe C. FFT du signal de sortie avec P1 au max. et en entrée un signal sinusoïdal d'1 V à 1 kHz.

tant une puissance d'1,05 W, un convertisseur CC/CC symétrique d'1 W serait sans doute suffisant, mais mieux vaut prendre un convertisseur de puissance légèrement supérieure et à sorties régulées. La plupart des convertisseurs DC/DC symétriques ont une tension de sortie de ± 12 V - Nous avons donc choisi une tension d'alimentation de ± 12 V. Toutefois, la plage d'alimentation du LME49720 va de $\pm 2,5$ V à ± 17 V. Avec près de 100 mm de large, la carte imprimée (**figure 2**) s'insère dans les boîtiers Hammond de la série 1455. On peut cependant la raccourcir jusqu'aux traits blancs. Pour la fixer dans un autre boîtier, utilisez les quatre trous de montage. Le boîtier 1455N1201 de Hammond convient bien. Mais, même avec la carte insérée dans les glissières du bas, le potentiomètre est trop haut d'environ 1 mm. On peut y remédier en pliant légèrement la partie la plus large des fils du potentiomètre vers le corps de l'appareil, pour abaisser suffisamment le potentiomètre. Pour tout boîtier, on peut aussi passer la tige et le filetage du potentiomètre par un perçage de la face avant et utiliser des fils flexibles courts et fins pour le connecter au circuit. Cela permet aussi d'utiliser d'autres potentiomètres linéaires doubles de 10 k Ω . Voyez la carte prototype montée (**figure 3**). Les fichiers d'implantation des composants sont téléchargeables sur la page d'Elektor Labs [1].

Mesures

Pour vérifier si les objectifs du calcul théorique ont été atteints en pratique, j'ai effectué quelques mesures :

- > La **courbe A (figure 4)** montre l'amplitude de 10 Hz à 100 kHz et donne une bonne idée des caractéristiques de cette amplification réglable des aigus. P1 est réglé par pas de 1 dB à 17 kHz. Pour la 2^e courbe en partant du bas, P1 est réglé sur un gain de 0 dB à 17 kHz. Le point de fonctionnement passe de 6 à 3 kHz environ en réglant P1 du minimum au maximum.
- > La **courbe B (figure 5)** montre le THD+N de 20 Hz à 20 kHz pour un signal d'entrée d'1 V et une BP de 80 kHz. En bleu, courbe avec P1 réglé au minimum. Le THD+N varie de 0,0011 % à 0,0016 % à 20 kHz. En rouge, courbe avec P1 réglé au maximum. Après 3 kHz, le THD+N descend jusqu'à 0,00048 % à 20 kHz. Le bruit relatif est plus faible car le niveau de sortie s'élève vers 20 kHz.
- > La **courbe C (figure 6)** montre une FFT d'un signal d'1 V à 1 kHz avec P1 réglé au maximum. La 2^e harmonique et quelques artefacts au-delà de 50 kHz sortent un peu du bruit de fond. Le THD+N pour une BP de 22 kHz est de 0,0012 %.

Conclusion

Les mesures démontrent sans ambiguïté que les objectifs fixés ont été plus qu'atteints, n'est-ce pas ? Si vous construisez cet appareil, vous apprécierez ses très bonnes caractéristiques audio. Mais comment en attendre des avantages pratiques ?

Comme indiqué en début d'article, cet appareil peut aider les personnes âgées souffrant d'une perte d'audition dans les aigus à mieux les entendre par une compensation tout au moins partielle. Il suffit donc d'insérer ce dispositif électronique entre la sortie audio d'un téléviseur et un amplificateur (relié à des enceintes, bien sûr). Avec un bon réglage de l'accentuation des aigus, une personne âgée jouira d'une meilleure intelligibilité de la parole, si ce n'est d'un meilleur plaisir cinématographique. Si vous (ou une connaissance) n'entendez pas bien les sons aigus, essayez-le !

Attention : Comme pour tous les correcteurs d'aigus, à volume élevé ou à l'accentuation maximale des aigus, un amplificateur peut envoyer au tweeter une puissance trop importante et l'endommager ! N'oubliez pas que multiplier l'amplitude par 4, c'est multiplier la puissance **par 16** ! 

VF : Yves Georges — 230190-04

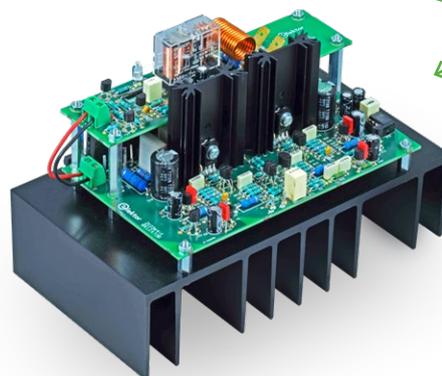
Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- > **B. Cordell**, *Conception des amplificateurs audio, en anglais (2^e édition)*. New York : Routledge, 2019 <https://elektor.fr/19150>
- > **D. Self**, *Conception de circuits audio petits signaux, en anglais (2^e édition)*. Burlington : Focal Press, 2010 <https://elektor.fr/18046>
- > **Kit Elektor Fortissimo-100, amplificateur de puissance** <https://elektor.fr/20273>



LIEN

[1] Ce projet sur Elektor Labs: <https://elektormagazine.fr/labs/2nd-order-adjustable-treble-boost-230190>

Edwin revient

après 53 ans d'absence

Jan Buiting (Elektor, Rétronique)

Assembler soi-même un ampli audio n'est plus aussi populaire qu'il y a un demi-siècle. Il faut dire que dans les années 1970 les amplis valaient très cher, et qu'un circuit fait maison pouvait vous faire économiser un paquet de billets, voire vous mettre entre les oreilles une qualité audio digne d'un ampli de marque. C'est dans ce contexte qu'Elektuur sortit Edwin.

publia le schéma d'un amplificateur haut de gamme reposant sur des transistors abordables. Edwin, c'est son nom, vit le jour en janvier 1970 sous la forme d'un ampli mono de 10 W – ou 20 W. Il gagna en puissance au cours des années : 40 W dans sa période ado, et 100 W à l'âge adulte. Edwin aura également été le tout premier projet du numéro 1 de l'édition allemande d'Elektor (en mai 1970). Le succès fut au rendez-vous : le circuit imprimé fut acheté (ou gravé) et assemblé par des milliers de lecteurs ravis.

Edwin a-t-il son brevet ?

Le projet Edwin original était présenté comme « une réalisation audio d'avant-garde », autre façon de dire qu'il présentait des caractéristiques remarquables pour l'époque, telles que :

1. pas de courant de repos
2. aucun réglage nécessaire
3. très faible distorsion de raccordement
4. utilisation d'un circuit intégré (CI)
5. pas de transistors de puissance complémentaires appariés

Même dans les années 60-70, à l'époque des débuts d'Elektuur (le précurseur néerlandais d'Elektor) existait déjà des « plans » d'amplificateurs reprenant des schémas d'appareils populaires. Ceux-ci ne circulaient toutefois qu'entre connaisseurs et étaient invariablement d'origine américaine ou anglaise. Le problème d'alors, du moins sur le vieux continent, était de se procurer les transistors nécessaires : ils étaient rares, américains et hors de prix. C'est en partie pour cette raison qu'Elektuur conçut et

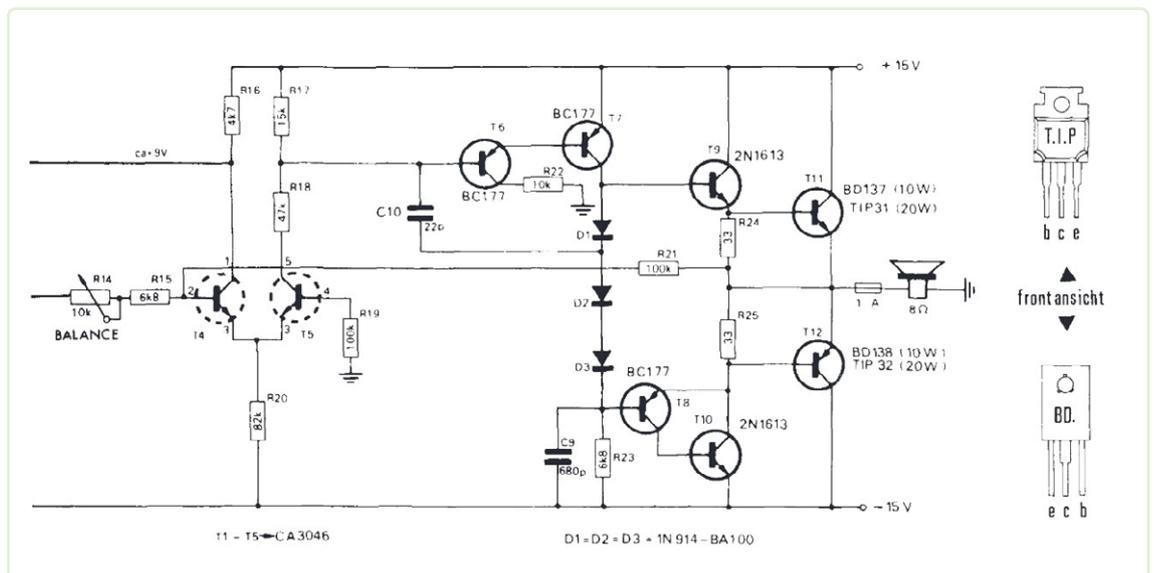


Figure 1. Schéma de la sortie de l'ampli Edwin, publié dans le magazine Elektuur de janvier 1970.

Elektuur déposa une demande de brevet pour l'étage d'attaque et la circuiterie de polarisation qui « ne nécessite aucun réglage mais fournit une très faible distorsion de raccordement pour un coût modéré ».

J'ai écrit cet article après avoir reçu un exemplaire (usé) de l'article original (« Edwin Amplifier ») ainsi que l'ampli d'origine. J'évoquerai leur provenance inattendue plus loin, mais regardons d'abord la section amplification de puissance du schéma. Elle met en lumière les cinq points mentionnés ci-dessus. On y voit un étage de sortie de classe B, précédé d'un amplificateur de classe A comblant la plage de tension non-opérationnelle des transistors de puissance. Cette conception nécessite une grande stabilité en température, une faible dérive de la circuiterie de polarisation, et une tension de décalage minimale en sortie. D'où la présence du circuit intégré CA3046 – cinq transistors n-p-n étroitement appariés sur un substrat commun, dont une paire (T4-T5) à émetteurs communs. CA3046 est devenu une des coqueluches d'Elektor dans les années suivantes. Dans l'article néerlandais de 1970, son prix de 7,50 florins est jugé « très acceptable ». Pour l'anecdote, et à titre de comparaison, le CI du projet Edwin était vendu 3,50 florins par *Elektuur*.

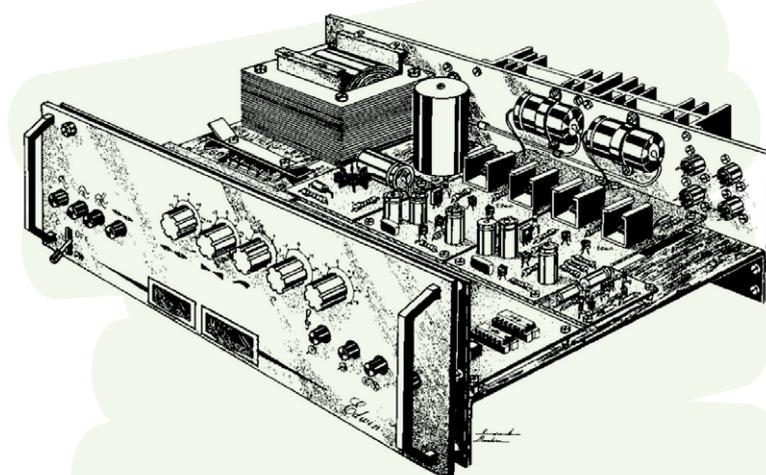
Elektuur a déposé une demande de brevet pour la méthode d'attaque et de polarisation de cette conception mixte classe A/B. J'ignore si elle a été accordée. Ce que je sais, c'est que pour les lecteurs, seule comptait la perspective d'avoir un ampli de qualité 1) sans réglage, 2) sans transistor ou haut-parleur grillé par surchauffe ! S'il est vrai que le 2N1613 était assez courant et pas trop cher en 1970, son identifiant JEDEC « 2N » semble indiquer une origine américaine, tout comme le CA3046 et la paire de transistors TIP31/TIP32 donnée comme substitut possible pour la version 20 W d'Edwin. Les transistors BC et BD du schéma sont toutefois bien européens, et n'étaient en rien curieux ou nouveaux aux yeux d'un lecteur d'Elektuur des années 1970.

La mauvaise qualité de l'article papier m'empêche de montrer l'étage d'entrée d'Edwin. Alors en quelques mots : R16 délivre 9 V au transistor d'entrée (CA3046-T1) ; R14 est couplé par condensateur au signal d'entrée amplifié (CA3046-T3) après le correcteur de tonalité Baxandall ; la ligne de -15 V est abaissée et découplée par un réseau RC de 10 k Ω / 100 μ F pour alimenter le transistor d'entrée.

L'article de 1970 suggère aussi pour Edwin : un préamplificateur de tourne-disque, un circuit imprimé, un sélecteur d'entrée, et une alimentation. Son assemblage a été décrit dans le numéro de février 1970 d'*Elektuur*.

La surprise Edwin

Je ne suis pas fan d'audio et n'aurais pas écrit cet article si je n'avais pas eu en main le premier ampli Edwin de 1970. J'avais déjà vu ses versions plus puissantes – et



plus élégantes – dont la 40 W [1] (fig. 2) et celle de 100 W à transistors 2N3055, mais jamais l'original de 10 W. Jusqu'au jour, donc, où la femme d'un lecteur d'Elektor m'a offert un récepteur FM stéréo assemblé par son défunt mari – qui de son vivant travaillait dans un institut de recherche des Pays-Bas. Ledit récepteur contenait les plus petites et anciennes versions d'Edwin. Il logeait dans une boîte en bois verte de 31 x 9 x 20 cm, peinte et fabriquée à la main. La **figure 3** la montre « telle qu'elle a été trouvée ». Elle était accompagnée de matériel radio et de test, ainsi que de composants des années 1970/1980 de classe « professionnelle » dont je me sers à l'occasion. L'aimable bienfaitrice, une dame octogénaire qui vidait sa maison, m'avait contacté par courriel et par WhatsApp (!) en parlant « d'une radio et d'un amplificateur *Elektuur* dont il était fou... ».

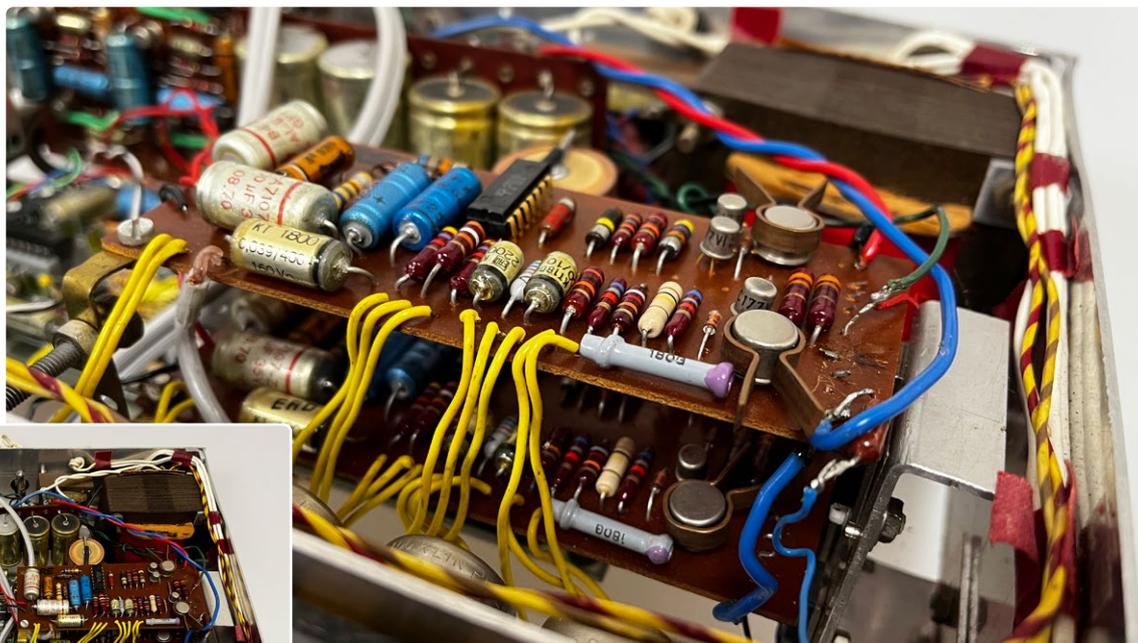
Étant stéréo, le récepteur FM logeait deux cartes d'ampli Edwin. Il avait par ailleurs un dissipateur thermique pour les transistors TIP31/TIP32, et des ailettes sur les 2N1613 à boîtier TO-5 (**figure 4**). L'assemblage était visiblement la signature d'un ingénieur chevronné – et apparemment aisé – et aussi d'un lecteur d'Elektuur perfectionniste.



▲
Figure 2. Dessin de Laurent Martin de la version 35 W d'Edwin. Il fut publié dans un article détaillant le montage du projet de 10 et 20 W. Pour de nombreux lecteurs, visualiser l'assemblage d'un ampli dans un boîtier en métal n'était pas chose évidente, d'où cette aide artistique.

◀
Figure 3. Le boîtier en bois, assemblé et peint à la main. Il loge deux cartes Edwin de 20 W ainsi que le syntoniseur FM d'Elektor de 1974.

Figure 4. De retour au bercail après quelques dizaines d'années d'absence, Edwin est presque aussi rutilant que s'il nous avait quittés la veille.



Le réveil de la belle au son dormant

Les deux Edwin avaient dû sommeiller dans cette boîte verte durant au moins 30 ans. Je les ai donc éveillés en douceur avec un variac, puis me suis servi d'un haut-parleur de 4 Ω pour les tester, d'abord avec un signal audio, ensuite avec un disque. Le son était clair, mais manquait de contraste. Aidé d'un analyseur de spectre, d'une charge fictive et d'un distorsiomètre, j'ai découvert plus tard que la distorsion était « conforme aux spécifications de 1970 », soit moins de 0,085 % pour une sortie de 15 W. Même conformité pour la réponse en fréquence, le renforcement des basses et

l'amplification des aigus. Par contre, le syntoniseur FM du récepteur est resté muet. Quant à la boîte, pourtant vieille de 50 ans, elle était propre, juste imprégnée d'une faible odeur d'époxy, de cigare, de whisky et de... vinyle ? ◀

VF : Hervé moreau — 230194-04

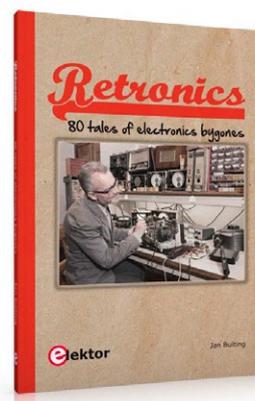
Des questions, des commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (jan.buiting@elektor.com) ou contactez la rédaction d'Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

> **Jan Buiting, Retronics (PDF, Elektor)** Cet e-book contient une compilation d'environ 80 articles publiés dans la rubrique Rétronique d'Elektor entre 2004 et 2012. Au menu : anciens instruments de mesure, composants d'antan, ordinateurs et projets-phares d'Elektor. <https://elektor.fr/16885>



LIEN

[1] Jan Buiting, « Edwin », Ampli Audio, Elektor 3/2005 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-200503/10094>

36 machine à sous à levier

un classique d'Elektor simple, amusant, nostalgique et éducatif

H.J. Walter (projet d'origine de H.J. Walter et Ton Giesberts pour la conception du circuit imprimé et les adaptations)

Encore un projet sélectionné dans la longue histoire des mini-articles « orientés idées » d'Elektor, souvent publiés dans les anciens magazines sous la rubrique *Circuits de vacances*. En 1984, le projet de machine à sous à levier (ou « One-Armed Bandit ») n'était que l'un de près de 100 schémas possibles, accompagnés chacun de quelques mots d'explication. Près de 40 ans plus tard, non seulement nous recyclons ce contenu, mais nous l'améliorons et l'honorons avec un vrai circuit imprimé et un kit de luxe de l'e-choppe Elektor. Nous le faisons dans un esprit positif et avec une légère nostalgie de l'époque glorieuse des circuits logiques CMOS de la série 4000 !



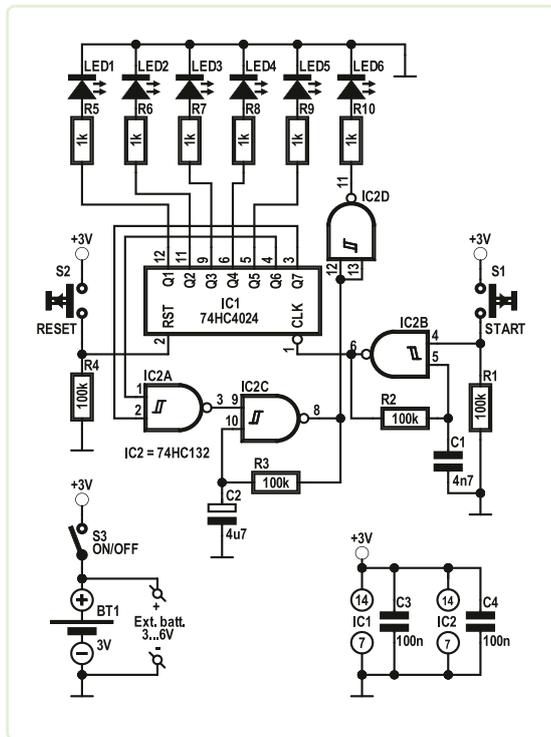
Le circuit imprimé équipé de ses composants est inséré dans le support de bureau en bois.

À l'instar de la « sirène de style américain » publiée il y a exactement un an [1], le projet présenté ici respecte les critères suivants, caractéristiques des projets *Elektor Classics* :

- production de bruit, de lumière, de mouvement, d'action, d'odeurs, de désordre, d'étonnement, d'irritation ou d'amusement ;
- utilisation de composants traversants, peu coûteux, retrouvés dans les rebuts ou les tiroirs *vintage* ;
- aussi fidèle que possible à la conception d'origine ;
- attrait immédiat pour les débutants et les béotiens en électronique ;
- adapté à l'implantation sur circuits imprimés et à l'installation sur un bureau ;
- disponible sous la forme d'un kit complet à assembler chez soi ;
- conçu dans le style inimitable d'Elektor, c'est-à-dire avec élégance et pédagogie.

Avec tout cela à l'esprit, mais pas seulement, ce classique d'Elektor propose une application ludique des circuits intégrés logiques CMOS de la série 400x (à l'origine) en les conjuguant avec des LED, approche très populaire à l'époque [2]. Le projet a pour finalité d'imiter le cœur d'une machine à sous de type « spinning-digit » (rotation de chiffres). Il n'est donc pas question de reproduire les effets sonores complets (sons de cloches, sifflets, flashes) d'une vraie machine à sous - il vaudra mieux les découvrir dans une salle d'arcade, mais à vos risques et périls ! Ici, nous parlons d'électronique et de découvrir le fonctionnement des choses.

Figure 1 : Au milieu des années 1980, les circuits intégrés logiques CMOS de la série 4000 et les diodes électroluminescentes (LED) étaient bon marché et offraient aux amateurs un grand potentiel de conception de circuits électroniques numériques simples. Le schéma de circuit d'une machine à sous à levier présenté ici (retravaillé à partir d'un circuit d'origine de 1984) est un bon exemple de l'esprit du temps.



Le jeu

Pour jouer, il faut d'abord se mettre d'accord sur le nombre de parties. Le premier joueur actionne le levier de l'interrupteur aussi longtemps qu'il le souhaite, puis le relâche. Les LED affichent alors le score, qui correspond à la somme des chiffres 50-20-10-5 allumés. Si le voyant *Play Again!* (nouvelle partie) s'allume, le premier joueur se voit offrir une autre partie. Sinon, c'est au tour du deuxième joueur. Les joueurs notent leurs scores, et le plus haut l'emporte.

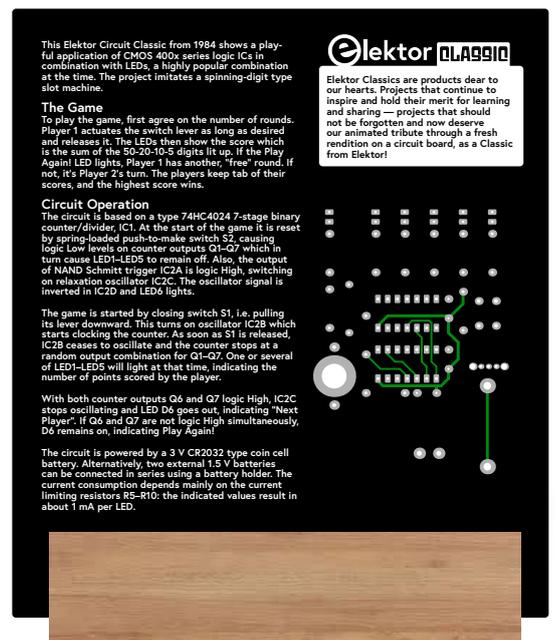
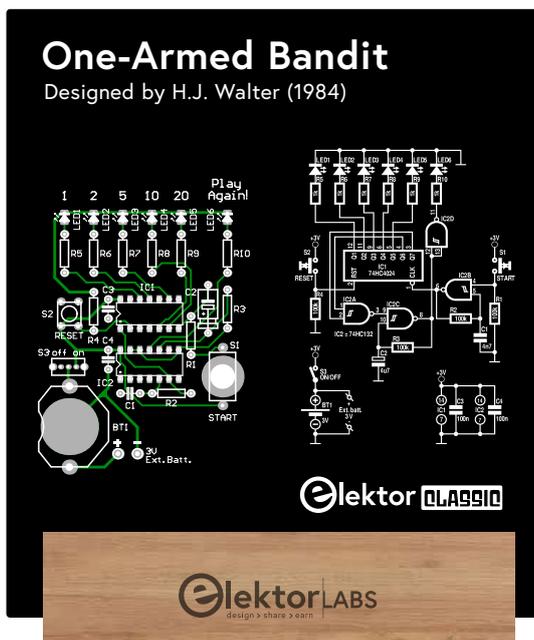
Fonctionnement du circuit

Le schéma de circuit illustré à la figure 1 est basé sur un compteur/diviseur binaire à 7 niveaux de type 74HC4024, IC1. Au début de la partie, le jeu est réinitialisé par l'interrupteur à ressort S2, ce qui positionne des niveaux logiques bas sur les sorties Q1...Q7 du compteur, et les LED1...LED5 restent donc éteintes. En outre, la sortie du trigger de Schmitt NAND IC2A est à l'état logique haut, ce qui déclenche l'oscillateur de relaxation IC2C. Le signal de l'oscillateur est inversé dans IC2D, et la LED6 s'allume. La partie est lancée lorsque l'interrupteur S1 est fermé (en tirant son levier vers le bas). L'oscillateur IC2B est ainsi mis en marche et commence à cadencer le compteur. Dès que l'on relâche l'interrupteur S1, le circuit intégré IC2B cesse d'osciller et le compteur s'arrête sur une combinaison de sortie aléatoire pour Q1...Q7. Une ou plusieurs des DEL1 à DEL5 s'allument à ce moment-là, indiquant le nombre de points marqués par le joueur. Lorsque les deux sorties Q6 et Q7 du compteur sont dans l'état logique haut, le circuit intégré IC2C cesse d'osciller et la LED D6 s'éteint, indiquant *Next Player* (joueur suivant). Si Q6 et Q7 ne sont pas simultanément à l'état logique haut, D6 reste allumée, indiquant *Play Again!*

Le circuit est alimenté par une pile bouton de 3 volts de type CR2032. Il est également possible de connecter en série deux piles externes de 1,5 volt à l'aide d'un support de pile. La consommation de courant dépend principalement des résistances de limitation de courant R5...R10 : les valeurs indiquées donnent environ 1 mA par LED. Il s'agit en fait de la seule différence significative entre le projet de 1984 créé par H.J. Walter et sa matérialisation en 2023 que nous voyons ici : aujourd'hui, nous avons des LED beaucoup plus efficaces et nous n'avons plus besoin de transistors tampons entre les sorties du compteur CMOS et les LED de score qui consommaient 20 mA chacune, il y a 40 ans. Oh, et au fait... nous avons utilisé des circuits intégrés HCMOS plutôt que des modèles CMOS 4000 d'époque - mais toujours implantés en boîtiers DIP !

Le circuit est alimenté par une pile bouton de 3 volts de type CR2032. Il est également possible de connecter en série deux piles externes de 1,5 volt à l'aide d'un support de pile. La consommation de courant dépend principalement des résistances de limitation de courant R5...R10 : les valeurs indiquées donnent environ 1 mA par LED. Il s'agit en fait de la seule différence significative entre le projet de 1984 créé par H.J. Walter et sa matérialisation en 2023 que nous voyons ici : aujourd'hui, nous avons des LED beaucoup plus efficaces et nous n'avons plus besoin de transistors tampons entre les sorties du compteur CMOS et les LED de score qui consommaient 20 mA chacune, il y a 40 ans. Oh, et au fait... nous avons utilisé des circuits intégrés HCMOS plutôt que des modèles CMOS 4000 d'époque - mais toujours implantés en boîtiers DIP !

