



HORS-SÉRIE N° 6 | 6H
ELEKTORMAGAZINE.FR

(B) 16,50 €
(CH) 29,00 FS
(CAN) 20,99 \$ca
(And) 15,50 €
DOM surface 16,50 €
DOM avion 16,90 €
N Cal/S 2000 cfp

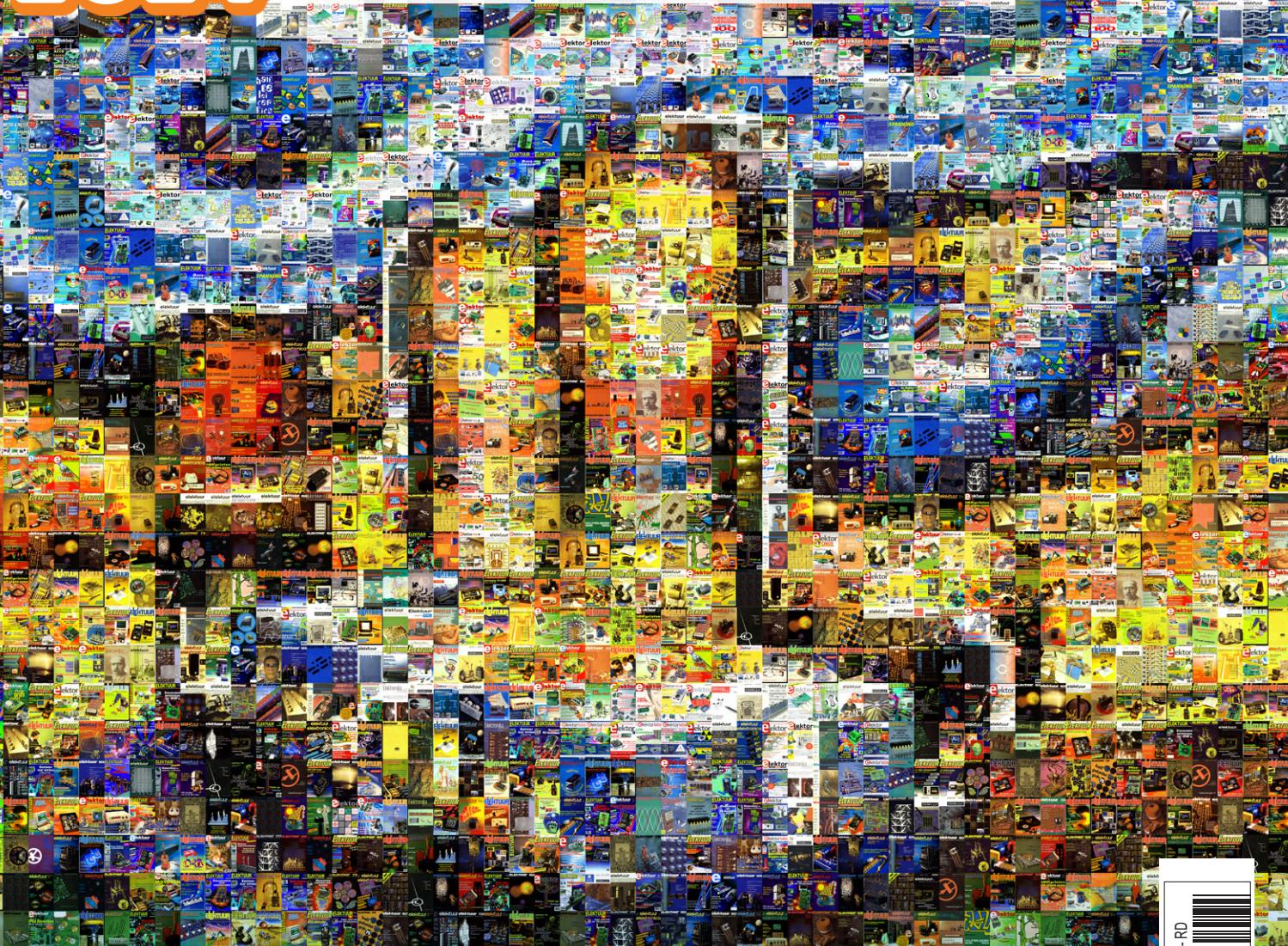
ÉDITION SPÉCIALE

132
Pages!

40+
Circuits et projets

CIRCUIT SPECIAL 2024

Idées de conceptions, trucs et astuces



- > charge électrique pour les tests à haute intensité
- > alimentation d'appareils à faible consommation avec des batteries externes
- > amplificateur audio de classe A
- > ouverture de porte pour les musiciens
- > lecteur d'empreinte digitale
- > supresseur de voix
- > atténuateurs pour signaux audio
- > interrupteur universel à télécommande
- > cure de jouvence pour votre vieux chargeur
- > convertisseur de puissance DC-DC 3 A
- > sélecteur audio avec réglage de gain
- > télégraphie infrarouge



Rejoignez la communauté Elektor



Devenez membre maintenant !



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



Également disponible
abonnement
sans papier !



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



www.elektormagazine.fr/membres

elektor
design > share > earn

47^{ème} année n° 6H
août/septembre 2024
ISSN 0181-7450

N° de TVA Intracommunautaire : FR90319937454

Dépôt légal : août 2024
CPPAP 1125 T 83713
Directeur de la publication : Donatus Akkermans

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

Pour toutes vos questions : service@elektor.fr

Devenez membre : www.elektormagazine.fr/abo

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

Tarifs Annuels :
France 1 an 129,95 € (8 numéros)

Droits d'auteur
© 2024 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'œuvre dans laquelle elles sont incorporées (Loi du 11 mars 1957 -art. 40 et 41 et Code Pénal art. 425).

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

Imprimé aux Pays-Bas par Seneffeler 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

L'électronique en plein air



C'est l'été dans l'hémisphère nord, et chez Elektor, cela signifie la publication numéro double riche en projets divers. Il y a plusieurs décennies, nous publions délibérément notre édition spéciale « circuits de vacances » en été. Cette planification permettait aux rédacteurs et aux graphistes de préparer ce numéro, qui n'avait pas besoin de coller à l'actualité immédiate, durant la première moitié de l'année. Cela leur accordait ensuite la possibilité de jouir de quelques semaines de détente bien méritées durant les vacances d'été. Aujourd'hui, même si notre lectorat s'est globalisé et que le calendrier des publications a changé, la tradition du numéro double d'été persiste. En effet, les statistiques de vente en kiosque révèlent que cette édition reste parmi les plus prisées.

Je trouve que les projets sont particulièrement bien adaptés à la saison estivale. De nombreux projets sont adaptés à une utilisation mobile, et ce numéro ne fait pas exception. Nous y présentons une charge pour tester les blocs d'alimentation (page 6), une protection contre la désactivation des batteries externes (pages 27 et 30) et une télécommande pour les amplificateurs audio (page 60).

Quo qu'il en soit, j'apprécie particulièrement tester des équipements portables en extérieur, profitant du beau temps et de l'air frais. Bien entendu, l'électronique destinée à un usage extérieur doit répondre à des critères spécifiques, ce qui rend l'expérience d'autant plus captivante. Le projet doit être robuste, intuitif et autonome. Il est essentiel de considérer l'alimentation adéquate, un boîtier résistant et la facilité de remplacement des composants. Actuellement, mon nouveau projet préféré concerne l'électronique audio pour l'extérieur, une aventure d'apprentissage enrichissante allant de la conception de circuits imprimés compacts à l'utilisation de connecteurs robustes, en passant par l'évaluation des forces et faiblesses des batteries externes et les plages de tension des interrupteurs. Dans ce numéro, vous découvrirez plus de 40 projets conçus pour favoriser l'apprentissage par la pratique. Mais ce n'est pas tout : nous avons également préparé une édition bonus regorgeant de circuits supplémentaires, incluant une interview d'un maker passionné et bien plus encore. Retrouvez ce numéro en PDF gratuitement, ainsi que de nombreux autres contenus enrichissants, sur notre page « Circuits et conception de circuits » www.elektormagazine.com/circuits-and-circuit-design.

Développez avec nous !



www.elektormagazine.com/summer-circuits-mosaic

Notre couverture est une mosaïque de couvertures antérieures d'Elektor. Notre directeur artistique, Harmen Heida, s'est inspiré d'une ancienne couverture de l'édition des Circuits de vacances pour créer cette œuvre. Pour consulter une version haute résolution et zoomable, visitez

notre équipe

Rédacteur en chef : Jens Nickel | **Rédaction** : Asma Adhimi, Roberto Armani, Eric Bogers, Jan Buiting, Stuart Cording, Rolf Gerstendorf (RG), Ton Giesberts, Ouafae Hassani, Hedwig Hennekens, Saad Imtiaz, Alina Neacsu, Dr. Thomas Scherer, Jean-François Simon, Clemens Valens, Brian Tristam Williams | **Contributeurs réguliers** : David Ashton, Tam Hanna, Ilse Joostens, Prof. Dr. Martin Ossmann, Alfred Rosenkränzer | **Maquette** : Harmen Heida, Sylvia Sopamena, Patrick Wielders | **Des questions techniques** : redaction@elektor.fr

charge électronique pour les tests à haute intensité

de la nécessité
à l'innovation



6



10

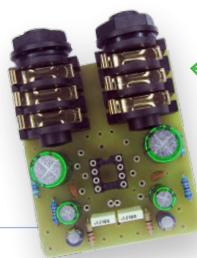
Rubriques

- 3 Édito
- 66 isolateurs numériques
réalisation facile de l'isolation galvanique
- 94 Revue : Fnirsi SWM-10
appareil portable de soudage par point intelligent pour réparer vos packs d'accumulateur
- 98 techniques de soudure à l'étain
faites-le correctement dès maintenant !
- 116 livres d'Elektor
composants actifs - la diode
- 127 Zone D
alimenter un ESP32 à partir d'une seule cellule Li-ion
- 130 Hexadoku



Projets

- 6 charge électronique pour les tests à haute intensité
- 10 suppresseur de voix
- 12 sélecteur audio A/B avec réglage de gain
- 14 optimiser la recharge du LIR2032
- 16 la détection tactile en toute simplicité
- 20 interrupteur universel à télécommande
- 24 une boîte à meuh avec un microcontrôleur
- 27 interface de batterie externe USB



Jack In and Jack Out

maillon d'E/S pour chaînes audio

124

- 30 alimenter les appareils à faible consommation avec des batteries externes
- 32 mini-ampli audio de classe A avec sortie en courant
- 34 Module pseudo-symétrique
- 37 chargeur automatique d'accu Ni-MH
- 40 protection pour alimentation électrique basée sur un thyristor
- 42 lecteur d'empreintes digitales
- 44 convertisseur de puissance DC-DC 3A
- 46 innovations de la plateforme Arduino Project Hub
 - Afficheur rotatif à LED à faire soi-même
 - Numérisateur de film 16 mm
 - Serrure de porte Arduino avec connexion par torche de smartphone (projet Li-Fi)
 - Dialoguez avec ChatGPT via le Cloud Arduino IoT
- 50 contrôle à distance du chauffe-eau
- 52 atténuateurs pour signaux audio (1)
- 54 cure de jouvence pour votre vieux chargeur (1)
- 60 une carte pour « the Blue One »
- 64 référence 50 Hz à partir d'une tension secteur 60 Hz
- 70 amplificateur mono Hi-Fi compact de 12 W
- 73 générateur de rampe LM386





lecteur d'empreintes digitales dispositif utile d'identification 42



mini-ampli audio de classe A avec sortie en courant piloter les haut-parleurs en courant

- 74 générateur triphasé
- 76 ouverture de porte pour les personnes ayant des talents musicaux
- 80 classique d'Elektor : synthétiseur Surf
- 83 cure de jouvence pour votre vieux chargeur (2)
- 88 surveillance du courant d'une lampe
- 92 télégraphie infrarouge
- 96 Codec audio stéréo pour ESP32 et Cie
- 106 atténuateurs pour signaux audio (2)
- 110 alimentation USB-C
- 113 trois circuits avec deux et trois puces 4017
- 120 un minuteur pour des délais ultra-Longs
- 124 Jack In & Jack Out



Bientôt dans ces pages

Le numéro de Septembre-octobre 2024

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 "Applications sans fil".

- ESP32 Range Extender
- Station LoRa avec le module compact WIO E5
- Carte d'expansion pour ESP32S3 XIAO
- Modifier les LNBs des satellites pour des essais à 10 GHz
- chemin de fer miniature avec caméra
- Sonde RF avec graphique à barres LED
- Nœud LoRa alimenté par énergie solaire
- Filtre Notch réglable

Le numéro de septembre-octobre 2024 du magazine Elektor sera publié aux alentours du 11 septembre 2024. La date d'arrivée du magazine papier chez les abonnés dépend des aléas d'acheminement.

CONTENU BONUS

Découvrez l'édition bonus du spécial circuit du magazine Elektor

- Atténuateur avec réglage automatique de la gamme
- petite boîte à musique : une boîte à musique moderne avec une touche vintage
- Thermostat analogique simple
- Interrupteur PIR : un détecteur de proximité sensible aux infrarouges
- Revue : multimètre de table Owon XDM1141

Et bien plus encore !

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



Plongez dans la conception de circuits

Visitez la page « Circuits et conception de circuits » d'Elektor pour découvrir des projets, des vidéos et des tutoriels !

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





81 charge électronique pour les tests à haute intensité

de la nécessité à l'innovation

Saad Imtiaz (Elektor)

Vous est-il déjà arrivé de vous lancer dans un projet pour réaliser que vous n'aviez pas l'équipement adéquat ? C'est exactement ce qui m'est arrivé : mon module de mesure de puissance AmpVolt devait être poussé à ses limites, mais je n'avais qu'une charge CC de 2 A. Face au manque de temps et de ressources, j'ai dû innover. Avec une configuration basée sur des MOSFET, j'ai pu atteindre plus de 8 A.

L'importance des équipements de test est cruciale dans tous les espaces de travail des électroniciens. Ils marquent souvent la différence entre un résultat « suffisamment bon » et la perfection. Un équipement de test de haute qualité garantit que le matériel conçu fonctionne conformément aux attentes, même dans des conditions variées, et respecte les standards exigeants de l'électronique moderne.

Mais si l'on n'a pas le matériel de test sous adéquat, que l'on manque de temps ou que l'on souhaite simplement le tester immédiatement, il peut être nécessaire de concevoir sa propre solution. C'est ce que j'ai dû faire lors du test des performances de l'AmpVolt Power Meter [1], et que je n'avais pas de charge capable d'atteindre plus de 2 A. Cette contrainte m'a poussé à développer une solution petite mais efficace qui peut être utilisée quand on ne dispose pas d'une charge DC adéquate.

Lorsque l'on parle de « charge » en électronique, on pense souvent d'abord à une charge résistive. Cependant, les charges électroniques présentent des avancées significatives par rapport aux modèles résistifs classiques, offrant des avantages significatifs dans les environnements de test modernes. Les charges électroniques utilisent des semi-conducteurs de puissance tels que les MOSFET, les IGBT, les BJT, etc. pour s'adapter dynamiquement à des conditions électriques variables, permettant ainsi une simulation précise des comportements électriques sans nécessiter de réglages manuels. Cette capacité permet d'optimiser les processus de test et d'améliorer la précision. De plus, les charges électroniques sont souvent dotées de fonctions de mesure et d'enregistrement de données, associées à une gestion thermique efficace et à des fonctions de sécurité intégrées.

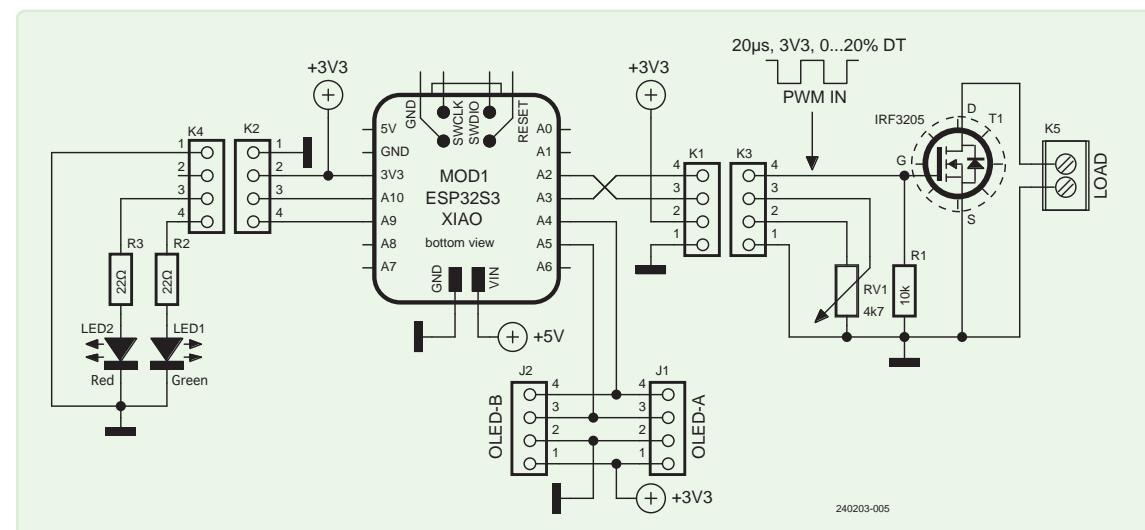


Figure 1.
Schéma du projet.



Figure 2. Configuration de test, le générateur de fonctions est utilisé pour contrôler le circuit avec un signal PWM.

Circuit

Le schéma est représenté dans la **figure 1**. Le choix du MOSFET IRF3205 [2] est délibéré. Avec un seuil de 55 V et un courant nominal de 110 A, il est adapté à des tests rigoureux. Avec un dissipateur thermique, il est capable de dissiper efficacement la chaleur, malgré les exigences strictes de la dissipation de puissance continue.

Au cœur du circuit, nous utilisons la petite carte d'extension pour le microcontrôleur XIAO ESP32S3 [3] de Seeed. Pour faciliter le prototypage, j'ai choisi une carte d'extension particulièrement compacte adaptée à ce module XIAO. (Nous avons entretemps développé notre propre carte d'extension Elektor XIAO, détaillée dans [4].) Cette carte d'extension connecte les GPIO du module XIAO à des connecteurs Grove. Chaque connecteur Grove inclut une broche pour GND, une pour 3.3 V, et deux broches pour les entrées/sorties ou le bus. Ces connecteurs sont indiqués sur le schéma du circuit par K2, K1, J1 et J2, avec J1 et J2 spécifiquement dédiés au bus I2C.

K2/K4 sont connectés pour contrôler LED1 et LED2, utilisées pour indiquer l'état de fonctionnement et fournir un retour visuel sur l'état de la charge. K1/K3 sont connectés à une broche de sortie PWM qui commute le MOSFET, et une broche d'entrée analogique qui lit la valeur du potentiomètre. Grâce à ce potentiomètre, le micrologiciel peut ajuster le rapport cyclique du signal PWM, offrant ainsi une modulation précise de la charge.

R1 est une résistance *pull-down* connectée entre la grille et la source du MOSFET, assurant que la grille est correctement déchargée en absence de signal PWM empêchant ainsi toute commutation involontaire du MOSFET.

Le schéma de la charge électronique offre des possibilités d'améliorations, telles l'ajout d'un écran OLED et d'un capteur de courant. Cependant, pour conserver la simplicité du circuit initiale, nous utilisons un potentiomètre pour le contrôle manuel direct des paramètres de la charge. Cette méthode assure un fonctionnement de base tout en permettant l'ajout ultérieur de fonctionnalités plus sophistiquées.

Test

J'ai réalisé un test sur la partie droite du circuit en injectant un signal PWM, généré par un générateur d'ondes, sur la broche 4 de K3.

J'ai connecté une alimentation électronique à K5, la source du T1 à la borne négative, et le drain du T1 à la borne positive de l'alimentation. J'ai appliqué un signal PWM avec une période de 20 µs, une amplitude de 3,3 Vpp, et un rapport cyclique variant de 3% à 50% à la grille. J'ai ensuite mesuré le courant traversant le MOSFET à l'aide de l'alimentation numérique et d'un multimètre.