Figure 2 : Conception du circuit imprimé de la machine à sous dans le style magnifique des circuits Elektor Classics.



Assemblage de la machine

Conformément à la tradition des circuits *Elektor Classics*, le circuit imprimé conçu pour cette machine à sous présente le schéma au recto et le fonctionnement du circuit au verso (**figure 2**). Notez l'utilisation des symboles des composants dans le plus pur style d'Elektor, mais aussi le condensateur électrolytique axial C2 dans le plan de montage des composants. Certes, ce modèle est plus encombrant sur le circuit imprimé que son homologue radial très fréquent aujourd'hui (sans même parler des CMS), mais cela donne une belle touche d'authenticité des années 1980 au projet.

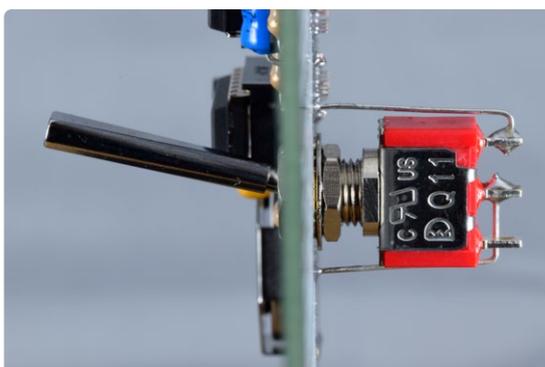
L'assemblage de ce projet se fait sans problème car il fait appel exclusivement à des composants traversants, sur un circuit imprimé spacieux, et un recouvrement optimal des composants. De plus, tous les éléments sont prévus dans un kit attrayant, ce qui vous évite de devoir fouiller dans les tiroirs poussiéreux à la recherche de vieux composants.

La carte assemblée est installée sur le support en bois gravé inclus dans le kit Elektor. Le socle permet la mise en valeur ou l'exposition, si nécessaire. Ne tirez pas trop fort sur le levier de l'interrupteur, car la platine pourrait tomber du support. Utilisez vos deux mains, ne trichez pas et veillez à limiter votre temps de jeu. ◀

VF : Pascal Godart — 230207-04

Projets Classics

Les produits Elektor Classics nous tiennent particulièrement à cœur. Ces projets restent une source d'inspiration et méritent d'être (re)découverts et partagés. Ils ne devraient pas être oubliés et méritent aujourd'hui un hommage fervent en réinterprétant ces classiques d'Elektor sur circuit imprimé !



Méthode de montage intégrée suggérée pour l'interrupteur à levier S1, qui agit comme le « bras » du bandit.



Liste des composants

Résistances

R1,R2,R3,R4 = 100 kΩ, 5 %, 250 mW

R5,R6,R7,R8,R9,R10 = 1 kΩ, 5 %, 250 mW

Condensateurs

C1 = 4,7 nF, 10 %, 50 V, espacement des conducteurs 5 mm

C2 = 4,7 μF, 10 %, 63 V, axial

C3,C4 = 100 nF, 10 %, 50 V, céramique X7R, espacement des conducteurs 5 mm

Semi-conducteurs

LED1...LED6 = LED, rouge, diam. 5 mm (T1 3/4)

IC1 = 74HC4024, DIP-14

IC2 = 74HC132, DIP-14

Divers

S1 = Interrupteur, bascule, actionneur à levier 21 mm, SPDT (unipolaire, bidirectionnel), action temporaire

S2 = Interrupteur, tactile, 24 V, 50 mA, 6 x 6 mm

S3 = Interrupteur, glissière, SPDT (C&K OS102011MS2QN1)

Support de CI, DIP14, pour IC1, IC2

BT1* = Pile bouton CR2032

Fixation de pile CR2032 pour montage sur circuit imprimé

Support de table en bois gravé

PCB 230098-1

* Peut ne pas être contenu dans le kit fourni par Elektor en raison des restrictions de transport.



Produit

- > Kit Elektor de machine à sous à levier Kit contenant tous les composants, le circuit imprimé et le support de table en bois gravé
- www.elektor.fr/20516

LIEN

[1] L. Libertin et C. Valens, « sirène de style américain », circuits de vacances 2022 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-264/60903>



37

résistance variable simple à contrôle numérique

Walter Ribbert (Italie)

Il est parfois utile de disposer d'une résistance variable qu'on peut contrôler par un microcontrôleur, même si la résolution du réglage n'est pas très fine. Souvent, 16 pas suffisent (par exemple, pour le contrôle du volume ou le réglage de la tonalité). Pour ce faire, en cherchant dans votre tiroir de composants, vous pouvez trouver quelques puces CMOS 4016 ou 4066 inutilisées. Ces puces contiennent quatre commutateurs analogiques qui peuvent être pilotés par autant de sorties du microcontrôleur. En utilisant une seule puce et cinq résistances, vous pouvez construire une résistance variable à 16 niveaux.

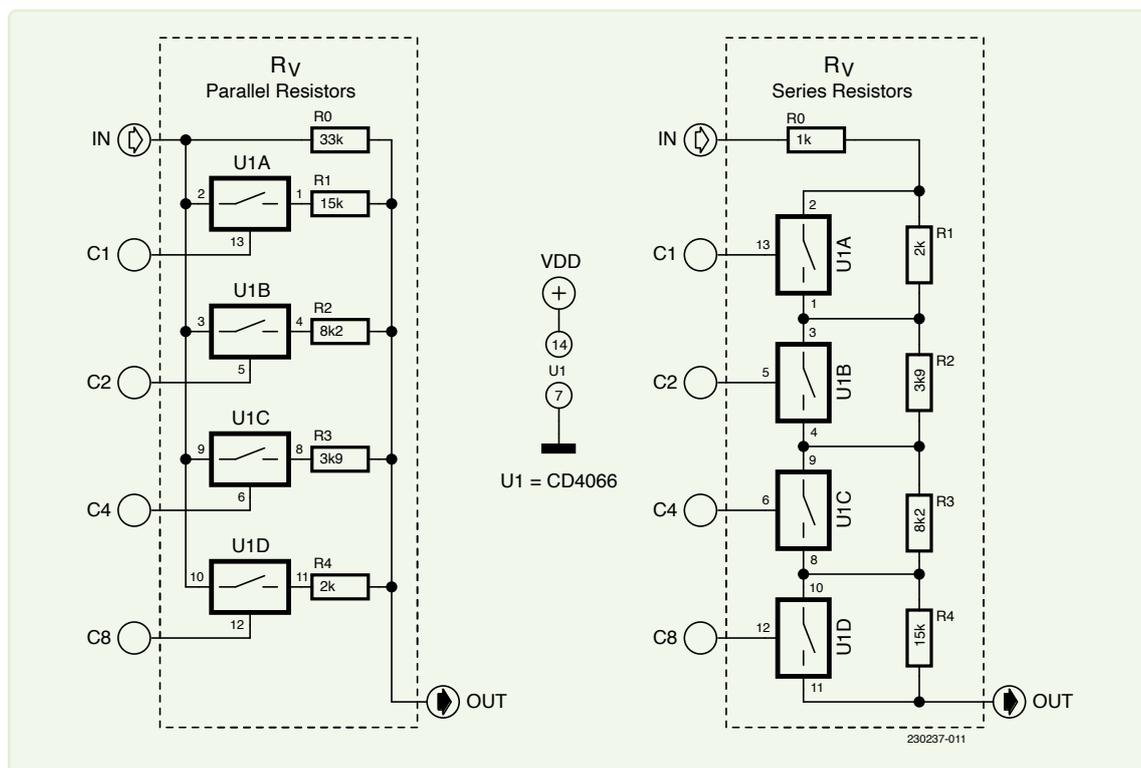


Figure 1. Montages de résistances en parallèle et en série avec un CD4066.

Les schémas de la **figure 1** représentent deux exemples de montages utilisant des résistances - en parallèle et en série, respectivement. Il en résulte deux types très différents de résistance variable (R_v).

R_0, R_1, R_2, R_3 et R_4 sont des résistances standard, dont les valeurs sont choisies comme des multiples de bits ($\times 1, \times 2, \times 4, \times 8$). En agissant sur les entrées de commande des quatre commutateurs avec une séquence binaire (sur C1, C2, C4 et C8), on obtient les courbes de résistance respectives (voir **figure 2**). Le circuit comportant les résistances en parallèle nous donne une courbe logarithmique comportant 16 points, tandis que les résistances en série donnent une courbe linéaire.

En plaçant ces blocs R_v dans d'autres circuits, il est possible de varier un signal de tension ou de courant ou de modifier le gain d'un circuit à amplificateur, comme le montrent les montages et les schémas de la **figure 3**.

Remarques

La résistance de chacun des canaux d'entrée/sortie des puces 4016 (ou 4066) est d'environ 400Ω avec une alimentation VDD de la puce de 5 V, qui est réduite à environ 200Ω avec une VDD de 10 V. Ces valeurs ne sont pas prises en compte dans les diagrammes, car elles sont idéales et réparties pour mettre en évidence la mauvaise résolution du contrôle.

Bien entendu, en ajoutant des interrupteurs et des résistances, il est possible d'augmenter cette résolution à 32 ou 64 pas, et ainsi de suite, en la doublant avec chaque élément ajouté mais aussi en augmentant le nombre de sorties nécessaires au contrôle. Selon ce que l'on veut faire, on peut aussi utiliser un registre à décalage (par exemple, un 74HC595), mais, au-delà d'une certaine limite, il est peut-être préférable d'acheter un potentiomètre numérique (CI) à commande série. ◀

230237-04

Des questions, des commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (w.ribbert@electronicae-maker.it) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

➤ **LabNation SmartScope oscilloscope USB**
<https://elektor.fr/17169>

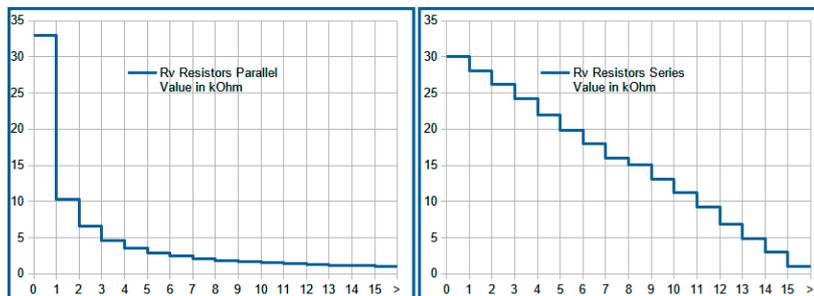


Figure 2. Courbes logarithmiques et linéaires obtenues à partir de différentes configurations.

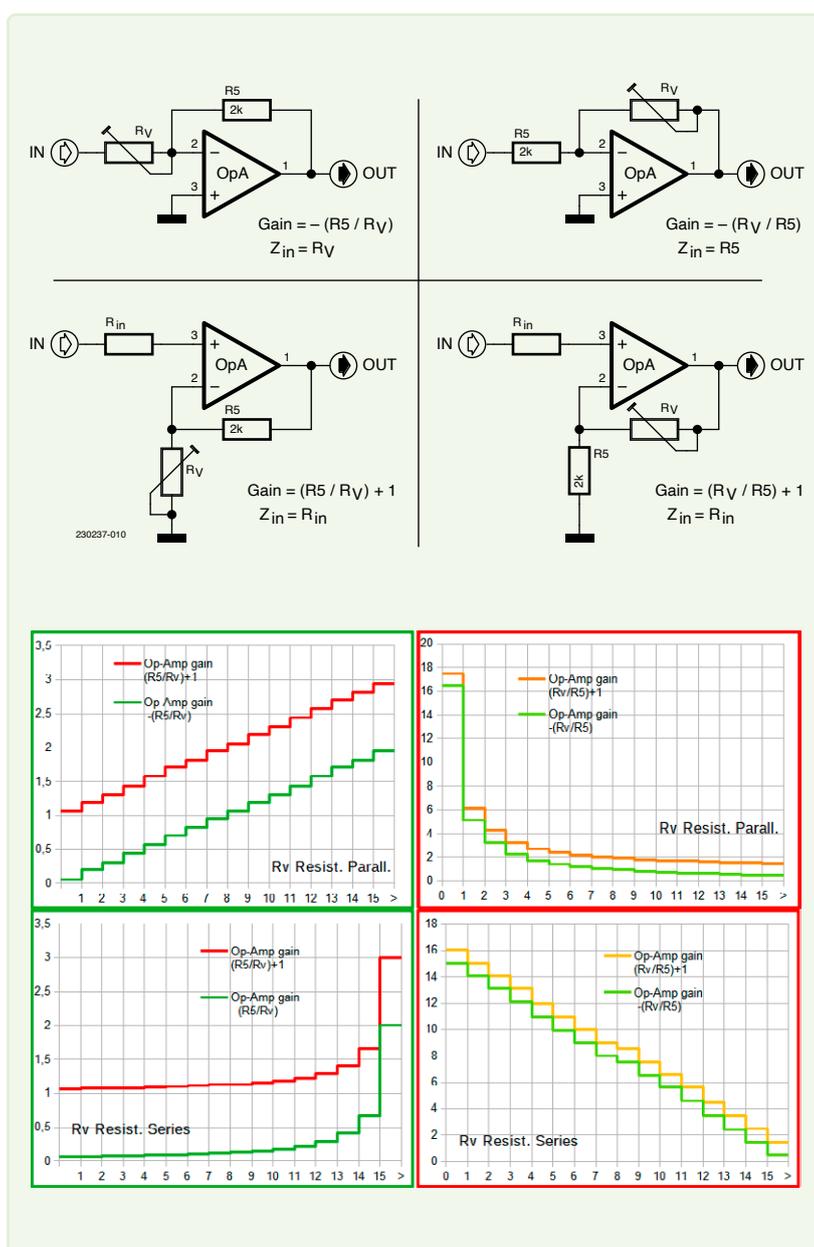


Figure 3. Exemples de circuits d'application simples et leurs courbes correspondantes.

38 protection contre les fuites d'eau

protection et alarme contre les fuites d'eau

Giuseppe La Rosa (Italie)

Cet appareil a été principalement conçu pour les électroménagers fonctionnant avec de l'eau. En cas de fuite – lorsqu'un capteur hydro-sensible est mouillé – l'alimentation secteur est immédiatement coupée de l'équipement, ce qui arrête l'écoulement de l'eau et réduit le risque d'électrocution.

Les lave-linge, lave-vaisselle et autres appareils ménagers similaires sont potentiellement dangereux parce qu'ils combinent en quelque sorte l'eau et l'électricité. Des fuites peuvent se produire, ce qui peut entraîner non seulement des dégâts des eaux coûteux, mais aussi des chocs électriques.

Le circuit présenté ici émet une alarme et peut éteindre les appareils connectés lorsque le capteur d'humidité est mouillé. L'électronique de surveillance est placée entre la prise de courant et la prise secteur ou sur la ligne d'alimentation de l'appareil à surveiller. On peut placer un capteur approprié sur le sol ou, de préférence à l'intérieur de l'appareil - par exemple directement sous les raccords d'eau ou près de la pompe à eau - là où la probabilité d'une fuite est la plus élevée.



Attention !

Ce circuit fonctionne sous 230 V ; soyez donc prudent lors de son installation et de son test avec de l'eau, afin d'éviter tout risque d'électrocution. Si vous ne possédez pas les connaissances et l'expérience nécessaires pour l'installer et le réaliser en toute sécurité, ne vous lancez pas dans ce projet.

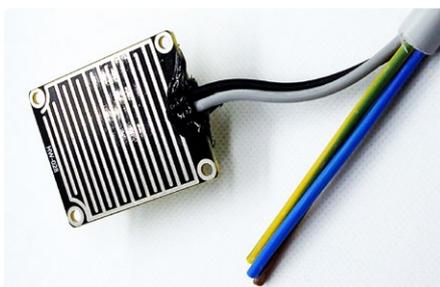


Figure 1. Le capteur MH-RD utilisé dans ce projet.

La figure 1 montre un capteur de gouttes de pluie, qui se compose essentiellement d'un conducteur de terre et d'un conducteur de détection entrelacés en forme de peigne. Lorsqu'il est sec, il présente une résistance élevée, et lorsqu'il est mouillé, sa résistance diminue à cause de l'eau qui relie les conducteurs.

Schéma du circuit

Le circuit de la figure 2 est assez simple. Le capteur d'humidité est connecté à X1-1 et X1-2. On connecte ensuite une électrode à la terre et l'autre est connectée via R2 à l'entrée de la porte NON-ET (IC1A) connectée comme un inverseur. Cette entrée est mise à l'état haut (lorsque le capteur est sec) par l'intermédiaire de R1. En conséquence, la sortie de IC1A passe à l'état bas et, grâce à la double inversion par IC1B et IC1C, une tension de 0 V est également présente à R3. Cela laisse T1 et donc Re1 hors tension, c'est pourquoi la charge continue d'être alimentée par X1-3 et X1-4 à travers les contacts normalement fermés de Re1. Si la condensation ou l'eau courante mouille le capteur connecté, le niveau logique de l'entrée de IC1A bascule, la LED1 s'allume pour déclencher l'alarme et la charge est déconnectée via Re1.

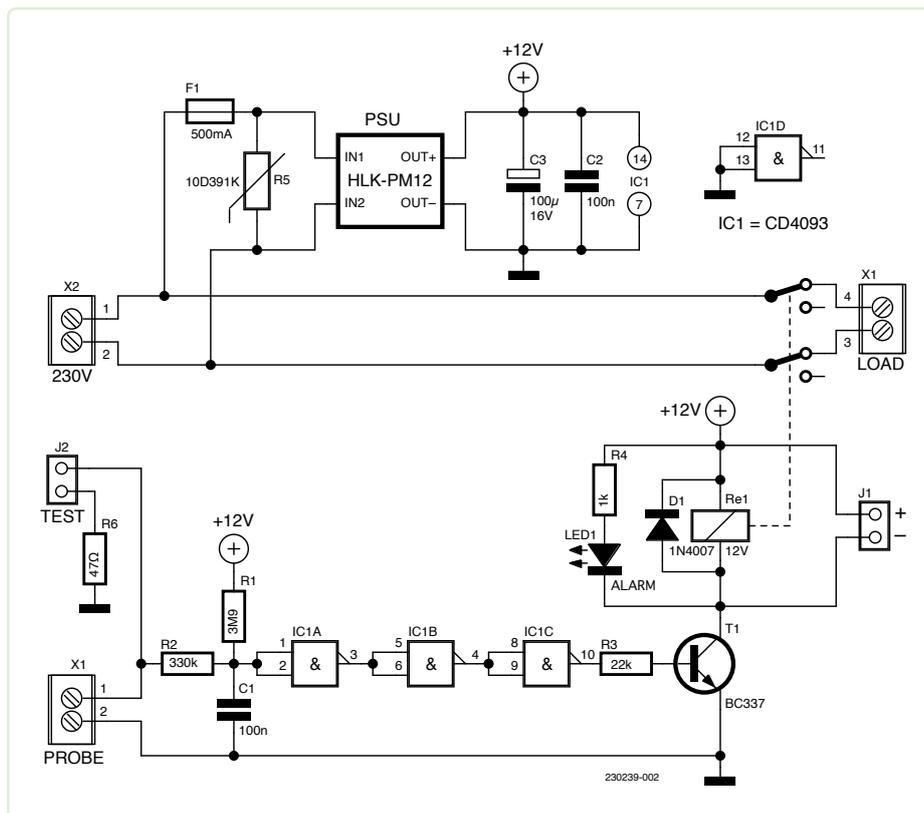


Figure 2. Un schéma relativement simple.

Le circuit est alimenté par une petite alimentation stabilisée pour circuits imprimés. Comme la porte d'IC1D n'est pas utilisée, ses entrées sont connectées à la masse pour éviter les états indéfinis.

Le fonctionnement du circuit peut être testé avec un bouton-poussoir (contact normalement ouvert) en J2. La résistance R6 simule la résistance moyenne d'un capteur de gouttes d'eau mouillée, ce qui permet une simulation réaliste lorsqu'elle est testée en pressant le bouton.

Il est possible, par exemple, de connecter une LED clignotante de 12 V à J1 pour indiquer une fuite d'eau à distance. Il est également possible de relier ici un générateur de signaux acoustiques de faible puissance adapté à 12 V. La varistance R5 protège l'électronique contre les surtensions transitoires. S'il devient actif et que sa résistance diminue sous l'effet de la haute tension, le fusible F1 saute et interrompt l'alimentation électrique.

La **figure 3** montre mon prototype terminé. Si vous voulez reconstruire le projet et fabriquer un circuit imprimé, vous pouvez vous référer à la **figure 4**. Les schémas sont disponibles en téléchargement sur la page web de cet article [1]. ◀

230239-04

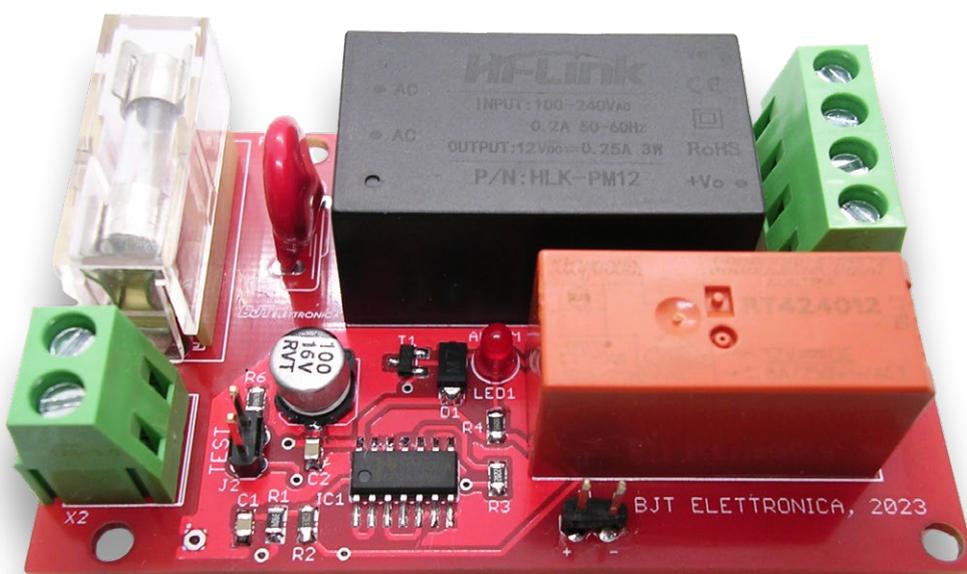


Figure 3. Le prototype prêt à l'emploi de l'auteur.

Liste des composants

Résistances

(SMD 1206 sauf indication contraire)

- R1 = 3M Ω
- R2 = 330 k
- R3 = 22 k
- R4 = 1 k
- R5 = varistance 10D391K
- R6 = 47 Ω

Condensateurs

- C1, C2 = 100 n, SMD 1206
- C3 = 100 μ / 16 V, électrolytique, CMS, \varnothing 5 mm

Semi-conducteurs

- D1 = 1N4007, DO213AB
- LED1 = LED, rouge, 3 mm
- T1 = BC337, SOT23
- IC1 = CD4093, SOP14

Divers

- Re1 = Relais 12 V, 2 \times 8 A, e.g. RT42412
- PSU = HLK-PM12 alimentation du circuit imprimé
- J1, J2 = Connecteur à 2 pôles
- X1 = Borne à vis à 4 pôles, 2/10"
- X2 = Borne à vis à 2 pôles, 2/10"
- F1 = Fusible 500 mA
- Probe = Capteur MH-RD (voir figure 1)

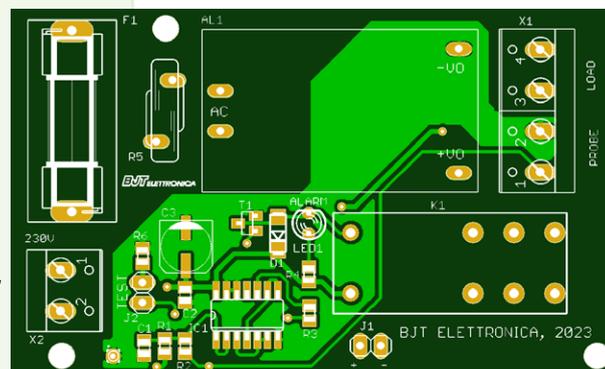


Figure 4. Circuit imprimé de ce projet.

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- > **Elektor 37-in-1 Sensor Kit**
<https://elektor.fr/16843>
- > **Dogan Ibrahim, The Ultimate Compendium of Sensor Projects, Elektor 2019**
<https://elektor.fr/19103>

LIEN

[1] Téléchargements:
<https://elektormagazine.fr/230239-04>

Fonctionnement

Le bouton-poussoir S1 est connecté en parallèle au contact d'auto-maintien de Re1. Lorsqu'il est actionné, un courant continu non stabilisé de 12 V apparaît très brièvement à la sortie du transformateur après le redressement par B1 et le filtrage par C4. Comme la minuterie est remise à zéro par R4 et C3, le niveau de toutes les sorties est initialement bas. Quelle que soit la durée réglée avec J1, T1 reste d'abord ouvert, ce qui fait commuter T2 et enclenche le relais, qui se maintient par l'intermédiaire du contact connecté en parallèle à S1. Après 2¹³ impulsions d'horloge, Q14 passe à l'état haut et désactive le relais, ce qui met l'ensemble du circuit hors tension et le relais reste désactivé, ainsi que la charge. Si vous préférez Q13 avec J1, c'est le cas après 2¹² impulsions d'horloge pour un temps de 150 s. Avec Q12, le temps d'enclenchement est de 75 s. Il ne faut pas cacher un petit inconvénient du circuit : le bouton-poussoir de fermeture S1 doit être conçu pour supporter la charge. Ses contacts doivent donc pouvoir maintenir le même courant de charge que ceux du relais. Pour mon prototype (**figure 2**), j'ai choisi un relais et un bouton-poussoir avec des contacts supportant 5 A.

Bien entendu, il n'est pas nécessaire de s'en tenir aux durées indiquées ici. En fait, il n'est pas nécessaire d'utiliser le trimmer R7 pour ajuster la période de Q4 aux temporisations exactes absolues à l'aide d'un fréquencemètre ; un oscilloscope suffit pour évaluer TP1 ou un simple chronomètre avec lequel vous enregistrez le temps de Q12. Si vous souhaitez obtenir d'autres durées, vous pouvez utiliser d'autres sorties. Avec Q10, par exemple, vous obtenez 18,75 s et, en conséquence, avec Q9 seulement 9,375 s, et avec Q8 seulement 4,6785 s. Des temps plus longs peuvent être établis, par exemple, avec d'autres valeurs pour l'oscillateur. La formule correspondante est la suivante :

$$F = 1 / (2,3 \times (R1 + R7) \times C1)$$

où la résistance de R2 doit être environ dix fois supérieure à la somme de R1 + R7. Ainsi, avec 100 nF pour C1, on peut facilement régler dix minutes pour Q14. ◀

VF : Laurent Rauber — 230243-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

Liste des composants

Résistances

R1 = 330 k
R2 = 3,9 M
R3 = 47 k
R4 = 220 k
R5 = 10 k
R6 = 1 k
R7 = 47 k, potentiomètre

Condensateurs

C1 = 47 n
C2, C3 = 100 n
C4 = 220 µ / 25 V, électrolytique

Semi-conducteurs

D1 = 1N4001
D2 = 10 V, diode Zener
T1, T2 = BC337
IC1 = CD4060B

Divers

Tr1 = transformateur 12 V sec., 1 VA
Re1 = relais 12 V, DPST 230 V / 5 A
S1 = bouton-poussoir, 230 V / 5 A
J1 = 2 × 3-pole connecteur avec cavalier



Produit

➤ Joy-IT JDS6600 générateur de signaux et fréquencemètre
<https://elektor.fr/18714>

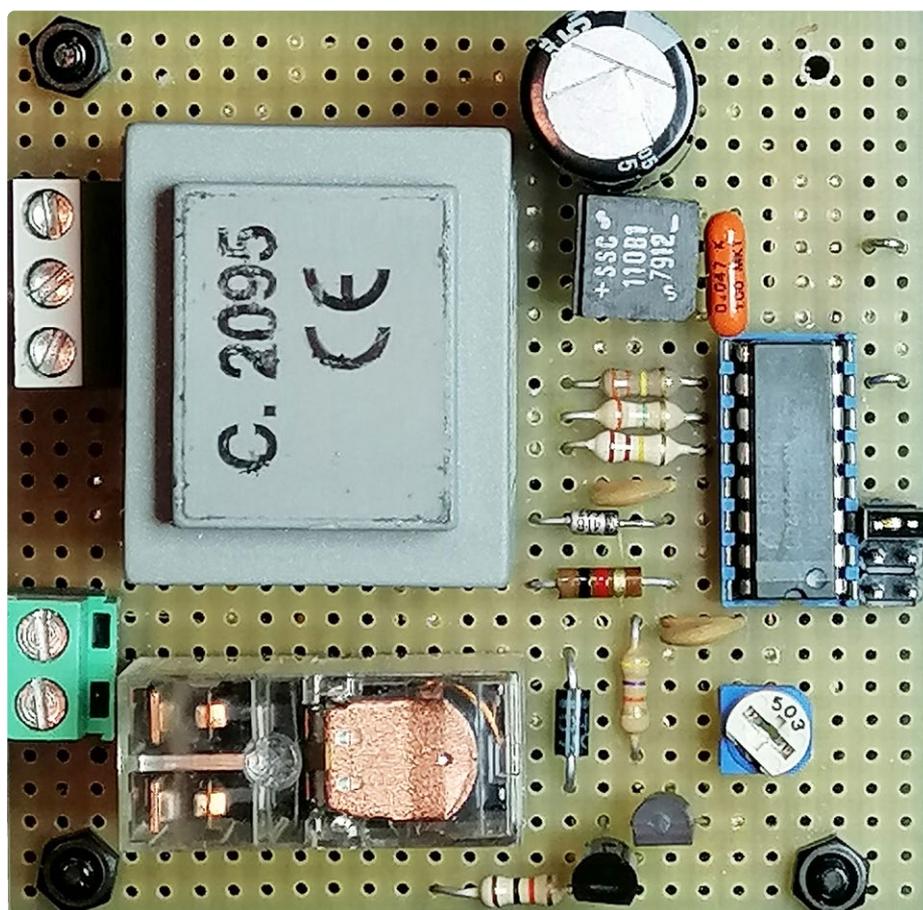


Figure 2. L'agencement des composants du prototype.