À environ 21,3 % du rapport cyclique, la charge électronique atteignait presque 4,9 A (voir **figure 2**). En augmentant encore le cycle de travail, on peut augmenter le flux de courant, mais cela conduit aussi à une température élevée du boîtier, atteignant 70°C, sans aucun refroidissement actif, il est donc recommandé d'utiliser un dissipateur de chaleur plus grand avec un refroidissement actif. L'utilisation de deux ou plusieurs MOSFET en parallèle permet également d'augmenter la limite de courant et de réduire les températures élevées.

Logiciel

Le micrologiciel a été développé avec l'EDI Arduino, pour contrôler un signal PWM à l'aide d'un ESP32, un potentiomètre permettant de régler le rapport cyclique et des LED pour indiquer l'état du système (**listage 1**). On commence par définir les broches nécessaires pour le potentiomètre, la sortie PWM et les LED, ainsi que les paramètres du signal PWM, notamment une fréquence de 50 kHz, une résolution de 8 bits et une valeur PWM maximale de 255. Dans la fonction setup, l'interface série est initialisée pour le débogage et les broches des LED sont configurées en sorties. Le signal PWM est appliqué à la broche spécifiée avec la fréquence et la résolution définies. Le code commence par lire la position du potentiomètre et vérifie si elle dépasse le seuil de tension minimal. Si c'est le cas, la LED rouge s'allume et le système attend que l'utilisateur ajuste le potentiomètre à sa valeur minimale. Dans la boucle main, le code lit en permanence la valeur du potentiomètre, la convertit en tension et associe cette tension à un rapport cyclique PWM allant de 0 à 50 % de l'amplitude du signal PWM maximale. Ce rapport cyclique est ensuite écrit sur la broche PWM. La LED verte s'allume pour indiquer un fonctionnement normal.



Figure 3. La charge électronique ESP32 est reliée à une alimentation électrique, mesurant et contrôlant le courant.

En outre, le code affiche des informations de débogage, y compris le pourcentage de rapport cyclique et la tension du potentiomètre, sur le moniteur série. Dans la **figure 3**, vous pouvez voir le projet en action, ajustant la charge en fonction du réglage du potentiomètre. Pour ceux qui souhaitent reproduire ou personnaliser ce projet, le code et les schémas sont partagés sur GitHub [5]. Vous disposez ainsi de

toutes les ressources nécessaires pour réaliser ce projet et adapter la charge électronique à vos besoins. Comme nous utilisons un ESP32, il est possible de contrôler la charge numérique à distance, sans fil, en installant un serveur web sur l'ESP32 pour contrôler la charge électronique via une interface web en Wifi, ou même à distance via Internet. Les possibilités sont infinies ! 

240203-04



Listage 1. Micrologiciel.

```
#include <Arduino.h>

// Pin definitions
#define POT_PIN 3
#define PWM_PIN 2
#define RED_LED_PIN 9
#define GREEN_LED_PIN 8

// PWM parameters
const long pwmFrequency = 50000; // 50 kHz to achieve a 20 us period
const uint8_t pwmResolution = 8; // 8-bit resolution for PWM
const uint8_t maxPwmValue = 255; // Maximum value for 8-bit resolution PWM

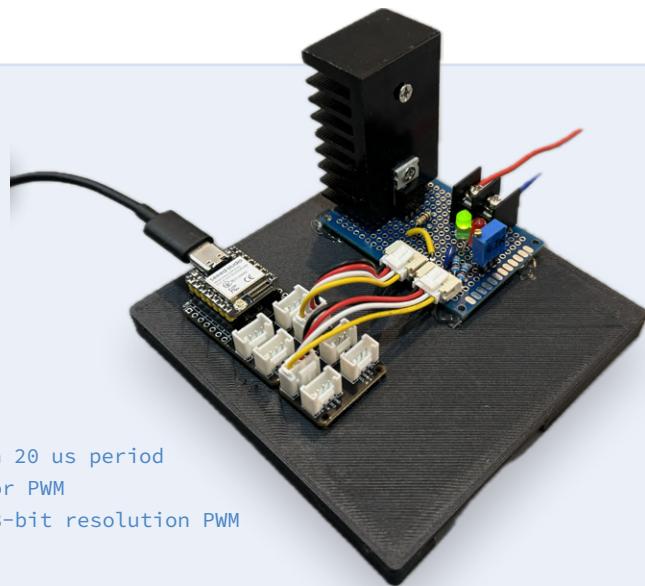
// ADC and Voltage settings
const float referenceVoltage = 3.3; // ADC reference voltage in volts
const int adcMaxValue = 4095; // Maximum ADC value for 12-bit resolution
const float minimumVoltage = 0.1; // Minimum voltage threshold to start PWM

void setup() {
    // Initialize Serial for debug output
    Serial.begin(9600);

    // Set up LED pins
    pinMode(RED_LED_PIN, OUTPUT);
    pinMode(GREEN_LED_PIN, OUTPUT);

    // Initialize PWM on pin
    ledcSetup(0, pwmFrequency, pwmResolution);
    ledcAttachPin(PWM_PIN, 0);

    // Check initial position of the potentiometer
    float initialVoltage = (analogRead(POT_PIN) * referenceVoltage) / adcMaxValue;
    if (initialVoltage > minimumVoltage) {
        digitalWrite(RED_LED_PIN, HIGH); // Turn on red LED
        digitalWrite(GREEN_LED_PIN, LOW); // Make sure green LED is off
        while ((analogRead(POT_PIN) * referenceVoltage / adcMaxValue) > minimumVoltage) {
            // Wait for the user to adjust the potentiometer to minimum
            delay(100); // Delay to avoid excessive reading
            Serial.println("Adjust potentiometer to minimum to start.");
            Serial.println((analogRead(POT_PIN) * referenceVoltage / adcMaxValue));
        }
    }
}
```



```

// Potentiometer is at minimum value, proceed with normal operation
digitalWrite(RED_LED_PIN, LOW);
digitalWrite(GREEN_LED_PIN, HIGH);
}

void loop() {
    // Read the potentiometer value and convert to voltage
    float potVoltage = (analogRead(POT_PIN) * referenceVoltage) / adc.MaxValue;

    // Calculate the PWM duty cycle (0 - 50% of maximum PWM value)
    int pwmDutyCycle = map(potVoltage * 1000, 0, referenceVoltage * 1000, 0, 128);

    // Set the PWM duty cycle
    ledcWrite(0, pwmDutyCycle);
    digitalWrite(GREEN_LED_PIN, HIGH);
    // Debug output to Serial Monitor
    Serial.print("Duty Cycle: ");
    Serial.print((float)pwmDutyCycle / maxPwmValue * 100);
    Serial.println("%");
    Serial.print("Potentiometer Voltage: ");
    Serial.print(potVoltage);
    Serial.println(" V");
}

```



À propos de l'auteur

Saad Imtiaz, ingénieur senior chez Elektor, est spécialisé en mécatronique. Il possède une solide expérience dans les systèmes embarqués, la mécatronique, et le développement de produits. Saad a collaboré avec diverses entreprises, allant de startups à des multinationales, sur des projets de prototypage et de développement. Il a également acquis de l'expérience dans l'industrie aéronautique et a dirigé une startup technologique. Actuellement, il est responsable du développement de projets logiciels et matériels chez Elektor.

Questions ou commentaires ?

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



Produits

- **Joy-IT HD35 Résistance de charge USB (35 W)**
www.elektor.fr/19164
- **Owon DGE3062 générateur d'ondes arbitraires à 2 canaux (60 MHz)**
www.elektor.fr/20500
- **Owon SPE6102 Alimentation électrique CC (200 W)**
www.elektor.fr/20501

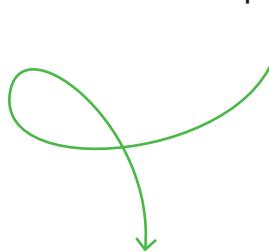


LIENS

- [1] Saad Imtiaz, « AmpVolt : module de mesure de puissance (1) », Elektor 5-6/2024 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-344/62820>
- [2] Fiche technique du IRF3205PbF : https://infineon.com/dndl/Infineon-IRF3205-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355def244190a
- [3] Seeed Studio XIAO ESP32S3 : <https://seeedstudio.com/XIAO-ESP32S3-p-5627.html>
- [4] Saad Imtiaz and Jens Nickel, « carte eXpansion d'Elektor v1.0 », Elektor 7-8/2024 : <https://elektormagazine.fr/230637-04>
- [5] ESP32 Digital Load, dépôt Github : <https://github.com/ElektorLabs/esp32-digital-load/>

02 suppresseur de voix

circuit pour un karaoké instantané



Raymond Schouten (Pays-Bas)

Ce montage simple permet de supprimer la majeure partie de la voix principale de n'importe quelle chanson. Il suffit d'un petit transformateur audio, de quatre résistances et d'un condensateur. Aucune alimentation n'est nécessaire !

Les voix principales sont généralement centrées au milieu, permettant leur suppression en soustrayant les signaux audio gauche et droit de la chanson. Cependant, les fréquences basses, aussi centrées, doivent être conservées pour maintenir la profondeur du son. Le montage présenté dans cet article résout ce problème grâce à un circuit de dérivation des basses.

Application

L'application principale et l'avantage de ce circuit est qu'il fonctionne comme un convertisseur instantané pour karaoké, reliant la sortie jack du casque de votre téléphone à l'entrée d'un haut-parleur alimenté. Une fois assemblé, cet outil très compact est prêt à l'emploi, sans nécessiter de source d'alimentation externe. Pour d'autres situations où vous avez suffisamment de temps de préparation

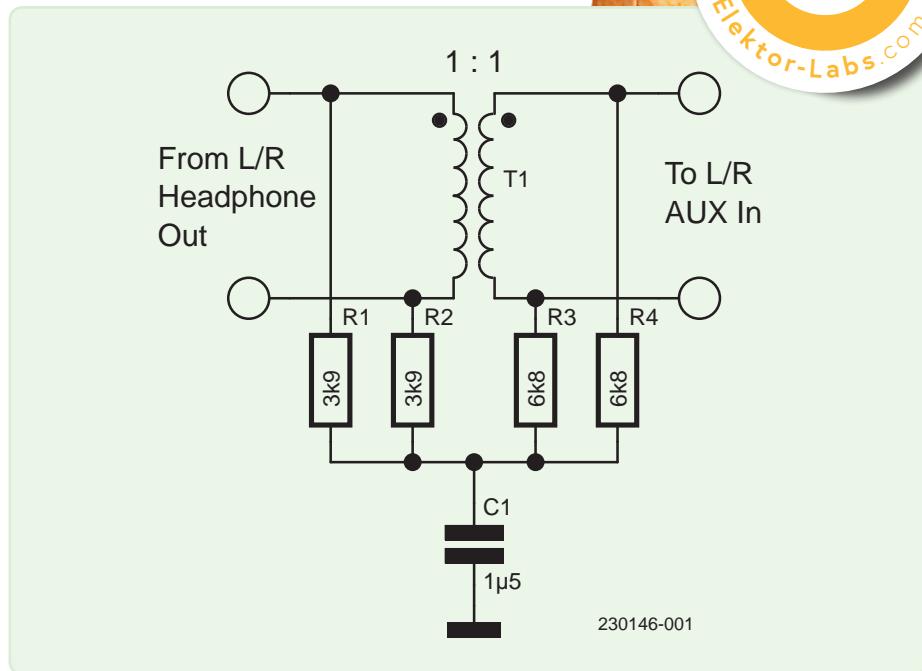


Figure 1. Schéma du circuit.

et de patience, des outils de traitement audio sont disponibles. Ils permettent de supprimer les voix avec une qualité supérieure à celle offerte par ce circuit simplifié.

Circuit

Le transformateur est utilisé comme un « amplificateur » différentiel (Gain = 1) qui soustrait le signal du canal gauche de celui du canal droit et transmet la différence à la sortie. Cela permet de supprimer les voix centrées et les signaux de basse. Le schéma du circuit de suppression des voix est illustré en **figure 1**. Les fréquences basses sont ensuite récupérées grâce à un filtre passe-bas RC de dérivation (R1, R2, C1) qui extrait les basses des entrées (gauche + droite) et utilise des résistances (R3, R4) pour réintégrer le signal de basse aux signaux de sortie. Une autre astuce permet de créer une dériva-

tion pour les très hautes fréquences qui dépassent le spectre vocal (5 kHz et plus). Nous avons utilisé un petit transformateur audio 1:1, représenté dans les **figures 2 et 3**. Ces transformateurs ont généralement un couplage parasite de quelques nF entre les enroulements, avec une valeur mesurée de 3 nF pour ce modèle en particulier. La capacité parasite est utilisée pour dériver les fréquences supérieures à celles de la voix vers la sortie. Un filtre passe-haut est formé par cette capacité parasite de 3 nF en combinaison avec les résistances de 6,8 kΩ (R3, R4). La valeur de 3 nF n'est pas cruciale. Si vous utilisez un autre transformateur avec une capacité inférieure, vous pouvez utiliser un condensateur de plus de 3 nF, et si la capacité est supérieure, vous pouvez réduire les valeurs de R3 et R4. Les valeurs des composants ne nécessitent pas de précision extrême, je les ai



choisies suite à des écoutes et tests successifs. N'hésitez pas à ajuster ces valeurs selon ce qui vous semble le mieux sonner.

Par exemple, vous pouvez essayer de modifier la valeur du condensateur C1 en 0,47 μ F/1 μ F/2,2 μ F. Un filtre RC de second ordre pourrait optimiser la performance, mais mon objectif initial était de garder ce circuit aussi simple que possible. Plusieurs conseils d'ajustement, des fichiers de conception et quelques démonstrations audio, sont disponibles sur la page du projet sur Elektor Labs [1].



230146-04

À propos de l'auteur

En plus de son emploi principal où il développe de l'électronique d'instrumentation à faible bruit, Raymond Schouten s'adonne à des projets personnels, notamment la conception de synthétiseurs musicaux miniatures et d'autres circuits compacts. La plupart de ses projets visent à obtenir des résultats optimaux avec le matériel le plus simple. Il partage fréquemment des projets sur Elektor Labs, YouTube ainsi que sur son site web personnel rs-elc.nl.

Questions ou commentaires ?

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



Produits

➤ **Pimoroni Raspberry Pi Pico Audio Pack**
www.elektor.fr/19765

➤ **Pimoroni Pirate Audio : Speaker for Raspberry Pi**
www.elektor.fr/20171

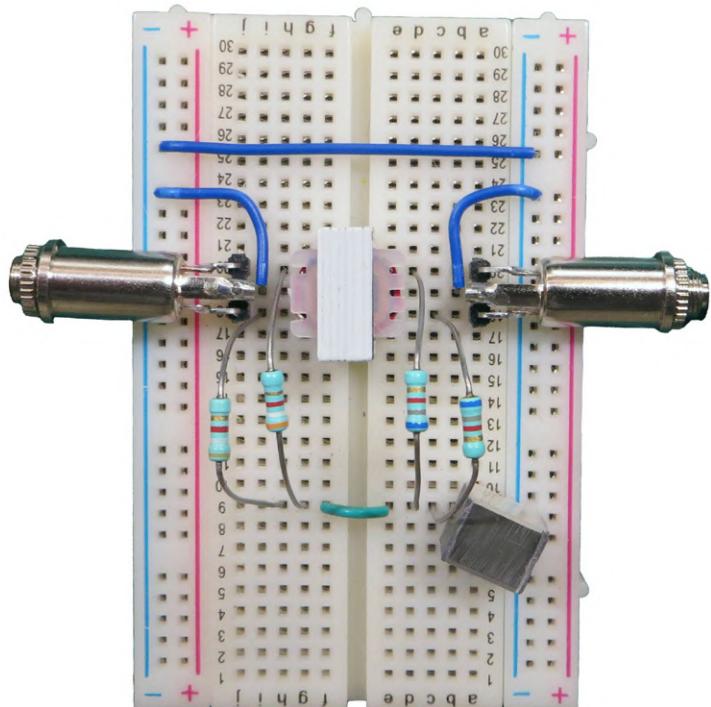


Figure 2. Le montage sur une plaque d'essai.

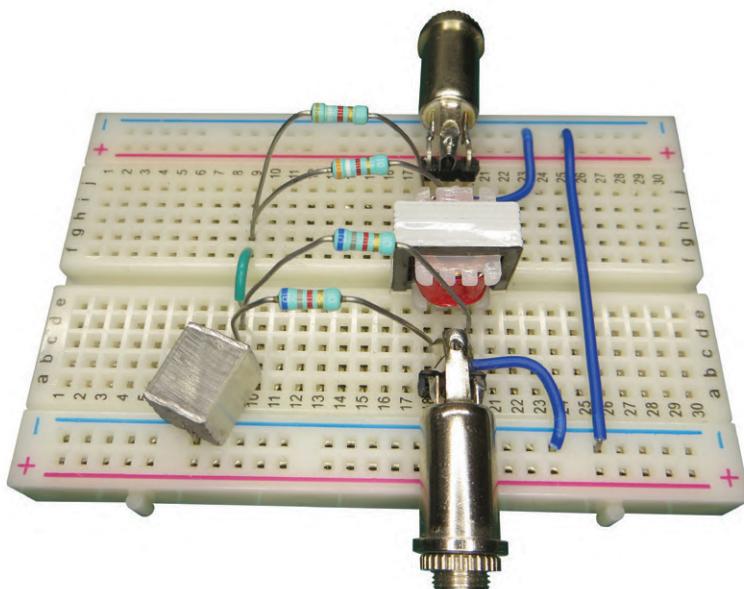


Figure 3. Vue latérale du circuit sur une plaque d'essai.

LIENS

[1] Circuit du suppresseur de voix : <https://elektormagazine.fr/labs/vocal-remover-circuit-no-chips-passives-only>

03 sélecteur audio A/B avec réglage de gain

commuter de l'entrée micro à l'entrée ligne

Thierry Clinquart (Belgique)

Dans les circuits audio, la technique innovante des masses virtuelles représente une alternative efficace à la méthode traditionnelle de commutation des lignes de signaux. Dans cette approche, les signaux ne passent pas par le commutateur ; à la place, la masse sert de contrôle « mute/unmute ». Ce projet présente un circuit intelligent utilisant des ampli-op et des résistances pour commuter de manière transparente entre les entrées micro et ligne, avec un compensateur de gain intégré pour un contrôle maximal.

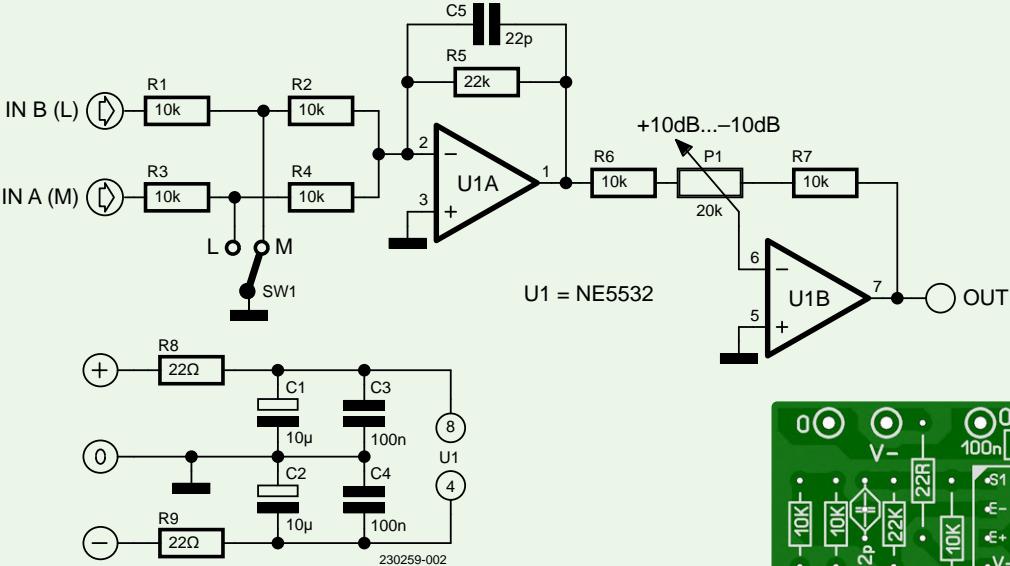


Figure 1. Schéma du sélecteur d'entrée A/B.