40 ChatGPT fait de l'Arduino

Figure 1. La réponse de ChatGPT à ma demande.



```

1 #include <Wire.h>
2 #include <LiquidCrystal_I2C.h>
3
4 #define sensorPin A0
5 #define I2C_ADDR 0x27
6 #define LCD_ROWS 2
7 #define LCD_COLS 16
8
9 LiquidCrystal_I2C lcd(I2C_ADDR, LCD_COLS, LCD_ROWS);
10
11 void setup() {
12   lcd.init();
13   lcd.backlight();
14   lcd.setCursor(0, 0);
15   lcd.print("Misura corrente");
16   pinMode(sensorPin, INPUT);
17   Serial.begin(9600);
18 }
19
20 void loop() {
21   float sensorValue = analogRead(sensorPin);
22   float voltage = sensorValue * (5.0 / 1023.0);
23   float current = (voltage - 2.5) / 0.185;
24   Serial.println(current);
25   lcd.setCursor(0, 1);
26   lcd.print(current);
27   lcd.print(" mA");
28   delay(1000);
29 }

```

Roberto Vallini (Italie)

ChatGPT et Arduino sont deux des technologies les plus passionnantes de notre époque. Curieux de savoir ce qui se passe lorsque vous utilisez l'IA pour programmer Arduino ? Jetons un coup d'œil.

ChatGPT est un agent conversationnel basé sur l'intelligence artificielle développé par OpenAI, une société de recherche en intelligence artificielle fondée en 2015 par Elon Musk, Sam Altman et d'autres investisseurs. Le modèle a été publié pour la première fois en juin 2020, et a fait sensation dans le monde entier en raison de sa capacité à générer des textes hautement cohérents et plausibles. Le modèle ChatGPT de base, connu sous le nom de GPT-1, a été développé par OpenAI en 2018. Il a été entraîné sur un vaste corpus de textes en anglais et s'est avéré capable de générer des textes de haute qualité dans un large éventail de contextes. Depuis lors, l'OpenAI a continué à développer le modèle GPT, en publiant plusieurs versions de plus en plus avancées, telles que GPT-2 et GPT-3. Ces versions ont continué à améliorer la capacité du modèle à générer des textes qualitatifs, allant de simples phrases à des articles entiers, à la génération de codes et à des réponses sur un large éventail de sujets. L'utilisation de ChatGPT et de modèles similaires a révolutionné la façon dont les gens interagissent avec la

technologie, offrant de nouvelles possibilités dans des domaines tels que l'assistance virtuelle, la génération de contenu, la traduction et bien d'autres encore. À mesure que l'IA progresse, il est possible que des modèles tels que ChatGPT continuent de s'améliorer et offrent de nouvelles applications intéressantes dans un avenir proche.

Dans mon projet, j'ai commencé le challenge avec cette IA pour programmer Arduino, ou plutôt pour évaluer la capacité pour un néophyte d'avoir un code ou un *Sketch* prêt à l'emploi. Eh bien, tout a bien fonctionné, et je dois dire que cela m'inquiète un peu. Je ne voudrais pas que les créateurs novices y voient un raccourci à leurs problèmes. Vous devez également connaître les fiches techniques et les principes généraux de l'électronique. Et le fer à souder doit toujours être à portée de main dans votre atelier, peut-être avec une belle alimentation variable que vous aurez construite vous-même. Cela dit, le ChatGPT est un défi intéressant.

Démarrer avec ChatGPT

À l'ère numérique dans laquelle nous vivons, nous nous tournons de plus en plus vers des assistants virtuels pour obtenir des réponses à toutes nos questions. L'un de ces assistants est ChatGPT, qui peut comprendre les questions des utilisateurs et y répondre en utilisant des techniques avancées de traitement du langage naturel. Pour lui poser une question, la première étape consiste à accéder au site web (<https://chat.openai.com>) ou à la plateforme où il est disponible. Généralement, vous trouverez une boîte de chat ou un bouton dédié à la fonction *Ask ChatGPT* (demander à ChatGPT). Une fois trouvé, vous pouvez

écrire votre question dans la boîte de chat et l'envoyer à ChatGPT pour obtenir une réponse. Il est important de faire attention à la formulation de votre question, car ChatGPT se base uniquement sur le texte que vous entrez pour fournir une réponse. Il est donc conseillé de poser des questions claires et concises et d'éviter d'utiliser un langage trop technique ou complexe. De plus, pour obtenir la réponse la plus précise et la plus pertinente possible, il est conseillé de fournir tous les détails relatifs à la question.

Une fois la question soumise, ChatGPT traitera le texte et fournira une réponse en quelques secondes. La réponse peut être courte ou longue, en fonction de la complexité de la question et des informations demandées. Dans tous les cas, il est important de lire attentivement la réponse fournie et, si nécessaire, de poser des questions supplémentaires ou de demander des éclaircissements.

En résumé, ChatGPT est une IA toujours disponible pour fournir des réponses rapides et précises à toutes les questions des utilisateurs. Grâce à ses techniques avancées de traitement du langage naturel, ChatGPT peut comprendre le sens des questions et fournir des réponses pertinentes. Cependant, pour de meilleurs résultats, il est important de poser des questions claires et concises et de fournir tous les détails pertinents à la question.

Listage 1. Le code de sortie de ChatGPT.

```
#include <Wire.h>
#include <LiquidCrystal_I2C.h>

#define sensorPin A0
#define I2C_ADDR 0x27
#define LCD_ROWS 2
#define LCD_COLS 16

LiquidCrystal_I2C lcd(I2C_ADDR, LCD_COLS,
LCD_ROWS);

void setup() {
  lcd.init();
  lcd.backlight();
  lcd.setCursor(0, 0);
  lcd.print("Misura corrente:");
  pinMode(sensorPin, INPUT);
  Serial.begin(9600);
}

void loop() {
  float sensorValue = analogRead(sensorPin);
  float voltage = sensorValue * (5.0 / 1023.0);
  float current = (voltage - 2.5) / 0.185;
  Serial.println(current);
  lcd.setCursor(0, 1);
  lcd.print(current);
  lcd.print(" mA");
  delay(1000);
}
```

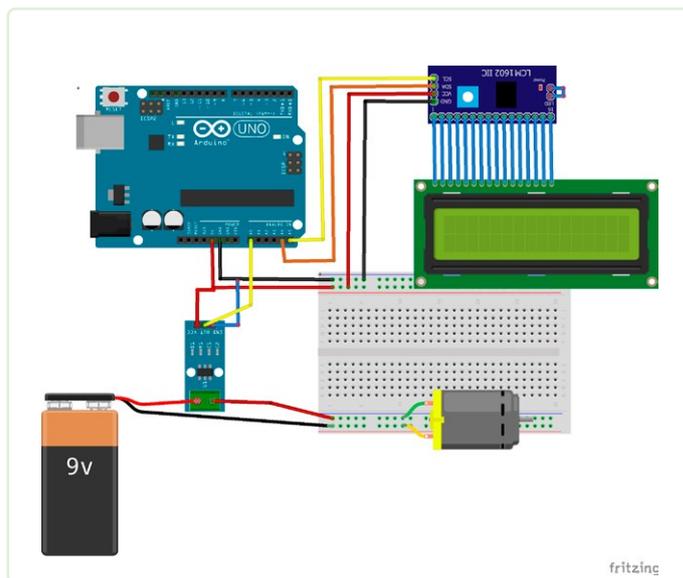


Figure 2. Schéma de câblage du projet.

Questions/Réponses

Dans le **figure 1**, vous verrez une capture d'écran montrant sa réponse à la question concernant la génération d'un code Arduino pour la mesure du courant avec un ACS712 et l'affichage sur l'écran LCM 1602 à bus I²C. Dans ce sketch, le capteur de courant ACS712 est connecté à la broche A0 de l'Arduino. Le capteur mesure le courant qui le traverse et convertit ce courant en tension en utilisant le facteur d'échelle de 0,185 V/mA. La valeur du courant (proportionnelle à cette tension) est ensuite visualisée sur l'afficheur I²C LCM1602 en milliampères (mA). L'affichage est initialisé dans la fonction `setup()`, tandis que dans la fonction `loop()`, la tension est lue à partir du capteur et convertie en courant avant d'être affichée sur l'écran. Le courant est également envoyé sur le port série à des fins de diagnostic. Le code copié et collé de ChatGPT est présenté dans le **listage 1**.

VF : Maxime Valens — 230253-04



À propos de l'auteur

Roberto Vallini est ingénieur en électronique. Après avoir obtenu son diplôme de fin d'études, il a travaillé pendant près de 20 ans dans une multinationale spécialisée dans l'électronique de process, où il a atteint le poste de directeur régional. Il a ensuite fondé sa propre entreprise dans le secteur électromécanique. Actuellement, Vallini travaille dans le domaine de l'information et de l'édition technique, écrivant pour de nombreux magazines d'information sur l'électronique. Lorsqu'il a découvert le monde d'Arduino, ce fut un véritable coup de foudre.

Produits

- **Arduino UNO Mini (Edition limitée, SKU 20098)**
<https://www.elektor.fr/arduino-uno-mini-limited-edition>
- **Arduino UNO Rev3 (SKU 15877)**
<https://www.elektor.fr/arduino-uno-rev3>





ZD-mètre

mesure de la tension de coupe des diodes $Z \leq 100 \text{ V}$

Giovanni Carrera (Italie)

Tout électronicien garde d'anciens composants car ils « peuvent être réutilisés un jour ». Mais souvent, les marquages sont illisibles ou abscons et leurs caractéristiques restent obscures. Pour ces diodes Zener, une autre question surgit : « sont-elles encore bonnes ? » Ce testeur de diodes Z lèvera le doute.

Pour mes prototypes, j'emploie de nombreux composants récupérés sur des cartes venant de vieux appareils. Pour mesurer la tension inverse des diodes Z, j'utilise l'appareil de mesure décrit ici depuis des années. Il peut aussi tester les diodes normales ou Schottky. Sa tension de mesure va jusqu'à 100 V sous courant constant, commutable de 5 ou 10 mA. Il permet donc aussi de tester les lampes à filament et les néons. Cependant, mieux vaut ne pas tester les diodes LED, car leur tension inverse n'est souvent spécifiée que jusqu'à 5 V et elles sont vite endommagées si elles sont connectées en inverse.

Schéma électronique

Examinez le schéma du ZD-mètre (**figure 1**). Le circuit repose sur IC1, un régulateur shunt TL431 dont la plage de tension a été décuplée grâce à T1. Ce montage est une *source de courant stabilisée* couvrant une plage de tension comprise entre 0 V et plus de 200 V. En effet IC1 régule la chute de tension à ses bornes de sorte que $V_{\text{ref}} = 2,5 \text{ V}$ soit maintenue aux bornes de R3 (et R2). Avec $R3 = 560 \Omega$, le courant imposé $\approx 4,5 \text{ mA}$. Si S2 est fermé, le courant double et atteint $\approx 9 \text{ mA}$. À cela s'ajoute le courant circulant à travers R1. Dans la fiche technique du TL431 [1], ce courant s'appelle I_{KA} . Comme à faible charge la tension d'un petit transfo secteur est généralement $> 20 \%$ de sa valeur nominale, la tension CC aux bornes de C1 $\approx 150 \text{ V}$. Au repos, sans diode ZDUT (Z Diode Under Test) ou avec S3 ouvert, la tension à la sortie de la source de courant (ou à l'anode de LED1) = à la somme des tensions Z des trois diodes Z (D5 à D7) et de la tension directe de LED1. M1 mesure donc une

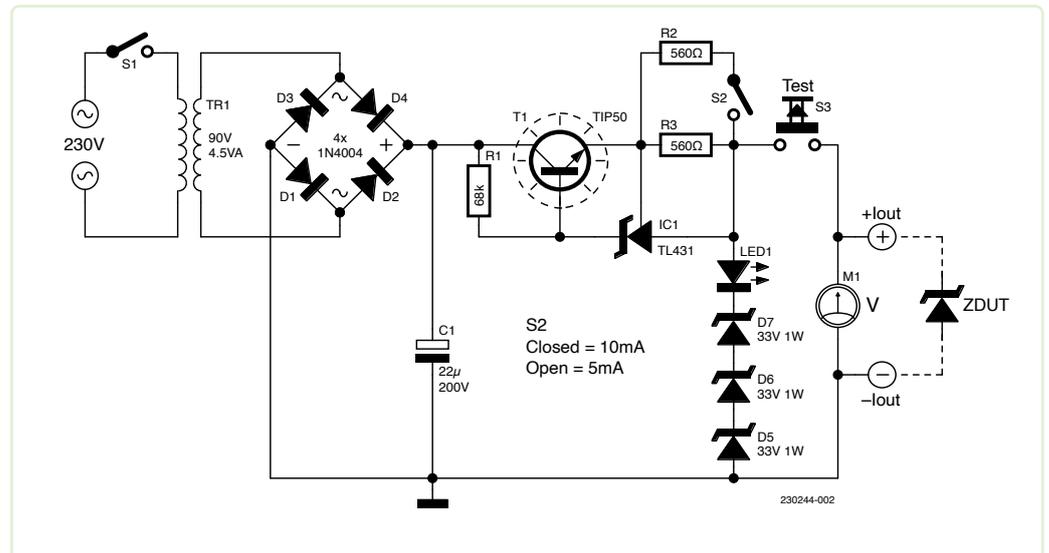


Figure 1. Schéma du ZD-mètre simple.

tension $\approx 100 \text{ V}$ lorsque S3 est enfoncé sans ZDUT connectée. Retour à I_{KA} : l'écart entre 150 V et 100 V (= 50 V) est présent aux bornes de R1, et donc $I_{KA} \approx 0,5 \text{ mA}$. Si on court-circuite la sortie et que l'on ferme S3, on a près de 150 V aux bornes de R1 et le courant monte donc à $I_{KA} \approx 1,5 \text{ mA}$. Le seul courant relativement constant qui circule aux bornes de sortie du circuit est donc compris entre 5 et 6 mA, selon la tension, et de 9,5 à 10,5 mA si S2 est fermé.

Pour éviter de mettre en permanence les fiches de sortie sous tension, j'ai prévu un bouton-poussoir S3. Si S2 est fermé, le courant double de 5 mA à 10 mA. La LED1 s'allume si S3 n'est pas enfoncé, ou s'il n'y a de ZDUT connectée et que S3 est enfoncé. Si l'on appuie sur S3 et que, par ex. une diode Z de 82 V est connectée dans le bon sens à la sortie, M1 et l'anode de la LED1 verront une tension limitée à 82 V. Et donc, plus aucun courant ne passe par D5 à D7 et la LED reste éteinte. Si une diode Zener (ou normale) est connectée dans le sens direct, la tension tombe à 0,7 V et la LED ne s'allume pas non plus. Mais attention : les diodes normales ne supportent pas toutes une tension de 100 V en inverse.

Diodes Zener et Z

Les deux termes existent car il y a au moins deux types généraux de diodes utilisées pour produire des tensions stables. L'effet Zener (basé sur l'effet tunnel des électrons) domine pour les diodes Z dont la tension est inférieure à 5 V ; le coefficient de température est négatif. Au-dessus de 5 V, l'effet d'avalanche commence à dominer ; le coefficient de température est positif. Pour une tension comprise entre 5 et 6 V, les deux coefficients de température s'annihilent (0 mV/K) pour certains courants. Au sens strict, il existe même un 3e type de diode : celles dont la tension est inférieure à 1,8 V. Une diode d'1,5 V n'est pas une vraie diode Zener. Il s'agit en fait de deux diodes classiques en série sur un même substrat et polarisées dans le sens direct. Il en va de même pour les diodes Zener types de 0,7 V - ce ne sont que des diodes normales (une seule jonction p-n) et sont aussi utilisées dans le sens direct.

Quelques remarques

Le plus ardu pourrait être de trouver un petit transformateur pour Tr1 avec secondaire de 90 V. On trouve cependant des transformateurs à secondaire de 2×48 V. Mis en série, on obtient une tension secondaire totale de 96 V, ce qui ne pose pas de problème. Vous pouvez aussi utiliser deux transformateurs plus petits de 2,5 VA avec secondaire de 48 V en connectant leurs enroulements primaires en parallèle et leurs secondaires en série (avec la phase correcte, bien sûr !).

Pourquoi ces tensions assez élevées ? C'est simple : les tensions des diodes Z vont de 1,5 à >100 V !. Avec une tension d'essai maximale de 100 V, nous couvrons la plupart des diodes Z. *Z comme Zener ?* En lisant ce qui précède, vous vous êtes peut-être demandé pour quoi j'utilise le terme *diode Z* et non pas *diode Zener* ? L'encadré **Zener & Z Diodes** éclaire cette terminologie.

T1 est un transistor NPN à haute tension de puissance moyenne. Son VCE doit être supérieur à 200 V. Comme 10 mA multipliés par 150 V font une puissance d'environ 1,5 W, il faut l'équiper d'un petit dissipateur thermique.

Le schéma est si simple qu'il est facile à réaliser sur une plaque d'essais. Cependant, avec des tensions >100 V, vous devez être prudent et maintenir des distances de sécurité entre les composants sur la carte. J'ai intégré l'électronique dans un boîtier en plastique et pour M1, utilisé un module DVM à trois chiffres avec une plage de tension de 0 à 99 V (**figure 2**). La LED rouge est un témoin de marche et la LED1 est jaune et étiquetée O.C. Il va sans dire qu'une fois le montage terminé, il faut être prudent lors du test de diodes Z : 100 V ça pique ! ◀

VF : Yves Georges — 230244-04

À propos de l'auteur

Giovanni Carrera est titulaire d'un diplôme d'ingénieur en électronique. Professeur d'université à la faculté d'ingénierie navale de Gênes, en Italie, il a beaucoup enseigné, par ex., l'automatisation navale et la simulation des systèmes de propulsion des navires. Il a commencé à travailler à la fin des années 1970 sur μ CPU 6502, avant de passer à d'autres processeurs. Aujourd'hui, conçoit et développe des circuits électroniques analogiques et numériques, dont il a présenté un grand nombre sur ses blogs (ArduPicLab et GnssRtkLab) et dans divers magazines.

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Figure 2. Mon prototype me rend bien service depuis des années !



Liste des composants

Résistances

R1 = 68 k, 2 W
R2, R3 = 560 Ω

Condensateur :

C1 = 22 μ / 200 V, électrolytique

Semi-conducteurs

D1 à D4 = 1N4004
D5 à D7 = 33 V Diode Z, 1,3 W
LED1 = LED, jaune, 5 mm
T1 = transistor NPN, VCE \geq 200 V, par ex. TIP50
IC1 = TL431

Divers

S1, S2 = inter. simple 1 A / 230 VCA
S3 = inter. momentané 1 A / 230 VCA
M1 = module DVM 2,5 ou 3 chiffres, plage 100 V
Tr1 = transformateur sec. 90 V (voir texte)
Dissipateur thermique pour T1
2 fiches, 4 mm



Produit

> Joy-IT VAX-1030 compteur multifonction sans fil
<https://elektor.fr/19199>

LIEN

[1] Fiche technique TL431 : <https://ti.com/lit/gpn/tl431>



testeur de servos

Stefano Purchiaroni (Italie)

Voici un circuit utile et peu coûteux pour tester tout type de servomoteur, avec une consommation maximale de 1 A.

Le schéma du circuit de ce projet (voir **figure 1**) est minimaliste - la plupart du travail est effectué par le logiciel. Le circuit utilise un microcontrôleur PIC16LF1554 de Microchip fonctionnant avec une horloge interne de 16 MHz, et un régulateur de tension 7805. Pour éviter une surchauffe, il est conseillé de ne pas l'alimenter avec une tension trop élevée. Le réglage des positions des axes de quatre servomoteurs est possible grâce à quatre potentiomètres de 10 kΩ (RV1...RV4).

Logiciel

La logique de commande est assurée par un programme écrit avec le compilateur mikroC PRO pour PIC (version v5.6 ou supérieure). Vous pouvez voir le code dans le **listage 1** ; il est également disponible en téléchargement [1]. Le code est facilement portable sous d'autres compilateurs, mais la valeur que j'ai trouvée expérimentalement pour la fonction `delay_us()` nécessite une révision. Les valeurs du potentiomètre, mesurées par le CA/N, sont attribuées aux valeurs internes 0...99, ce qui détermine la position du servo. Le tableau `img` contient la durée des impulsions à envoyer aux servos. Il est rempli par une chaîne de valeurs de "1" d'une longueur de 0 à 99. En fait, il y a quatre chaînes individuelles codées à différentes positions de bits - chacune représente une broche/canal/servo. Nous envoyons d'abord une impulsion fixe d'environ 0,5 ms au servo, puis nous continuons avec des impulsions de durées variables en 100 étapes, déterminées par les valeurs "1" dans le tableau `img` :

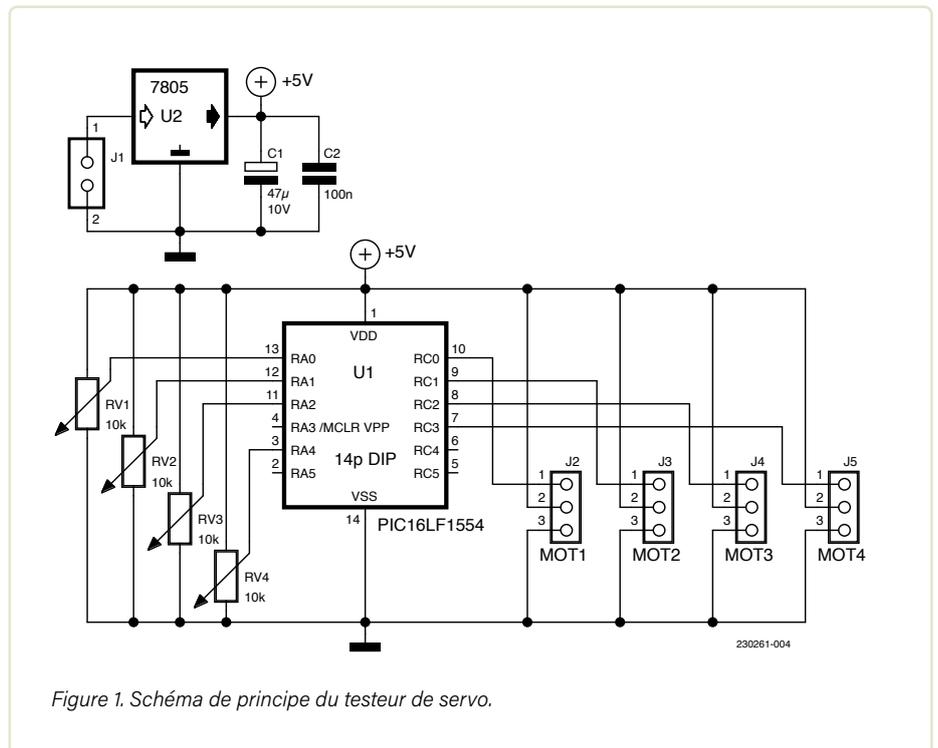


Figure 1. Schéma de principe du testeur de servo.

```
// Set all outputs to High
PORTC = 0b11111111;

// Fixed first pulse at High
delay_us(500);

// Playback of prepared sequence
for (i = 0; i < 100; i++) {
    PORTC = img[i];

    // Value from experimentation
    delay_us(14);
}

// Turn off all motor pulses
// after playback
PORTC = 0;
```

La durée maximale de l'impulsion est d'environ 2,5 ms. Il est vrai que les fiches techniques des servos indiquent un intervalle différent pour couvrir toutes les positions du servo : 1 à 2 ms, mais dans la pratique, on constate que l'extension maximale du servo est obtenue en élargissant cet intervalle de fonctionnement. Il est toujours possible, cependant, d'utiliser les potentiomètres dans une plage plus limitée si nécessaire.

J'ai publié une vidéo de démonstration sur YouTube [2].





Quelques remarques

Il est possible d'adapter le code à d'autres microcontrôleurs dotés de plus de broches, afin de commander davantage de servomoteurs.

Il est possible de simplifier le schéma de câblage (**figure 1**) en utilisant un circuit imprimé (disponible dans les téléchargements). Veillez à adapter le circuit imprimé aux mesures données dans la **figure 2** avant de passer à l'étape de gravure. ◀

230261-04

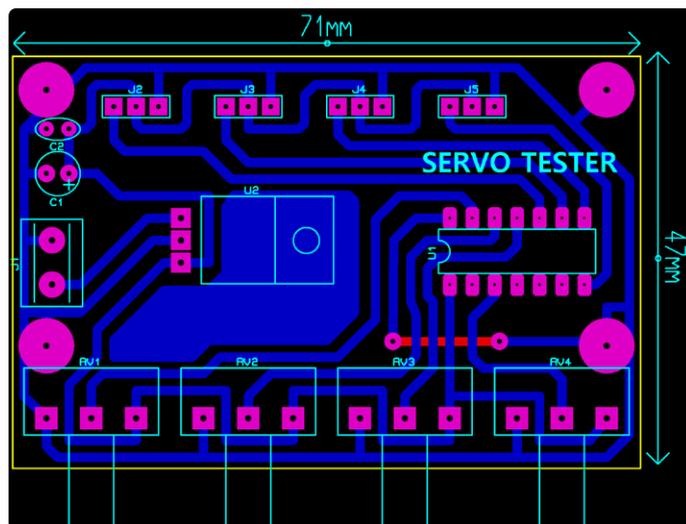


Figure 2. Mettez à l'échelle le tracé en cuivre du circuit imprimé ([1]) aux dimensions indiquées ici.



Produits

- **FeeTech FS90 Micro Servo avec accessoires**
<https://elektor.fr/19788>

LIENS

- [1] Téléchargements pour cet article :
<https://elektormagazine.fr/230261-04>
- [2] Vidéo de démonstration : <https://youtu.be/LFJw72H-8GI>



Listage 1.

```
//=====
//
// Servo Tester: drive up to 4 Servo Motors          SPU 12.2022
//
// It generates a 50 Hz pulse sized 0.5-2.5 ms by manual trimpot
// on four independels channels.
//
// By SPU (info@purchiaroni.com) - Rome (IT)
//
// MCU Model:      PIC 16LF1554
// Oscillator:     Internal 20 MHz
// Compiler:       MikroC Pro 5.61 or higer
//
// Email me for schematic and documents: info@purchiaroni.com
// Homepage: www.purchiaroni.com
//
// Changes log
// 14.12.2022 - Code creation
//=====
// Timer1 preload value calculated for interrupt each 20ms (50 Hz pulses)
#define TMR1H_INI  0x63
#define TMR1L_INI  0xC0
// Various
#define OFF        0
#define ON         1
#define FALSE     0
#define TRUE      1
unsigned short img[100]; // Data for channels playback (max 8 channels)
int t1, t2, t3, t4;     // Times for pulses width
```



```
void TrimPots_Read() {
    // Map 0..1023 to 0..100 steps
    // (101, 102 values truncated by "for" cycles during playback)
    t1 = ADC1_Read(0) / 10;
    t2 = ADC1_Read(1) / 10;
    t3 = ADC1_Read(2) / 10;
    t4 = ADC1_Read(10) / 10;
}

//*****
// Interrupt management
//*****
void interrupt() {
    // Interrupt Service Routine. Called on any interrupt
    int i; // Generic local variable
    // ---TMR1---: Manage Timer1 overflow (each 0.1s)
    // to update remaining time
    if (PIR1.TMR1IF == TRUE) {
        // Keep Timer1 running
        TMR1H = TMR1H_INI; // Reload counter high byte
        TMR1L = TMR1L_INI; // Reload counter low byte
        PIR1.TMR1IF = FALSE; // Clear TMR1 Interrupt flag

        PORTC = 0b11111111; // Set all outputs to High
        delay_us(500); // Fixed initial pulse at High level
        for (i = 0; i < 100; i++) { // Play back the prepared sequence
            PORTC = img[i];
            delay_us(14); // Value derived by experimentation...
        }

        PORTC = 0; // Turn off all motor pulses after playback
        TrimPots_Read(); // Update the potentiometers' readings
        // Prepare a new sequence on the basis of last readings
        for (i = 0; i < 100; i++) {
            img[i] = 0;
            if (i <= t1) img[i] |= 0b0001;
            if (i <= t2) img[i] |= 0b0010;
            if (i <= t3) img[i] |= 0b0100;
            if (i <= t4) img[i] |= 0b1000;
        }
    }
}

void StartTimer() {
    // Timer1 Registers: Prescaler=1:2; TMR1 Preset=25536;
    // Freq=50,00Hz; Period=20,00 ms
    T1CON = 0b00010101;
    T1GCON = 0;
    // Settings for interrupt management
    INTCON.GIE = TRUE; // Global Interrupt Enable
    INTCON.PEIE = TRUE; // Peripheral Interrupt Enable
    // Start the Timer1 and then the Countdown
    TMR1L = TMR1L_INI; // preset for timer1 LSB register
    TMR1H = TMR1H_INI; // preset for timer1 MSB register
    PIE1.TMR1IE = TRUE; // Timer1 Interrupt enable
    PIR1.TMR1IF = FALSE; // Clear TMR1 Interrupt flag
}

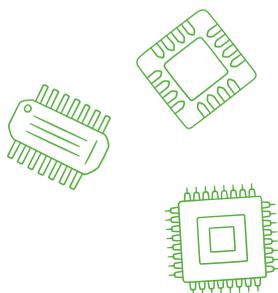
//*****
// MAIN
//*****
void main() {
    int i; // Generic local variable
    // Oscillator and ports settings
    OSCCON = 0b01111000; // Internal clock 16 MHz
    ANSELA = 0b11111111; // PORTA analog
    TRISA = 0b11111111; // PORTA input
    TRISC = 0b00000000; // PORTC output
    ADC1_Init(); // Initialize ADC #1
    StartTimer(); // Start TMR1
    for (i = 0; i < 100; i++) img[i] = 0; // Clear the data image
    do { delay_ms(1000); } while (1); // Idle. Operations managed by ISR
}
```

43

contrôleur Windows ESP32 avec logiciel gratuit

Contribution par Matrix

Voici un petit projet que vous pouvez réaliser si vous disposez d'un ESP32 inutilisé dans vos tiroirs. Il s'agit d'un contrôleur de moteur à usage général personnalisable, d'un dispositif d'entrée-sortie et d'un moniteur de tension d'entrée. Le projet est basé sur un microcontrôleur ESP32 communiquant en Wifi via une interface utilisateur sur PC.