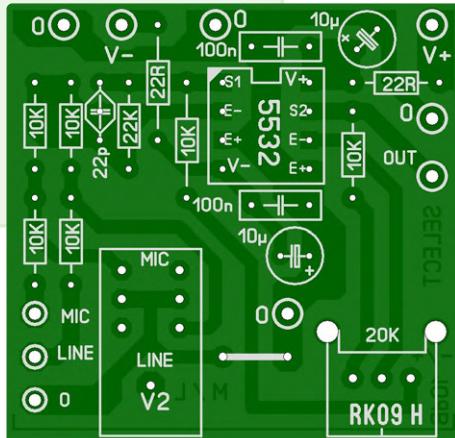


Figure 2. Disposition du circuit imprimé pour le projet (côté composants).

Je tiens d'abord à souligner que ce projet est complémentaire de deux autres de mes publications : « Préamplificateur de microphone avec alimentation fantôme » [1] et « Convertisseur symétrique/asymétrique » [2], parus précédemment dans les numéros « circuits de vacances » d'Elektor. Pour plus d'informations, je vous invite à consulter l'article « Jack In & Jack Out » plus loin dans cette édition.

Ce projet sert de commutateur micro/ligne en utilisant la technique des masses virtuelles. L'avantage est que le signal ne passe pas par le

commutateur ; c'est la masse qui assure la fonction « Mute/UnMute ». Voici une explication détaillée de son fonctionnement.

Circuit

Comme le montre la **figure 1**, la section U1A du NE5532 - un ampli-op double à faible bruit de Texas Instruments - est configurée en tant qu'amplificateur inverseur à gain unitaire. Notre objectif est d'activer l'entrée du microphone (IN A), tout en maintenant l'entrée ligne (IN B) désactivée. Pour ce faire, nous connectons le nœud entre R1 et R2 à la masse en utilisant le commutateur SW1 ; ainsi, IN B sera mis à la masse via R1, une résistance de 10 k. R2 est également connectée à la masse, empêchant ainsi le flux de courant au niveau du nœud entre R2 et R5 pour l'entrée ligne IN B.

De l'autre côté, puisque R3 et R4 ne sont pas connectés, la tension en sortie de la section U1A du NE5532 peut être déterminée en utilisant l'équation simple suivante :

$$-V_{IN\ A} \times [R5/(R3+R4)]$$

Ou, dans notre exemple :

$$-V_{IN\ A} \times (22\ k\Omega/20\ k\Omega).$$

Pour activer l'entrée ligne (IN B), il est nécessaire que l'entrée micro (IN A) reste désactivée. Lorsque SW1 connecte l'entrée IN A à la masse via R3, R4 est également au niveau de la masse et aucun courant ne circulera au niveau du nœud R4-R5 pour l'entrée micro (IN A).

De l'autre côté, avec R1 et R2 non connectés, la tension à la sortie de la section U1A du NE5532 peut être calculée en utilisant la même équation que celle appliquée précédemment :

$$-V_{IN\ B} \times [R5/(R1+R2)] \text{ or} \\ -V_{IN\ B} \times (22\ k\Omega/20\ k\Omega)$$

La section U1B de l'amplificateur NE5532 agit comme un compensateur de gain avec une plage de ± 10 dB. Le potentiomètre utilisé est un modèle avec une encoche centrale. Dans cette position médiane, le gain est calculé avec la formule suivante :

$$-20 \log(R7 + 10\ k\Omega)/(R6 + 10\ k\Omega) = -20 \log(20\ k\Omega / 20\ k\Omega) = 0\ dB$$

- +10 dB peut être calculé par $20 \log(P1+R7)/R6$
- -10 dB peut être calculé par $20 \log R7/(R6+P1)$

où $P1 = 20\ k\Omega$.

La phase du signal de sortie est correcte car le circuit intègre deux amplificateurs inverseurs en série.

Les fichiers de disposition du circuit imprimé sont accessibles, incluant la sérigraphie (**figure 2**) et le côté composants du prototype (**figure 3**). Vous pouvez les télécharger depuis la page d'Elektor Labs [3].

230259-04

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

Alors qu'il était technicien en électronique, Thierry Clinquart a découvert le célèbre amplificateur opérationnel µA741 en 1980 pendant ses études à l'Institut Don Bosco de Tournai (Belgique). Ce composant rendait bien plus facile la création de systèmes audio, comparé à des circuits à transistors. Thierry a suivi l'évolution de cet ancêtre, en passant par le TL071, le NE5534, jusqu'à aujourd'hui avec les produits « classe audio » de Texas Instruments, Analog Devices, JRC, THAT Corp, etc. Tous les projets que Thierry présente sur Elektor Labs sont liés ensemble pour créer des modules personnalisés. Pour réduire le câblage, il monte des connecteurs Neutrik de la série A directement sur les circuits imprimés, en utilisant le logiciel Sprint Layout pour optimiser le routage et maintenir une cohérence en termes de boîtiers.

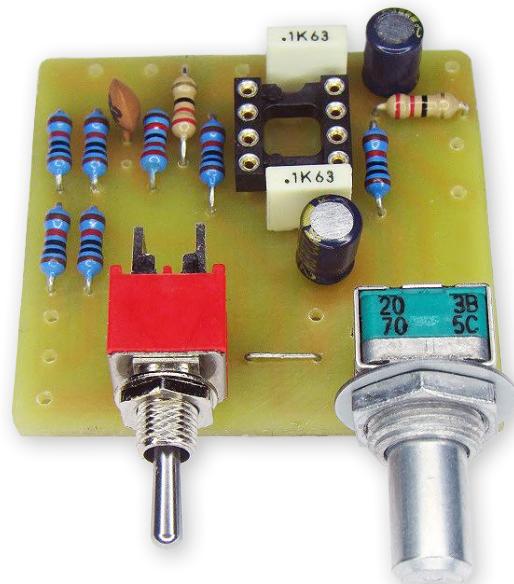


Figure 3. Le prototype peuplé, sans le circuit intégré.

LIENS

- [1] Elektor Labs project "Microphone Preamplifier with Phantom Power": <https://tinyurl.com/3kerfaw>
- [2] Elektor Labs project "Balanced-Unbalanced Converter": <https://tinyurl.com/4bf9s7rv>
- [3] Ce projet sur Elektor Labs : <https://tinyurl.com/52uzwesk>

optimiser la recharge du LIR2032

prenez soin de vos piles bouton

Peter Krüger (Allemagne)

Les piles bouton au lithium 2032 ainsi que d'autres piles similaires sont couramment utilisées comme sources d'alimentation de « secours » pour préserver les données et assurer le fonctionnement des horloges pendant la mise hors tension des appareils. Le circuit de charge standard de ces piles est souvent assez rudimentaire et peut pousser la pile bien au-delà de ses capacités recommandées. La surcharge peut provoquer la détérioration prémature des cellules de la pile. Une simple modification permet de résoudre le problème.

Même dans les applications à microcontrôleur les plus simples, comme celles basées sur un Arduino UNO, il est parfois nécessaire de garder une trace précise du temps. Sans connexion internet, l'heure exacte peut être perdue à chaque extinction et doit être réinitialisée lors de chaque redémarrage. Une façon de contourner ce problème consiste à utiliser un module d'horloge en temps réel (RTC). Ces modules, équipés d'une batterie intégrée, alimentent une puce d'horloge qui garde la trace de l'heure et souvent de la date. On utilise parfois une pile bouton au lithium (potentiellement rechargeable). Cela devrait assurer un fonctionnement sur plusieurs années, car cette pile est constamment rechargée pendant l'utilisation normale de l'appareil.

Module RTC

Lors de l'utilisation d'un de ces modules RTC, j'ai été surpris de constater que la tension mesurée aux bornes de la pile bouton « en fonctionnement » était légèrement supérieure à celle recommandée par le fabricant. Sur mon module (figure 1), il y a une pile au lithium

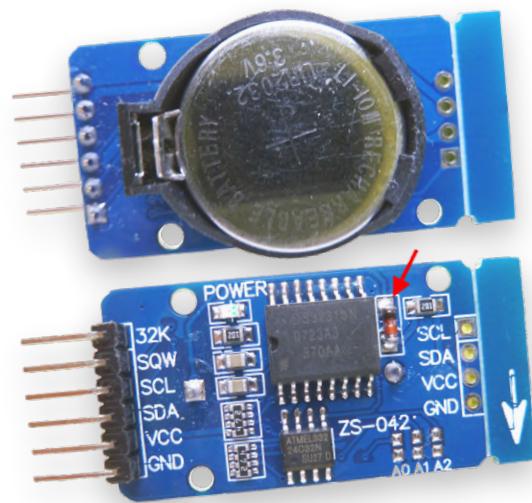


Figure 1. Avant et arrière de mon module RTC avec sa pile bouton LIR2032. La flèche pointe vers la diode qui doit être retirée.

LIR2032. Ces piles ont généralement une tension nominale de 3,6 V et une capacité de 35 à 45 mAh. Elles peuvent être chargées à un taux maximal de 0,2 C à une tension constante de 4,2 V, ce qui donne un courant de charge maximal de 7 à 9 mA.

Jusqu'ici, tout semblait fonctionner correctement, mais lorsque j'ai mesuré la tension au niveau de la cellule de lithium, elle dépassait légèrement 4,2 V. Cela était préoccupant ; une charge à une tension trop élevée peut nuire considérablement à la durabilité de la cellule. Bien qu'elles soient conçues pour ce type d'application, il est déconseillé de laisser les piles au lithium entièrement chargées sur de longues périodes - dépasser la tension de charge recommandée est tout simplement inacceptable !

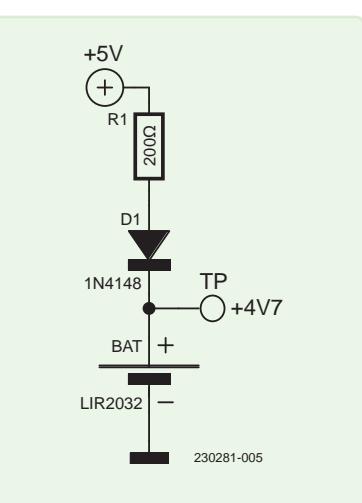


Figure 2. Le circuit original est tellement rudimentaire qu'il ne mérite même pas d'être qualifié de « circuit de charge »

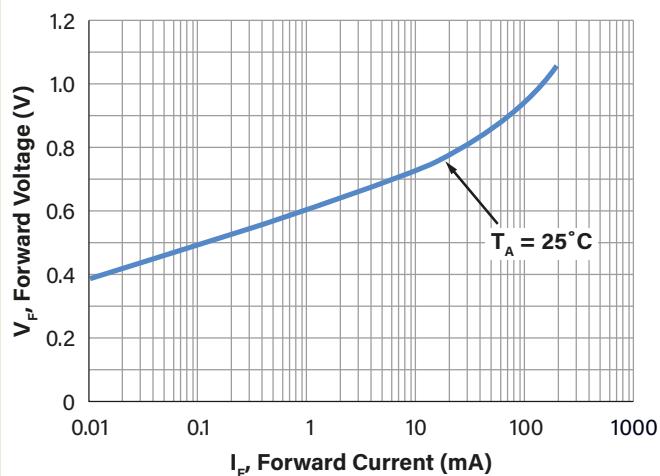


Figure 3. Courbe caractéristique courant/tension d'une diode au silicium à 25°C.

Le circuit de charge

En examinant de plus près le module, j'ai constaté que le « circuit de charge » utilisé était extrêmement rudimentaire. Le schéma (**figure 2**) montre que la pile est chargée via une source de 5 V, le courant de charge étant limité par une simple résistance de $200\ \Omega$ en série avec une diode au silicium standard. Tout passionné d'électronique sait qu'une diode au silicium polarisée en direct présente une chute de tension d'environ 0,7 V. Ainsi, 5 V moins 0,7 V donne 4,3 V aux bornes de la cellule : une valeur qui peut sembler admissible.

En réalité, comme le montre la courbe caractéristique de la **figure 3**, cette chute de tension directe n'est observée que lorsque le courant traversant la diode est supérieur à quelques milliampères. À environ 7 mA, une diode 1N4148 présente une chute de tension légèrement inférieure à 0,7 V à 25°C. Dans ce circuit, alors que la pile s'approche d'un état de charge complète, le courant de charge diminue progressivement. La courbe montre que la chute de tension directe de la diode diminue également avec le courant. À 10 μ A, la pile est maintenant chargée à 4,6 V, ce qui est inacceptable. En tenant compte des variations de température habituelles et d'une tension d'alimentation pouvant atteindre 5,1 V, il est évident que la tension de la pile augmentera encore à mesure qu'elle se rapproche de la pleine charge. Dans de telles conditions, la pile risque de ne pas durer très longtemps. Nous devons envisager une approche différente !

Modifications

Après avoir réfléchi à une solution, j'ai conçu un circuit légèrement plus développé (**figure 4**). Deux résistances supplémentaires et un transistor au silicium font l'affaire. Le diviseur de tension formé par R2 et R3

règle la tension à la base de T1 à environ 4,62 V. La jonction base-émetteur d'un transistor au silicium présente une caractéristique courant/tension similaire à celle d'une diode au silicium. À 10 μ A, la tension à l'émetteur, et donc de la pile, n'est que de 4,22 V, ce qui correspond à la recommandation du fabricant. Lorsque l'alimenta-

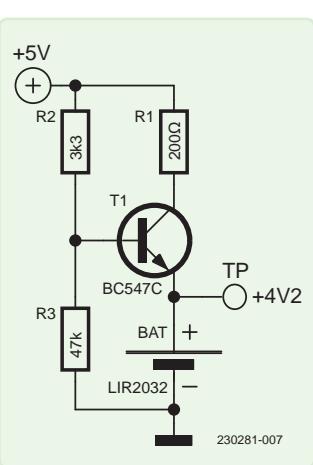


Figure 4. Le circuit de charge modifié reste simple, mais il est nettement plus bénéfique pour la pile.

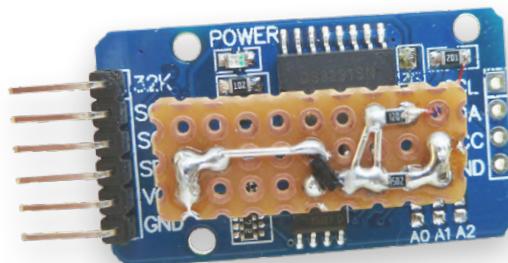


Figure 5. Une carte perforée piggyback est idéale pour apporter les modifications nécessaires à ce module.

tion de 5 V est coupée, la jonction BE de T1 cesse de conduire, et la pile est déconnectée de l'alimentation. Elle sert alors de source de secours pour maintenir l'activité de la puce d'horloge. La pile est chargée à un niveau de tension sécurisé durant le fonctionnement normal.

La **figure 5** montre comment les modifications peuvent être effectuées. Trois composants CMS supplémentaires sont soudés sur un petit morceau de perfboard en utilisant quelques fils, pour les connecter aux points correspondants sur la carte du module (+5 V, masse et pôle positif de la pile). Pour réaliser cette opération sur un module similaire, il est recommandé de retirer d'abord la pile, puis de dessouder la diode (indiquée par la flèche sur la figure 1). Pour un test initial, remplacez la pile par une résistance de $1\text{-M}\Omega$ et mesurez la tension à ses bornes. Si elle est proche de 4,2 V, le montage est correct. Si nécessaire, vous pouvez ajuster cette tension en modifiant les valeurs des résistances R2 et R3 du réseau diviseur de tension.

Maintenant que cette modification a été réalisée, la pile bouton peut bénéficier d'une durée de vie prolongée ! 

230281-04



À propos de l'auteur

Peter Krüger est un ingénieur en développement diplômé, possédant des certifications MSCE et CNA. Son expérience professionnelle couvre des disciplines telles que la CEM, l'électronique industrielle, la technologie de défense, le développement de matériel et de logiciels, le chauffage par induction à grande échelle et la conception 3D. Peter a collaboré avec de nombreuses entreprises, tant dans son pays d'origine qu'à l'international.

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

► Fnirsi DMT-99 Multimètre intelligent
www.elektor.fr/20765

05 la détection tactile

en toute simplicité

un guide de fabrication pour n'importe quel microcontrôleur

Michael J. Bauer (Australie)

Tous les microcontrôleurs ne disposent pas d'entrées tactiles intégrées. Cet article présente une méthode pour activer la détection tactile capacitive en utilisant des broches d'E/S à usage général sur des dispositifs tels que l'AVR ATmega328P. Il couvre la configuration des broches pour détecter les changements de capacité et révèle le code développé avec Microchip Studio.

Certains microcontrôleurs sont dotés d'un périphérique permettant de lire les contacts tactiles capacitifs. Ces dispositifs fournissent une mesure « automatique » de la capacité entre une broche d'E/S et la terre (GND). Cependant, un changement de capacité sur une broche d'entrée (analogique) peut être détecté facilement sans aucune intervention spéciale sur la puce. La technique présentée ici repose sur la mesure du taux de charge d'un condensateur (sous la forme d'une touche tactile). Pour être plus précis, on mesure la tension sur le condensateur après un temps de charge fixe. Lorsqu'une touche est touchée, sa capacité effective est plus élevée ; le taux de charge sera plus faible et donc la tension finale sera plus basse.

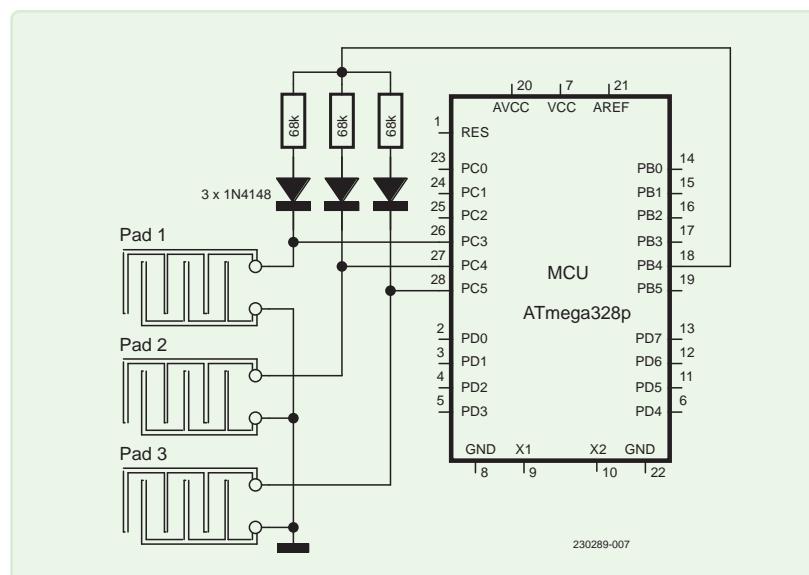


Figure 1. Schéma des connexions du pavé tactile au microcontrôleur.

Principe

Le microcontrôleur doit disposer de broches d'E/S qui peuvent être configurées comme numériques (GPIO) ou analogiques (entrées CAN). Une telle broche est nécessaire pour chaque entrée tactile. Le nombre de touches tactiles peut être augmenté au-delà du nombre d'entrées ADC disponibles en utilisant un multiplexeur analogique externe. Une sortie numérique est nécessaire pour fournir une « source de courant ». En fait, il s'agit d'une source de tension, mais une résistance de grande valeur (une pour chaque entrée tactile) la transforme en source de courant. Se référer à la **figure 1** pour le schéma montrant comment les touches tactiles sont connectées au microcontrôleur.