LIEN

[1] Flowcode : <https://flowcode.co.uk/>

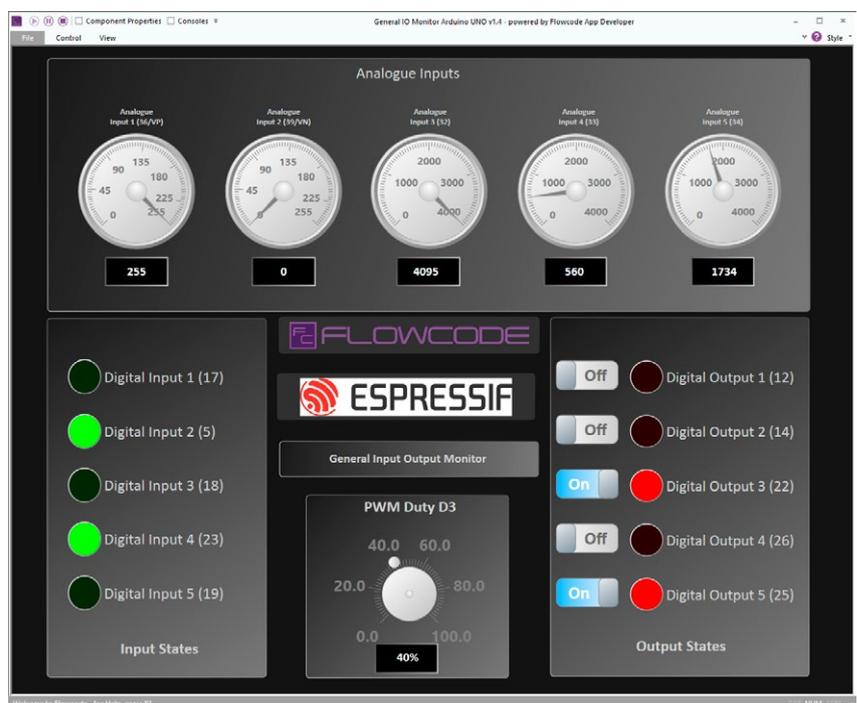


Figure 1. Moniteur d'entrée-sortie général Arduino UNO.

L'application de développement Flowcode est un logiciel gratuit qui permet la conception d'interfaces homme-machine (HMI) fonctionnant sur un PC sous Windows, sur des microcontrôleurs à faible coût tel que l'ESP32, l'Arduino ou Raspberry Pi tout comme sur les microcontrôleurs à interface USB tels que les séries PIC.

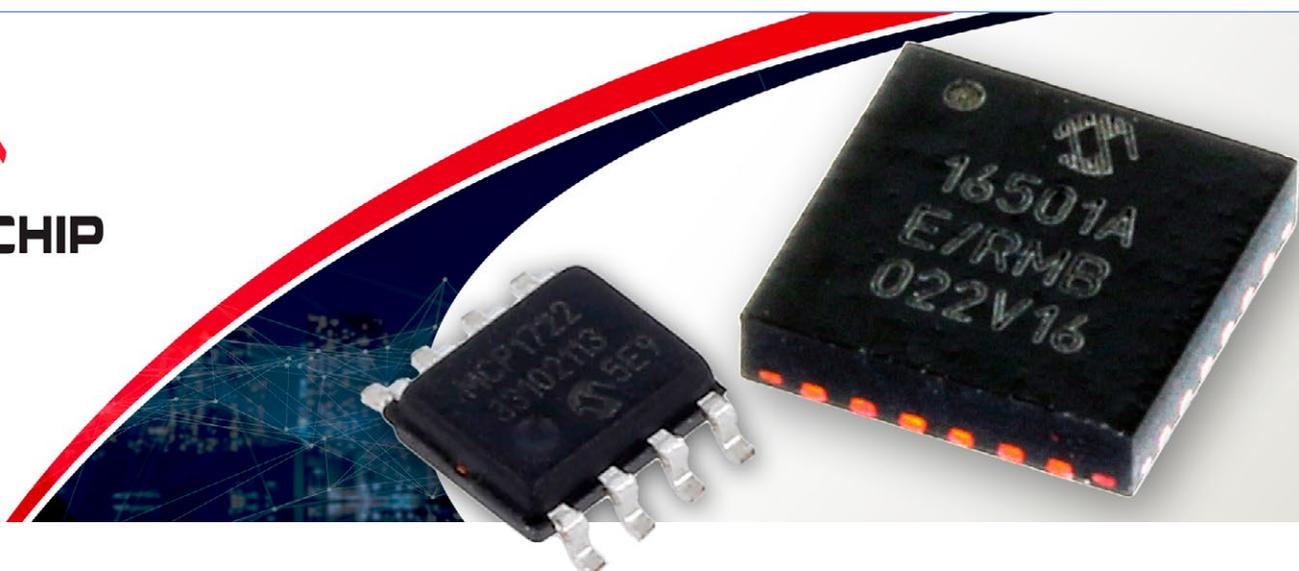
L'application de développement Flowcode permet de réaliser des interfaces homme-machine à partir d'organigrammes, de blocs ou de pseudo-code, ce qui permet facilement aux débutants de réaliser des systèmes assez complexes.

À titre d'exemple, voici un moniteur d'entrée-sortie ESP32 possédant 5 entrées numériques, 5 sorties numériques, 5 entrées

analogiques et 1 sortie MLI (PWM Pulse Width Modulation ou MLI Modulation de Largeur d'Impulsions) que vous pouvez voir sur la **figure 1**. Il peut être par la suite étendu à 30 entrées numériques, 30 sorties numériques, 6 entrées analogiques, 7 sorties MLI, 6 contrôleurs de servomoteurs, 1 réseau monofilaire I²C, et des interfaces pour périphériques SPI (Serial Peripheral Interface).

Vous trouverez les instructions de réalisation de ce projet dans le site web Flowcode [1]. L'application de développement Flowcode (dans l'onglet Download) et le code source du projet (dans l'onglet App developer / Free Apps) y sont disponibles en téléchargement gratuit. ◀

230399-04



circuits analogiques et mixtes de Microchip

gestion de l'alimentation économe en énergie et traitement de signal

Transfer Multisort Elektronik Sp. z o.o.

La marque Microchip [1] est principalement connue comme un fabricant de microcontrôleurs et de microprocesseurs, de mémoire et d'autres circuits numériques. Cependant, l'offre du fabricant comprend également des circuits analogiques et mixtes haut de gamme – utilisant des solutions innovantes, adaptées aux applications modernes. Ces produits sont dédiés aux applications dans les équipements grand public et industriels, les appareils mobiles, les ordinateurs, l'électronique de précision et même les circuits du secteur *automobile*.

Il existe trois groupes d'articles Microchip ci-dessous : contrôle et gestion de l'alimentation et traitement du signal analogique. Nous vous encourageons également à lire les détails de cette gamme dans notre catalogue en ligne.

Solutions PMIC de Microchip

Nous avons déjà eu l'occasion d'écrire sur les PMIC de Microchip, c'est-à-dire *Power Management IC* (CI de gestion de l'alimentation) dans un article dédié [2].

Dans cette section, nous nous concentrerons donc sur les informations générales sur ces produits. Ce sont des convertisseurs DC-DC caractérisés par de petites dimensions avec une fonctionnalité très large. Leur principal domaine d'application est l'alimentation de circuits utilisant des microcontrôleurs et des systèmes à microprocesseurs plus complexes. Ils peuvent être alimentés par des tensions typiques fournies par des cellules lithium-ion et lithium-polymère (de 2,7 V à 5,5 V DC). Leurs capacités répondent aux défis auxquels sont confrontés les spécialistes lors de la conception de systèmes électroniques dédiés à la production de masse :

Les systèmes MCP16502 prennent en charge la technologie DVS à économie d'énergie (*dynamic voltage scaling*), disposent de 4 canaux indépendants de stabilisateurs DC/DC qui donnent la possibilité de commutation séquentielle des périphériques. Ils sont fermés au format VQFN avec 32 broches (5 × 5 mm). Dans de nombreuses applications, la fonctionnalité de ces articles sera suffisante pour gérer l'alimentation de tous les composants du circuit. De plus, le fonctionnement du MCP16502 peut être contrôlé de manière externe via le bus I²C.

Microchip fournit également des kits de développement (d'évaluation) DT100105 [3] qui vous permettent de vous familiariser avec les possibilités des solutions PMIC et facilitent leur mise en œuvre dans le projet prototype.

Table 1.

Besoin	Défi
Fourniture de différentes valeurs de tensions d'alimentation et activation séquentielle des lignes pour assurer un fonctionnement stable de l'appareil.	<ul style="list-style-type: none"> > augmentation du nombre de composants > extension de la surface du circuit imprimé occupée par la section de puissance > augmentation du coût du circuit
Prise en compte du rendement en courant des différents types de mémoires	<ul style="list-style-type: none"> > circuit de puissance en fonction du type de mémoire utilisé > temps de développement plus long d'une solution universelle
Dépendance de l'efficacité en courant du système d'alimentation sur le mode de fonctionnement du microcontrôleur	<ul style="list-style-type: none"> > pratiquement impossible dans les solutions basées uniquement sur des éléments discrets > consommation d'énergie sous-optimale

Stabilisateur linéaire LDO MCP1722

Actuellement, les appareils du domaine de l'électronique grand public (mais pas seulement) utilisent de plus en plus l'alimentation par batterie. Les cellules rechargeables délivrent des courants élevés et ont une durée de vie relativement longue. Leur inconvénient est les fluctuations de tension qu'ils produisent – à mesure que la batterie se décharge, elle diminue progressivement, même de 20 %. Bien sûr, il existe de nombreux circuits, convertisseurs DC/DC et composants capables de stabiliser la tension, mais leur utilisation a ses conséquences : ils peuvent provoquer des pertes d'énergie importantes ou introduire du bruit dans le circuit. Ces inconvénients n'existent pas dans les régulateurs de tension linéaires LDO (*low-dropout*). Parmi les avantages des régulateurs LDO il y a : aucun bruit de commutation (leur conception est dépourvue de la section d'incrustation), taille d'appareil réduite (aucune bobine ou transformateur n'est nécessaire), simplicité de construction et haute efficacité énergétique. De plus, la construction des stabilisateurs LDO permet leur miniaturisation et la réduction des coûts de production (et donc aussi leur application).

Dans le cadre de l'offre Microchip et des contrôleurs de type *low-dropout* les systèmes MCP1722 doivent être mentionnés. Ils se caractérisent par une large plage de tension d'entrée : de 4,5 V à 55 V DC avec coupure UVLO (*Undervoltage Lock Out*) à 2,7 V. Les produits ont deux sorties : la première avec une tension de 3,3 V DC (courant max. 50 mA) et la seconde, offrant un courant jusqu'à 100 mA pour 10 V ou 12 V DC (selon le modèle). Ils se caractérisent également par une très large plage de température de fonctionnement (-40 ... 150 °C) et de très petites tailles – ils sont disponibles dans des boîtiers SMD de type SO8 et VDFN8. De plus, ils sont équipés de protections contre les surcharges et thermiques, protégeant le système lui-même et le circuit dans lequel ils fonctionnent. La paire de broches *Power Good* fonctionnant en mode drain ouvert est utilisée pour surveiller



Figure 1. Format VQFN32 permet de fermer le circuit dans un boîtier avec une base de 5 × 5 mm.

le fonctionnement du régulateur, signalant la tension correcte affichée sur ses sorties. Une caractéristique importante des produits MCP1722, en particulier dans le contexte des appareils mobiles, est le courant de repos très faible : lorsqu'ils ne sont pas à l'état actif, ils nécessitent un courant de 50 µA. Si la fonctionnalité *shutdown* est utilisée dans le circuit (les circuits ont une broche SHDN dédiée), la consommation électrique du régulateur dormant est réduite à 4 µA (d'une manière typique).



Figure 2. Stabilisateurs MCP1722 sont disponibles en versions SO8 et VDFN8.

►
Figure 3. Tous les amplificateurs MCP648X sont conçus pour un montage en surface.



Une chute importante, un coefficient d'ondulation faible et une valeur précise de la tension de sortie ($\pm 2\%$) font des stabilisateurs MCP1722 une excellente solution pour un certain nombre d'applications. La gamme d'applications est en outre étendue par la certification AEC-Q100 c'est-à-dire la possibilité d'utiliser les systèmes dans des appareils embarqués du secteur automobile par exemple des contrôleurs de fenêtre, un système multimédia, etc.), l'électronique et les petits appareils électroménagers (brosses à dents électriques, sèche-linge), ainsi que dans les systèmes de drones et autres modèles RC, où une conception compacte et légère est particulièrement importante. Un seul régulateur MCP1722 peut simultanément alimenter le microcontrôleur et fournir la tension appropriée pour le pilote de grille (*gate driver*) intervenant dans le contrôle du pont en H et, par conséquent, du moteur électrique. De telles possibilités permettent de réduire le poids et la surface du PCB.

Amplificateurs opérationnels MCP6486/7/9

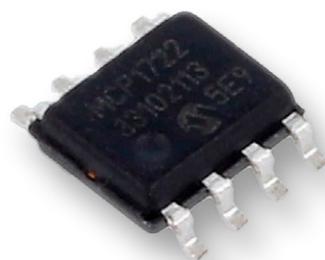
Les amplificateurs opérationnels avec les symboles MCP6486, MCP6487 et MCP6489 constituent un autre groupe remarquable de circuits analogiques de l'offre de Microchip, respectivement : simple, double et quadruple. Tous les amplificateurs sont conçus pour fonctionner avec des tensions de 1,8 ... 5,5 V et des fréquences jusqu'à 10 MHz.

Les amplificateurs opérationnels sont des éléments intégraux des applications analogiques et mixtes (*mixed-signal*). Ils sont le plus souvent utilisés dans des systèmes avec des capteurs analogiques (pression, température, humidité, pression, etc.), où ils traitent leurs signaux de sortie, en les ajustant aux paramètres

requis par les récepteurs, les actionneurs ou les convertisseurs A/C. Pour les applications populaires, le soi-disant *op-amp* a également besoin de l'amplification des signaux de sortie du circuit DAC (convertisseurs C/A). De plus, ils facilitent l'exécution de nombreuses autres opérations utiles, telles que le filtrage des interférences, l'inversion de la polarité du signal, etc.

Parmi les caractéristiques souhaitables des amplificateurs opérationnels il y a le courant de fuite le plus faible possible, une résistance élevée aux interférences (bruit) et une faible consommation d'énergie en fonctionnement normal. Ce sont les avantages des produits MCP6486/7/9. Dans leur cas le courant de fuite ne dépasse pas 720 μA (par amplificateur) tandis que les systèmes sont équipés de filtres EMI (*electromagnetic interference*) avec un coefficient de réjection en mode commun de 61 dB à 1,8 GHz. La tension de décalage est maximale de $\pm 1,6$ mV (ce qui sera important pour les signaux de faible valeur). Les avantages importants des systèmes sont également : le temps de démarrage court (prêt à fonctionner en 2,3 μs) ; une large plage de températures de fonctionnement (de -40 °C à 125 °C). Les amplificateurs Microchip sont proposés dans plusieurs types de boîtiers (dans différentes configurations de broches) : MSOP8, SC70-5, SO8, SO14, SOT23-5, TSSOP14. Comme les régulateurs décrits ci-dessus, ils sont certifiés AEC-Q100 grâce auxquels ils peuvent être utilisés dans l'automobile, les contrôleurs de pompe à carburant et autres fluides, l'éclairage, les rétroviseurs électriques, etc. Les paramètres des composants décrits permettent leur application dans les circuits industriels (alimentations, capteurs de pression, capteurs opto-électriques, débitmètres de gaz et de liquide etc.), mais aussi médicaux (détection de fonctions vitales, capteurs biochimiques, par exemple dans le domaine de l'analyse sanguine) et grand public (humidité, température, moniteurs de mouvement, capteurs de gaz et de fumée, GPS, etc.).

230409-04



LIENS

[1] Microchip Technology : https://www.tme.eu/fr/linecard/p,microchip-technology_632/

[2] Solutions PMIC de Microchip : <https://www.tme.eu/fr/news/library-articles/page/43320/Solutions-PMIC-de-Microchip/>

[3] Kits de développement (d'évaluation) DT100105 :

<https://www.tme.eu/fr/details/dt100105/kits-de-demarrage-pour-circ-microchip/microchip-technology/>

standards d'interfaces

filtrage et protection contre leurs tensions pour le bus I²C

Andreas Nadler (Würth Elektronik)

La communication des microcontrôleurs avec leurs périphériques fait souvent appel au bus I²C. Plus la distance de transmission augmente, plus le risque d'interférences est élevé. Grâce à un circuit adéquat de filtrage et de protection, on peut significativement améliorer l'immunité aux interférences.

Le bus I²C (*Inter-Integrated Circuit*) est une interface de communication série répandue, principalement utilisée pour connecter les microcontrôleurs avec les circuits intégrés (CI) périphériques (par ex. les capteurs ou la mémoire). Le bus utilise une ligne de données bidirectionnelle (SDA) et une ligne d'horloge (SCL). De plus, le bus ne se cantonne pas aux cartes, mais dans beaucoup d'applications on le prolonge aussi vers d'autres emplacements au moyen de divers connecteurs et câbles. Ceci rend le bus I²C plus sensible aux interférences externes telles que les décharges électrostatiques (ESD), les transitoires rapides en salves et le bruit RF rayonné. L'objet de cet article est de proposer au lecteur un circuit adapté de filtrage et de protection qui améliore l'immunité au bruit du bus I²C sans dégrader la qualité de signal des lignes de données et d'horloge. Pour cela, des modèles de simulation ont été créés sous LTspice et des mesures effectuées sur une application réelle afin de vérifier les résultats de la simulation.

Table 1. Résumé des spécifications du bus I²C.

Mode	Horloge	Débit maxi	Temps de montée maxi 0,3 - 0,7 V _{CC}	Capacité maxi du bus	Courant maxi
Standard	100 kHz	100 kbit/s	1000 ns	400 pF	3 mA
Fast	400 kHz	400 kbit/s	300 ns	400 pF	3 mA
Fast+	1 MHz	1 Mbit/s	120 ns	550 pF	20 mA
High Speed	3,4 MHz	3,4 Mbit/s	10 ns	100 pF	3 mA

Topologie du bus I²C

Le bus I²C fonctionne sous le principe « maître/esclave », où le maître est toujours à l'initiative du transfert de données. C'est sa simplicité qui a fait le succès du bus. En revanche, le protocole est très basique et la topologie physique asymétrique. En pratique, ces deux facteurs font que le bus peut être très susceptible aux interférences externes (par ex. pendant les tests CEM). La **table 1** donne un aperçu des spécifications I²C.

Tous les CI qui participent au bus I²C ont des sorties en collecteur commun (**figure 1** à gauche). Celles-ci commutent alternativement les résistances de rappel à la masse de référence et produisent ainsi les états logiques « 1 » (V_{CC}) et « 0 » (GND). Comme le montre la **table 1**, les temps de montée maximum autorisés des fronts décroissent avec l'augmentation du débit de données. La relation mathématique entre les valeurs min et max des résistances de rappel est donnée par les **équations 1 et 2**.

$$R_{\text{Pullup_min}} = \frac{(V_{\text{CC}} - V_{\text{L}})}{I_{\text{Pullup}}} \quad (1)$$

$$R_{\text{Pullup_max}} = \frac{t_{\text{r}}}{(0,8473 \cdot C_{\text{BUS}})} \quad (2)$$

V_{CC} = Tension de référence du bus I²C (volt)

V_L = Seuil logique « 0 » max (par ex. 0,4 V avec V_{CC} > 2 V)

C_{BUS} = Capacité parasite maximale du bus de l'application (farads)

t_r = Temps de montée maximal autorisé en fonction du débit de données (secondes)

I_{Pull-up} = Courant maximal possible au travers des broches de collecteur ouvert (ampères).

Combinées avec la capacité parasite du bus, les résistances de rappel [1] forment un étage RC. Ceci entraîne un retard des fronts de montée du signal carré. Dans beaucoup d'applications, cet étage RC est souvent ce qui détermine le maximum en termes de débit de données et de longueur de câble. Comme le montre la **table 1**, il en résulte pour la spécification I²C une capacité maximale du bus de 400 pF sous un courant de 3 mA pour les débits les plus fréquents (100 kbps et 400 kbps). Plus les valeurs

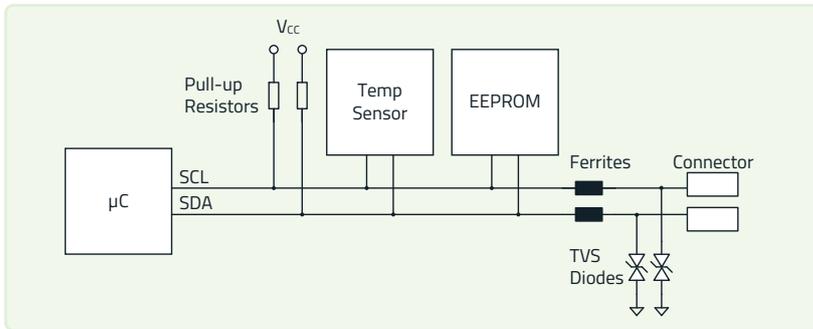


Figure 1. Schéma simplifié d'un bus I²C avec résistances de rappel (à gauche) et avec ferrites et diodes TVS (à droite) comme protection pour améliorer l'immunité au bruit et réduire l'émission d'interférences.

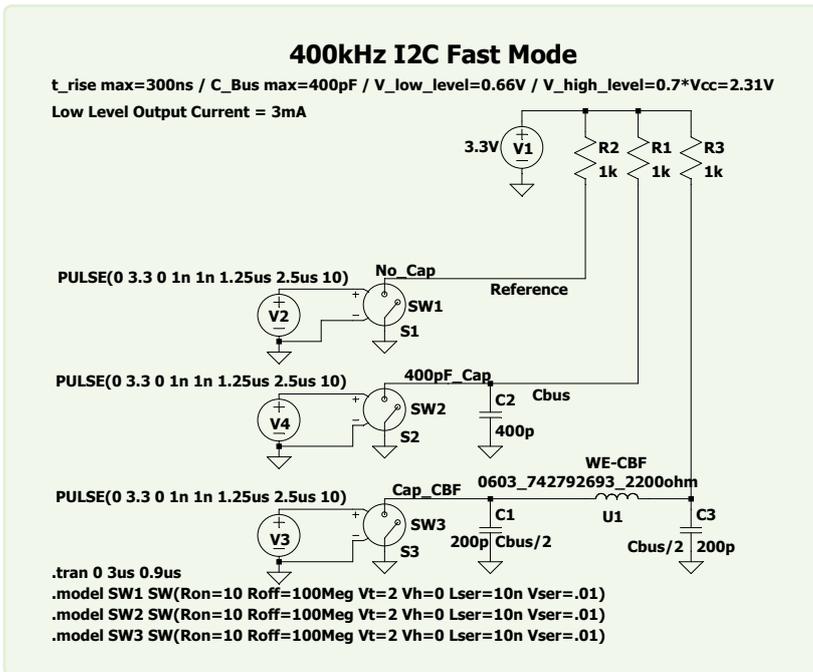


Figure 2. Schéma de la simulation LTspice avec 3 canaux : 0 pF, 400 pF et 400 pF + ferrite CMS multicouche.

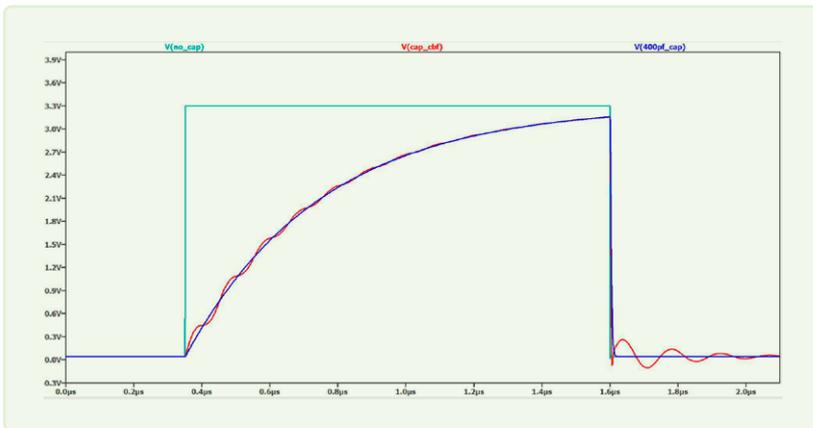


Figure 3. Résultat de la simulation LTspice dans le domaine temporel : 0 pF (turquoise), 400 pF (bleu) & 400 pF + ferrite CMS multicouche (rouge).

des résistances de rappel choisies sont faibles, plus le temps de montée des fronts peut diminuer. **L'équation 1** montre que la limite inférieure détermine le seuil logique bas maximum, le niveau de tension de référence et le courant maximum possible.

La capacité parasite du bus dépend entre autres :

- > Des capacités des composants
- > Des longueur et largeur des pistes (environ 0,5 pF cm)
- > De la longueur et du type des câbles et connecteurs
- > De la structure des couches et de la constante diélectrique des circuits imprimés

Choix des composants de filtrage et protection

Afin d'augmenter l'immunité à l'ESD, aux transitoires rapides en salves et rayonnement RF, on recommande une combinaison de ferrites CMS et de diodes TVS (figure 1 à droite). Les ferrites CMS à large bande (par ex. 742792693) augmentent continûment d'impédance au-dessus de 10 MHz et sont ainsi capables de protéger le bus contre les interférences RF. Les diodes TVS peuvent aussi détourner les surtensions vers la masse de référence.

Comme les valeurs des résistances de rappel sont souvent dans la gamme des kΩ, l'étage RC ainsi que l'impédance des ferrites CMS en-dessous de 10 MHz jouent ici un rôle mineur. On peut donc, dans un premier temps, considérer que le temps de montée du signal utile est peu influencé. Si on a choisi des diodes TVS à faible capacitance (par ex. 824012823 - 0.18 pF), leur capacitance n'a pas d'influence notable sur la qualité du signal. Pendant un test ESD par exemple, un courant de plus de 10 A peut circuler brièvement, ce qui produit une tension d'environ 10 V aux bornes de cette diode.

Tous les autres CI sur le bus I²C doivent donc supporter cette tension. Cela ne fonctionne que si vous fournissez une masse à faible impédance (par ex. une grande surface de cuivre dans une couche interne) pour éviter une chute de tension supplémentaire.

Simulation LTspice avec fréquence d'horloge de 400 kHz

Avec le programme de simulation gratuit LTspice, il est relativement facile d'étudier l'influence de la capacitance parasite du bus en combinaison avec les résistances de rappel choisies. Pour un interrupteur piloté en tension, on sélectionne la fonction « Pulse » et on détermine la bande passante désirée selon la spécification I²C voulue. Pour la variante 400 kbps, la plus utilisée, on choisit une période de 2,5 µs. Pour un rapport cyclique de 50 %, on met la durée « high » à 1,25 µs. Pour profiter des 400 pF de maximum autorisé pour la capacitance parasite du bus, les résistances de rappel sont fixées à 1 kΩ. On simule trois canaux (qui peuvent en pratique représenter SCL ou SDA).

- > Sans capacitance parasite du bus
- > Avec 400 pF de capacitance parasite du bus
- > Avec 400 pF + ferrite CMS multicouche large bande (742792693).