Les touches tactiles peuvent être gravées sur un circuit imprimé avec des pistes de signal et de terre entrelacées pour former un condensa-

teur. Lorsqu'elles sont touchées par un doigt, la capacité entre les traces de signal et de terre augmente. Les contacts tactiles peuvent également être de simples objets métalliques nus tels qu'une tête de vis, un rivet ou un morceau de ruban métallique. Le corps humain exerce une forte capacité à la terre lorsqu'il entre en contact avec une pastille tactile. Mais la détection tactile est plus efficace si le corps est connecté à la terre du système de microcontrôleur (GND) d'une manière ou d'une autre. Initialement, la source de courant (PB4) est désactivée et les broches du pavé tactile (PC3, PC4, PC5) sont configurées comme des sorties et mises à l'état bas (0 V). Cela permet de décharger les contacts. Chaque contact est interrogé à tour de rôle, un par un. Au début de l'interrogation, la broche d'E/S de la pastille est configurée comme une entrée analogique. La pastille est chargée à partir

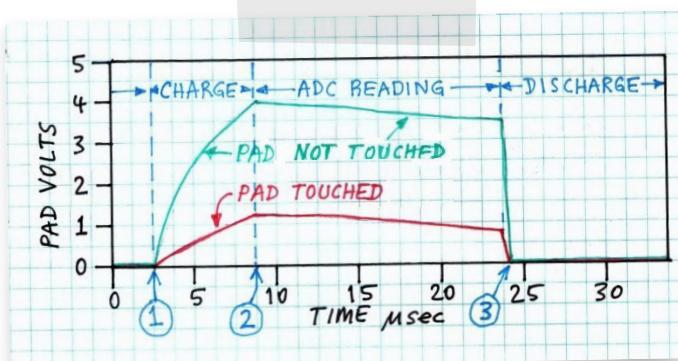


Figure 2. Tension en fonction du temps pour un contact tactile non touché.

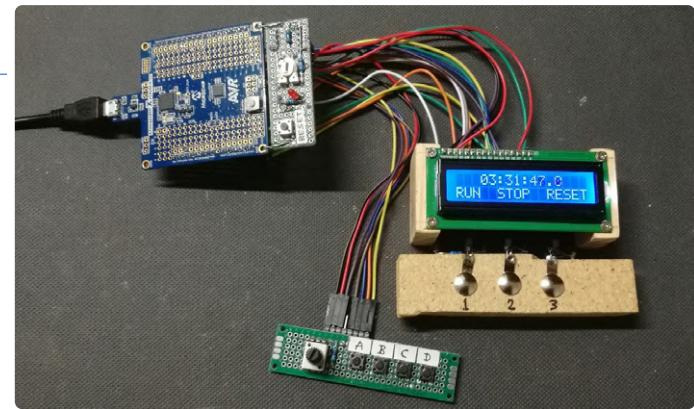


Figure 3. Configuration de Test & Demo avec la carte AVR X-Mini.

de la source de courant (résistance et diode) pendant une durée fixe, typiquement quelques microsecondes.

À la fin du temps de charge, la source de courant est désactivée. La diode empêche la décharge pendant que la tension de la pastille est mesurée par le CAN. Lorsque la conversion analogique-numérique est terminée, le résultat est lu et la broche d'E/S de la pastille est reconfigurée en sortie numérique et mise à l'état bas pour décharger la pastille.

Voir la **figure 2** pour le graphique illustrant la tension du signal en fonction du temps pendant la séquence de lecture. Le tracé vert correspond à la tension du contact, le contact n'étant pas touché. La capacité du contact étant très faible, elle se charge rapidement et atteint une tension relativement élevée. Au point de synchronisation 2, la source de courant est coupée et la séquence de conversion AN est lancée. Il y aura une décharge lente due à la fuite de courant dans la diode et dans les entrées du CAN. Ce n'est pas un problème car le CAN échantillonne la tension au début de la conversion (point 2) et la maintient constante pendant la conversion. À la fin de la séquence de conversion (point 3), la valeur du CAN est lue et sauvegardée dans un tableau. Enfin, le contact tactile est déchargé, en préparation d'une lecture ultérieure.

En fonction des exigences spécifiques de l'application, l'intervalle entre les lectures du pavé tactile peut être compris entre 100 μ s et 5 ms, voire plus. Le temps d'exécution de la routine de service elle-même est généralement inférieur à 30 μ s pour chaque entrée tactile. Ainsi, la charge de traitement pour l'entretien des contacts tactiles est très faible. Les interruptions doivent être désactivées pendant l'exécution de la routine de service car le temps est critique. Pour la plupart des applications embarquées, un retard de moins de 30 μ s se produisant une fois par milliseconde (plus ou moins) ne serait pas considéré comme bloquant.

Application Test & Demo

La technique de détection tactile a été testée avec succès sur un microcontrôleur AVR 8 bits, l'Atmel ATmega328P, que l'on trouve dans de nombreuses cartes de développement populaires, notamment l'Arduino UNO R3 et Nano, et la carte ATmega328P (AVR) X-Mini de Microchip. J'ai choisi l'AVR X-Mini parce qu'il possède un outil de programmation embarqué, qu'il est très bon marché (~ 9€) et facilement disponible auprès des principaux fournisseurs, mais surtout parce que j'en avais un qui traînait dans ma boîte de composants inutilisés. La **figure 3** montre la carte X-Mini configurée et les périphériques connectés. Aussi, je préfère de loin Microchip/Atmel Studio pour AVR et SAM, comparé à

l'Arduino IDE. Mon programme Test & Demo pourrait être migré vers Arduino IDE, mais les allocations de microcontrôleurs pin (pour un module 1602A LCD en particulier, voir ci-dessous) sont incompatibles avec les bibliothèques de code courantes d'Arduino. Il faudrait donc extraire le code source de certaines fonctions périphériques de la bibliothèque AVR X-Mini pour l'importer dans votre sketch Arduino.

Si vous souhaitez exécuter le programme Test & Demo sur une carte Arduino UNO ou Nano, le code objet préconstruit (fichier HEX) peut être programmé dans le microcontrôleur avec ou sans Microchip/Atmel Studio, et sans aucun outil de programmation supplémentaire (veuillez vous référer à l'encadré *Comment programmer un Arduino UNO....*

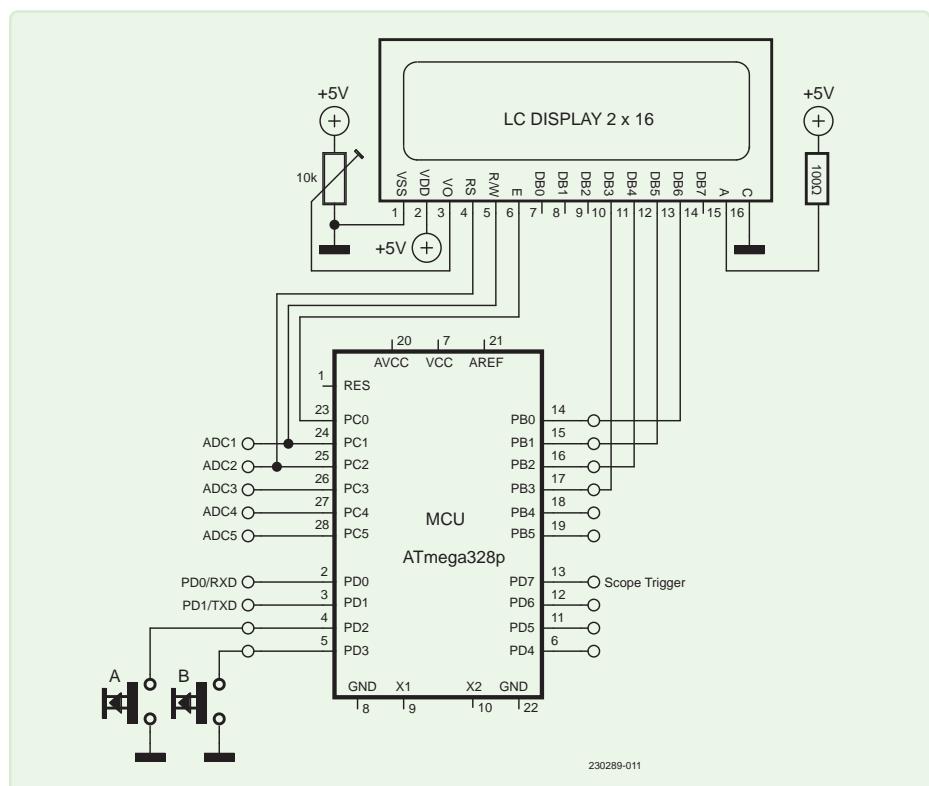


Figure 4. Schéma de l'application Test & Demo avec un ATmega328P.

Comment programmer l'Arduino UNO ou Nano

Le micrologiciel a été développé à l'aide de Microchip Studio for AVR and SAM Devices (anciennement Atmel Studio). L'une des nombreuses raisons pour lesquelles nous avons choisi cet IDE (Integrated Development Environment) au lieu d'Arduino est que la conception matérielle du projet est incompatible avec les bibliothèques de code Arduino disponibles. En particulier, le schéma d'interface de l'écran LCD 1602A (affectation des broches d'E/S du microcontrôleur) n'est pris en charge par aucune bibliothèque Arduino.

La programmation du dispositif cible (microcontrôleur ATmega328P) peut être réalisée sans l'EDI Arduino et sans aucun outil de programmation matériel. Les cartes UNO et Nano sont équipées d'un pont USB-série et d'un chargeur d'amorçage AVR résidant dans la mémoire flash. Une application PC Windows appelée *AVRdude* communique avec le bootloader via USB pour programmer le firmware dans la mémoire flash du microcontrôleur.

Vous devez donc télécharger certains fichiers pour faire fonctionner AVRdude sous Windows. Vous pouvez télécharger ces fichiers depuis le dépôt GitHub d'AVRdude [2]. Il devrait y avoir trois fichiers de distribution : *avrdude.exe*, *avrdude.conf* et *avrdude.pdb*. Copiez ces fichiers dans un nouveau dossier nommé *AVRdude* sur le disque local de votre PC, dans le répertoire principal (C:\).

Connectez votre carte UNO/Nano à un port USB de votre PC. Ouvrez l'utilitaire Windows Device Manager et cliquez sur *Ports (COM & LPT)*. Vous devriez voir le périphérique USB-série UNO/Nano répertorié. Notez le numéro du port COM associé. Sachez que le numéro du port COM peut changer de temps à autre. Il s'agit d'une bizarrerie gênante de l'USB. N'oubliez pas de vérifier le port COM attribué lorsque vous reconnectez la carte UNO ou Nano à votre PC.

Vous pouvez exécuter AVRdude directement à partir de Microchip Studio, si vous créez un *Programming Tool* dans cet EDI :

Dans Microchip Studio, cliquez sur le menu *Tools/External tools*.

Vous devriez voir une boîte de dialogue vous demandant quelques paramètres, comme suit :

Dans *Title*, écrivez : *Program Nano* ou tout autre nom que vous préférez.

Dans *Command*, écrivez : *C:\AVRdude\AVRdude.exe*

Dans *Arguments*, écrivez (sur une seule ligne) :

```
-C "C:\AVRdude\avrdude.conf" -p atmega328p -c arduino -P COM# -b 115200  
-U flash:w:"$(ProjectDir)Debug\$(TargetName).hex":i
```

Remplacez *COM#* (dans le champ *Arguments*) par le port COM réel auquel votre carte Nano est connectée, tel qu'il apparaît dans le gestionnaire de périphériques de Windows (exemple : *COM4*).

Cochez la case *Use output window*. Cliquez sur *OK*.

Terminé... Vous devriez voir une nouvelle option *Program Nano* dans le menu *Tools* (Outils). Une fois que votre code de programme est construit, il peut être programmé dans la carte Nano en cliquant simplement sur l'option *Program Nano* dans le menu *Tools*.

Remarque : certains clones chinois bon marché de la carte Nano utilisent un débit en bauds non standard pour le chargeur d'amorçage série, généralement 57600 bauds. Si Microchip Studio affiche un message d'erreur lors de l'exécution de l'outil de programmation, essayez de remplacer *115200* par *57600* dans le champ des arguments.

Quels que soient la plateforme matérielle et les outils de développement logiciel que vous utilisez pour votre application, la technique de détection tactile peut être comprise en examinant le code du programme *Test & Demo*, en particulier la routine de service de détection tactile. Si vous souhaitez reproduire l'application sur une plateforme matérielle AVR compatible, connectez l'écran LCD et les autres périphériques comme indiqué sur la **figure 4**. Deux interrupteurs (étiquetés « A » et « B ») sont prévus au cas où les contacts tactiles ne fonctionneraient pas initialement. Les contacts tactiles sont câblés comme indiqué dans la figure 1. Si votre application n'a pas besoin du LCD ou du bus I²C (PC4, PC5), alors toutes les (huit) broches du Port C peuvent être utilisées pour les contacts tactiles ou d'autres entrées analogiques.

Le seuil de tension d'activation/désactivation du toucher peut nécessiter un ajustement dans le logiciel. Si l'on se réfère au code source de *Test & Demo* (fichier *main.c*), la ligne 29 définit le niveau de seuil pour déterminer si un contact est touché ou non. La valeur par défaut est de 150, ce qui devrait convenir à la majorité des dispositions physiques des touches tactiles. La valeur seuil optimale peut être trouvée en exécutant le programme en *mode test*, sélectionné par le bouton A. Cela affichera les lectures CAN (plage 0...255) pour les trois touches tactiles. Pour chaque touche, notez la lecture lorsque la touche est touchée et de nouveau lorsque la touche n'est pas touchée. La valeur seuil optimale se situe à peu près à mi-chemin entre ces deux lectures.

Le programme comprend également un mode démo, qui fonctionne comme un chronomètre primitif, utilisant les trois pavés tactiles pour démarrer, arrêter et réinitialiser le chronomètre.

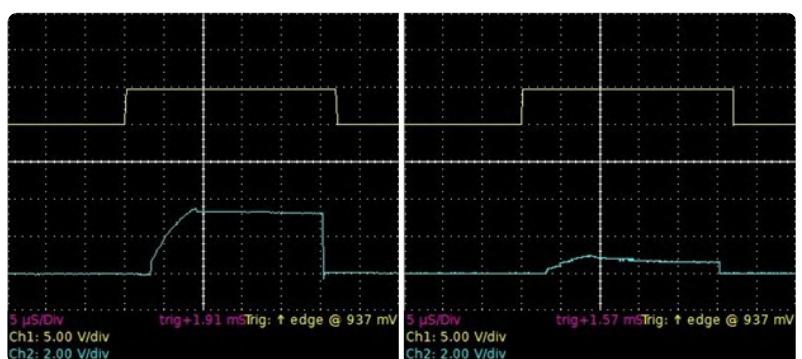


Figure 5. Résultat sur l'oscilloscope lorsque les contacts ne sont pas touchés (à gauche) et lorsqu'ils sont touchés (à droite).

Appuyez sur le bouton « B » pour accéder à ce mode. Le code de démonstration est implémenté sous la forme d'une machine à états avec trois états : *Réinitialisation*, *Marche* et *Arrêt*. Le fait d'appuyer sur un contact tactile change l'état (si la machine à états n'est pas déjà dans l'état sélectionné).

Captures d'écran de l'oscilloscope

La **figure 5** montre les captures d'écran d'oscilloscope obtenues pendant les tests, mettant en évidence le comportement du signal de la touche tactile. La trace supérieure (jaune) est un signal de sortie du point de test. Ce signal est mis à l'état haut au début de la routine de service et à l'état bas à la fin, juste avant le retour de la fonction. La sortie du point de test (broche PD7) a deux fonctions : d'une part, le déclenchement de l'oscilloscope et, d'autre part, la mesure de la durée d'exécution de la routine de service.

La trace inférieure (bleue) est le signal du contact tactile (entrée CAN). Dans ces tests, le temps de charge a été fixé à 6 µs. La valeur de la résistance source de courant (68 kΩ) et le temps de charge ont été choisis de manière à ce que le signal du contact atteigne presque (mais pas tout à fait) la tension de référence du CAN (+5 V) lorsque le contact n'est pas touché. Il en résulte une sensibilité tactile optimale.

L'écran de droite montre ce qui se passe lorsque l'on touche le contact. Le taux de charge étant beaucoup plus lent, la tension sur le contact à la fin du temps de charge est plus faible. Le logiciel définit une tension intermédiaire comme étant le seuil « Touch ON ». Notez que le temps de conversion du CAN est d'environ 15 µs. Cela représente la majeure partie du temps d'exécution de la routine de service. La fréquence d'horloge du CAN de l'ATmega328P peut être augmentée pour réduire le temps d'exécution de la routine de service. Il y a bien sûr un compromis entre la vitesse du CAN et la précision de la conversion. Cependant, la fréquence d'horloge du

CAN utilisée dans le programme de test (2 MHz) donne une précision tout à fait acceptable, de sorte qu'elle pourrait peut-être être augmentée davantage.

Développement de micrologiciels

Si vous décidez de développer votre propre application à l'aide de l'IDE Microchip/Atmel Studio, en supposant que vous ne l'ayez jamais utilisé auparavant, un bon point de départ est mon programme Test & Demo. Une fois que l'application fonctionne sur votre plateforme cible, vous pouvez modifier et étendre le code source pour vos besoins.

Tout d'abord, téléchargez les fichiers du projet depuis GitHub [1]. Créez un dossier de projet sur le disque dur de votre ordinateur et copiez tous les fichiers dans ce dossier. Dans la page de démarrage d'Microchip Studio, sélectionnez *Open Existing Project* (Ouvrir un projet existant). Naviguez jusqu'à votre dossier de projet et cliquez sur le fichier nommé *X-mini-touch-sense.atsln*. Cette opération est plus facile que la création d'un nouveau projet et permet de s'assurer que le projet contient tous les composants requis, en particulier les fichiers de la bibliothèque de périphériques, *lib_avrXmini.**.

Si vous souhaitez créer un nouveau projet utilisant la bibliothèque X-Mini, veillez à linké correctement les fichiers de la bibliothèque. Ceci peut être vérifié dans le panneau *Solution Explorer* sur le côté droit de la fenêtre de l'éditeur IDE.

Pour des étapes de programmation détaillées et des configurations spécifiques, la page Elektor Labs [3] fournit des conseils utiles. ↗

VF : Maxime Valens — 230289-04

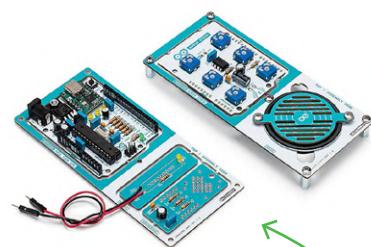
Questions ou commentaires ?

Si vous avez des questions concernant cet article, n'hésitez pas à envoyer un courriel à l'auteur à l'adresse suivante mjbauer@iprimus.com.au, ou à l'équipe éditoriale d'Elektor à redaction@elektor.fr.



À propos de l'auteur

Michael Bauer a étudié l'ingénierie électrique et électronique et a ensuite enseigné l'informatique à l'université Deakin (Australie). Au cours de sa carrière, il a notamment co-développé ce qui était peut-être le premier « compteur intelligent » commercialement viable (compteur de kWh à base de microcontrôleur) ; il a conçu des systèmes de contrôle pour l'automatisation des scènes de théâtre ; il a conçu de l'électronique et développé des logiciels pour des instruments d'analyse scientifique et biomédicale. Aujourd'hui à la retraite, Mike s'intéresse à la technologie de la musique électronique, au cyclisme et au ski de fond. Sa principale fierté est un projet de montage d'ordinateur connu sous le nom de « DREAM-6800 » (publié en 1979), toujours populaire parmi les amateurs de micro-ordinateurs anciens.



Produits

- **Kit Arduino Make-Your-Uno** www.elektor.fr/20330
- **Seeed Studio Grove LCD RGB Backlight** www.elektor.fr/20014

LIENS

- [1] M. J. Bauer | Touch sense on any MCU | Dépôt GitHub : <https://github.com/M-J-Bauer/Touch-sense-on-any-MCU>
- [2] AVR Dude | Dépôt GitHub : <https://github.com/mariusgreuel/avrdude/releases>
- [3] Page web d'Elektor Labs pour ce projet : <https://elektormagazine.fr/labs/touch-sense-technique-for-any-mcu>



06 interrupteur universel à télécommande

une nouvelle vie pour les vieilles télécommandes

Rob van Hest (Pays-Bas)

En apprenant les codes de n'importe quelle télécommande infrarouge, on peut réaliser un récepteur universel capable de commander des appareils avec de simples sorties on/off ou des impulsions. On peut presque tout commander avec les deux modèles à un et quatre canaux décrits ici.

Il y a bien longtemps, j'avais entrepris de transformer un vieux minuteur de jeu pour qu'il fonctionne avec une télécommande. Il fallait pour cela créer un récepteur capable d'effectuer quatre actions spécifiques : *démarrage, arrêt, remise à zéro et tour*, le tout déclenché par la télécommande. Une exigence de cette opération était la compatibilité avec presque toutes les télécommandes infrarouges. Avec l'abondance de télécommandes inutilisées dans nos foyers, ce projet offrait une solution élégante pour en réutiliser une. À l'époque, l'installation comportait un microcontrôleur PIC12F675 de Microchip Technology et une vieille télécommande utilisant le protocole NEC. Ce vieux projet m'a donné l'idée de refaire un module télécommandé similaire, avec cette fois un seul canal, en utilisant mon circuit imprimé universel à base de PIC [1]. La **figure 1** montre le résultat.

Récepteur télécommandé à un canal

Les télécommandes infrarouges fonctionnent en émettant des séquences d'impulsions codées, propres à chaque marque. L'appui

sur un bouton émet un signal distinct, qu'un microcontrôleur déchiffre grâce à un phototransistor. Ce microcontrôleur commande ensuite un relais par le biais d'un transistor. Le récepteur présenté ici dispose de trois modes : *marche/arrêt, impulsion* et *paramétrage* – ce dernier permettant de synchroniser le récepteur avec la télécommande choisie.

- En mode *marche/arrêt*, un premier bouton active la sortie, et un second l'éteint.
- En mode *impulsion*, un bouton active la sortie qui s'éteint après une durée préterminée. Un deuxième bouton n'est pas nécessaire ici mais on peut enregistrer deux codes de bouton qui effectueront la même action.
- Le mode *paramétrage* permet au récepteur d'apprendre les codes de la télécommande.

Fait remarquable, ce système ne nécessite que deux boutons de la télécommande, ce qui laisse une grande liberté pour choisir parmi les nombreuses télécommandes sous-utilisées à votre disposition. Mais comment assurer la compatibilité universelle avec les différentes télécommandes ?

Un récepteur universel

Devant la diversité de protocoles de télécommande, on a simplifié l'approche : au lieu de décoder entièrement chaque signal, le récepteur ne compte que les transitions des signaux et leur chronologie relative. Cette méthode a permis la compatibilité avec de nombreuses télécommandes. Lors des tests, diverses télécommandes - y compris des modèles RC-5 et NEC - ont fonctionné efficacement. Mais si vous utilisez une télécommande RC-5, vous constaterez que l'interrupteur ne répond pas toujours. Ceci à cause du bit de « bascule » du code RC-5, qui bascule entre 0 et 1 chaque fois que vous activez ou relâchez un bouton. C'est pourquoi il faut parfois appuyer une deuxième fois sur le bouton avant que le code soit reconnu. En mode *impulsion*, on peut résoudre ce problème en enregistrant deux fois le même code en mode *paramétrage* (voir ci-dessous).

Matériel

On peut réaliser ce projet grâce au circuit imprimé (PCB) PIC universel décrit dans un autre article [1], ou bien sur une plaque veroboard. Le schéma (**figure 2**) montre les numéros et les désignations des composants tels qu'utilisés sur le circuit imprimé PIC universel. Notez que R10 n'est pas repérée sur la sérigraphie ; il faut l'ajouter entre le nœud marqué X5 et le via le plus proche (la photo du PCB de la



Figure 1.
Le récepteur, ainsi qu'une télécommande reconvertisse.

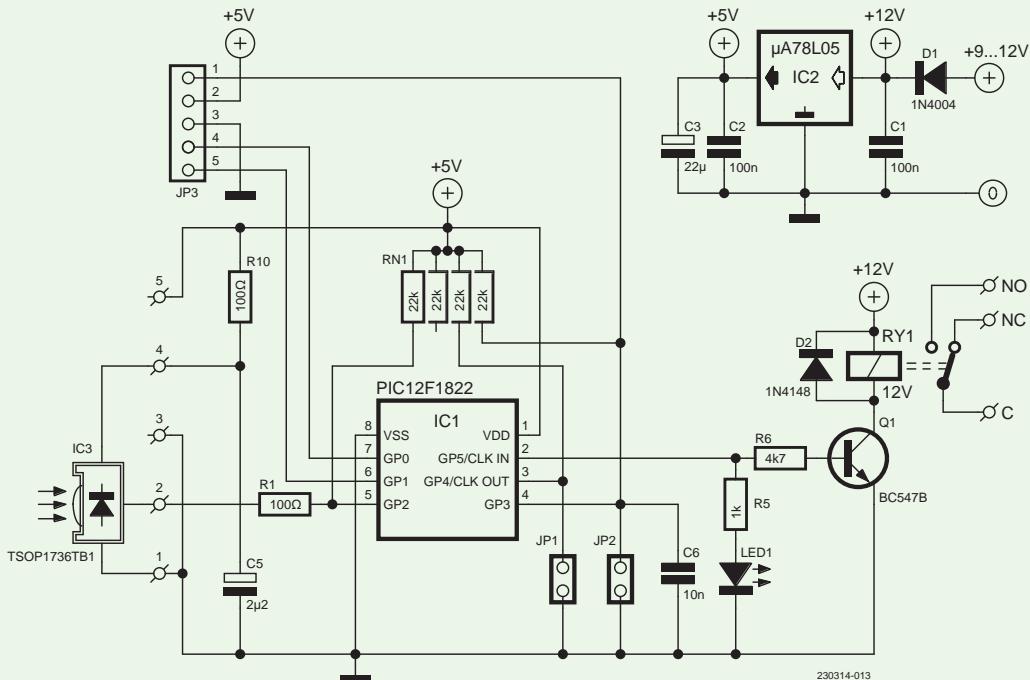


Figure 2. Schéma de la version monocanal.

figure 3 peut vous aider). Mon montage a été conçu pour fonctionner sous 12 V afin d'allumer des lampes LED de 12 V, car cette tension était facilement disponible à l'époque. Cependant, un fonctionnement sur 5 V est également possible si IC2 et D1 sont remplacés par des cavaliers et qu'un relais 5 V est utilisé. Dans ce cas, un vieux chargeur USB peut éventuellement servir d'alimentation. Voir la page du projet sur Elektor Labs [2].

À défaut d'un réseau de résistances approprié, on peut facilement remplacer RN1 par des résistances individuelles de 22 kΩ. J'ai utilisé une valeur de 100 Ω pour R1 afin de réduire le bruit, mais la valeur n'est pas critique, on peut aussi la remplacer par un cavalier de 0 Ω. Au lieu du TSOP1736, on peut utiliser d'autres récepteurs IR comme le TSOP1836, mais attention aux différences de brochage. JP3 sert à programmer le PIC en utilisant le brochage standard du PICkit. Les broches sont, de 1 à 5, respectivement, MCLR, +5 V, GND, ICSP Data, ICSP Clock.

Logiciel

Lorsque l'état de la broche du signal IR passe de haut à bas, il déclenche une routine d'interruption. Cette même interruption est également déclenchée toutes les 4 ms lorsque le timer0 déborde. L'interruption est ainsi déclenchée dès la réception d'un signal IR. Chaque fois que

l'état de la broche d'entrée change, on enregistre la valeur du timer0 (jusqu'à 48 valeurs). Si un trop grand nombre de dépassements du timer0 se produisent sans changement de l'état de la broche, ou si le nombre maximum d'échantillons est atteint, l'échantillonnage du code IR est interrompu. On détermine de cette façon le nombre de fronts et le délai entre deux fronts. En mode *paramétrage*, ces valeurs sont sauvegardées dans l'EEPROM ; dans les modes de fonctionnement normaux, on compare les valeurs reçues avec celles stockées dans l'EEPROM.

Le débordement du timer0 est également utilisé dans la routine `delay_ms()`. Les interruptions ne sont activées que pour capturer les impulsions entrantes et sont désactivées sinon, ce qui est fait dans la boucle principale. Dans le code fourni dans `remote_uni.c` [2] l'interface série ne sert que pour le débogage, pour indiquer les nombres de fronts reçus et d'échantillons conformes aux valeurs de l'EEPROM. Sans interprétation des données reçues, aucune autre information sur le contenu du code IR n'est disponible. Vous pouvez voir un extrait du code dans le [listage 1](#). Le code source complet est disponible à l'adresse [2].

Fonctionnement du récepteur

La configuration s'effectue avec deux cavaliers : JP1 pour le paramétrage et la sélection du mode, et JP2 pour la réinitialisation de l'appareil. L'installation de JP1 avant la mise sous tension met le récepteur en mode *marche/arrêt* ; le récepteur vérifie l'état de la broche GP4 (broche 3) au démarrage. L'absence de JP1 au démarrage met par défaut le récepteur en mode *impulsion*. Lorsque le récepteur est sous tension, l'insertion de JP1 permet d'entrer dans le mode de *paramétrage*. JP2 sert à réinitialiser l'appareil.

Appairage du récepteur avec la télécommande

Pour procéder à l'appairage, mettez le récepteur sous tension, passez en mode *paramétrage*, puis avec la télécommande, transmettez les signaux de marche (code 1) et d'arrêt (code 2), qui sont capturés et stockés. La LED s'allume et s'éteint pendant cette procédure, afin de fournir un retour visuel. À partir de ce moment, l'appareil est verrouillé jusqu'à la prochaine réinitialisation. Éteignez et rallumez l'appareil pour

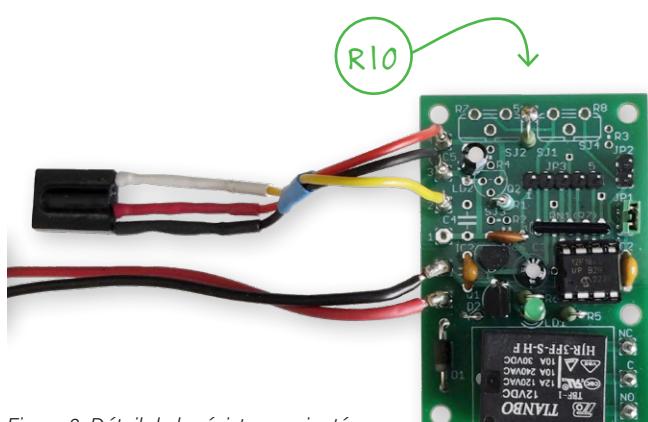


Figure 3. Détail de la résistance ajoutée.



Figure 4. L'ancien minuteur de jeu, désormais télécommandé.

quitter le mode *paramétrage*, avec ou sans JP1 selon votre préférence. En mode *impulsion*, les deux codes IR déclenchent une brève activation de la sortie. Elle a été fixée à 500 ms ici et peut être modifiée à l'aide du paramètre `plslen`.

En mode *marche/arrêt*, le code 1 active la sortie et le code 2 l'éteint. Les codes 1 et 2 peuvent être identiques, si bien qu'il est possible d'utiliser le même bouton pour activer et désactiver la sortie. Maintenir le bouton de la télécommande n'a aucun effet, car chaque réponse est suivie d'un délai pendant lequel aucun code IR ne peut être reçu. Il faut donc relâcher le bouton et appuyer à nouveau.

La version à quatre canaux

Afin de commander le minuteur mentionné ci-dessus (**figure 4**), j'avais besoin d'un récepteur à quatre canaux pour simuler ses quatre boutons poussoirs, ce qui nécessitait quatre sorties à impulsions distinctes. Bien qu'initiallement pas destinée à une diffusion publique, voici cette version améliorée avec un meilleur microcontrôleur, un PIC12F1840 doté d'un oscillateur interne supérieur. J'ai aussi ajouté un mode marche/arrêt à bascule et une fonction d'arrêt simultané des quatre canaux. La **figure 5** présente le schéma. Les broches PAD1 à PAD4 sont connectées aux quatre boutons poussoirs du minuteur. Une LED est connectée à PAD1 pour indiquer que le système fonctionne. En option, on peut connecter d'autres LED aux quatre sorties. La **figure 6** montre l'implémentation originale du minuteur télécommandé, avec un PIC12F675 au lieu du PIC12F1840 présenté ici.

Variantes de sortie

Il y a deux configurations de sortie possibles pour cette version : collecteur ouvert et symétrique. Dans le premier cas, les broches de sortie du microcontrôleur sont ramenées à la masse lorsque l'état *On* est requis par l'appui sur un bouton de la télécommande. Pour l'état *Off*, les broches de sortie sont mises en haute impédance. Elles peuvent ainsi être connectées directement en parallèle avec les boutons-poussoirs du minuteur, sans relais supplémentaire. Ce mode permet également au récepteur d'être compatible avec des cartes chinoises bon marché dotées de quatre relais, par exemple pour commander quatre lampes. La seconde variante émet +5 V pour *On* et 0 V pour *Off* sur les broches de sortie du microcontrôleur, ce qui correspond au comportement du dispositif à canal unique décrit précédemment. Pour passer d'un mode à l'autre, une directive `#define KLOK` a été utilisée, qui peut être

commentée si nécessaire. Si `KLOK` est défini, le récepteur fonctionne en mode collecteur ouvert. Sinon, il passe en mode symétrique. Le fichier ZIP disponible contient le fichier source C, à compiler avec CC5X. Comme tout le monde n'a pas accès à ce compilateur, des fichiers HEX ont été préparés pour les deux situations, avec et sans la directive `#define KLOK`.

Plus d'interrupteurs

Dans cette version à quatre canaux, le mode *On-Off* est géré un peu différemment. Cinq boutons de la télécommande sont désormais nécessaires. Une pression sur les boutons 1 à 4, qui envoient respectivement les codes 1 à 4, permet de basculer l'état de la sortie correspondante.

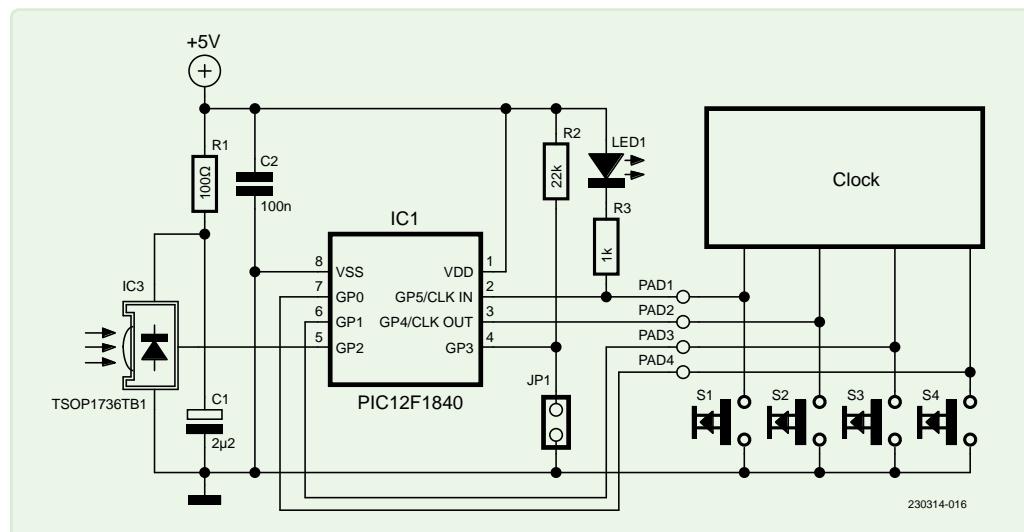


Figure 5. Schéma de la version à quatre canaux.

En complément, une pression sur le bouton 5 désactive toutes les sorties en même temps. En mode *impulsion*, comme dans la version monocanal, l'appui sur l'un des quatre premiers boutons active une sortie pour une durée limitée (définie par `plslen`), tandis que le bouton 5 n'est pas utilisé.

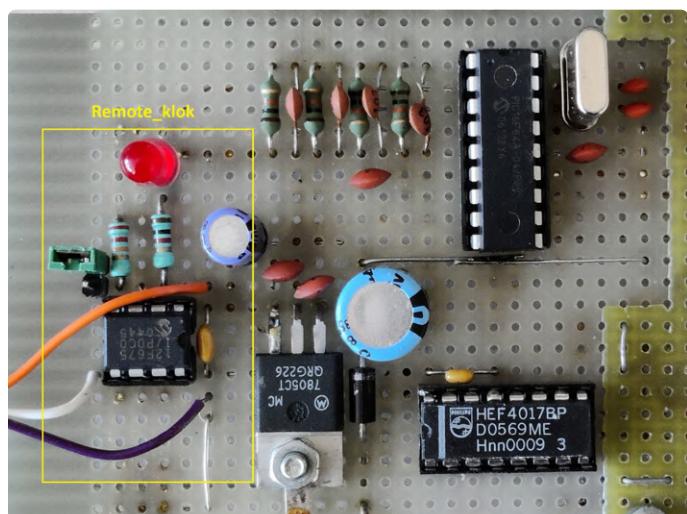


Figure 6. *Implantation pratique dans le minuteur.*



Listage 1. La fonction qui associe le code reçu au code stocké.

— Circuit Special 2024

```
uns8 chkcod(uns8 num) {
    uns8 hlpvar, cntr, retval=false, memofs;
    memofs = num * maxcnt;           // starting address in EEPROM
    for (cntr=0; cntr < maxcnt; cntr++) {
        hlpvar = GetEE(memofs);
        memofs++;
        if (hlpvar == 0 || timr0[cntr] == 0)
            break;
        if (timr0[cntr]<(hlpvar-timtol) || timr0[cntr]>(hlpvar+timtol))
            break;
    }

    if (hlpvar == 0 && timr0[cntr] == 0)
        retval = true;
    return retval;
}
```

Le processus de paramétrage reste en grande partie inchangé. Il commence par l'enregistrement du code 1 dans l'EEPROM, que le microcontrôleur confirme en activant momentanément la sortie 1. Cette procédure est répétée pour les codes 2 à 4, l'enregistrement de chaque code étant confirmé par une brève impulsion sur les sorties respectives. L'enregistrement du code 5 conclut la configuration et déclenche une dernière impulsion sur la sortie 1. Le paramétrage est alors terminé et le récepteur doit être éteint et rallumé pour passer en mode normal. Enfin, en raison de la manière dont le système est construit et programmé, les différents codes peuvent provenir de télécommandes différentes, même si celles-ci n'utilisent pas le même protocole à l'origine. Par exemple, s'il vous faut une télécommande par canal et que vous en avez plusieurs de différents modèles, le code 1 peut être envoyé à partir d'une télécommande RC-5, le code 2 à partir d'une télécommande NEC, et ainsi de suite. ↗

VF : Denis Lafourcade — 230314-04

Questions ou commentaires ?

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



À propos de l'auteur

Rob van Hest a étudié l'ingénierie électrique à l'université de Twente dans les années 1970, date à laquelle il publie aussi ses premiers articles pour des magazines d'électronique. À l'époque, il construit lui-même ses premiers PC, d'abord un système CP/M 8080, puis une carte Z80. Au cours de sa carrière professionnelle, M. van Hest s'est orienté vers le développement de logiciels, mais il a toujours continué à bricoler dans le domaine de l'électronique. Maintenant qu'il est à la retraite, il a encore plus de temps pour le faire !



Liste des composants

Résistances

RN1 = 22 kΩ
R1 = 100 Ω
R5 = 1 kΩ
R6 = 4,7 kΩ
R10 = 100 Ω (entre X5 et via)

Condensateurs

C1 = 100 nF
C2 = 100 nF
C3 = 22 µF
C5 = 2,2 µF
C6 = 10 nF

Divers

IC1 = PIC12F1822 (ou PIC12F1840)
IC2 = 78L05
IC3 = TSOP1736 (Brochage : X2 = signal, X3 = GND, X4 = Vcc)
LD1 = LED verte, 3 mm
Q1 = BC547B
Ry1 = Relais 12 V SPDT



Produits

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

LIENS

- [1] R. van Hest, « Carte pour les projets à base de microcontrôleur », Elektor 7-8/2024 : <http://elektormagazine.fr/230175-04>
- [2] Page du projet sur Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/universal-ir-remote-switch>



Image generated with DALL-E

07 une boîte à meuh avec un microcontrôleur

produire des sons amusants à l'aide d'un microcontrôleur

Bruno Clerc (France)

Les boîtes à meuh ont résisté à l'épreuve du temps. Fabriquons-en une ! Cet article présente un projet de fabrication artisanale utilisant un microcontrôleur ATtiny85 et très peu de matériel. Il permet de reproduire le son d'une vache lorsque la boîte est retournée, en mettant l'accent sur le processus de recherche, de modification et de programmation du meuglement « parfait » dans la mémoire de l'ATtiny.