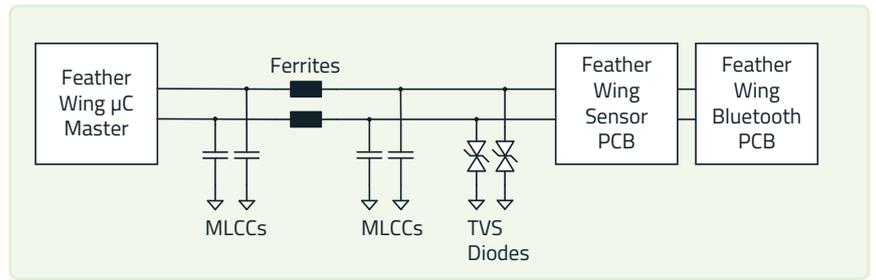
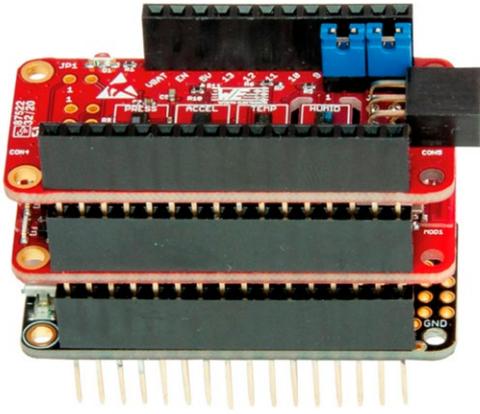


Figure 4. Kit SensorBLE FeatherWing de Würth Elektronik, composé de cartes microcontrôleur, Bluetooth et capteurs.

Figure 5. Schéma de la configuration de test avec le kit SensorBLE-FeatherWing de Würth Elektronik.

Le résultat de la simulation en **figure 3** montre que la ferrite CMS multicouche n'a pratiquement aucun effet sur le front montant du signal. Comme toute ferrite CMS multicouche a aussi une composante inductive, on observe des oscillations mineures en combinaison avec la capacitance du bus. Toutefois, celles-ci ne sont pas critiques car leurs amplitudes sont inférieures à 10 % du véritable signal utile.

Mesures avec une application à 400 kHz de fréquence d'horloge

Pour vérifier la relativement simple simulation LTspice, des mesures complémentaires ont été effectuées avec un kit SensorBLE FeatherWing [2] de Würth Elektronik. Ce kit dispose d'une carte mère avec un microcontrôleur. Les deux autres cartes comportent un module Bluetooth WE et divers capteurs WE (accéléromètre 3 axes, température, humidité, pression – **figure 4**). La carte mère communique avec les deux autres via un bus I²C à un débit maximum de 400 kbps (**figure 5**). Les données des capteurs peuvent alors être affichées avec une application smartphone dédiée (par ex. WE-SensorBLE). On utilise des MLCC pour émuler une capacité parasite de 400 pF par rapport à GND. On a mis aussi la ferrite CMS multicouche (742792693) modélisée dans la simulation, ainsi qu'un réseau de diodes TVS (824012823). Un câble de 20 cm connecte la carte capteurs au reste du bus I²C. On trouve un arrangement de ce type dans de nombreuses applications.

La courbe de tension sur la ligne SCL était mesurée en permanence. Les mesures [3] montrent des résultats pratiquement identiques à la simulation (**figure 6**). Le temps de montée ainsi que la qualité du signal ne sont pas dégradés par la ferrite CMS multicouche en combinaison avec la diode TVS. Le temps de montée du signal haut, qui est critique pour la synchronisation, ne dépend que de la capacitance du bus en combinaison avec les résistances de rappel choisies. Grâce à l'app du smartphone (WE-SensorBLE), on peut vérifier un fonctionnement sans erreurs dans les trois scénarii testés.

Simulation et mesures en harmonie

La simulation aussi bien que les mesures montrent que les ferrites CMS en combinaison avec les diodes de protection ESD n'ont pas d'influence sur les signaux de données (SDA) et d'horloge (SCL) du bus I²C. Les résistances de rappel associées avec la capacité parasite du bus ont un fort impact sur la raideur des fronts des signaux. En contrepartie, cette combinaison de composants, diode de protection ESD et ferrite CMS à large bande, améliore l'immunité au bruit du bus I²C. En pratique, cela signifie en particulier une meilleure immunité à l'ESD, aux transitoires rapides en salves et au rayonnement RF. ◀

230400-04

À propos de l'auteur

Andreas Nadler est ingénieur électronicien diplômé d'état de la Kempten Technical School. Il a ensuite travaillé pendant plusieurs années comme ingénieur matériel dans le domaine des alimentations à découpage et la technologie des circuits analogiques. Depuis 2015, Nadler est ingénieur en applications de terrain chez Würth Elektronik eiSos GmbH, dans la division commerciale pour les composants actifs et passifs. C'est là qu'il se spécialise dans la conception des alimentations et interfaces conformes à la CEM, ainsi que sur la suppression globale des interférences des assemblages électroniques.



Figure 6. Mesure de référence avec résistances de rappel de 1 kΩ, ferrite CMS multicouche, réseau de diodes TVS, fils de 20-cm, et 400-pF MLCC (= 344 ns de temps de montée).

LIENS

[1] R. Arora, "I2C Bus Pullup Resistor Calculation," Application Report SLVA689, Texas Instruments:

<https://ti.com/lit/an/slva689/slva689.pdf>

[2] Kit SensorBLE Featherwing: https://www.we-online.com/de/components/products/SENSOR_BLE_FEATHERWING_KIT

[3] A. Nadler, "Filter and surge protection for the I2C bus," Application Note ANP121: <https://www.we-online.com/ANP121>

44 moniteur de batterie Li-Ion

l'indicateur de charge résiduelle fournit un retour d'information visuel

Antonello Della Pia (Italie)

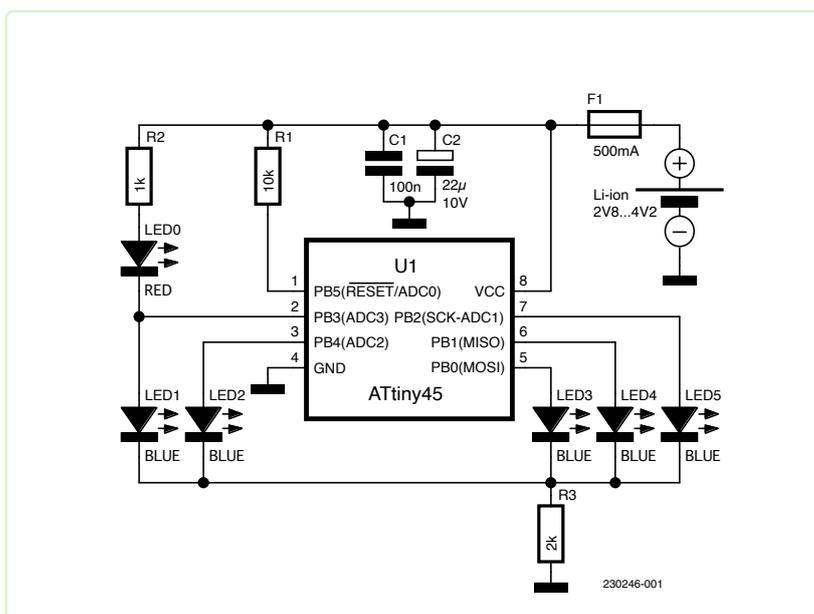
Un indicateur de charge résiduelle offre une indication visuelle utile de l'état de charge de la batterie. Ici, vous pouvez en construire un à l'aide d'un petit microcontrôleur simple, de LED et de quelques composants passifs.



Les batteries Li-ion sont largement utilisées par les bricoleurs, mais l'utilité d'un indicateur de charge résiduelle n'est pas toujours prise en compte. Si vous ne souhaitez pas vous appuyer sur des solutions commerciales, ce circuit simple peut fournir une indication visuelle rapide de la charge de la batterie avec un microcontrôleur ATtiny45 de Microchip Technology, six LED et quelques autres composants.

Le principe de base de ce projet est que la capacité restante d'une seule cellule Li-ion est approximativement proportionnelle à la tension de la batterie, et que la tension de la batterie est égale à la tension d'alimentation du microcontrôleur, dans ce cas.

Figure 1. Schéma du moniteur de batterie Li-ion.



Surveillance par un logiciel

En examinant le schéma de la **figure 1**, nous constatons que toute la magie est faite par logiciel. Six LED représentent la tension de la batterie. On voit que R2 et R3 limitent le courant des LED, C1 et C2 sont les condensateurs ordinaires de dérivation, et F1 est un fusible réarmable qui protège la batterie de tout défaut de circuit. Le code source [1] est assez simple : en utilisant une astuce bien connue, la fonction `readVccVoltage()` mesure la tension d'alimentation par manipulation directe des registres, en utilisant V_{cc} comme référence par rapport à la référence interne du microcontrôleur de 1,1 V, qui sert d'entrée à l'ADC à la place.

La précision de la mesure dépend de la valeur exacte de la tension de référence, qui peut varier considérablement d'une puce à l'autre. La fiche technique de l'ATtiny25 /45 /85 indique que la référence de 1,1 V peut varier entre 1,0 et 1,2 V.

Il existe des routines spéciales pour déterminer la valeur exacte de V_{ref} , mais une solution simple consiste à faire varier expérimentalement la valeur de V_{ref} jusqu'à ce que l'on obtienne une mesure comparable à celle d'un multimètre numérique de référence. J'ai inclus la constante `const float vRef` à cet effet dans le croquis.

Ensuite, toujours dans la boucle, nous trouvons quelques instructions conditionnelles qui définissent six petits intervalles de tension qui déterminent si les LED correspondantes sont allumées ou éteintes.

LED0 (rouge) s'allume à des tensions inférieures à 3,00 V, LED1 supérieure à 3,20 V, LED2 supérieure à 3,40 V, LED3 supérieure à 3,60 V, LED4 supérieure à 3,80 V et LED5 à plus de 4,00 V. De plus, entre 3,00 V et 3,20 V, LED0 et LED1 clignotent alternativement.

Le clignotement alternatif des LED0 et LED1 est réalisé en changeant l'état de la broche PB3 et en ajoutant un certain délai, comme dans le croquis Arduino classique *Blink*. Dans notre cas, lorsque la broche PB3 est à l'état haut, elle pilote LED1, et lorsqu'elle est à l'état bas, elle pilote LED0.

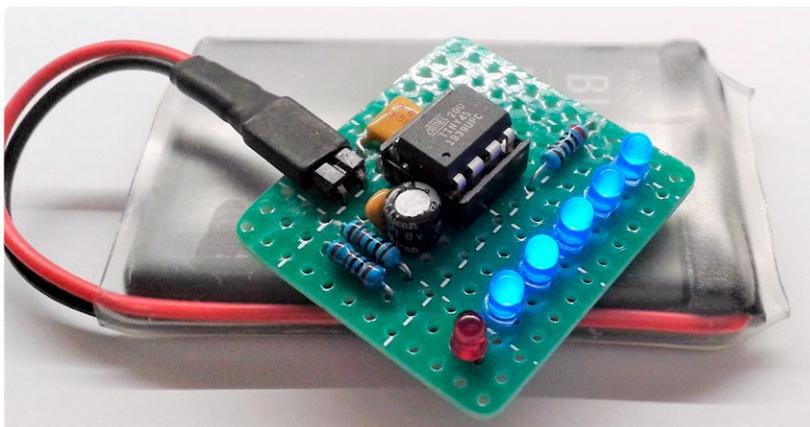
Bien entendu, vous pouvez modifier les plages de tension avec le programme. Sachant qu'une cellule Li-ion est généralement considérée comme entièrement déchargée à 3,00 V et entièrement chargée à 4,20 V, il est facile de définir des pourcentages de référence.

Le code source a été écrit et compilé en utilisant l'EDI Arduino 1.8.19 avec ATtinyCore 1.5.2 par Spence Konde installé. J'ai utilisé un programmeur USBasp pour flasher le microcontrôleur. Le fichier du croquis fourni, *Li-ion_Battery_Monitor.ino*, qui comprend des commentaires et des informations supplémentaires est disponible, vous pouvez la modifier et la recompiler facilement. Le fichier Hex est également disponible.

Quelques remarques

Les LED bleues doivent être très brillantes et avoir une tension directe (V_f) ne dépassant pas 2,70 V. La consommation totale de courant lorsque les cinq LED bleues sont allumées (V_{cc} supérieure à 4,00 V) est d'environ 2 mA. ◀

230246-04



Des questions, des commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (a.dellapia@elettronicaemake.it) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



▶ W. A. Smith, "Explore ATtiny Microcontrollers using C and Assembly Language", Elektor, 2021
<https://elektor.fr/20007>

▲ Figure 2. Montage du moniteur de batterie Li-ion sur carte perforée.

LIEN

[1] Logiciel sur la page de cet article: <https://elektormagazine.fr/230246-04>

Quiz: Circuits du passé #01

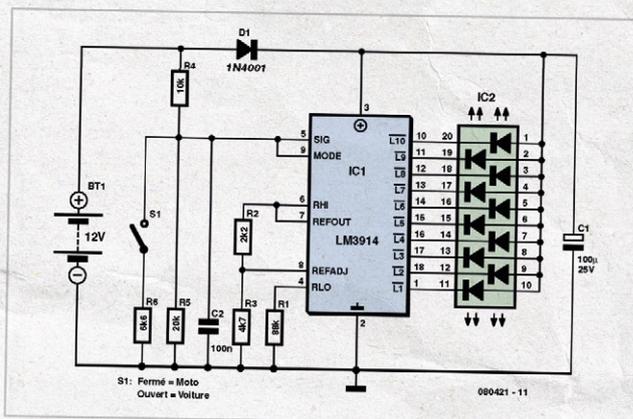
Testeur d'accu multi-tâches

Joseph Zamnit

De nos jours, qui dit camping implique le déplacement d'équipements électroniques de toutes sortes utilisés au quotidien ou pour les loisirs. Bien souvent on fait appel pour cela à un accu au plomb attaquant un onduleur, ensemble qui garantit un fonctionnement souple des appareils électroniques.

Dès lors que la source de tension est une batterie acide-plomb rechargeable, il est toujours bon de savoir si l'ensemble dont dépendent vos déplacements voit sa capacité diminuer et s'il faut la recharger. Cette même électronique serait pratique pour vérifier l'état de votre batterie (de 12 V, voiture ou 6 V, moto). Bien qu'elle ne charge quasiment pas la batterie qu'elle sert à tester, il n'est pas question de l'y laisser connecté en permanence.

Le circuit repose sur un classique LM3914, IC1, utilisé pour l'affichage de la valeur de la tension. Les LED donnent l'état de la batterie. Elle est pleinement chargée si la LED du haut est allumée. Si la LED inférieure



s'allume il est temps de penser à recharger la batterie ! L'inverseur S1 permet de passer du mode 12 V au mode 6 V. Une diode série, D1, protège le pilote de bargraphe contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation. On pourrait imaginer

d'utiliser non pas le présent affichage bargraphe à anode commune mais plutôt des LED individuelles de couleurs différentes qui rendraient mieux ainsi l'état de la batterie.

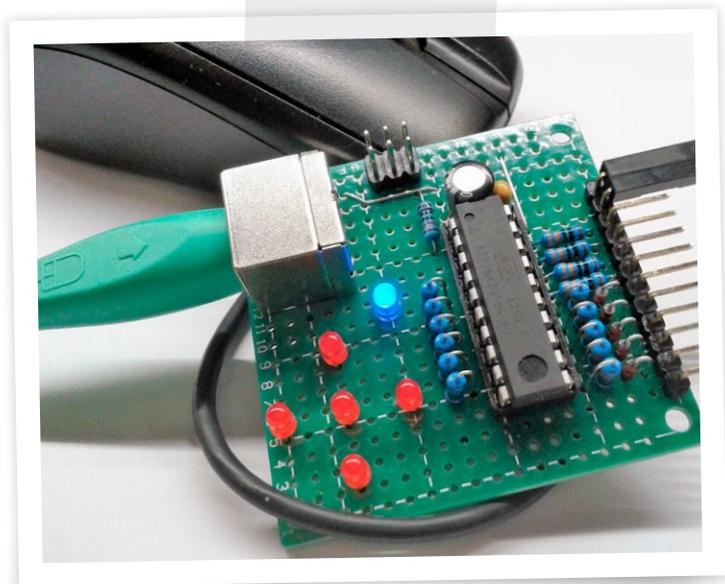
(080421-9)



45 souris PS/2 comme codeur rotatif (et plus...)

Antonello Della Pia (Italie)

Reliez ce petit circuit au connecteur d'une souris PS/2 à molette, et vous avez en main l'équivalent d'un codeur rotatif à bouton. Le microcontrôleur ATtiny du circuit convertit les signaux du connecteur PS/2 et les distribue sur neuf sorties, dont deux servent à coder le sens de rotation de la molette.



L'idée de ce circuit m'est venue pendant que je travaillais sur un projet impliquant un codeur rotatif. J'utilisais une souris à molette, et je m'étais demandé si son mécanisme interne ne pourrait pas se substituer aux codeurs à signaux en quadrature habituellement utilisés avec les microcontrôleurs. Je ne voulais pas juste connecter une souris à un μC (la technique est connue), mais créer une sorte d'interface générique capable de remplacer un codeur rotatif et son bouton. J'ai récupéré une vieille souris PS/2, ai trouvé sur la toile une bibliothèque offrant également des fonctions pour la molette, et me suis mis au travail. Le résultat, obtenu avec l'aide d'un humble microcontrôleur ATtiny2313A de Microchip et de quelques composants courants, est une ancienne souris transformée en codeur rotatif à bouton. Il comprend deux boutons supplémentaires et quatre sorties « directionnelles » (haut, bas, gauche, droite), plus une optionnelle sortie LED signifiant « au repos » (sortie *IDLE_LED*).

Schéma

En dehors de l'alimentation, le circuit (**figure 1**) n'utilise que deux signaux du connecteur PS/2 : *Données* et *Horloge*. Les données reçues m'ont permis d'adresser neuf sorties, chacune ayant sa propre fonction et toutes référencées par rapport à la masse du circuit. Les sorties *EN_A* et *EN_B* fournissent le signal en quadrature représentant l'action des contacts mécaniques du codeur. La sortie *EN_SWITCH* correspond au commutateur du codeur. *L_CLICK* et *R_CLICK* représentent les contacts des boutons gauche et droit de la souris. Les quatre autres

sorties (*LEFT*, *UP*, *RIGHT*, *DOWN*) sont au niveau Bas et passent à Haut lorsque la souris effectue les mouvements correspondants, se comportant ainsi comme un joystick.

Le niveau Haut de ces sorties est 5 V. Les diodes *D1-D5* permettent aux sorties associées d'apparaître comme des collecteurs ouverts, donc comme des contacts normalement ouverts. Ces cinq sorties peuvent aussi être reliées à des circuits à niveau logique Haut de 3,3 V. Les résistances de 330 Ω protègent les sorties contre les surintensités. La LED bleue s'allume lorsque la souris est au repos. Les cinq LED rouges indiquent les actions effectuées et ont pour résistances-talons *R2* à *R7*. *C1* et *C2* sont les habituels condensateurs de découplage. Le connecteur *JP1* autorise l'utilisation d'un programmeur *USBasp* pour flasher le μC . Le circuit s'alimente en 5 V mais, si la souris le permet, fonctionnera aussi sous 3,3 V.

Logiciel

Le code source [1] est relativement simple. Il a été écrit et compilé avec l'EDI Arduino 1.8.19 et la version ATtinyCore 1.5.2 de Spence Konde. Plutôt que de recourir la fonction habituelle `digitalWrite()` d'Arduino, j'ai utilisé la directive `#define` pour créer des macros qui définissent l'état des broches. De même, au lieu des habituelles fonctions `pinMode()` et `digitalWrite()`, j'ai utilisé la manipulation directe des ports pour définir dans `setup()` les broches comme entrée/sortie ainsi que leur état initial. Le code compilé ne fait ainsi que 1830 octets, donc tient dans la petite mémoire flash de l'ATtiny2313A (2048 octets). Pour la

46 interrupteur crépusculaire simple

pour moderniser vos luminaires ou vos installations

Giuseppe La Rosa (Italie)

Un interrupteur crépusculaire est un dispositif utile qui permet l'allumage d'une lampe d'éclairage au crépuscule et l'éteint à l'aube. Certaines lampes intègrent une telle fonction, mais si ce n'est pas le cas, vous pouvez facilement réaliser votre propre interrupteur crépusculaire.

Figure 2. Schéma complet de l'interrupteur crépusculaire.

L'interrupteur crépusculaire est un des principaux automatismes électroniques populaires commercialisés. Durant son évolution technologique, il a subi les améliorations habituelles, mais son principe est resté pratiquement identique. La raison en est évidente : dès le début, l'interrupteur crépusculaire était un dispositif à semi-conducteurs, c'est-à-dire purement électronique,

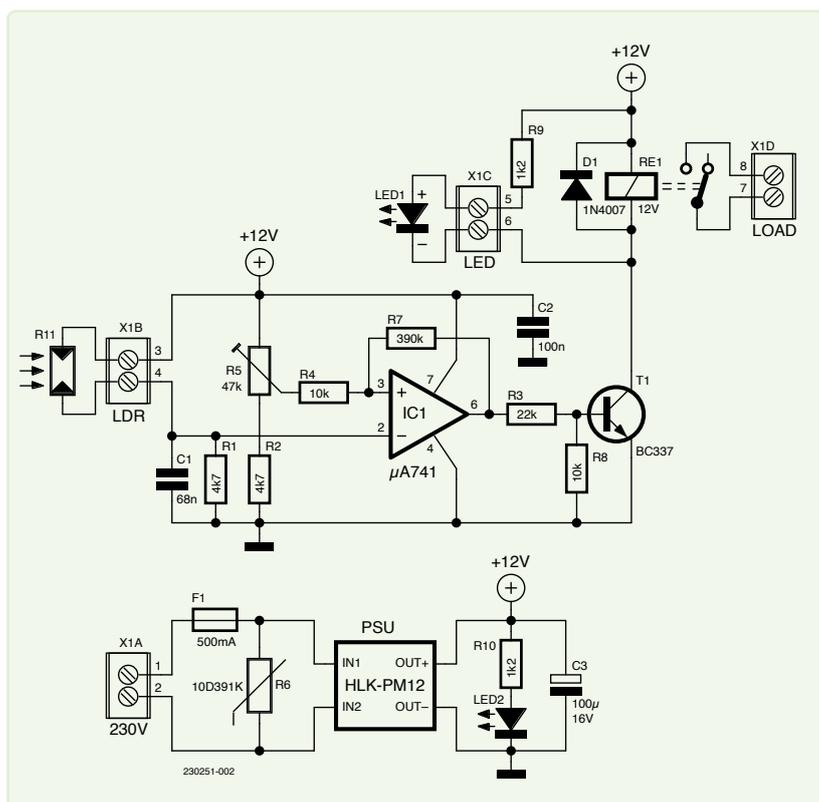
Figure 1. LDR standard. N'importe quelle LDR pourra convenir.



sans composant mécanique ajouté, autre qu'un relais. Même aujourd'hui, les relais sont d'un usage courant. Le composant de base d'un interrupteur crépusculaire est toujours une photorésistance standard, également nommée LDR (**L**ight **D**ependant **R**esistor voir **figure 1**). Une LDR est une résistance variable, c'est-à-dire que sa valeur résistive n'est pas fixe. La variation est proportionnelle à son illumination soit la quantité de lumière qu'elle reçoit. Dans l'obscurité totale, la valeur résistive d'une LDR standard peut atteindre plusieurs mégohms (M Ω), alors qu'elle peut diminuer à une valeur inférieure à 1 k Ω en présence d'une illumination élevée. Connaissant ces caractéristiques, il devient facile de concevoir un circuit qui alimente une lampe au crépuscule et l'éteint à l'aube. Pour cela, vous aurez besoin d'y ajouter un comparateur et un relais (ou un triac contrôlé par ce comparateur) constituant l'interrupteur de puissance. Ainsi, il est facile de créer un dispositif permettant, par exemple, d'automatiser l'éclairage de votre jardin durant la nuit.

Schéma du circuit

La **figure 2** montre que le circuit de l'interrupteur crépusculaire est relativement simple. Le composant principal associé à la LDR est l'amplificateur opérationnel IC1, qui est configuré en comparateur de tensions. Il vérifie si la tension de sa broche 2, qui est déterminée par la valeur de la LDR, est inférieure à la tension de sa broche 3 (cette tension est réglée par R5 et fixe le seuil de la luminosité de déclenchement). Si elle est inférieure (quand la LDR est peu éclairée), la sortie de l'amplificateur opérationnel est au niveau haut et T1 devient conducteur, par l'intermédiaire de R3, ce qui déclenche le relais et illumine la LED 1. R7 est utilisée afin de créer un effet d'hystérésis pour éviter que l'interrupteur crépusculaire ne fasse osciller le relais de façon chaotique.



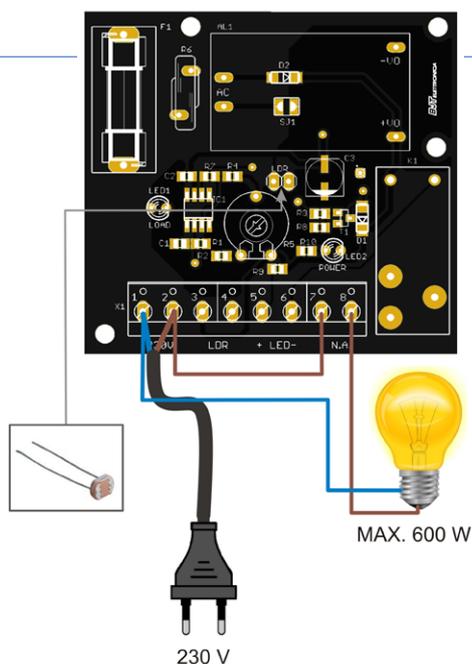


Figure 3. Le circuit terminé et ses connexions externes.

Lorsque vous pilotez un relais par un transistor, une précaution est nécessaire car le relais possède une bobine de commande et cette bobine se comporte comme une inductance. La diode D1 empêche qu'un pic de tension ne se produise quand l'alimentation de l'inductance est interrompue, ce qui pourrait détruire le transistor. LED 1 sert de voyant de contrôle du fonctionnement, c'est-à-dire qu'elle nous indique quand le circuit alimente l'éclairage (LOAD) au crépuscule.

Quelques remarques

Le circuit est alimenté par un module d'alimentation à découpage (PSU) prévu pour être implanté sur un circuit imprimé. Il n'est pas indispensable que vous en utilisiez un, n'importe quelle autre alimentation (stabilisée) de 12 V pouvant délivrer 100 mA pourra convenir.

J'ai conçu un petit circuit imprimé pour ce circuit afin de faciliter sa réalisation. La Figure 3 montre le circuit terminé, utilisant des composants montés en surface (CMS) et son câblage externe. La figure 4 montre les plans deux faces du circuit imprimé. Ces plans sont disponibles en téléchargement à la page Web de cet article [1].

VF : Jean Boyer — 230251-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

Liste des composants

Résistances

(CMS 1206 sauf indication contraire)

- R1, R2 = 4,7 k
- R3 = 22 k
- R4, R8 = 10 k
- R5 = 47 k Potentiomètre ajustable
- R6 = Varistance 10D391K
- R7 = 390 k
- R9, R10 = 1,2 k
- R11 = LDR

Condensateurs

(CMS 1206 sauf indication contraire)

- C1 = 68 nF
- C2 = 100 nF
- C3 = 100 μ F / 16 V, électrochimique, \varnothing 5 mm

Semi-conducteurs

- D1 = 1N4007, DO-213AB
- LED1 = LED, rouge, 3 mm
- LED2 = LED, verte, 3 mm
- T1 = BC547, SOT23
- IC1 = LM741, SOP8

Divers

- RE1 = Relais 12 V / 10 A, type 40.515
- X1 = Connecteur à vis à 8 broches espacées de 5,08 mm (0,2 pouce).
- F1 = Fusible 500 mA
- PSU = Alimentation électrique pour circuit imprimé 12 V / 3 W, HLK-PM12

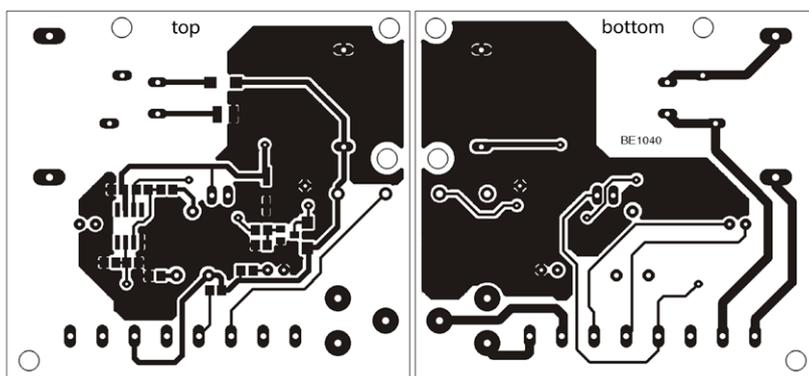


Figure 4. Plans du circuit-imprimé (vue de dessus top et de dessous bottom).

Produits

> Multimètre numérique avec Bluetooth OWON OW18B
<https://elektor.fr/18777>

> Ensemble d'accessoires de mesure PeakTech 8200
<https://elektor.fr/18600>



LIEN

[1] Téléchargement des plans : <https://elektormagazine.fr/230251-04>

47 commande de pompe à eau

protégez-vous contre la montée des eaux

Stefano Purchiaroni (Italie)

Suite au changement climatique, le niveau des eaux monte et certaines régions sont plus pluvieuses, ce qui augmente le risque d'inondations. Gardez votre sous-sol ou votre garage au sec grâce à ce circuit de commande de pompe à eau automatique !



Figure 1. La pompe installée dans mon garage.



Figure 2. Le capteur de niveau d'eau contient un relais Reed ; l'anneau est un électroaimant.

Après une nuit sombre et orageuse, des pluies torrentielles depuis plusieurs jours, de l'eau est entrée dans mon garage à travers les systèmes de drainage saturés. Pour éviter de telles catastrophes à l'avenir, outre les interventions structurelles telles que les bouchons de vidange et les conduits d'évacuation, j'ai installé une pompe de vidange à base plate, équipée d'un filtre pour les particules de plus de 3 mm, et d'un interrupteur à flotteur pour l'activer. Je l'ai placée dans un trou de 15 cm de profondeur percé dans le sol, comme le montre la **figure 1**.

L'interrupteur à flotteur fourni avec la pompe nécessitait une sortie minimale de 20-25 cm pour activer la pompe, ce qui dépassait la profondeur du trou. J'avais besoin d'un circuit qui démarrerait la pompe dès qu'une hauteur de 5-6 cm d'eau dans le trou serait détectée. Résultat : le circuit présenté ici. Il ne nécessite que quelques composants, que vous avez probablement dans l'un des tiroirs de votre laboratoire.

Phénomènes oscillatoires

Une première version simple du circuit a provoqué un étonnant phénomène d'oscillation - agréable à observer, mais dangereux pour le moteur. La pompe se mettait en marche dès que l'eau atteignait le niveau de déclenchement, aspirant rapidement environ un litre et demi. Le niveau d'eau baissait alors, ce qui ouvrait le contact du capteur et arrêtait la pompe. Ce démarrage et arrêt brusques de la pompe ont provoqué une onde qui a

redéclenché le capteur. Le système a rapidement oscillé avec une période d'environ 1 à 2 secondes. Je devais empêcher cela !

Solution

Ces pompes ne peuvent pas rester en marche plus d'une demi-heure sans eau, car le liquide est également utilisé pour refroidir le moteur. Sans eau, la pompe surchauffe. Même si elle dispose d'une protection thermique, il ne faut pas la laisser fonctionner en permanence. J'avais besoin d'utiliser la pompe pendant quelques dizaines de secondes seulement, juste le temps de vider le trou de l'eau résiduelle.

Le capteur de niveau d'eau que j'ai utilisé (**figure 2**) est disponible en ligne. Il se compose d'un relais Reed placé dans un tube étanche. Un aimant annulaire enrobé de mousse de polyuréthane glisse le long du tube. Il est plus robuste qu'il n'y paraît et fonctionne parfaitement.

Le schéma est présenté à la **figure 3**. Lorsque le niveau d'eau dépasse la position d'activation du capteur, le relais Reed se ferme. Q1 devient passant, le relais RL1 s'active, et la pompe démarre. Lorsque le niveau d'eau descend à un niveau inférieur, le relais Reed s'ouvre. Cependant, la charge sur C3 maintient Q1 en conduction pendant environ une demi-mi-



Attention !

Ce circuit est alimenté directement par la tension secteur ; il ne dispose pas de transformateur d'isolement. Par conséquent, vous devez prendre les précautions nécessaires lorsque vous le construisez, le testez et l'installez. Ne réalisez ce projet que si vous possédez les connaissances nécessaires pour garantir une sécurité totale.

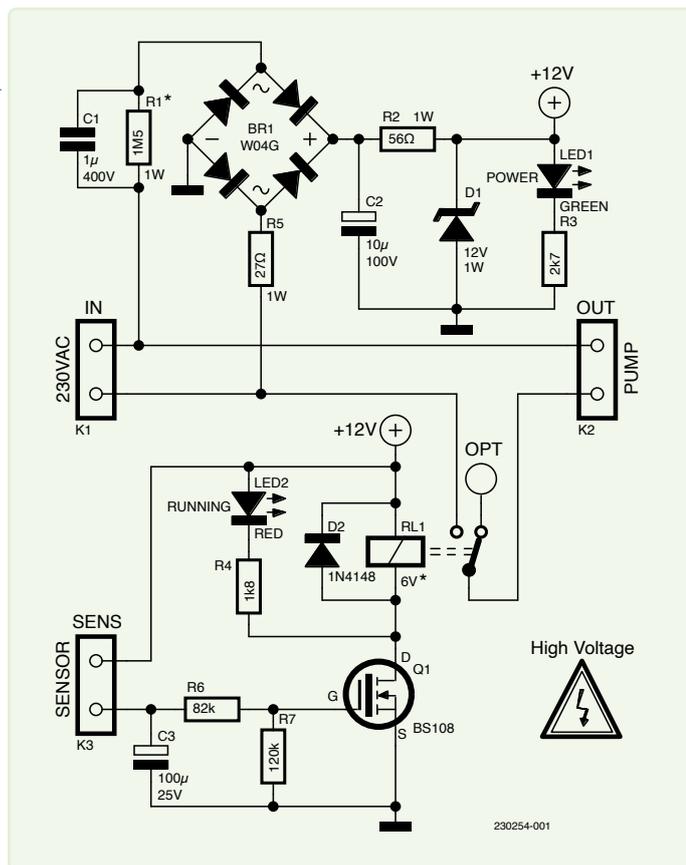


Figure 3. Attention ! Ce circuit est directement relié au secteur, soyez donc très prudent.

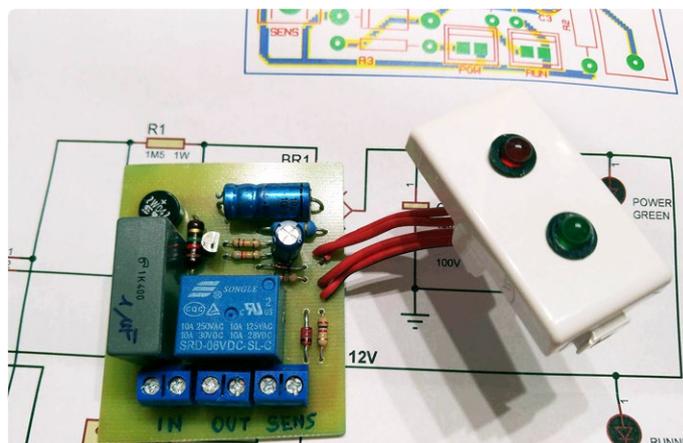


Figure 4. Le circuit assemblé est prêt à être monté dans le mur.

nute, ce qui permet à la pompe d'évacuer l'eau restante. Avec ce type de pompe, il ne restera que quelques millimètres d'eau, qui s'assècheront facilement.

Si nécessaire, il est possible d'augmenter le délai d'arrêt de la pompe en augmentant la valeur de R7. Ne dépassez pas une limite raisonnablement sécuritaire de quelques minutes, sinon vous risquez d'endommager la pompe.

Attention ! Haute tension

L'alimentation est capacitive et est connectée au secteur sans transformateur d'isolement. Il faut donc veiller à ne pas manipuler le circuit sans avoir d'abord coupé l'alimentation du système. Notez que la résistance R1 doit être adaptée à la haute tension qui la traverse. Si ce n'est pas le cas, remplacez-la par deux ou trois résistances en série.

La bobine du relais est conçue pour 6 V. Une fois alimentée, elle fait chuter la tension d'alimentation à 6-7 V. Une autre solution consisterait à utiliser un relais à semi-conducteurs. Cela permettrait de diminuer la valeur de C1. J'ai conçu un circuit imprimé simple face sans ponts de fils (figure 4), mais, bien sûr, vous

pouvez aussi utiliser une carte de prototypage. Le circuit est disponible sur [1].

La sortie OPT est disponible pour le démarrage manuel de la pompe, mais cela n'est pas nécessaire. Elle alimente la prise de la pompe en courant à partir du circuit ou directement du secteur. ◀

230254-04

Des questions, des commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (s.purchiaroni@elettronicaemaker.it) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

Passionné d'électronique et de programmation, Stefano Purchiaroni partage ses réalisations en publiant des projets et propose également des cours de robotique gratuits aux adolescents d'une école publique. Il travaille actuellement pour Telespazio dans un centre satellite aux alentours de Rome.



Produits

- > **Cytron 10 Amp 5-30 V DC Motor Driver**
<https://elektor.fr/18998>
- > **Waveshare Industrial 6-ch Relay Module for Raspberry Pi Zero**
<https://elektor.fr/20085>



LIEN

[1] Fichiers du circuit imprimé sur la page web de cet article : <https://elektormagazine.fr/230254-04>

48 boule de Noël solaire avec radio FM

tout ce que vous voulez pour Noël, c'est cela

Stefano Purchiaroni (Italie)

Marre d'écouter "vive le vent" toute la journée pendant Noël ? Alors, construisez cette boule radio décorative et écoutez une station qui diffuse aussi Mariah Carey.

Schéma du circuit

Le schéma est présenté dans la **figure 1**. Le composant principal est le TDA7021 (IC1), un récepteur FM qui ne nécessite que quelques condensateurs externes et un circuit d'accord. Pour cela, j'ai utilisé un condensateur variable que j'ai trouvé dans mon tiroir, et une bobine d'air d'un diamètre de 6 mm constituée d'un fil de huit tours de 0,8 mm. En étirant ou en comprimant la bobine, vous pouvez définir la bande de fréquence de votre choix.

L'amplificateur audio est limité à Q1, un seul transistor Darlington. Il fonctionne bien, même si la qualité audio n'est pas parfaite. J'ai fait quelques tests avec un circuit à trois transistors qui fonctionne mieux, mais je prévois d'utiliser un circuit intégré amplificateur stéréo (TDA2822D) dans une prochaine version.

La radio est alimentée par deux batteries rechargeables AAA 700 mAh Ni-MH. Deux cellules solaires les rechargent lorsque la lumière ambiante est suffisante.

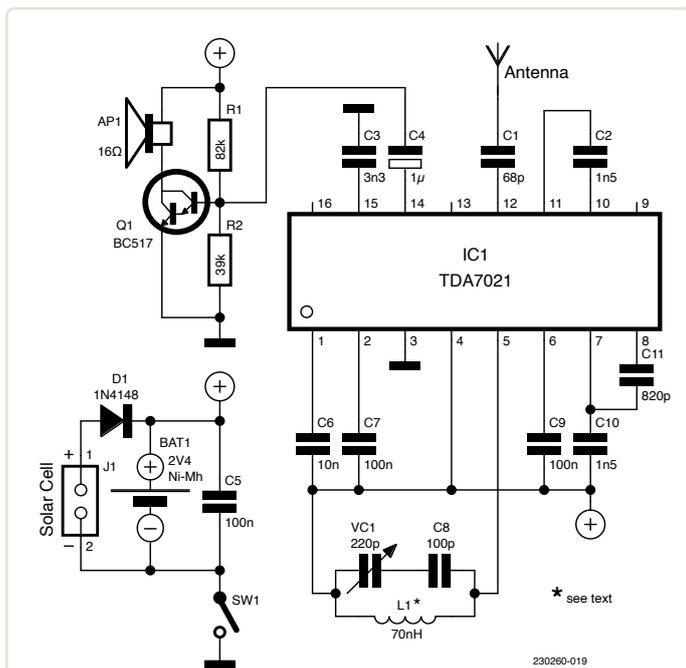


Figure 1. Le TDA7021 et quelques condensateurs sont tout ce dont vous avez besoin pour construire une radio FM.

Le joli gadget proposé ici combine plusieurs fonctions intéressantes. L'idée de le concevoir est née à Noël, alors que nous décorons le sapin. Pourquoi ne pas ajouter une boule avec une radio FM à l'intérieur ? Mais une radio qui ne nécessite pas de piles, sinon il faudrait la démonter... sauf si elle était rechargeable, par exemple grâce à la lumière du soleil. C'est ainsi que l'idée d'une boule transparente avec une radio et un panneau solaire à l'intérieur a vu le jour.

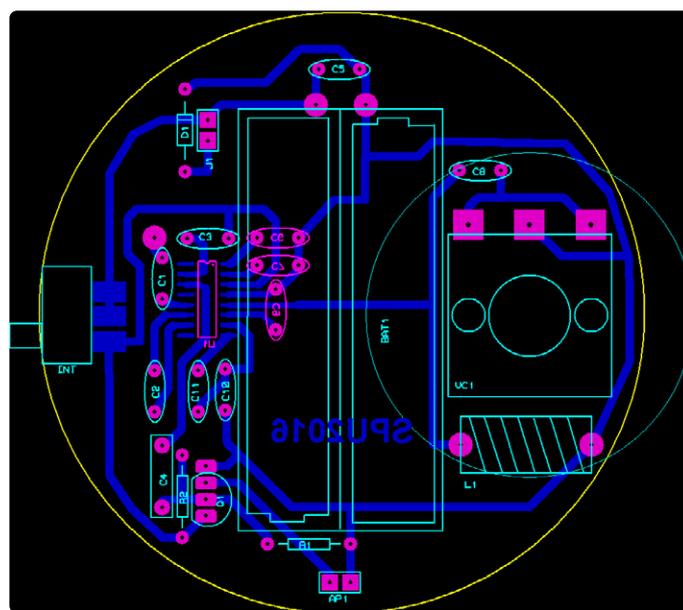


Figure 2. Ce circuit imprimé à une face comporte des composants sur les deux côtés.

Circuit imprimé et assemblage

J'ai conçu un circuit imprimé simple face pour le projet (**figure 2**), disponible sur [1]. Le boîtier CMS de IC1 est monté sur la face cuivrée, ainsi que quelques autres composants qui ne tenaient pas sur la face du dessus en raison de l'encombrement dû au support de la pile. Vous pouvez fixer ce dernier facilement avec un ruban adhésif double-face. Pour faciliter la connexion d'un meilleur module sonore à la place de Q1, j'ai ajouté un quatrième tampon à côté de son empreinte. Si vous l'utilisez, ne montez pas R1 et R2.

Pour assembler la boule radio (**figure 3**), vous devez percer des ouvertures dans les deux coquilles qui constituent la boule transparente de 8 cm. L'interrupteur à glissière est collé à travers une demi-boule, tandis que la roue à condensateur variable est collée à travers l'autre. Le haut-parleur est collé à chaud sur la demi-boule du côté de l'interrupteur à glissière. J'ai également collé à chaud les deux panneaux solaires, récupérés sur des projecteurs LED de jardin épuisés.

Comme c'est un projet de Noël, j'ai utilisé une guirlande comme antenne. Elle possède un noyau métallique que j'ai connecté avec un fil à l'entrée antenne de IC1. ◀

230260-04

Des questions, des commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (s.purchiaroni@elettronicaemaker.it) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Figure 3. La boule radio de Noël assemblée et prête à décorer la pièce.

LIEN

[1] Téléchargements :

<https://elektormagazine.fr/230260-04>

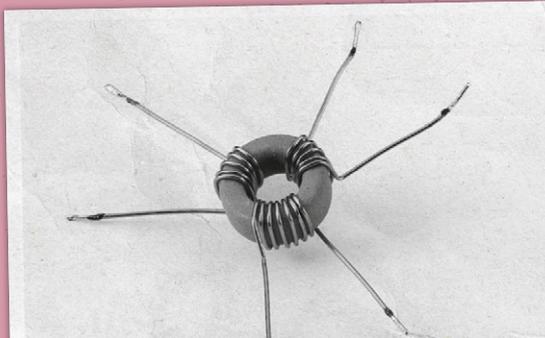


Produits

► Whadda WSPXL100 Sapin de Noël XL Kit de soudage & programmation (avec Arduino Nano Every)
<https://elektor.fr/20001>

► Whadda WSPXL103 Cerf de Noël XL Kit de soudage & programmation (avec Arduino Nano Every)
<https://elektor.fr/20325>

Quiz: Circuits du passé #02



Et si je veux envoyer la sortie numérique de mon lecteur de CD simultanément vers deux appareils ? Les lecteurs fidèles d'Elektor savent qu'il existe, pour ce faire, des circuits actifs. Mais quand on veut un moyen simple et bon marché, on se tourne vers un répartiteur passif.

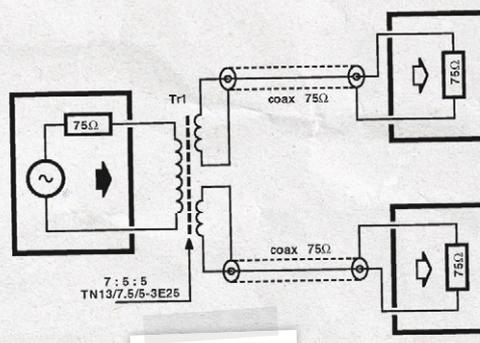
Le séparateur se compose uniquement d'un petit transformateur, facile à bobiner sur un noyau torique du type TN13/7,5/5-3E25. On bobine du fil de 0,5 mm CuL (cuivre verni). Au primaire, 7 spires et deux secondaires de 5 spires chacun. La bande passante de ce transformateur va de 40 kHz à 16 MHz. Lorsque les deux sorties sont chargées, la tension de sortie se monte à 0,33 V_{pp}. Si l'une d'elles n'a pas de charge, elle s'élève même à 0,43 V_{pp}, du fait que l'impédance primaire s'en trouve relevée et, du coup, la

sortie numérique moins chargée.

Un inconvénient du système passif, c'est que sa tension de sortie se situe 34 % sous la prescription de la norme, dont la plupart des entrées S/PDIF se moquent bien, mais un petit essai préalable, à l'aide d'un diviseur potentiométrique, vous donnera plus d'assurance. Il suffit, par exemple, de prendre pour R1 une valeur de 50 Ω et 187,5 Ω pour R2.

Encore une petite indication, insérez le petit transformateur côté source numérique, de manière à moins perturber l'impédance de la ligne de transmission.

(994044)



994044 - 11

49

capteur de vibrations avec relais

tapotez ou secouez pour l'allumer

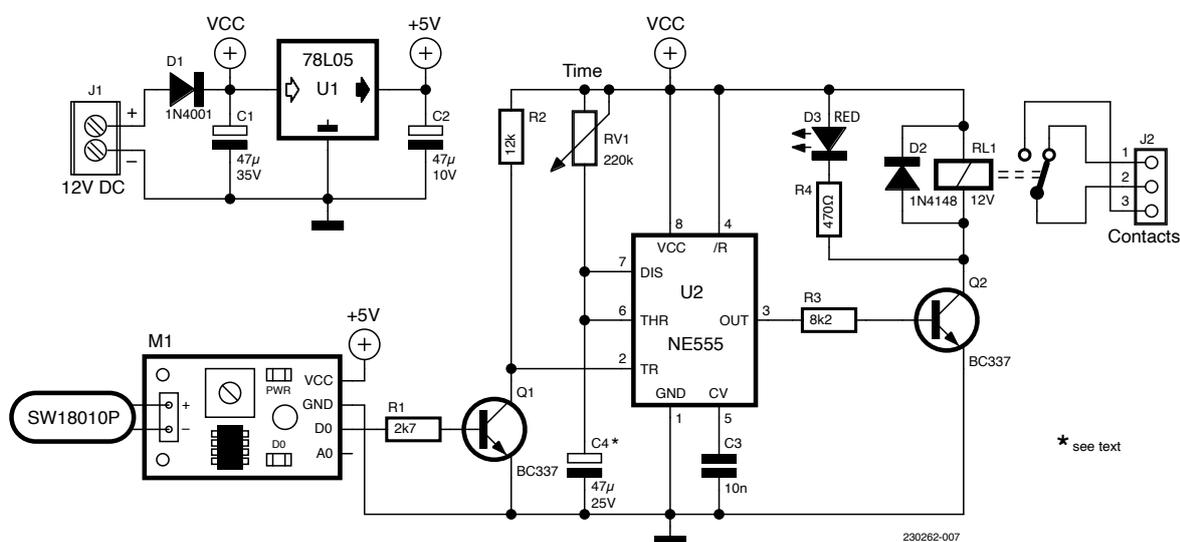


Figure 1. Le bon vieux timer 555 - ici déclenché par un capteur de vibrations SW-18010.

Stefano Purchiaroni (Italie)

Une alarme ou un interrupteur déclenché par une vibration peut être utile comme dispositif antivol pour une moto ou pour allumer une lumière en tapant sur la table. En fait, il existe plusieurs autres applications. Votre imagination est la seule limite.

Le circuit proposé ici utilise un capteur SW-18010 peu coûteux mais très sensible. Cet appareil consiste en un ressort métallique flexible entourant une tige métallique. Lorsque le capteur est secoué ou vibre, le ressort touche la tige et crée de brefs courts-circuits.

Le capteur est souvent monté sur un petit module qui comprend, entre autres, un amplificateur opérationnel et un trimmer pour régler la sensibilité. La sortie DO de ce module est binaire (On/Off). La sortie AO n'est pas utilisée dans ce projet.

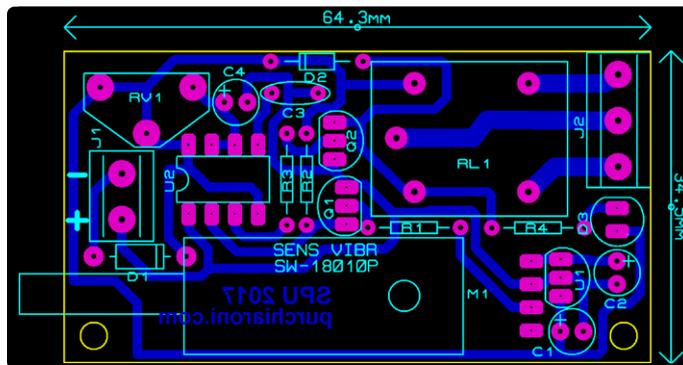


Figure 2. On peut assembler le projet sur ce circuit imprimé. Veillez à redimensionner le tracé en cuivre [1] aux dimensions indiquées ici avant de graver la carte.

Schéma du circuit

Le régulateur de tension U1 dans le circuit de la **figure 1** alimente le module du capteur avec 5 V. Le signal de sortie sur DO est inversé par Q1 pour déclencher un timer 555 configuré en multivibrateur monostable. Sa sortie commande le relais RL1 avec Q2. RV1 contrôle la durée de l'impulsion de sortie entre 0,1 s et 10 s. Vous pouvez doubler la durée de l'impulsion en augmentant la valeur de C4 à 100 μ F.

La bobine de RL1 est conçue pour 12 V, ce qui détermine la tension d'alimentation requise. Vous pouvez utiliser des tensions d'alimentation plus faibles en remplaçant le relais par un modèle de 6 V ou 9 V. Le circuit imprimé (**figure 2**) est disponible sur [1]. Le détecteur de vibrations assemblé est illustré à la **figure 3**. ◀

230262-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

LIEN

[1] Téléchargements pour cet article :
<https://elektormagazine.fr/230262-04>

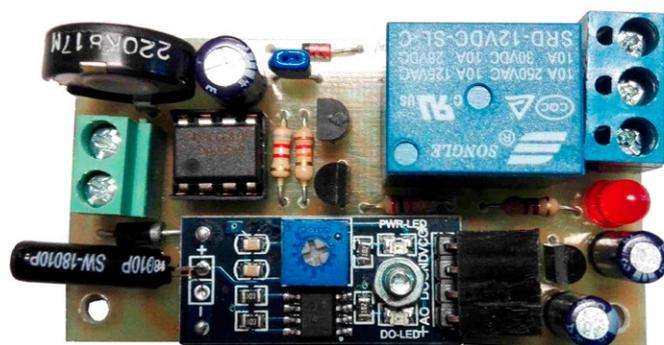
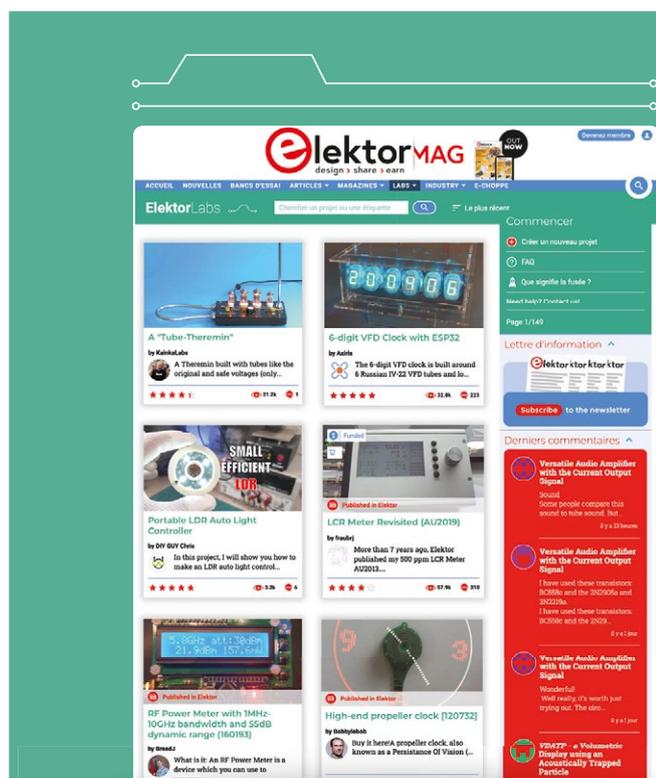


Figure 3. Voici à quoi ressemble le circuit imprimé une fois assemblé.



Produits

- > **Elektor 37-in-1 Sensor Kit**
<https://elektor.fr/16843>
- > **Seeed Studio Grove Piezo Vibration Sensor**
<https://elektor.fr/20029>



Partagez vos projets dès maintenant !
www.elektormagazine.fr/e-labs

Stimulez vos innovations en
électroniques avec

ElektorLabs

- Partage gratuit de projets
- Soutien d'experts
- Opportunités de collaboration
- Accès à des ressources exclusives
- Publication dans la magazine Elektor



elektor
 design > share > earn

50 testeur de continuité

sensible et discret

Giovanni Carrera (Italie)

Ce testeur simple, sensible et discret vous aidera à localiser les traces de circuits imprimés interrompues ou les courts-circuits en un rien de temps !

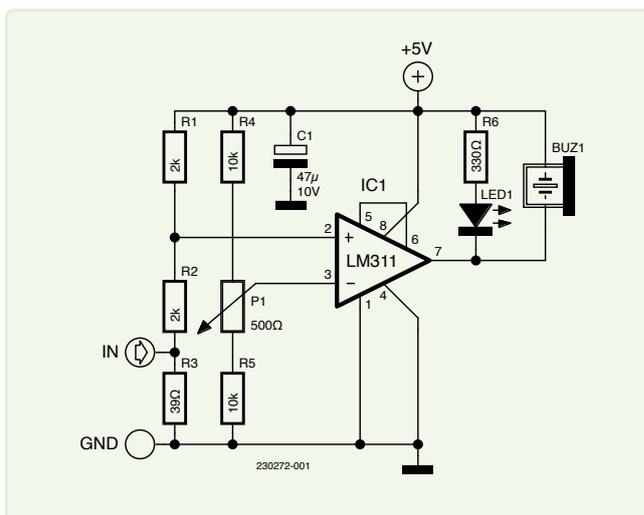


Figure 1. Un court-circuit ou une très faible résistance en parallèle à R3 fera sonner le buzzer et allumer la LED.

Presque tous les multimètres ont une fonction de test de continuité ou de diode avec signal sonore. Cependant, ils ont souvent des tensions en circuit ouvert de 2 V à 3 V, qui peuvent interagir avec les semi-conducteurs présents dans le circuit testé. On trouve sur le net de nombreux modèles plus ou moins complexes de testeurs de continuité, dont certains peuvent également causer des dommages permanents au circuit testé.

Le projet présenté ici a une tension en circuit ouvert d'environ 48 mV et un courant de court-circuit d'environ 1,25 mA. Le signal sonore retentit pour les valeurs de résistance faibles, la valeur seuil peut être réglée à l'aide d'un trimmer multitours.

Évidemment, ce testeur ne mesure pas la tension de jonction du semi-conducteur, car il a été conçu pour les mesures de continuité uniquement.

La tension d'alimentation doit être d'environ 5 V à 6 V, obtenue à partir d'un chargeur de téléphone, par exemple, mais quatre piles AA ou AAA font également l'affaire.

Schéma du circuit

Le schéma est présenté dans la **figure 1**. Le comparateur de tension IC1 compare la tension sur le nœud R1/R2 à la tension sur le curseur de P1. R1 et R2 limitent le courant de test à une valeur sûre, mais pas trop faible de 1,25 mA.

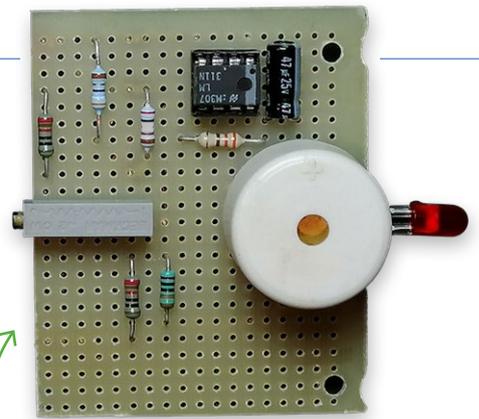


Figure 2. Le prototype assemblé sur un morceau de carte perforée, prêt à être monté dans un boîtier approprié.

P1 est réglé de telle sorte que, lorsque le testeur est au repos, la tension sur l'entrée inverseuse de IC1 est inférieure à la tension sur l'entrée non inverseuse. Par conséquent, le buzzer ne sonne pas et la LED est éteinte. Un court-circuit ou une résistance trop faible sur l'entrée fera passer la tension sur l'entrée non inverseuse en dessous de la tension sur l'entrée inverseuse. La sortie de IC1 passe alors au niveau bas, ce qui fait retentir le buzzer et allume la LED.