Ceux qui connaissent mon travail commenceront à voir un début de solution. J'ai promis à ma petite-fille Paolina de faire autre chose qu'un bracelet avec le reste du tube en carton utilisé pour la boîte à musique à manivelle [1]. Mais que faire avec ? Un jeu tactile « *Simon Says* » ?

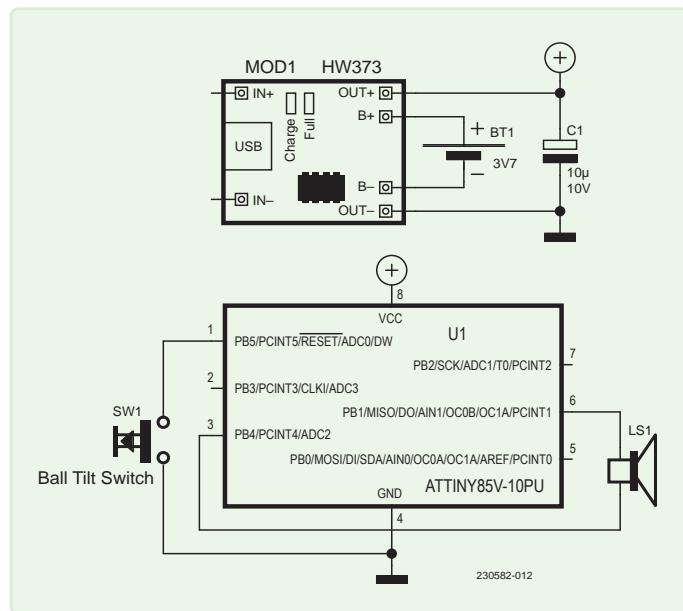


Figure 2. Le schéma de principe.



Figure 1. La boîte à meuh complète.



Un jeu de morpion ? Fabriquons plutôt une boîte à meuh, ces petites boîtes que l'on trouve dans les boutiques de souvenirs et qui imitent le meuglement d'une vache. Le résultat final est illustré à la **figure 1**. Le petit pot en verre à côté de la boîte sera utilisé pour une deuxième version miniaturisée.

Les composants nécessaires

- Un ATtiny85
- Un interrupteur à bascule, comme un interrupteur Tilt
- Un petit haut-parleur de 8 Ω
- Une batterie rechargeable, dans ce cas une cellule type 18650 provenant d'un ordinateur portable
- Un chargeur lithium basé sur le TP4056, ici un HW373

L'idée

Dans le même esprit que mon mini-piano ou ma boîte à musique à manivelle, je vais utiliser un ATtiny85, qui devrait être capable de lire un fichier au format hexadécimal et de restituer le son à travers un haut-parleur pour générer le meuglement. En cherchant sur internet différentes stratégies, pour faire en sorte qu'un microcontrôleur génère un son en utilisant du matériel minimaliste, je suis tombé sur l'excellent site Technoblogy [2]. Cette page présente un projet intéressant dans lequel un simple ATtiny85 est programmé pour émettre un court échantillon de son numérique par l'intermédiaire d'un haut-parleur. Il est possible de jouer un échantillon d'une seconde de n'importe quel son numérisé en utilisant uniquement un haut-parleur et sans aucun autre composant additionnel. Parfait ! Exactement ce dont j'avais besoin.

Cette conception exploite l'option spéciale de la fréquence d'horloge cadencée à 64 MHz de l'ATtiny85, que vous pouvez utiliser pour piloter [Timer/Counter1](#) pour une conversion numérique-analogique rapide. Pour commencer, j'ai programmé le microcontrôleur avec le programme d'exemple de Technoblogy. Le programme fonctionne bien et un bruit de canard a été généré par le microcontrôleur. Le diagramme schématique est montré dans la [figure 2](#).

Trouver le « meuh » parfait

Je me suis mis à la recherche d'un son approprié pour le projet, à savoir un meuglement de vache. Heureusement, grâce à la magie d'Internet, j'ai trouvé un son « Meuh » sur le site de La Sonothèque [3]. Vous y trouverez également un certain nombre de bruits différents qui vous permettront de reproduire le projet avec des variations créatives. Pourtant, comme le mentionne Technoblogy, il est nécessaire de convertir le fichier audio.

Dans l'enregistrement que j'ai trouvé, il y avait une succession de plusieurs « meuh », ce qui est plus que nécessaire. Le fichier a été ouvert avec Audacity [4], puis ramené à un seul meuglement. Le fichier a ensuite été sauvegardé au format WAV en 8 bits. Pour convertir le fichier WAV en un format texte compatible avec le langage C, vous pouvez par exemple utiliser la commande `xxd` sur un Mac ou un système Linux. Pour ma part, j'ai utilisé l'utilitaire *HxD utility* [5] pour ouvrir le fichier WAV et extraire les valeurs. C'est une méthode moins pratique que l'utilisation de la commande `xxd`, car le format des valeurs provenant de HxD n'est pas directement utilisable dans le code C/Arduino, et il faut insérer des `0x` et des virgules dans le tableau ainsi obtenu. Une fois cette tâche fastidieuse accomplie, j'ai dû ajuster la taille de l'enregistrement, en supprimant autant que possible les parties muettes, en réduisant au maximum la fin de la piste, en supprimant manuellement quelques dernières données du tableau, etc.

Pour obtenir un effet sonore acceptable tout en exploitant au mieux les capacités de l'ATtiny85, j'ai dû faire de multiples essais. J'ai effectué plusieurs manipulations de fichiers WAV et des téléchargements de code de test, facilités par EasyTinyProg [6]. Le code final utilise 8104 octets (98%) de l'espace de stockage du programme. Le maximum est de 8192 octets. Il ne reste pratiquement plus de place !

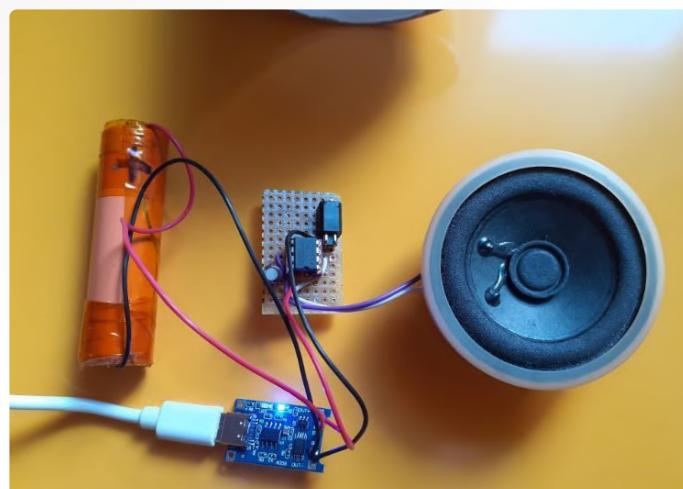


Figure 3. Tout est câblé, à l'extérieur du bocal.

Le principe

Vous pouvez trouver le code du projet sur *Elektor Labs* [7]. Le code utilise la boucle à verrouillage de phase (PLL) à 64 MHz et utilise cette référence de fréquence pour la fonction [Timer1](#). Avec cette configuration, l'interruption ISR (`TIMER0_COMPA_vect`) se produit à une fréquence d'environ 512 820 Hz. Le programme utilise `OCR1A` et `OCR1B`, qui sont les registres de comparaison des canaux A et B du [Timer1](#). De cette façon, deux signaux PWM complémentaires peuvent être générés à partir de la même valeur d'échantillon audio, ce qui est parfait pour alimenter directement un haut-parleur, car les signaux `OC1A` et `OC1B` sont de polarité opposée, comme dans un circuit amplificateur push-pull.

La lecture du tableau

Le code lit le tableau, une cellule à la fois, à travers une boucle. Pour savoir où vous vous trouvez dans le tableau, deux variables sont utilisées, avec `readWavLen` pour stocker l'index actuel et `mheuWavLen` pour stocker la taille totale de l'échantillon. Chaque fois que la routine d'interruption (ISR) est exécutée, l'instruction `if(readWavLen == mheuWavLen)` est utilisée. Si cette instruction renvoie la valeur `True` (c'est-à-dire si nous avons atteint la fin du tableau), le code désactive les interruptions et met le microcontrôleur en mode Veille pour économiser de l'énergie.

Dans notre exemple, après plusieurs essais et erreurs pour remplir au mieux la mémoire disponible, le tableau comporte 7677 cellules. Comme j'ai commencé avec un échantillon de longueur inconnue et que je l'ai modifié manuellement, je n'avais aucune connaissance précise de sa longueur. Il existe plusieurs stratégies possibles pour déterminer ce nombre. Par exemple, vous pouvez demander à un programme comme Notepad++ de compter les occurrences de « `0x` ». Pour ma part, je me suis amusé à utiliser un Arduino Uno supplémentaire, ainsi que le code `Taille_tableau_mheu.ino`, et le port série. Vous trouverez une explication complète du code Moo Box dans le fichier `ATTINY_MHEU_WAV.ino`.

La construction de la boîte à meuh

La construction de la boîte à meuh est simple. Les composants qui sont assemblés selon le schéma, sortis de leur emballage, sont présentés



Figure 4. Réutilisation d'un interrupteur à bascule Tilt.

à la **figure 3**. La batterie et le chargeur sont identiques à ceux utilisés dans la boîte à musique à manivelle. L'ensemble est alimenté avec une tension de 3,7 V, mais peut accepter une tension de 5 V. En guise de boîtier, j'ai récupéré le morceau de tube en carton qui restait du prototype de boîte à musique à manivelle de l'article précédent. J'ai utilisé un interrupteur Tilt pour détecter lorsque l'ensemble est retourné à l'envers. Dans ce cas, il provient d'une vieille console Xbox qui allait être recyclée (**figure 4**). Le haut-parleur provient de ma collection personnelle, qui est le résultat de nombreux objets démontés par le passé, et la cellule au lithium 18650 provient d'une vieille batterie d'ordinateur portable. Le circuit imprimé est monté verticalement avec de la colle thermofusible. En position verticale, la bille du capteur est en bas et ne touche pas les contacts, qui se trouvent en haut. Lorsque la boîte est retournée, la bille ferme le circuit. Les fils de ce capteur sont connectés directement à la broche Reset de l'ATtiny et à la masse, ce qui maintient le microcontrôleur en état de réinitialisation. Ainsi, lorsque vous retournez la boîte, la bille redescend et ouvre le contact de réinitialisation. Le microcontrôleur démarre, la boîte émet un « meuh » comme prévu et se remet en veille pour préserver la batterie. Sauf, si l'on recommence ? Une vidéo de démonstration est disponible [8].

Amélioration : une version miniaturisée

Je me suis lancé le défi d'en faire une deuxième version, plus petite. Et c'est chose faite, les dimensions finales sont un diamètre de 50 mm, une hauteur 44 mm et un poids de 38 g. Le boîtier est fait du petit bocal visible sur la première photo. Le haut-parleur provient d'un vieux casque Bluetooth, tandis que la grille métallique provient d'un vieux PC. Pour le microcontrôleur, j'ai encore quelques circuits imprimés que j'ai réalisés pour le projet *Button-Free Door Control* publié il y a deux ans [9]. L'ATtiny85 et son circuit imprimé tiennent dans un support de pile pour CR2032. Un second support, équipé cette fois d'une vraie pile CR2032, alimente l'ensemble (**figure 5**). Le résultat final est montré à la **figure 6**, comme dans la vidéo [10].

VF : Laurent Rauber — 230582-04

Questions ou commentaires ?

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

LIENS

- [1] Bruno Clerc, "A Tiny Music Box," Elektor Circuit Special 2024: <https://elektormagazine.fr/230505-04>
- [2] Technoblogy : lecteur d'échantillons audio avec un ATtiny : <http://www.technoblogy.com/show?QBB>
- [3] Certains sons de meuglement, et bien d'autres : <https://lasonotheque.org/search?q=meuh>
- [4] Audacity: <https://audacityteam.org>
- [5] HxD hex editor : <https://mh-nexus.de/en/hxd/>
- [6] EasyTinyProg : <https://www.elektormagazine.fr/labs/make-programming-the-attiny-dip8-easier-with-easytinyprog>
- [7] Ce projet sur Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/moo-box-or-boite-a-mheu>
- [8] Vidéo de démo 1 : https://youtu.be/DO0_t3U06al
- [9] Télécommande commodo : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-264/60844>
- [10] Vidéo de démo 2 : <https://www.youtube.com/watch?v=TkjpJaAW-wY>

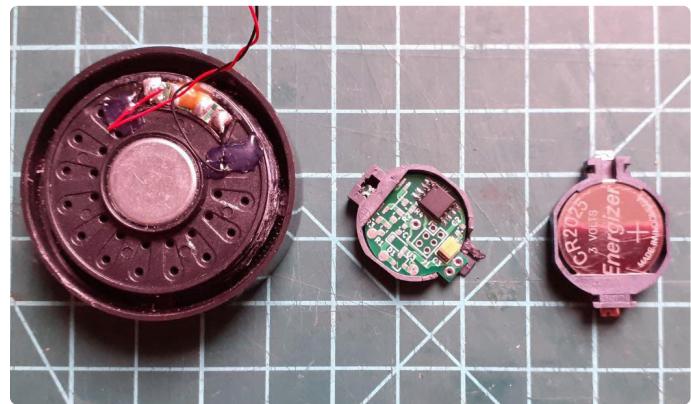


Figure 5. Réduisons la taille.



Figure 6. Version miniature terminée.



Produits

- Elektor circuits de vacances 2022
www.elektor.fr/products/elektor-summer-circuits-2022-fr
- M. Cina, MSP430 Microcontroller Essentials (Elektor 2022)
www.elektor.fr/20112

08 interface de batterie externe USB



AdobeStock | #530504882

Pascal Rondane (France)

Les batteries externes (power bank) s'éteignent souvent lorsqu'elles sont connectées à des appareils à faible consommation de courant. Ce projet propose une solution utilisant un microcontrôleur (module) pour maintenir la batterie externe opérationnelle.

Assemblage

La partie matérielle est basée sur un module Digispark ATTiny45 (voir la **figure 1**), programmé avec l'EDI Arduino pour piloter un transistor MOSFET. Le schéma de principe est illustré à la **figure 2**. La batterie externe est connectée au connecteur USB CN1 et la charge au connecteur USB CN2. Sur le rail d'alimentation 5 V de l'USB, nous aurons un ensemble de résistances parallèles (nous pouvons ajuster

Figure 1. Mini carte de développement ATTiny85 USB de Digispark.

Ce projet est né lorsque j'ai voulu utiliser une batterie externe de 10 000 mAh pour alimenter un montage consommant quelques milliampères en veille. Ces batteries sont intéressantes car elles délivrent une tension de 5 V, se rechargent facilement et disposent de plusieurs prises USB, ce qui permet de fournir un courant important. De plus, elles sont très abordables.

Les batteries externes sont conçues pour fournir un courant élevé pendant la charge d'un smartphone, et pour se couper lorsque le courant descend en dessous d'une certaine valeur. Mon projet consomme environ 4 mA au repos. Lors des premiers tests, la batterie s'est coupée après environ 30 s. Veuillez noter que le temps avant la coupure dépend de la marque de la batterie. Par conséquent, nous pouvons définir deux temps de coupure de 10 et 30 s dans le logiciel. Après quelques recherches, j'ai trouvé une solution, en appliquant toutes les 20 secondes une charge résistive pendant quelques millisecondes [1]. La plupart des montages utilisent des monostables. Comme les temps de coupure des différents types de batteries d'alimentation externes ne sont pas identiques, il devrait y avoir une option pour configurer d'autres temps que celui fixé à 20 secondes. Il existe plusieurs façons d'y parvenir (voir par exemple [2]). Dans ce projet, j'ai choisi d'utiliser un microcontrôleur.

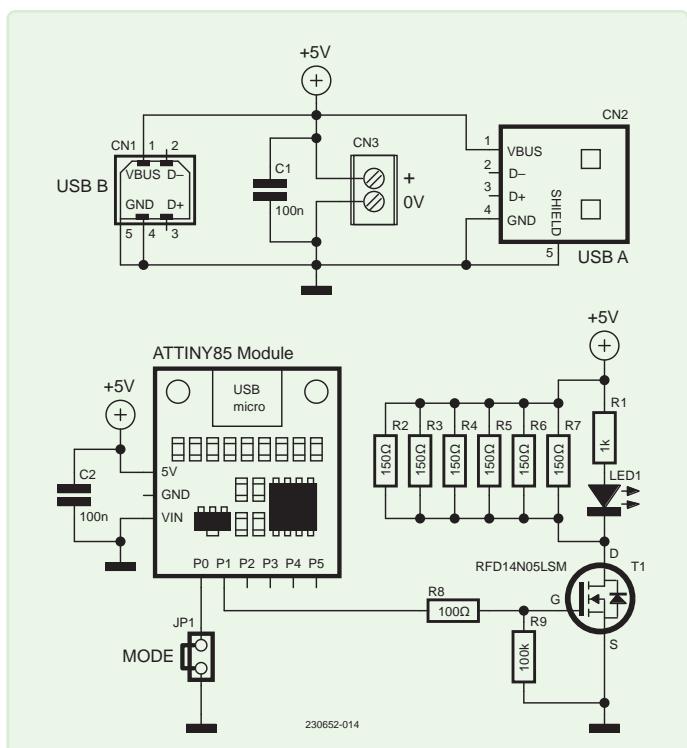


Figure 2. Schéma de la première variante de l'interface pour batterie externe USB.

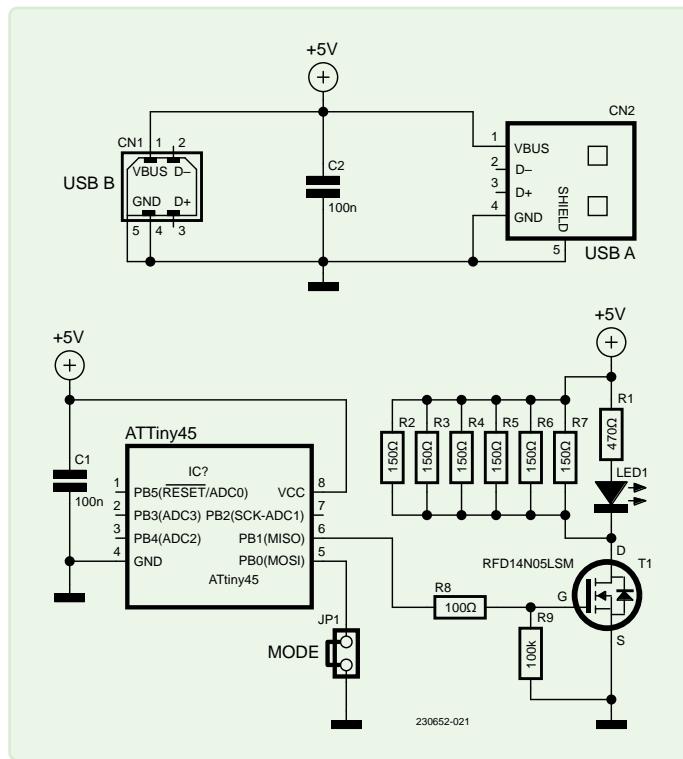


Figure 3. Schéma de la deuxième version.

le nombre de résistances installées en fonction de la charge requise par la batterie), qui sont mises à la masse par un transistor MOSFET contrôlé par le microcontrôleur.

La LED1 permet de visualiser le bon fonctionnement de l'ensemble et le cavalier JP1 permet de sélectionner le temps de fonctionnement en fonction du type de batterie. Cela permet à l'utilisateur de choisir entre les temps d'activation et de désactivation dans le logiciel, pour deux types de power banks, sans reprogrammer le logiciel pour chacune des power bank (voir ci-dessous).

Une petite remarque, le module Digispark devra être modifié pour optimiser la consommation, la résistance R4 sera supprimée de la led d'alimentation.

Deuxième variante

La seconde variante est beaucoup plus compacte et peut être insérée dans un morceau de gaine thermorétractable. Le schéma de principe est présenté à la **figure 3**. Le choix du type de batterie reste identique, la différence est que nous n'utilisons pas le module Digispark mais uniquement le microcontrôleur ATTiny45. La solution la plus simple est de programmer le module Digispark, puis de dessouder le microcontrôleur pour le monter sur le nouveau circuit imprimé.

Logiciel

Le logiciel est relativement simple, car au début du programme, nous avons des variables et des constantes pour définir les temps de commutation on/off du MOSFET, selon le mode de fonctionnement choisi par le cavalier JP1. Les temps de commutation du MOSFET sont déterminés par les constantes `T_ON_BATT` / `T_OFF_BATT` or `T_ON_BATT_1` / `T_OFF_BATT`.

Ensuite la variable `currentMillis` est utilisée dans la boucle principale pour gérer les périodes de temps. Le microcontrôleur passe en mode veille entre chaque arrêt de la minuterie, lorsqu'il n'a pas besoin de commuter le transistor MOSFET.

Les pilotes pour le module Digispark peuvent être téléchargés à partir du dépôt Github DigistumpArduino par Digistump [3].

Le circuit imprimé

Le circuit peut être facilement réalisé sur une plaque « Veroboard ». Cependant, un service de fabrication en ligne peut être utilisé pour une finition plus professionnelle. Le processus de montage a été simplifié, grâce à l'utilisation de composants CMS de taille 1206, qui sont gérables même pour ceux qui ont une expérience modérée de la soudure.

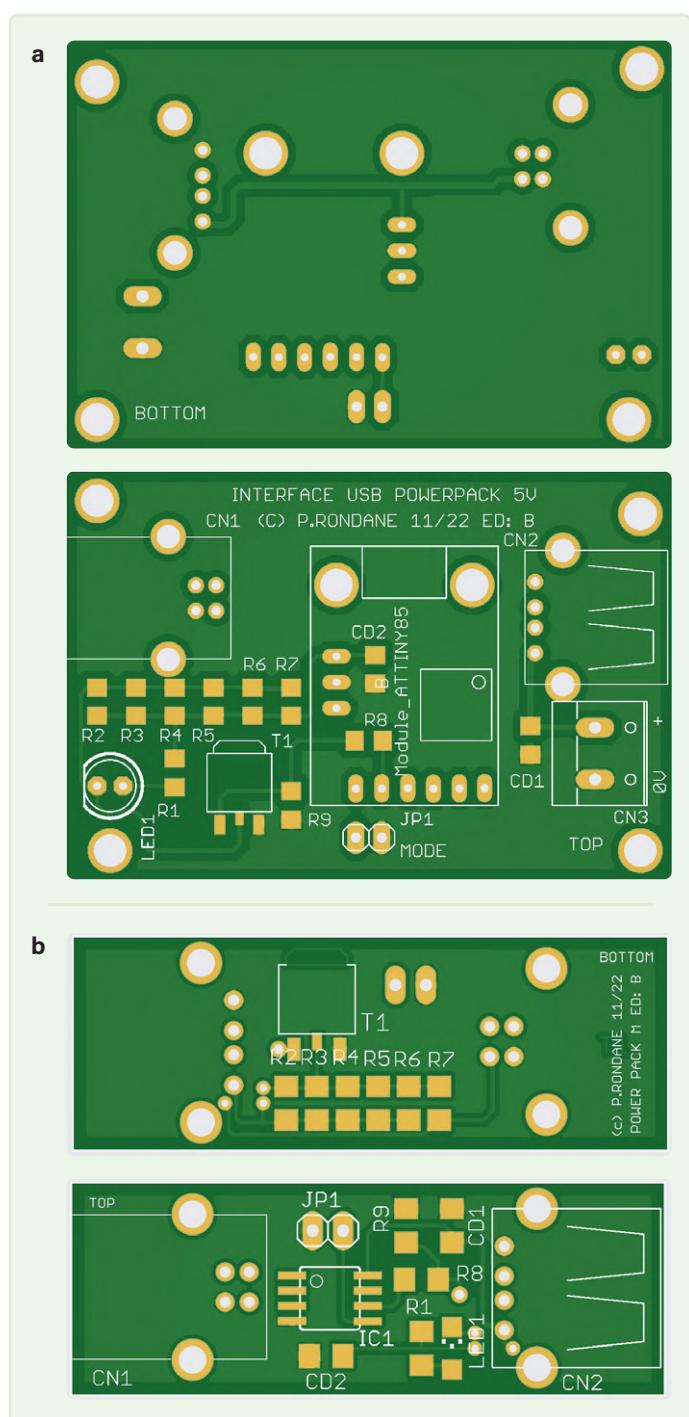


Figure 4. Le circuit imprimé de la première version (à gauche) et de la deuxième version (à droite).

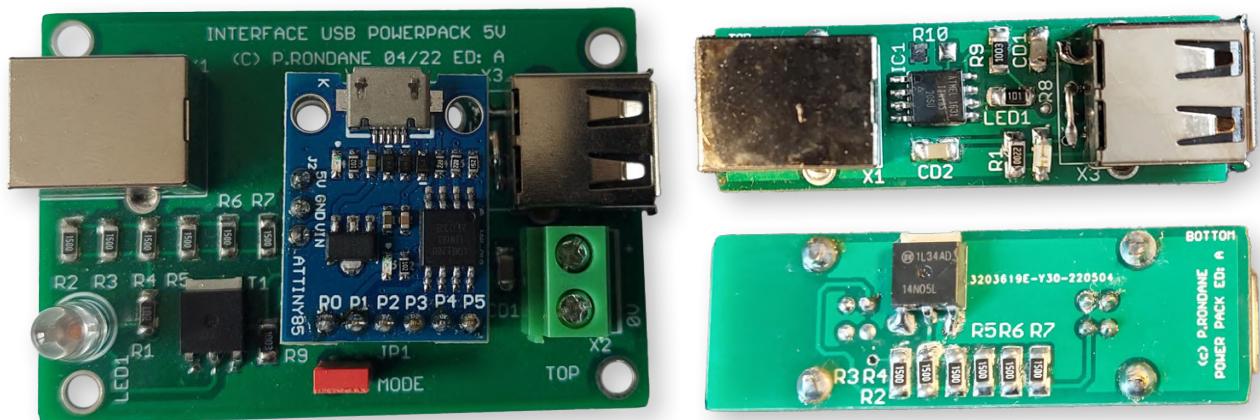


Figure 5. Circuit imprimé fabriqué et assemblé de l'interface pour batterie externe USB de la première version (à gauche) et de la seconde version (à droite).

À titre de référence visuelle, la **figure 4** présente la conception des circuits imprimés des première et deuxième variantes du montage, la **figure 5** montre les circuits imprimés entièrement assemblés, et la **figure 6** illustre l'interface USB pour batterie en action, démontrant son application pratique et sa fonctionnalité. ↵

VF : Laurent Rauber — 230652-04

Questions ou commentaires ?

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



Produits

- SparkFun Power Delivery Board - USB-C (Qwiic)
www.elektor.fr/19600
- Joy-IT UM25C USB Measuring Instrument with Bluetooth
www.elektor.fr/18599



Figure 6. L'interface pour batterie externe USB en action.

LIENS

- [1] USB battery prevent shutdown (PJRC Teensy Forum) :
<https://forum.pjrc.com/index.php?threads/usb-battery-bank-prevent-shut-down.28624/>
- [2] Johnny Verhoeven, "Powering Low-Draw Devices With Power Banks," Elektor Circuit Special 2024 :
<https://elektormagazine.fr/230637-04>
- [3] Drivers Digispark : <https://github.com/digistump/DigistumpArduino>

09 alimenter les appareils à faible consommation avec des batteries externes

une solution pour les maintenir actives

Johnny Verhoeven (Belgique)

La majorité des batteries externes s'éteignent lorsque le courant consommé tombe en dessous d'un seuil minimum. Voici une solution astucieuse qui permet aux batteries externes d'alimenter en continu des appareils à faible consommation, tels que les circuits Arduino, grâce à des impulsions de courant précises. Cette innovation élargit les possibilités d'utilisation des sources d'alimentation portables.

Récemment, j'ai rencontré un défi en essayant d'alimenter un circuit Arduino simple avec une batterie externe standard de 5 V. Le problème rencontré est dû à la fonction d'arrêt automatique de la batterie externe, activée lorsque la consommation du circuit connecté tombe en dessous d'un certain seuil, généralement aux alentours de 100 mA. Ce mécanisme de sécurité est destiné à économiser l'énergie, car la batterie utilise un convertisseur élévateur qui cesse de fonctionner en cas de faible consommation.

La question critique était de savoir comment maintenir la batterie externe active sans augmenter de manière significative la consommation d'énergie du circuit Arduino. Une solution simple consistait à utiliser une résistance de charge de 49Ω pour tirer 100 mA de la batterie externe. Cependant, cette méthode diminuait considérablement l'autonomie de la batterie, qui, dans des conditions normales, devrait alimenter l'Arduino consommant seulement quelques milliampères. Des recherches m'ont révélé que la simulation d'une charge par des consommations de courant pendant des périodes plus courtes que l'intervalle d'arrêt automatique de la batterie externe, pouvait empêcher efficacement cette dernière de s'éteindre. La solution proposée consiste

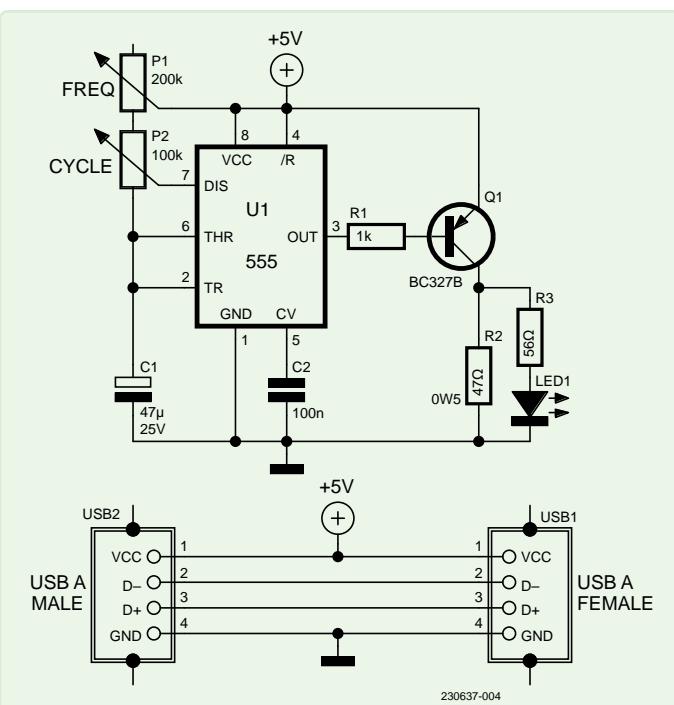


Figure 1. Schéma de l'appareil Stay-Alive.

à mettre en place un mécanisme de pulsation, conçu pour s'activer à des intervalles réguliers et pour une durée suffisante pour simuler une charge élevée.

Circuit

Lorsque l'on parle d'« impulsion » dans un circuit, le premier élément qui vient souvent à l'esprit est le timer 555. C'est précisément ce composant qui constitue la base de ce circuit. La fréquence et le rapport cyclique (durée d'impulsion) peuvent être réglés avec les potentiomètres ajustables pour minimiser la consommation d'énergie. Comme le montre la **figure 1**, le transistor Q1 et la résistance R2 forment la charge réelle (environ 100 mA), mais cela peut être adapté selon les besoins. R3 et LED1 servent à visualiser les impulsions.



Figure 2. Circuit imprimé avec composants soudés

Configuration

Chaque batterie externe ayant ses propres caractéristiques, il est nécessaire d'ajuster la fréquence et la durée des impulsions en conséquence, pour éviter que la batterie ne s'éteigne. Il est également souhaitable de minimiser la charge supplémentaire. Pour ce faire, la fréquence des impulsions doit être aussi basse que possible et la durée de l'impulsion aussi courte que possible.

Commencez par connecter le circuit (*Stay-Alive*) à la batterie externe. Dans le schéma et sur mon prototype (**figure 2**), vous pouvez voir deux potentiomètres : *FREQ* et *CYCLE*. Réglez le potentiomètre *P1 FREQ* au maximum (potentiomètre à droite). Ensuite, régler le potentiomètre *P2 CYCLE* pour obtenir l'impulsion la plus courte qui permet de maintenir la batterie externe en fonctionnement ; tourner le potentiomètre vers la droite augmentera la durée de l'impulsion tandis que le tourner vers la gauche la réduira. Une fois l'impulsion ajustée, diminuez la fréquence à la valeur minimale nécessaire pour que la batterie reste active (en tournant *P1*, c.-à-d. *FREQ*, vers la gauche). Vous pouvez maintenant connecter votre appareil au dispositif *Stay-Alive* comme le montre la **figure 3**.

Circuit imprimé

Après avoir obtenu des résultats satisfaisants lors des tests sur la plaque d'essai, j'ai commencé à concevoir un circuit imprimé pour le projet. L'objectif était de réduire les dimensions du circuit, afin qu'il puisse tenir dans un boîtier compact de la taille d'une clé USB. Le circuit imprimé et ses schémas ont été méticuleusement conçus avec Easy EDA, puis envoyés à un fabricant de PCB. Une représentation du circuit imprimé est visible sur la **figure 4**. Enfin, une fois tous les composants soudés en place, comme illustré sur la figure 2, l'ensemble a été monté dans un boîtier imprimé en 3D, comme le montre la **figure 5**. 

230637-04

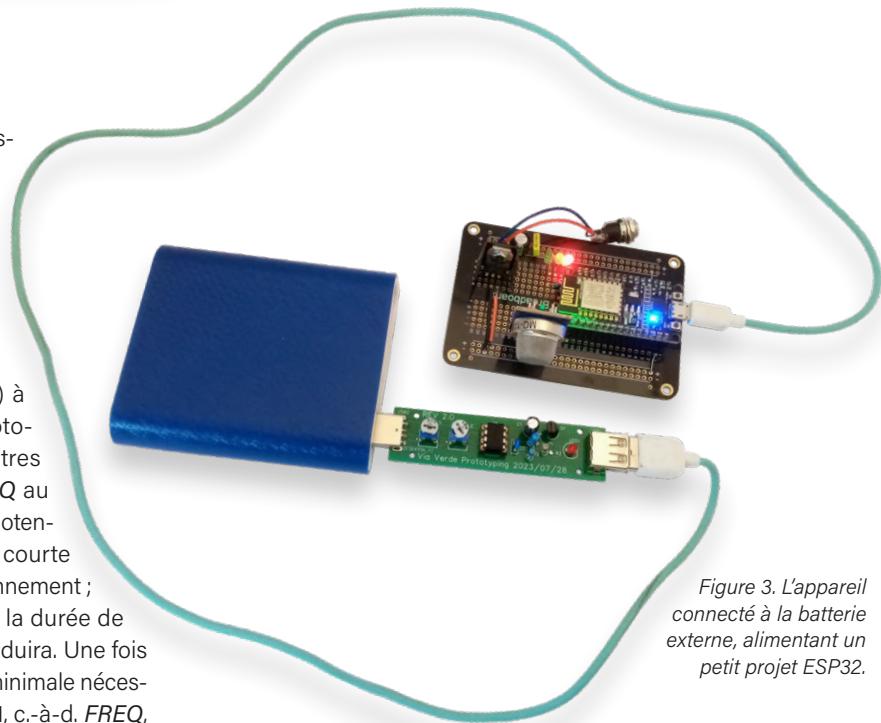


Figure 3. L'appareil connecté à la batterie externe, alimentant un petit projet ESP32.

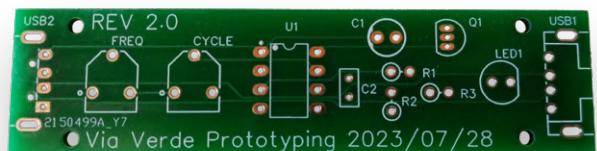


Figure 4. Circuit imprimé.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (johnny.verhoeven@yahoo.com), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



À propos de l'auteur

Johnny Verhoeven a étudié l'électronique et est titulaire d'une licence en technologie de l'information. Il est également titulaire de plusieurs diplômes dans le domaine de la musique. Johnny est un *maker* créatif qui, depuis sa récente retraite, s'est replongé dans l'électronique. Vous pouvez en savoir plus sur sa page Facebook «Via Verde Prototypes» sur facebook.com/profile.php?id=100083476892160.

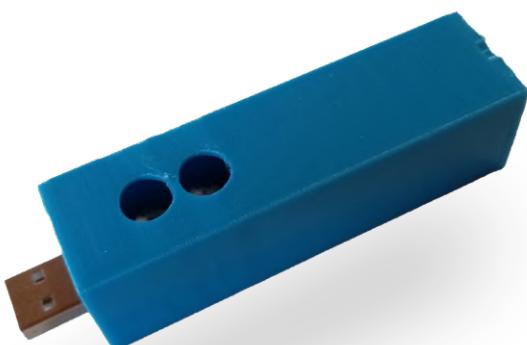


Figure 5. Le circuit imprimé de l'appareil placé dans un boîtier imprimé en 3D.



18 mini-ampli audio de classe A avec sortie en courant

piloter les haut-parleurs en courant



Walter Orlov (Allemagne)

La majorité des amplificateurs audio délivrent une tension de sortie proportionnelle à la tension d'entrée, amplifiée par un certain facteur, résultant en une sortie à faible impédance. Une alternative intéressante, mais peu courante, consiste à concevoir l'amplificateur de manière à ce que le courant de sortie reflète la tension d'entrée, créant ainsi une source de courant à haute impédance contrôlée par la tension. Découvrez comment fonctionne ce type particulier d'amplificateur et apprenez comment le construire.

L'étage d'entrée atteint une linéarité améliorée en remplaçant le transistor bipolaire ordinaire T1 par un MOSFET (voir **figure 1**). Par conséquent, l'impédance d'entrée peut être choisie suffisamment élevée (avec R10 effectivement en parallèle à R4), ce qui permet

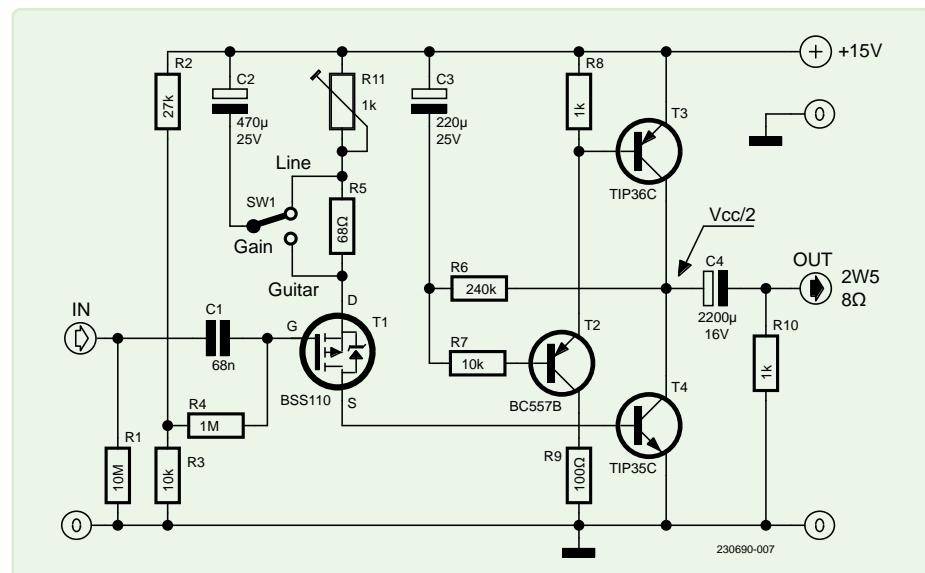


Figure 1. Le circuit simple d'un amplificateur à tube.

la connexion directe d'une guitare électrique. La tension de fonctionnement peut varier de +12 V ($P_{out} \leq 1,5 \text{ W}$) à +19 V (en utilisant une ancienne alimentation d'ordinateur portable ; $P_{out} \leq 4 \text{ W}$).