Veillez à utiliser un buzzer piézo actif (c'est-à-dire, avec oscillateur intégré), vu sur la construction de la **figure 2**, car il peut être piloté directement à partir de la sortie du comparateur. ◀

VF : Maxime Valens — 230272-04



Liste des composants

- R1, R2 = 2 kΩ, 1%
- R3 = 39 Ω, 5%
- R4, R5 = 10 kΩ, 1%
- R6 = 330 Ω, 5%
- P1 = 500 Ω, trimmer multitours
- C1 = 47 µF, 16 V
- IC1 = LM311
- LED1 = LED
- BUZ1 = buzzer piézoélectrique avec oscillateur



Produits

- > **Pincette de mesure numérique Miniware DT71**
<https://www.elektor.fr/miniware-dt71-mini-digital-tweezers>
- > **PeakTech 3442 multimètre numérique TRMS avec Bluetooth**
<https://elektor.fr/18773>



bouton-poussoir marche/arrêt

Tam Hanna (Hongrie)

Parfois, un simple bouton-poussoir est plus utile qu'un interrupteur. Il existe de nombreux circuits qui utilisent un bouton-poussoir comme bouton marche/arrêt. Nous présentons ici une version utilisant un timer NE555.

Les interrupteurs électriques coûtent souvent cher. Les coûts ne se limitent pas à la nomenclature. Vous devez garder à l'esprit que dans de nombreux cas, vous aurez besoin de schémas détaillés pour pouvoir utiliser les circuits imprimés logés dans des boîtiers et les actionneurs qui s'y trouvent. Effectuer les actions nécessaires au fonctionnement de ces cartes peut constituer un défi considérable de point de vue mécanique. Dans ce type de situation, il est facile d'intégrer des boutons-poussoirs grâce à leur actionnement unidirectionnel.

De nombreux circuits permettent de convertir un bouton-poussoir en un bouton marche/arrêt. Je présente ici un circuit basé sur un timer NE555. Pour faciliter les choses, j'ai utilisé la version originale de ce circuit intégré pour tester le montage décrit ci-dessous. Dans la pratique, il est recommandé d'utiliser plutôt une version CMOS qui consomme beaucoup moins de courant. Avec la version CMOS, vous pouvez parfois obtenir un courant de veille inférieur à 100 μ A.

Circuit

Considérons le circuit de la **figure 1** : commençons par la broche de réinitialisation (pin 4) du circuit intégré du timer. Le réseau R/C utilisé ici assure que le NE555 reste réinitialisé pendant un certain temps après l'application de la tension d'alimentation et qu'il ne devient actif qu'après un certain délai. Dans mes tests, cela m'a permis de m'assurer que

le circuit ne s'allumait pas automatiquement. Examinons maintenant le diviseur de tension R1/R2. Il maintient une valeur très proche de la moitié de la tension d'alimentation ($V_{CC}/2$) sur les broches 2 et 6 du circuit intégré. Cela garantit que la sortie est normalement à l'état bas (OFF).

Nous pouvons maintenant procéder au premier test. Connectez une tension d'alimentation au circuit et reliez les broches 2 et 6 soit à la masse, soit à V_{CC} . Gardez à l'esprit que la tension d'alimentation ne doit être appliquée qu'une fois la connexion effectuée, car un câble "flottant" agit comme une antenne et peut parfois collecter suffisamment d'énergie pour changer l'état de l'entrée du circuit intégré du timer. Dans ce test, vous devez vous assurer que, lorsque ces broches sont tirées vers le bas, le circuit se met en marche et que, lorsque les broches sont tirées vers le haut, le circuit s'éteint.

Examinons maintenant la résistance R4 et le condensateur C2. Via la connexion à la sortie du circuit intégré du timer, la tension sur le condensateur correspondra toujours à l'état actuel (Bas = éteint ; Haut = allumé). En appuyant sur le bouton-poussoir, on applique la tension sur le condensateur C2 aux broches 2 et 6 du circuit intégré du timer, ce qui fait changer l'état de la sortie comme décrit précédemment.

À ce stade, nous avons presque terminé. Au lieu de la LED de test que j'ai connectée à la broche 3 du circuit intégré, vous pouvez

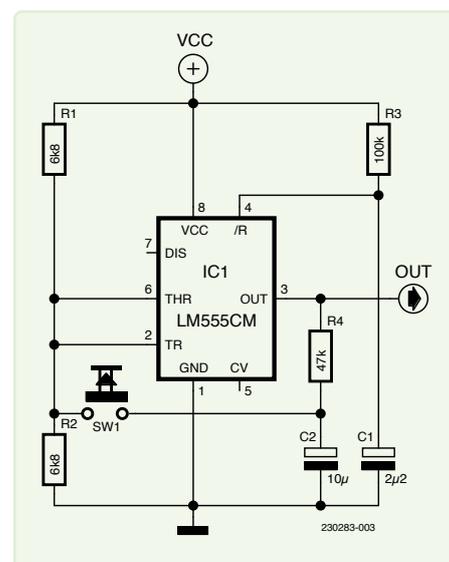


Figure 1. Le circuit est basé sur un timer NE555.

connecter presque n'importe quel autre circuit à la sortie. Avec un circuit relativement compliqué, vous pourriez, par exemple, utiliser un transistor pour convertir le signal de sortie du NE555 en un signal capable de commander une charge plus importante.

Amusez-vous avec vos propres expérimentations ! ◀

230283-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

> **The 555SE Discrete 555 Timer**
<https://elektor.fr/19732>



Contrôleur pour mini-perceuse 2023

révision d'un projet de 1980

Walter Ribbert (Italie)

La fabrication de vos propres circuits imprimés peut nécessiter de nombreux perçages. Pour obtenir les meilleurs résultats, outre l'utilisation de mèches bien aiguisées, il est recommandé d'utiliser une vitesse de perçage constante. Ce contrôleur vous aide à atteindre cet objectif.

Comme le titre l'indique, il s'agit d'une révision d'un circuit publié dans un article d'Elektor de 1980 [1]. Il s'agit d'une alimentation réglable pour miniperceuses à basse tension, de 12 V à 18 V, 1,5 A à 2 A, avec compensation des pertes résistives internes du moteur. Le principe de fonctionnement est pratiquement le même que son prédécesseur, la mise à niveau étant l'utilisation d'un régulateur à découpage plus moderne au lieu d'un régulateur linéaire.

La version précédente comportait un régulateur de tension linéaire négatif réglable à 4 pattes Fairchild 79GU avec une tension de commande de -2,23 V. La version présentée ici est équipée d'un LM2576-ADJ, un régulateur à découpage avec une tension de commande plus faible de 1,25 V, un meilleur rendement et une dissipation thermique plus faible (un petit dissipateur thermique en aluminium de 60 × 60 × 1,5 mm est suffisant). La tension de commande plus faible permet de réduire la valeur de la résistance de mesure de courant à 1 Ω tout en maintenant une excellente régulation/compensation de vitesse.

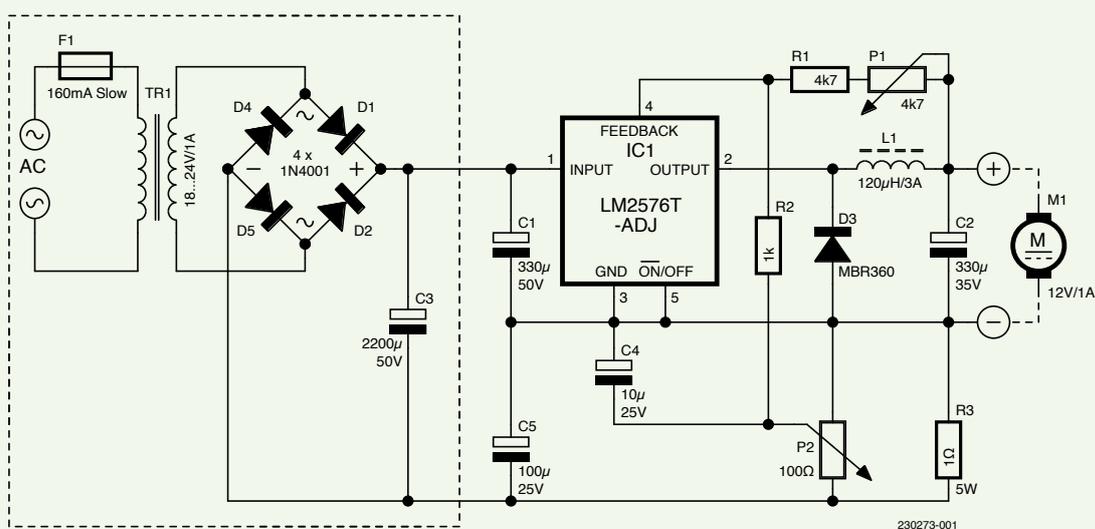


Figure 1. Schéma du contrôleur de mini-perceuse révisé, basé sur un régulateur de tension à découpage.

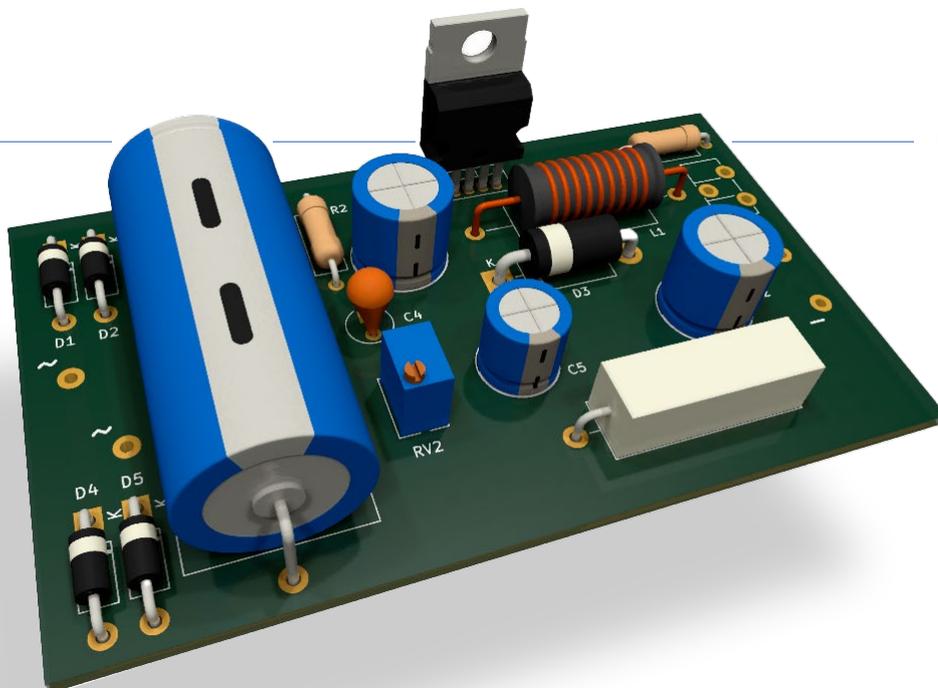


Figure 2. Un rendu 3D du prototype. Les fichiers de conception du circuit imprimé peuvent être téléchargés ici [2].

Schéma du circuit

Le schéma de la **figure 1** montre que la chute de tension sur R3 due au courant circulant dans le moteur est négative par rapport à la masse de référence (GND) de l'IC1, ce qui abaisse le retour de tension de commande sur la broche FB. Cette rétroaction positive oblige IC1 à augmenter la tension de sortie pour compenser la chute.

L'étalonnage du circuit est simple. Commencez par tourner complètement le curseur du trimmer P2 vers GND (compensation zéro). À l'aide de P1, réglez la tension de sortie sur la valeur nominale du moteur. Chargez lentement le moteur et réglez P2 pour augmenter la tension de sortie. Contrôlez les paramètres de tension et de courant en mesurant la tension de sortie et la chute de tension sur R3 ($1\text{ V} = 1\text{ A}$). Réglez P2 de manière à ce que la tension mesurée sur les contacts du moteur (au courant nominal) ne dépasse pas la valeur nominale de plus de 25 %. R1 et P1 sont calculés pour une plage de réglage de la tension de sortie d'environ 7 V à 13 V à vide. Ma mini-perceuse a une tension nominale de 12 V. Il est inutile de réduire davantage la tension de sortie, car le moteur perd de la puissance et s'arrête facilement lorsque la vitesse descend en dessous de 60 %. De plus, les petites mèches ou les outils de ponçage ont besoin d'une vitesse élevée pour fonctionner correctement.

La conception du circuit suppose l'utilisation d'un transformateur externe, d'un pont redresseur à diodes et d'un condensateur de filtrage (indiqués en pointillés dans le schéma). Le circuit peut être alimenté par une tension continue lissée allant jusqu'à environ 36 V. Si vous disposez d'une alimentation appropriée, vous pouvez omettre ces composants du circuit imprimé [2]. La **figure 2** montre un rendu 3D de la carte assemblée. ◀

VF : Maxime Valens — 230273-04

A propos de l'auteur

Né à Turin en 1957, Walter Ribbert a étudié l'électromécanique et l'électronique industrielle et a commencé à travailler à l'âge de 17 ans en tant qu'apprenti. Aujourd'hui, il est à la retraite après une carrière de 43 ans en tant que concepteur électrique et électronique pour une grande entreprise d'automatisation industrielle et de robotique, où il a travaillé sans jamais cesser d'apprendre. Aujourd'hui, avec plus de temps libre, il s'est remis à étudier un peu de mathématiques et de physique (sans trop d'efforts) et continue à « jouer » avec des appareils électromécaniques et électroniques comme un gamin. Les vraies passions ne meurent jamais !

Des questions, des commentaires ?

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



Produits

- > **Anet 4540 Fraiseuse CNC de bureau**
<https://www.elektor.fr/anet-4540-desktop-cnc-router-machine>
- > **Whadda WTS100 kit de démarrage de soudure**
<https://www.elektor.fr/whadda-wts100-soldering-starter-set>

LIENS

- [1] Régulateur de vitesse pour perceuse miniature, Elektor 2/1980 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-198002/51194>
 [2] Fichiers du circuit imprimé : <https://elektormagazine.fr/230273-04>



Listage 1

```

/*****
Vibration sensor
Max ON state time (Ton) adjustable via trimmer. Input changes make
output On. Further signals are ignored during a stabilization period
after Turn-Off

MCU:          PIC12F683
Oscillator:   internal, 4.000 MHz
Compiler:     mikroC v8.2.0.0

Author: info@purchiaroni.com

Changelog:
- 19.02.2018 : Creation of the program

*****/

// Constants
#define TonMax 60 // Max ON state time (s)
#define Toff 1 // Post-activation sleep timer prevents relay feedback

// Pin usage
#define OutPin F4 // Output to the transistor base, to drive a relay
#define AdjPin F0 // Trimmer analog input
#define SnsPin F5 // Vibration sensor input

// Variables
int i, t;

void main() {

  ANSEL = 0; // Configure AN pins as digital
  CMCON0 = 7; // Turn off the comparators

  // Configure pins' direction
  TRISIO = 0; // All output
  TRISIO.SnsPin = 1; // Sensor input
  TRISIO.AdjPin = 1; // Trimmer input

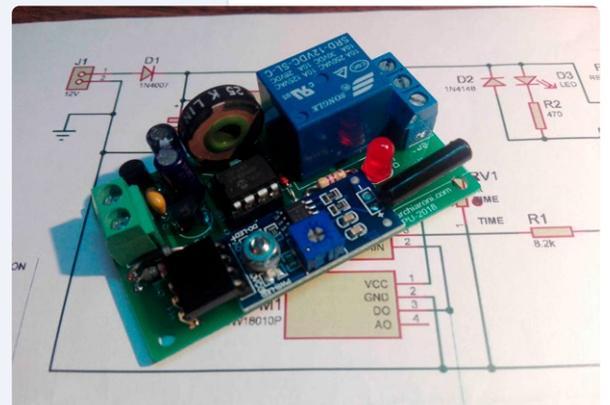
  OPTION_REG.F7 = 1; // Disable pull-up internal resistors

  // Init the output pins value
  GPIO.OutPin = 0;

  // Endless loop
  do {
    if (GPIO.SnsPin == 1) { // If sensor goes on...
      GPIO.OutPin = 1; // turn output on
      // Translate trimmer voltage to t
      t = 1+((long)Adc_Read(0) * TonMax) / 1024;
      // Stay On for t seconds
      for (i = 0; i <= t; i++) Delay_ms(1000);
      // Turn output off
      GPIO.OutPin = 0;
      // Ignore input for Toff seconds
      for (i = 0; i <= Toff; i++) Delay_ms(1000);
    }
  }
  while(1);
}

```

Figure 3. On peut assembler le projet sur un circuit compact.



Produits

- **Elektor 37-in-1 Sensor Kit**
<https://elektor.fr/16843>
- **Seed Studio Grove Piezo Vibration Sensor**
<https://elektor.fr/20029>

LIEN

[1] Téléchargements pour cet article :
<https://elektormagazine.fr/230280-04>

54

protection contre l'inversion de polarité avec faible chute de tension

Tam Hanna (Hongrie)

Lors du développement d'une application, en particulier d'une application automobile, vous devez toujours prévoir une protection contre l'inversion de polarité de la tension d'alimentation. Le circuit décrit ici réduit la perte de puissance de cette protection.

Vous avez peut-être du mal à l'imaginer en tant qu'électronicien travaillant dans un laboratoire, mais certains mécaniciens automobiles ont tendance à connecter les batteries dans le mauvais sens. L'auteur peut le confirmer d'après son expérience personnelle chez une entreprise de transport allemande.

La protection contre l'inversion de polarité est souvent assurée par une diode. Cette solution est plus simple et plus économique que celle décrite ici, mais la simplicité se fait au prix d'une dissipation de puissance constante qu'on peut calculer avec la formule $P = UD \times I$. Cette approche laisse à désirer, en particulier pour les systèmes automobiles, qui consomment souvent des courants relativement élevés.

Élimination des chutes de tension des diodes avec les MOSFET

Les transistors à effet de champ sont plus performants que les transistors bipolaires car on peut utiliser l'effet de champ pour émuler une diode sans chute de tension. Cela rend le schéma de la **figure 1** facile à expliquer.

Lors de la mise sous tension, la diode intrinsèque du MOSFET conduit pour générer une tension entre la grille et la source. Cette tension commande la conduction du canal drain-source du MOSFET via la diode Zener. Cette condition est remplie tant que la polarité de l'alimentation est correcte.

Si la polarité est inversée, le circuit de la diode Zener ne peut pas accomplir cette tâche, de sorte que le MOSFET reste bloqué et que la charge ne se connecte pas à la tension d'alimentation à polarité inversée. Notez que les valeurs de la diode Zener et de la résistance indiquées ici ne sont que des exemples.

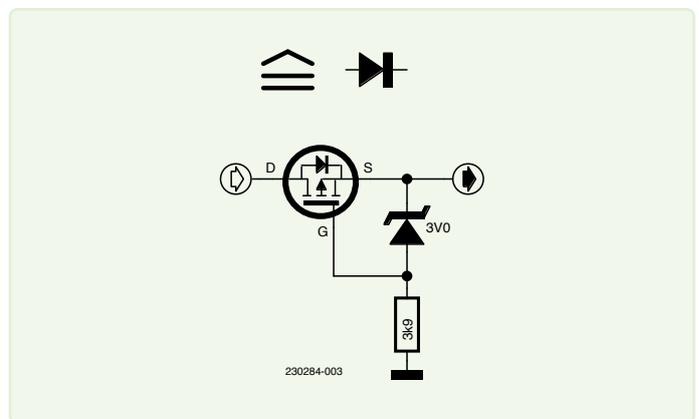


Figure 1. Protection contre l'inversion de polarité du MOSFET avec une faible chute de tension.

Essais en laboratoire

Depuis un certain temps, l'auteur de cet article utilise ce circuit de manière expérimentale dans une application automobile : suivi d'un bus scolaire. Jusqu'à présent, le circuit a parfaitement fonctionné, ce qui a permis de réaliser des expériences pratiques.

Parallèlement au circuit MOSFET, une diode normale (1N4007) et une diode Schottky (1N5819) ont été testées. Les chutes de tension mesurées à différents niveaux de courant sont listées dans le **tableau 1**. Le courant a été mesuré avec un HP 6624A, et un Kikusui PLZ 150W comme charge. La tension a été mesurée avec un Keithley 177.

Considérations

Le circuit décrit ici est basé sur un MOSFET à canal P. Un avantage de cette configuration est que la masse n'est pas affectée par la chute de tension. Ceci permet de faciliter l'interfaçage avec des signaux ou des circuits externes.

Toutefois, dans la pratique, les MOSFET à canal N sont plus performants et moins chers. Si votre système est complètement isolé galvaniquement, il peut être judicieux d'utiliser une version à canal N.

Résumé

Si vous utilisez des MOSFET pour la protection contre l'inversion de polarité dans vos applications automobiles, vous pouvez économiser de l'énergie et, dans de nombreux cas, réduire la puissance dissipée.

Table 1. Comparaison des valeurs de chutes de tension.

8 V	1N5819	1N4007	IPD80P03P4L
100 mA	0,3428	0,7964	0,0009
250 mA	0,3744	0,8287	0,0021
500 mA	0,4062	0,8490	0,0043
1000 mA	0,4562	0,8685	0,0086

12 V	1N5819	1N4007	IPD80P03P4L
100 mA	0,3377	0,7970	0,0009
250 mA	0,3690	0,8275	0,0019
500 mA	0,3994	0,8506	0,0041
1000 mA	0,4530	0,8648	0,0079

qui est difficile à éliminer dans les espaces fermés. Dans la plupart des cas, le surcoût relativement faible par rapport à une diode est acceptable. Cette approche est particulièrement importante si l'on considère que la chute de tension plus faible dans les situations extrêmes (démarrage à froid) laisse une tension considérablement plus élevée disponible pour la charge connectée. ◀

230284-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

En tant qu'ingénieur, Tam Hanna travaille avec l'électronique, les ordinateurs et les logiciels depuis plus de 20 ans. Il est concepteur, auteur de livres et journaliste indépendant (@tam.hanna sur Instagram). Tam consacre son temps libre à diverses activités, notamment l'impression 3D et la vente de cigares.



Produits

- **B. Kainka, Basic Electronics for Beginners, Elektor, 2020**
<https://elektor.fr/19212>
- **B. Kainka, Basic Electronics for Beginners E-book, Elektor, 2020**
<https://elektor.fr/19213>

Quiz: Circuits du passé #03

091 stroboscope 12 V

projet : I. & W. Wassermann-Ruch

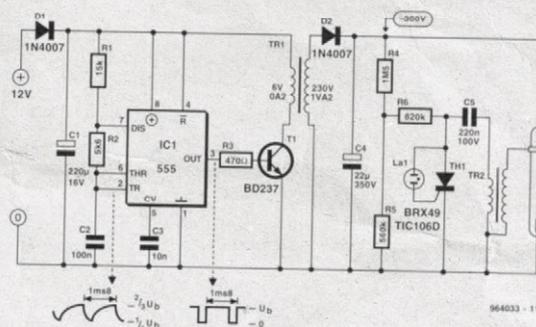
Il existe dans le commerce des stroboscopes très abordables que l'on peut visser directement dans un filetage E27 (stroboblast de Conrad par exemple). Ce type d'appareil comporte déjà une partie de l'électronique présente sur la droite du schéma ci-contre. Si l'on veut aussi faire fonctionner ce stroboscope sous les 12 V fournis par une batterie il faudra monter un redresseur en amont, ce composant trouvant facilement place dans le boîtier du dit stroboscope.

Le schéma de cet onduleur est étonnamment simple. D1 est une diode de protection contre une inversion de polarité, ce composant pouvant fort bien ne pas être mis en place. Un 555 monté en multivibrateur astable commute un transistor à une fréquence de quelque 0,7 Hz. Lorsque le transistor conduit l'enroulement 6 V est traversé par un courant. Il est important, pour que le montage fonctionne, qu'à cet instant la tension sur le côté 230 V soit polarisée de telle façon que la diode D2 ne soit pas conductrice. On pourra utiliser un oscilloscope pour vérifier

la polarité correcte. Si la tension de collecteur de T1 est pratiquement nulle la tension sur l'anode de D2 doit être négative. Lorsque T1 quitte l'état de

conductions dangereuses d'une valeur allant jusqu'à 300 V ! Il ne faut jamais faire travailler le convertisseur sans charge; on pourra, le cas échéant, prendre une résis-

le trajet du courant de décharge de C5 via le transformateur Tr2. Ce transformateur d'excitation produit une tension secondaire de quelque kilovolts. Le tube au



conduction pour bloquer la tension de collecteur doit dépasser largement 12 V et la tension sur l'anode de D2 doit devenir positive de façon à ce que C4 puisse se charger. Si vous vérifiez ce mode de fonctionnement faites-le avec prudence. L'enroulement 230 V peut présenter des ten-

sions dangereuses d'une valeur allant jusqu'à 300 V ! Il ne faut jamais faire travailler le convertisseur sans charge; on pourra, le cas échéant, prendre une résis-

lance de 100 kΩ/1 W en parallèle sur C4. L'onduleur charge C4 à quelque 300 V. A cette tension il existe sur le point nodal C5/R6 une tension de 100 V environ de sorte que l'ampoule au néon s'allume, permettant le passage d'un courant de gâchette vers le thyristor et libérant

964033-1



www.elektormagazine.fr/summer-quiz3

SS étalon de fréquence peu coûteux

Tam Hanna (Hongrie)

Si vous cherchez un étalon de fréquence, un oscillateur à quartz thermostaté (OCXO) est une option peu coûteuse. Nous présentons ici une expérimentation pratique.

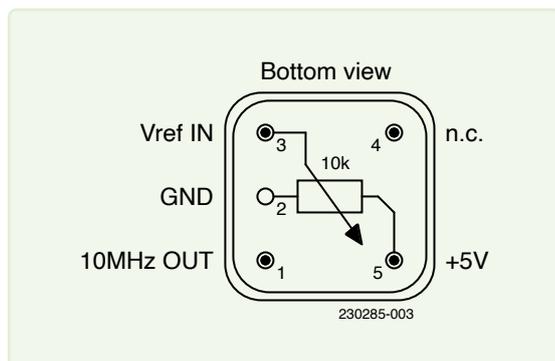


Figure 1. Affectation classique des broches de l'OCXO. (Source : Tony Albus, <https://youtu.be/pVmBU0xSt78>)

Plusieurs instruments de mesure, notamment les oscilloscopes, les analyseurs de spectre et les compteurs, peuvent exploiter un signal standard de référence de 10 MHz pour améliorer la précision. Il va sans dire qu'un oscillateur GPS est la meilleure solution. Cependant, dans la pratique, cela implique quelques conditions gênantes, telles que la nécessité d'une antenne orientée vers le ciel. Un OCXO est beaucoup plus économique et permet d'obtenir une stabilité similaire. L'un des effets secondaires appréciés de l'arrêt prévu des réseaux mobiles 3G est l'inondation du marché par des oscillateurs de référence à faible coût fabriqués par CTI.

Qu'est-ce qu'un OCXO ?

OCXO est l'abréviation de "oven-controlled crystal oscillator" (oscillateur à quartz thermostaté), une appellation qui en dit long. Les variations de température empêchent d'obtenir des valeurs stables. Un OCXO utilise une approche force brute pour résoudre ce problème : il garde le composant déterminant la fréquence dans une enceinte dont la température est stabilisée aussi bien que possible par un circuit de régulation de chauffage de température.

Structure de base d'un OCXO

La plupart des OCXO disponibles à prix modéré, ont les mêmes affectations de broches, comme le montre le schéma de la **figure 1**. Ici, la broche la plus importante est Vref IN, à laquelle on peut appliquer une tension externe pour ajuster la fréquence du signal de l'oscillateur. Logiquement, les composants utilisés pour générer cette tension de référence doivent être aussi stables que possible.

La tension d'alimentation doit être de 5 V. Un courant allant jusqu'à 600 mA est nécessaire pour le chauffage de l'enceinte OCXO. Lors de nos tests, après environ 5 minutes, le fonctionnement normal était atteint, la consommation de courant montait alors à environ 250 mA.

Une autre chose à considérer est le type du signal de sortie qu'un OCXO fournit. Pour l'OC5SC25 de CTI, la fiche technique mentionne un signal TTL (**figure 2**). En revanche, un autre OCXO dont la référence est OSC5A2B02 génère un signal sinusoïdal. Ceci peut bien sûr être vérifié en connectant un oscilloscope à la sortie.

Cartes prêtes à l'emploi

Si vous voulez vous épargner la peine de concevoir votre propre circuit, vous pouvez acheter la carte montrée dans la **figure 3** pour environ 15 € sur AliExpress ou chez d'autres fournisseurs. L'auteur a acheté ce module, équipé d'un OSC5A2B02, chez [1].

La carte mal finie contient un régulateur de tension linéaire qui réduit la tension d'entrée (7-12 V) à 5 V. Sur la carte, il y a aussi un circuit d'ajustement (à moitié construit) et un filtre passe-bas pour convertir le signal



Figure 3. Le fournisseur "HUNDI500" offre un service rapide et économique.

	Specification	Value	Test conditions
Frequency stability			
1	Nominal frequency	10.00 MHz	
2	Initial frequency accuracy	$\leq \pm 200$ ppb	$V_c = +2.0V$; @ $+25^\circ C$, after working for 15 minutes
working for 15 minutes			
3	Power stability	$\leq \pm 2$ ppb	$V_s \pm 5\%$
4	Load stability	$\leq \pm 2$ ppb	Load $\pm 5\%$
5	Ageing	$\leq \pm 0.5$ ppb/day $\leq \pm 100$ ppb/first year $\leq \pm 0.4$ ppm/10 years	@ $25^\circ C$ after 30 days of power-on work
6	Temperature stability	$\leq \pm 10$ PPB	$-0^\circ C \sim +75^\circ C$, ref to $+25^\circ C$
7	Short-term stability	≤ 0.05 ppb/s	1 hour after power-on
8	Boot time	≤ 5 min.	$\leq \pm 100$ ppb; power-on for 5 minutes; $V_c =$ center voltage; $25^\circ C$ vs. 1 hour frequency; $V_c = +2.0V$; @ $+25^\circ C$
Supply voltage/current			
9	Voltage	$+5.0 V \pm 5\%$	
10	Working current	≤ 600 mA initial ≤ 250 mA steady state	
Output characteristics			
11	Output waveform	HCMOS	
12	Output load	15 pF	
13	Output level	$V_{OH} : \geq 4.5 V$ $V_{OL} : \leq 0.5 V$	
14	Rise/fall time	≤ 6 ns	
15	Duty cycle	45/55 %	
16	Clutter suppression	-	
Voltage control characteristics			
17	Voltage control range	$2.0 \pm 2.0 V$	
18	Frequency range	$-2.0 \sim -1.0$ ppm	$V_c = 0 V$
		$-0.2 \sim +0.2$ ppm	$V_c = 2.0 V$
		$+1.0 \sim +2.0$ ppm	$V_c = 4.0 V$
19	Voltage control slope	Positive slope	
20	Voltage-controlled linearity	$< \pm 10\%$	
21	Input resistance	≥ 100 k Ω	
22	Modulation bandwidth	> 10 kHz	
Phase noise			
23	Phase noise	-80 dBc/Hz @ 1 Hz	
		-120 dBc/Hz @ 10 Hz	
		-140 dBc/Hz @ 100 Hz	
		-145 dBc/Hz @ 1 kHz	
		-150 dBc/Hz @ 10 kHz	
Temperature range			
24	Working	$0 \sim 75^\circ C$	
25	Operating	$-40 \sim 85^\circ C$	
26	Storage	$-55 \sim 105^\circ C$	
Package			
27	Dimensions	$25.4 \text{ mm} \times 25.4 \text{ mm} \times 12.5 \text{ mm}$	
28	Lead plating	Nickel plating with tin immersion	
29	ROHS	ROHS network exemption	

Figure 2. Extrait de la fiche technique des OCXO de la série OC25 de CTI. (Source : CTI datasheet)

carré en un signal sinusoïdal. Dans la pratique, la plage de réglage du trimpot est souvent insuffisante, il peut donc être utile de souder une résistance. On peut évaluer la qualité du signal sinusoïdal généré à partir du résultat de l'analyse spectrale illustrée à la **figure 4**.

Dans les tests effectués par l'auteur, la carte a généralement fonctionné aussi bien que prévu. En comparant la "stabilité" on a également obtenu des résultats intéressants. Dans la **figure 5**, la courbe inférieure montre le signal sinusoïdal de sortie du module et la courbe supérieure montre le signal de la sortie TTL, tous deux après avoir traversé des adaptateurs SMA. On ne constate pas de gigue significative.

Résumé

Que vous achetiez un OSC5A2B02 nu ou un OSC5A2B02 monté sur une carte finie, il n'existe actuellement aucun moyen moins coûteux de mettre la main sur un étalon de fréquence. Vous pouvez réaliser de nombreuses expéri-

mentations intéressantes avec les OCXO, surtout si vous en possédez deux, et les cartes font donc un cadeau idéal pour les personnes qui possèdent déjà tous les équipements. ◀

230285-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

> Joy-IT JDS6600 générateur de signaux et fréquences
<https://elektor.fr/18714>

Figure 4. Analyse du signal sinusoïdal avec le HP 4195A de l'auteur.

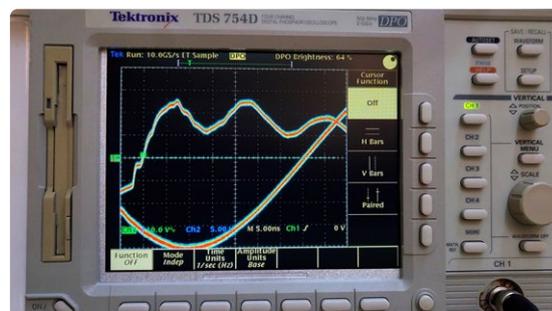
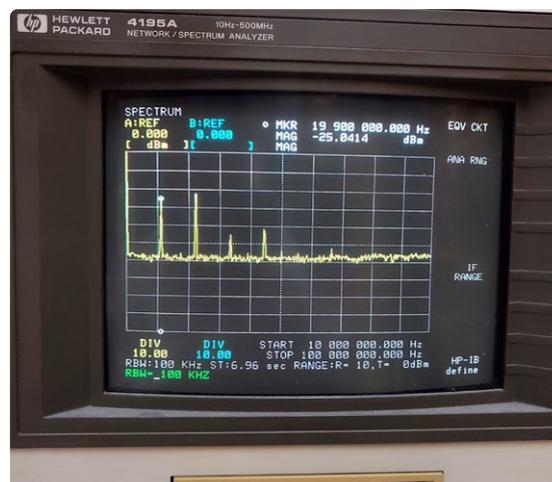


Figure 5. La courbe inférieure montre le signal sinusoïdal de sortie du module et la courbe supérieure montre le signal de la sortie TTL, tous deux après avoir traversé des adaptateurs SMA. On ne constate pas de gigue significative.

LIEN

[1] Module de référence de fréquence OCXO 10 MHz : <https://aliexpress.com/item/1005004874160549.html>



petit simulateur DCF77

une référence précise pour le Fake-Time

Stefano Purchiaroni (Italie)

Les simulateurs et les sources de signaux fiables simplifient les tests lors du développement des circuits et des logiciels. Voici un petit module facile à construire qui simule des impulsions de signaux horaires DCF77 démodulés.

Construire une horloge qui utilise le signal horaire DCF de 77,5 kHz transmis depuis Francfort, en Allemagne, est un défi pour le concepteur, qui comme moi, souhaite écrire à partir de zéro son propre algorithme pour décoder le flux binaire. Même avec un module de réception commercial, que l'on peut acheter pour une quinzaine d'euros, il est difficile d'obtenir une réception correcte pendant la journée. De plus, si l'objectif est d'utiliser des tubes Nixie pour afficher l'heure, des précautions doivent être prises pour éviter de recevoir les interférences causées par l'alimentation à découpage utilisée pour alimenter les tubes. C'est pourquoi j'ai donc décidé de construire un simulateur DCF77.

Caractéristiques techniques

Le dispositif décrit ici est un simulateur pratique et abordable, qui peut remplacer le module de réception DCF77 pendant le développement du logiciel. La sortie

est une séquence de bits sous forme d'impulsions, identique à celle reçue et démodulée par le module récepteur lui-même. Il envoie une heure officiellement correcte à l'horloge, même si elle ne correspond pas à l'heure actuelle. Elle commence toujours à 17:43 et est ensuite incrémentée et transmise toutes les minutes, comme s'il s'agissait d'un véritable récepteur DCF77. Un interrupteur permet d'ajouter des interférences au signal pour le rendre plus réaliste, mais aussi pour vérifier la fiabilité de l'algorithme de décodage. Ce simulateur m'a permis de valider le programme exécuté sur le microcontrôleur de mon horloge Nixie.

La norme DCF77

L'heure DCF77 est obtenue à partir d'une horloge atomique au césium, et transmise sur une porteuse de 77,5 kHz à partir d'un site près de Francfort, en Allemagne. La portée peut atteindre 2 000 km. La réception est meilleure pendant la nuit grâce à la réflexion dans la stratosphère qui se renforce en l'absence de rayonnement solaire.

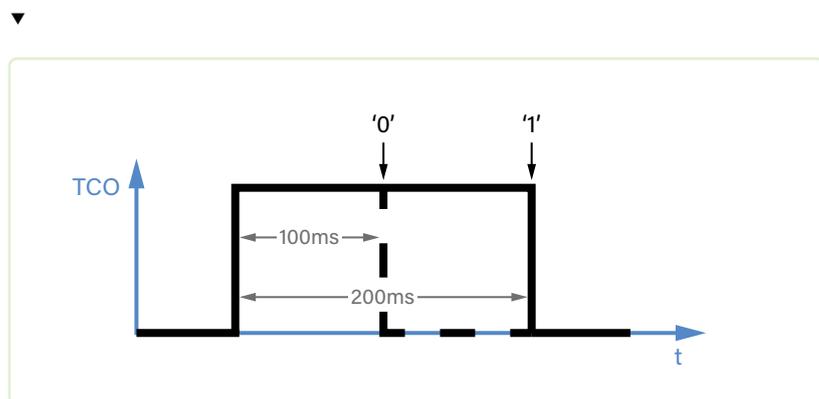
L'amplitude de la porteuse est modulée toutes les secondes pendant 100 ms ou 200 ms. Ces impulsions représentent respectivement les bits « 0 » et « 1 ». Le 59^e bit est suivi d'une seconde entière sans modulation (c'est-à-dire sans impulsion), ce qui permet la synchronisation avec le flux binaire. En plus de l'heure et des minutes, la date et d'autres informations utiles sont également transmises. Le format exact du flux binaire (et bien d'autres choses encore) peut être consulté à [1].

Sortie du simulateur

Comme le récepteur réel, le simulateur DCF77 fournit les données sous la forme d'un train d'impulsions qui correspond au signal DCF77 démodulé. Une durée d'impulsion de 100 ms équivaut à un « 0 » logique, tandis qu'une impulsion de 200 ms correspond à un « 1 » logique (voir **figure 1**).

Le simulateur génère une information de date fixe jusqu'au bit 19. Les bits 20 à 35 contiennent une heure croissante. Bien-sûr les deux sommes de contrôle calculées à partir des bits transmis sont également mises à jour, car elles sont indispensables pour valider les données reçues.

Figure 1. Codage d'un bit dans le signal horaire DCF77.



De courtes impulsions de 6 ms (parasites) de polarité opposée à la polarité attendue peuvent être ajoutées au flux binaire pour tester l'algorithme de décodage et vérifier sa fiabilité.

Circuit

Le simulateur DCF77 est très simple car il ne comporte que quelques composants, voir la **figure 2**. Il est facilement assemblé sur un morceau de carte de prototypage (**figure 3**).

Le microcontrôleur PIC12F683 de Microchip U1 est utilisé en mode entièrement numérique, ses comparateurs et ses sorties analogiques sont désactivés. Les broches d'entrée/sortie sont réparties pour que le placement des composants sur une carte de prototypage soit le plus facile possible. VDD doit être comprise entre 2 V et 5,5 V.

Le connecteur J1 est câblé de la même manière que le récepteur réel (**figure 4**). La broche PON contrôle la sortie de données TCO. Lorsqu'elle est mise à l'état haut (c'est-à-dire VDD, mode d'arrêt), le flux de bits est suspendu. La LED D1 imite la LED embarquée du récepteur et clignote lorsqu'une impulsion est envoyée. Le commutateur SW1 permet d'activer ou de désactiver l'ajout de parasites aléatoires au signal de sortie. Le code source du simulateur DCF77, son projet mikroC et un fichier Hex pré-compilé peuvent être téléchargés à partir de [2]. **◀**

VF : Laurent Rauber — 230307-04

Questions or Comments?

Do you have technical questions or comments about his article? Email the author at s.purchiaroni@elettronicaemaker.it or contact Elektor at editor@elektor.com.



Produits

► Diamex LED Tube Clock ESP Kit (SKU 19910)

<https://www.elektor.fr/diamex-led-tube-clock-esp-kit>

► C. Valens, Mastering Microcontrollers Helped by Arduino (3rd Edition) (SKU 17967)

<https://www.elektor.fr/mastering-microcontrollers-helped-by-arduino-3rd-edition>

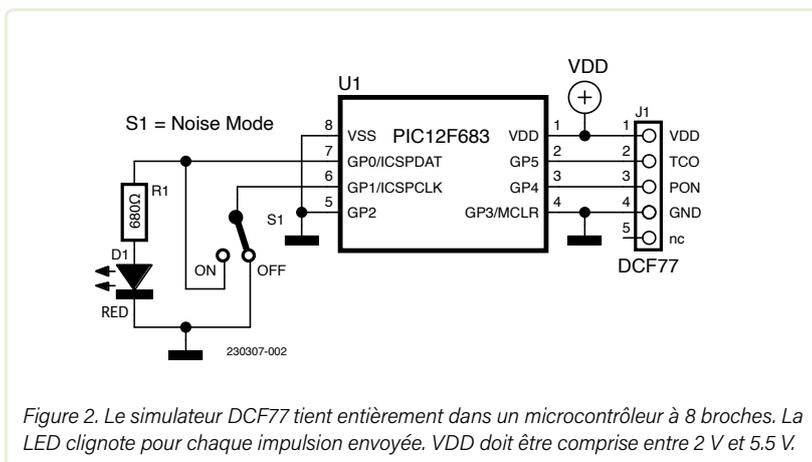


Figure 2. Le simulateur DCF77 tient entièrement dans un microcontrôleur à 8 broches. La LED clignote pour chaque impulsion envoyée. VDD doit être comprise entre 2 V et 5,5 V.



Figure 3. Lors de la construction du simulateur sur la plaque d'essais, seulement quatre pistes doivent être coupées.

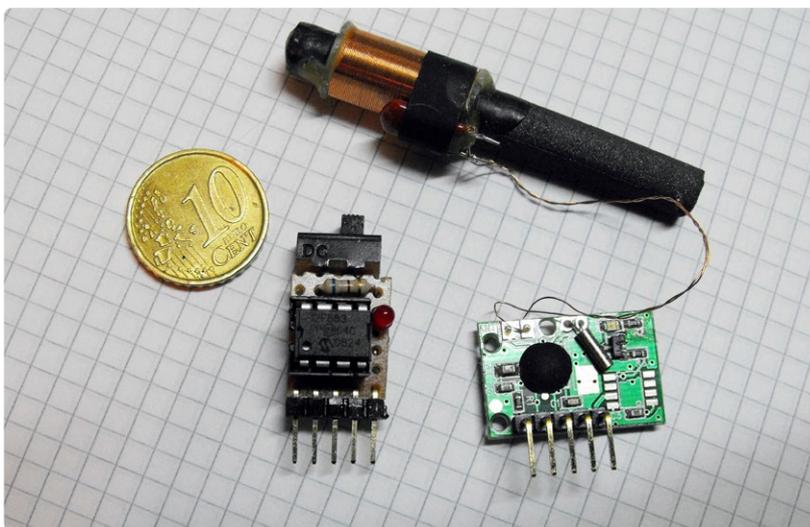


Figure 4. Le simulateur DCF77 et le module de réception DCF77 commercial côte à côte. Le simulateur n'a évidemment pas besoin d'antenne. Le connecteur sur la carte de simulateur a le même brochage que le connecteur sur le module de réception.

LIENS

[1] Détails et format du signal DCF77 : <https://fr.wikipedia.org/wiki/DCF77>

[2] Téléchargements pour cet article : <https://elektormagazine.fr/230307-04>

57 le Lilygo T-PicoC3

combine un RP2040 et un ESP32-C3
avec un écran TFT couleur



Clemens Valens (Elektor)

Le module Lilygo T-PicoC3 est une carte de développement compacte, dotée du wifi et du Bluetooth, en plus de son écran TFT IPS couleur et des Raspberry Pi RP2040 et ESP32-C3. Voyons cela de plus près.

L'écran TFT IPS couleur du module T-PicoC3 de Lilygo est de type 1,14 pouce, avec 240x135 pixels. En outre, le module combine un Raspberry Pi RP2040 [1] avec un microcontrôleur ESP32-C3, ainsi que le wifi et le Bluetooth, l'USB-C, deux boutons-poussoirs et un connecteur de batterie avec un chargeur Li-ion intégré. Le kit comprend un petit câble pour connecter une batterie au minuscule connecteur de batterie, ainsi que des barrettes à broches pour les ports d'extension. Le Lilygo T-PicoC3 est compatible avec le Raspberry Pi Pico. Même si le module comporte deux puissants microcontrôleurs, il faut le considérer comme

une carte RP2040 avec extension wifi et Bluetooth, qui s'avère être une ESP32-C3. La RP2040 pilote l'écran SPI, ainsi que deux boutons poussoirs et la plupart des broches des connecteurs d'extension. Le RP2040 communique avec l'ESP32-C3 via un port série ; l'ESP32-C3 fonctionne comme une sorte de modem AT.

La partie inférieure de la carte contient le microcontrôleur RP2040 et sa mémoire. L'ESP32-C3 et ses composants annexes trouvent sur la face supérieure, cachés par l'écran. Cette carte ressemble donc un peu à deux cartes microcontrôleurs réunies en une seule. Le connecteur USB-C qui possède quelques fonctions particulières accentue encore cette impression.

Une astuce USB-C bien pensée

Le câble USB-C branché dans un sens, la carte est identifiée (par Windows 10) comme une unité de débogage USB/JTAG/série et comme un périphérique série USB (COM12 dans mon cas). Une LED verte s'allume sur la face inférieure. C'est le mode ESP32-C3.

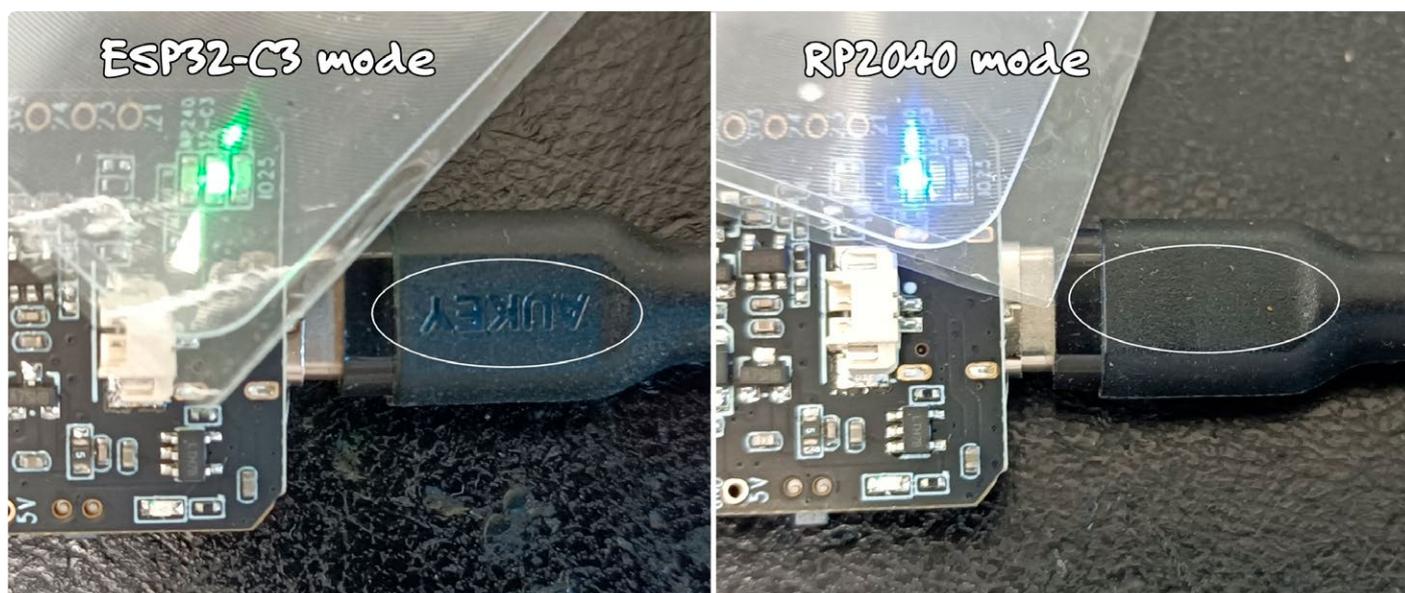


Figure 1. Le mode de fonctionnement de la carte T-PicoC3 dépend de la manière dont vous branchez le câble USB-C.

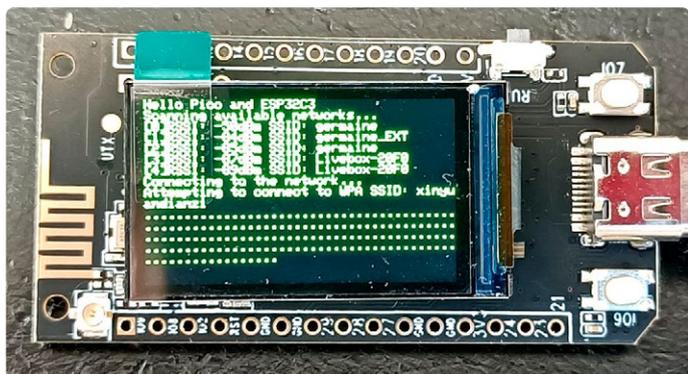


Figure 2. Dès la sortie de son emballage, le Lilygo T-PicoC3 tente de se connecter à un réseau wifi qui n'est probablement pas disponible près de chez vous.

En branchant le câble USB-C pivoté à 180 degrés, la LED en bas devient bleue. Windows 10 détecte un périphérique série USB (COM13 dans mon cas). Il s'agit du mode RP2040. C'est assez surprenant, car l'USB-C est censé être symétrique.

Dans les deux cas, l'écran affiche l'écran d'accueil, puis commence à rechercher une connexion wifi.

Développement logiciel

Le développement d'applications pour la carte peut se faire de différentes manières. Pour le RP2040, celle que je connais le mieux est l'utilisation de l'EDI Arduino avec le package *rp2040 boards* d'Earl Philhower. Si vous ne l'avez pas encore, les instructions pour l'installer sont données sur la page GitHub du module T-PicoC3 [2]. (Et, même si vous l'avez déjà, vous devez visiter cette page de toute façon pour télécharger les bibliothèques de l'écran TFT). Tout simplement, la carte à sélectionner dans l'EDI est le Raspberry Pi Pico.

Si vous préférez, vous pouvez également utiliser PlatformIO.

MicroPython

Comme le T-PicoC3 est compatible avec le Raspberry Pi Pico, vous pouvez également le programmer en MicroPython, et ils suggèrent d'utiliser Thonny [3] pour cela. Reportez-vous à la documentation officielle du Raspberry Pi Pico pour plus d'informations.

L'ESP32-C3 peut être utilisé comme un microcontrôleur indépendant. L'écriture d'applications est comparable à celle de l'Arduino pour le RP2040. Vous devez d'abord installer le package officiel *Espressif ESP32 Boards*. Comme carte, vous devez sélectionner l'ESP32C3 Dev Module. La manière de télécharger un fichier exécutable sur l'ESP32-C3 dépend de la façon dont le câble USB-C est branché. Encore une fois, tous les détails sont disponibles sur la page GitHub du module T-PicoC3 [2].

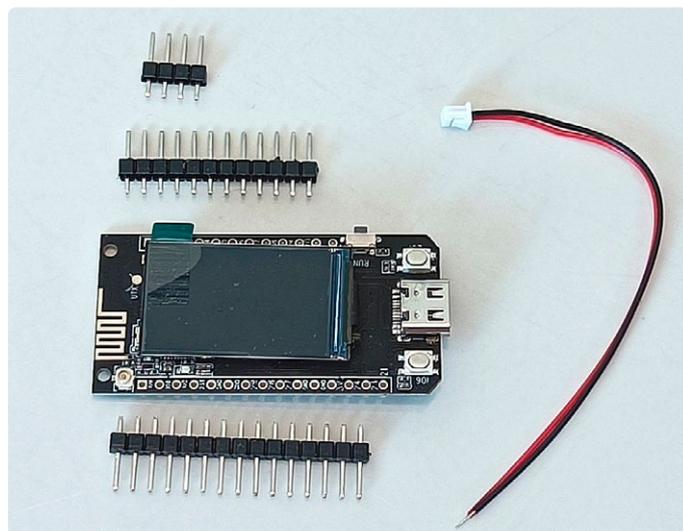


Figure 3. Contenu du kit Lilygo T-PicoC3.

Un outil puissant

Dans l'ensemble, le module Lilygo T-PicoC3 est une belle carte de développement RP2040 compacte, dotée d'un écran TFT couleur et de capacités sans fil, pouvant fonctionner sur batterie. Il est idéal pour les applications IoT et domotiques, tandis que ses deux microcontrôleurs en font un outil polyvalent et puissant pour un large éventail d'autres projets. En outre, sa facilité d'utilisation et sa documentation complète en font un excellent choix pour les utilisateurs novices et expérimentés. ◀

VF : Laurent Rauber — 230348-04

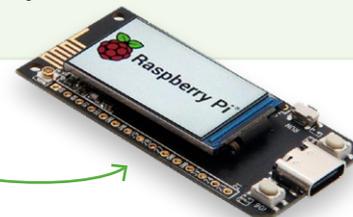
Des questions ou remarques ?

Vous avez des questions techniques ou des commentaires sur cet article ? Envoyez un courriel à Elektor à l'adresse suivante : editor@elektor.com.



Produit

> Carte de développement LilyGO Board
<https://elektor.fr/20221>



LIENS

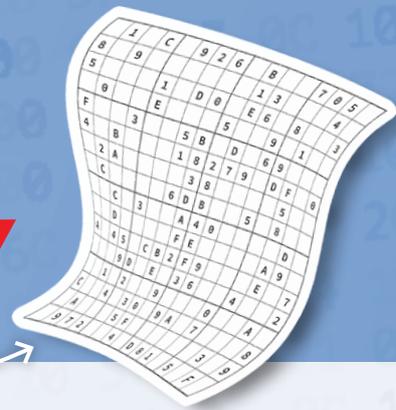
[1] Mathias Claussen, "Get to Know the Raspberry Pi Pico Board and RP2040," [Elektormagazine.com](https://elektormagazine.com/articles/pico-power-raspberry-pi-pico-rp2040): <https://elektormagazine.com/articles/pico-power-raspberry-pi-pico-rp2040>

[2] Page GitHub du module T-PicoC3 : <https://github.com/Xinyuan-LilyGO/T-PicoC3>

[3] Téléchargement de Thonny: <https://github.com/thonny/thonny/releases/download/v3.3.5/thonny-3.3.5.exe>

hexadoku

casse-tête pour elektorniciens



La dernière page de votre magazine propose toujours une grille de sudoku particulière. Éteignez le fer à souder, oubliez les écrans, rangez les pinces et les fils. Faites travailler votre matière grise d'une autre façon : attrapez un crayon pour remplir la grille d'hexadoku. N'oubliez pas d'envoyer votre réponse pour tenter de gagner un bon d'achat.

Une grille hexadoku est composée de chiffres du système hexadécimal, de 0 à F. Remplissez le diagramme de 16 x 16 cases de telle façon que **tous** les chiffres hexadécimaux de 0 à F (0 à 9 et A à F) n'apparaissent **qu'une seule et unique fois** dans chaque rangée, colonne et carré de 4 x 4 cases (délimités par un filet gras). Certains chiffres, déjà placés dans la grille, en définissent la situation de départ.

Pour participer, inutile de nous envoyer toute la grille, il suffit de nous donner **la série de chiffres** sur fond grisé.



Participez et gagnez !

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

Où envoyer votre réponse ?

Envoyez votre réponse (les chiffres sur fond grisé) avec vos coordonnées par courriel, avant le **15 septembre 2023** à l'adresse hexadoku@elektor.fr

LES GAGNANTS

La solution de cet Hexadoku et les gagnants seront publiés sur elektormagazine.fr/hexadoku fin septembre !

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

Tout recours est exclu, de même que le sont, de ce jeu, les personnels d'Elektor International Media et leur famille. Un seul gagnant par foyer.

Rejoignez la communauté Elektor

DEVENEZ MEMBRE DÈS MAINTENANT ET RECEVEZ GRATUITEMENT LA CARTE ESPRESSIF ESP32 ET LE LIVRE D'ELEKTOR ACCOMPAGNANT !



- ✓ 8 numéros/an du magazine Elektor
- ✓ Version papier ou version numérique
- ✓ Accès aux archives depuis 1978
- ✓ Plus de 5 000 fichiers Gerber
- ✓ 10% de réduction sur la plupart des produits de l'e-choppe Elektor
- ✓ Y inclus l'édition de décembre 2023 rédigée en collaboration avec Espressif



Abonnez-vous avant le 25 novembre pour recevoir l'édition de décembre 2023 rédigée en collaboration avec Espressif !

- ✓ **Votre bonus d'abonnement* :**
Une carte ESP32-C3-DevKitM-1



PROFITEZ DE CETTE OFFRE EXCLUSIVE SUR
elektormagazine.fr/circuits



Utilisez le code : **ELEKTORxESPRESSIF**

*Valable uniquement pour les nouveaux membres, et uniquement pour les abonnements annuels. Jusqu'à épuisement du stock.

650 000+
PRODUITS



230 000+

CLIENTS DANS LE MONDE ENTIER



1 400
DISTRIBUTEURS



Divertis-toi pendant ton temps libre

2					9			
	9		5				6	
8	1	5		7		9		
1				6	7		9	
9			4	5				2
	3							8
	5					8	2	
4							1	6
3			2					7

Achète plus vite sur

tme.eu