L'étage d'entrée autour de T1 fonctionne comme un suiveur de drain, fournissant le courant de base à T4, qui agit comme un amplificateur de tension. T2/T3 fonctionnent comme une source de courant constant, et cet amplificateur est de classe A. La valeur de R6 dépend de la tension de fonctionnement et de la puissance de sortie maximale souhaitée. Pour une tension de 12 V (1,5 W), choisissez une valeur de R6 qui fixe le courant de repos de T3/T4 à environ 0,8 A, et pour 19 V (4 W), à environ 1,2 A. Pour obtenir une bonne estimation du courant de repos, il suffit

de mesurer le courant de fonctionnement de l'amplificateur complet. Avant d'effectuer cette mesure, ajustez R11 ou réglez la tension à la borne positive de C4 à la moitié de la tension de fonctionnement. Par la suite, vous pouvez modifier la valeur de R6 et réajuster R11 pour maintenir le niveau de courant continu de l'étage de sortie à la moitié de la tension de fonctionnement.

Écrêtage et plus encore

Le commutateur de gain SW1, en position « Line », réduit le niveau de distorsion à environ 1,5 % pour la seconde harmonique à 1 W (voir **figure 2**). En position « Guitar », les niveaux de distorsion augmentent jusqu'à 4,5% (voir **figure 3**). Sous des amplitudes de signal élevées, l'écrêtage qui en résulte est

lissé, dépourvu de flancs (figure 4), similaire à celui d'un amplificateur à tubes. La limite supérieure de fréquence de l'amplificateur est d'environ 150 kHz, déterminée par les caractéristiques de T3 et T4.

Un refroidissement adéquat des transistors de sortie T3 et T4 est essentiel, en raison de l'absence de protection thermique dans le circuit. À une tension de fonctionnement de 12 V et un courant de 0,8 A, chaque transistor dissipe 5 W de chaleur. Cette valeur passe à environ 11 W par transistor à 19 V et 1,2 A.

Son

Enfin, cet amplificateur de classe A fonctionne sans contre-réaction globale, une caractéristique propre aux configurations de classe A. D'autres modes de fonctionnement, tels que les classes AB ou B, entraîneraient des niveaux de distorsion inacceptables. Un autre aspect notable est la sortie pilotée par le courant, où la puissance de sortie augmente avec l'impédance croissante du haut-parleur connecté (ce qui est typique aux fréquences élevées). Ainsi, cet amplificateur ne se contente pas d'émuler les caractéristiques sonores d'un amplificateur à tubes, mais améliore également la gamme des aigus, rendant le son plus « précis ». En raison du courant de sortie limité et de sa conception en classe A, l'amplificateur est protégé contre les courts-circuits. Le niveau d'entrée standard est de 1 V_{RMS}. L'écrêtage se produit à partir de 1,2 V_{RMS}. 

230690-04

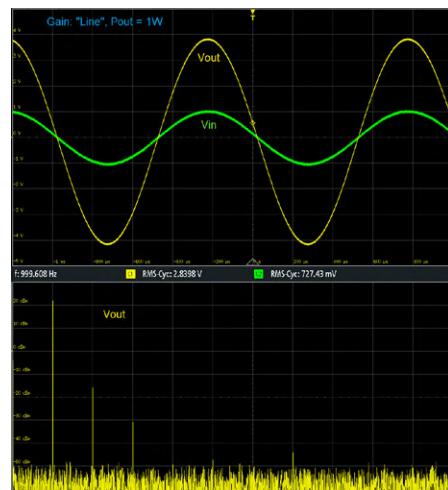


Figure 2. Distorsion en mode « Line ».

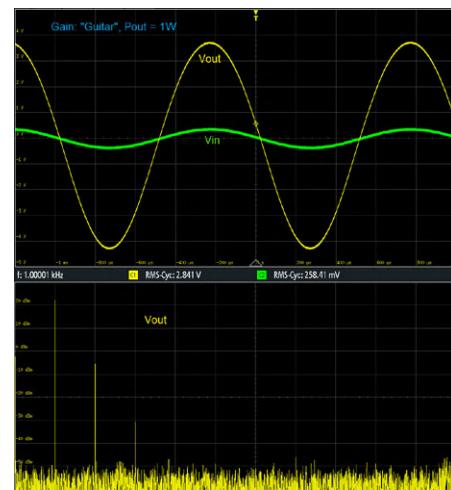
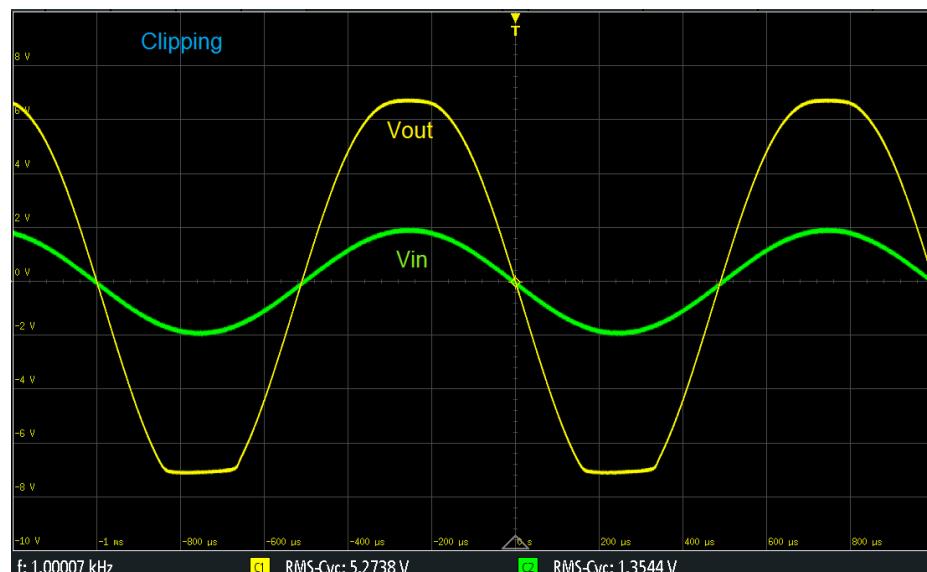


Figure 3. Distorsion en mode « Guitar ».

Figure 4. Écrêtage à un niveau d'entrée de 1,4 V_{RMS}.

À propos de l'auteur

Walter Orlov, ingénieur en physique, est spécialisé dans l'électronique pratique. Il est spécialisé dans la conception de divers circuits électroniques, qu'ils soient analogiques ou numériques, principalement destinés aux applications de mesure et de contrôle. Passionné par son domaine, il consacre également son temps libre à l'expérimentation en électronique audio.



Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

➤ **Retro Audio (E-BOOK)**
www.elektor.fr/18207

➤ **The Complete Linear Audio Library (USB Stick)**
www.elektor.fr/19672





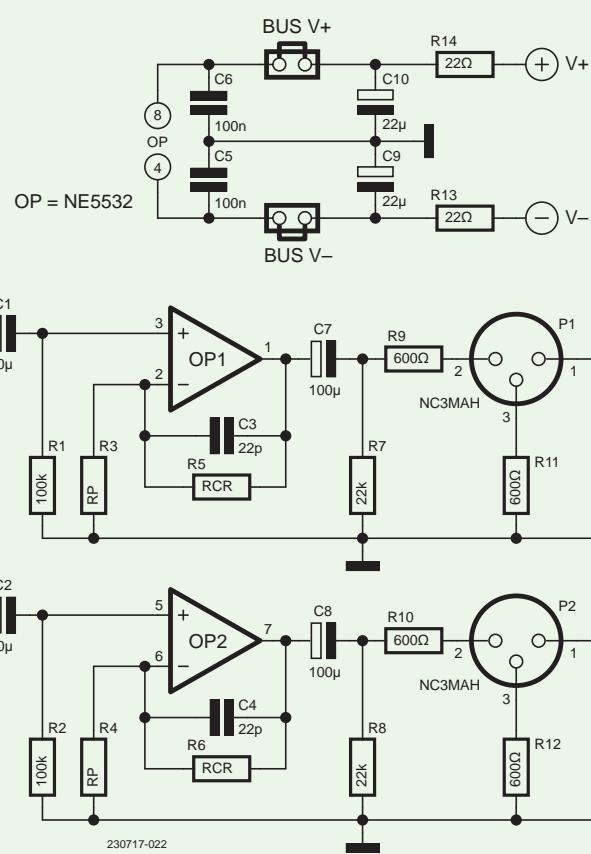
11 module

pseudo-symétrique

CMRR élevé avec des liaisons audio asymétriques

Thierry Clinquart (Belgique)

Si vous devez connecter un appareil audio avec une sortie asymétrique à une entrée différentielle, vous pouvez utiliser cet adaptateur d'impédance, qui préserve la réduction du bruit en mode commun des connexions symétriques.



La première fois que j'ai entendu le terme « pseudo-symétrique », c'était dans les années 1990, lorsque Soundcraft a sorti sa table de mixage Spirit Folio. Les récepteurs pour microphones sans fil utilisaient souvent cette approche. Cette technique est également connue sous le nom de « symétrie d'impédance », car deux résistances identiques sont ajoutées à la sortie pour optimiser le rapport de réjection en mode commun (CMRR) du circuit d'entrée différentiel connecté en aval de ce module.

Circuit

Comme on peut le voir sur le schéma de la **figure 1**, la sortie est asymétrique et non différentielle, ce qui simplifie le câblage. Avec cet expédient, sur la liaison différentielle vers l'entrée XLR externe, le signal réel n'est présent que sur la broche 2, tandis que la broche 3 est reliée à GND par une résistance correspondant à l'impédance de ligne de 600Ω . Sur leur chemin vers l'appareil cible, les lignes (+) et (-) sont exposées au même bruit électrique (s'il y en a), qui pénètre les deux lignes avec la

Figure 1.
Schéma du projet.

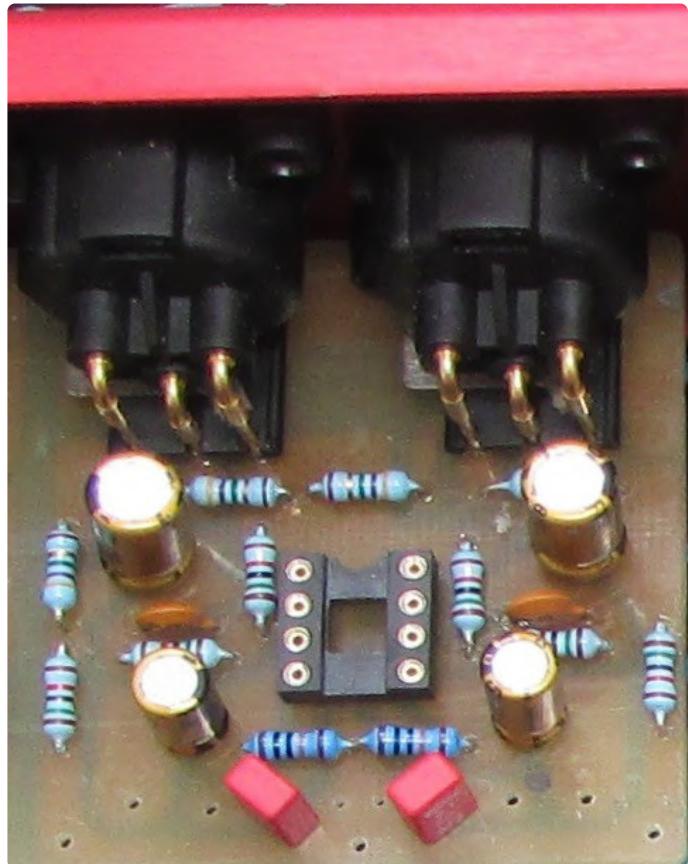


Figure 2. Le circuit imprimé conçu pour ce projet.

même amplitude et la même phase. Par conséquent, le signal audio asymétrique passera par l'entrée différentielle de l'appareil récepteur, tandis que le bruit symétrique sera éliminé, préservant ainsi les performances CMRR d'une liaison audio différentielle typique.

Pour vérifier la symétrie de sortie d'un équipement, il suffit d'utiliser un millivoltmètre : si le signal est présent sur les broches 2 et 3, la symétrie est bonne. En revanche, si un signal est mesuré sur la broche 2 mais absent sur la broche 3, l'équipement fonctionne en mode pseudo-symétrique. Avec un oscilloscope à double faisceau, vous pouvez immédiatement visualiser ce qui se passe.

Le circuit (voir le prototype peuplé, sans le circuit intégré, dans la **figure 2**) utilise le NE5532, un amplificateur opérationnel double à faible bruit de Texas Instruments [1], et quelques autres composants. C1, C2 et C7, C8 sont des condensateurs de liaison, tandis que R1, R2 déterminent la résistance d'entrée. Le gain des canaux L et R est calculé à l'aide des formules suivantes :

$$G_L = 1 + R5/R3$$

$$G_R = 1 + R6/R4$$

Pour obtenir un gain d'environ 10 dB pour passer du niveau cinch de 250 mV au niveau ligne de 775 mV, les valeurs doivent être R3, R4 = 10 kΩ et R5, R6 = 22 kΩ. Dans ma configuration, R13, C9 et R14, C10 filtrent les rails d'alimentation V+ et V-. Cette configuration est idéale pour les applications à liaison courte, telles que les home studios, les petits systèmes de sonorisation ou pour l'intégration dans des équipements vintage.

Une seule remarque sur les connecteurs BUS V+ et BUS V- : ils permettent de connecter des rails d'alimentation V+ et V- communs à une ou plusieurs cartes dans des interfaces audio modulaires et multicanaux.

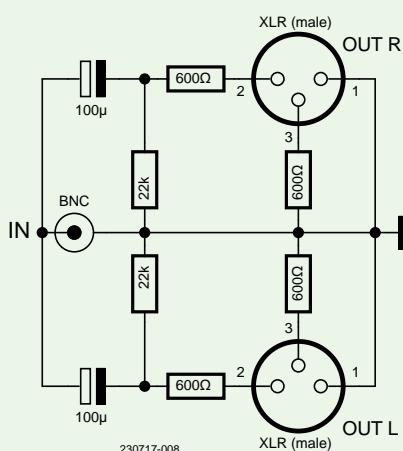


Figure 3. Interfaçage d'un générateur BF avec une impédance de sortie de 50 Ω.

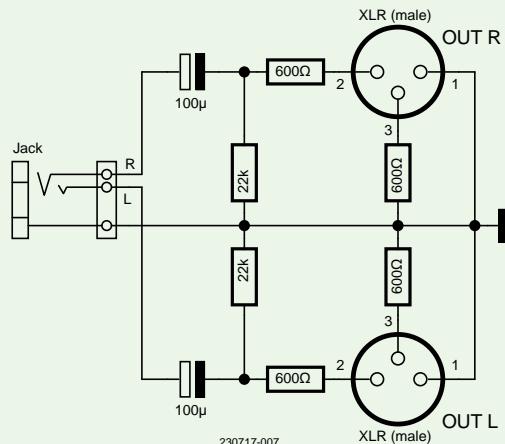


Figure 4. Modification pour la connexion à une sortie coaxiale 3,5 mm jack stéréo d'un équipement audio.

La **figure 3**, montre à titre d'exemple comment modifier un générateur LF avec une sortie BNC en une double sortie XLR. Vous n'avez pas besoin d'un ampli-op, car les générateurs ont souvent une impédance de sortie de $50\ \Omega$. Il en va de même pour les radios portables, les PC, les tablettes, etc. avec des sorties jack de 3,5 mm, comme illustré à la **figure 4**.

Dans tous les cas, je recommande vivement d'utiliser de vraies connexions symétriques pour les longues distances. Par exemple, jetez un coup d'œil à mon projet « Balanced Audio Line Driver » sur Elektor Labs [3], un projet basé sur un puissant driver de ligne différentiel, le THAT 1646 de THAT Corporation [4].

À propos des circuits imprimés

Les circuits imprimés que j'ai conçus sont : une version stéréo avec deux connecteurs XLR Neutrik NC3MAH pour montage sur circuit imprimé (**figure 5**) et une version mono peu encombrante (**figure 6**). Tous deux nécessitent une alimentation symétrique ($V+$ et $V-$) dans une plage de $\pm 5\text{ V}$ à $\pm 15\text{ V}$. Visitez la page de ce projet sur Elektor Labs [2] pour télécharger les implantations des circuits imprimés. 

230717-04

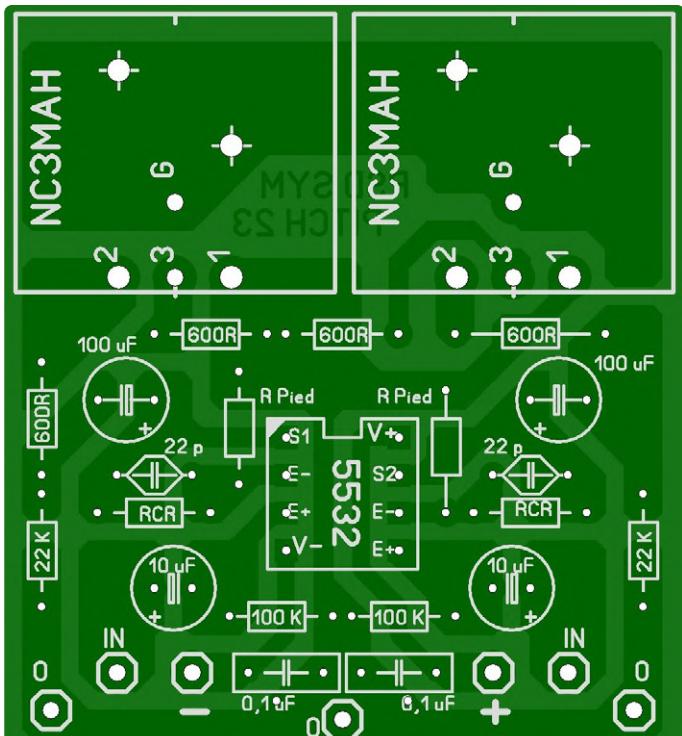


Figure 5. Disposition des composants pour la version stéréo du module.

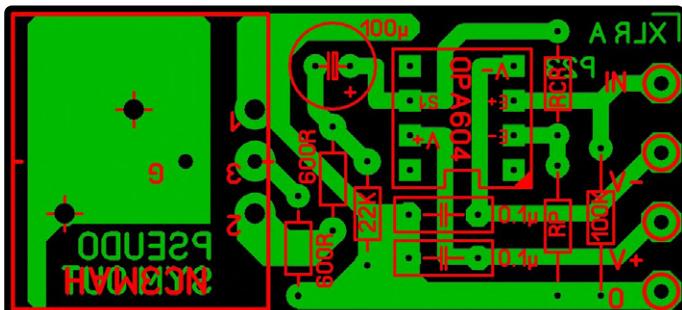
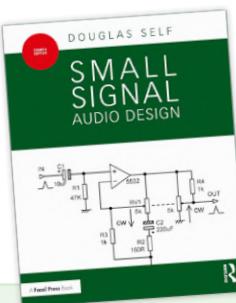


Figure 6. Le circuit imprimé de la version mono, vu du côté des composants.



Produits

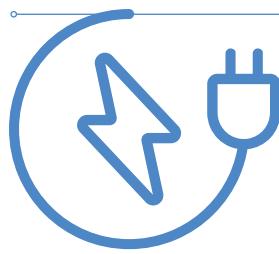
- Douglas Self, *Small Signal Audio Design* (4th Edition), Focal Press
www.elektor.fr/18046

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

LIENS

- [1] Fiche technique du NE5532 : <https://ti.com/lit/ds/symlink/ne5532a.pdf>
- [2] Ce projet sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/pseudo-balanced-module>
- [3] Le projet Balanced Audio Line Driver sur Elektor Labs : <https://tinyurl.com/36r4w5w2>
- [4] Fiche technique du THAT 1646 : https://thatcorp.com/datasheets/THAT_1606-1646_Datasheet.pdf



12

chargeur automatique d'accu Ni-MH

rechargez toutes vos batteries simultanément !

Stefano Purchiaroni (Italie)

Bien que les cellules Li-Po aient conquis une large part du marché, les cellules Ni-MH restent cruciales dans de nombreux dispositifs du quotidien en raison de leur faible coût et de leur grande fiabilité. Cet article présente un système de charge automatique conçu pour gérer simultanément des packs de 2 à 12 cellules Ni-MH, avec des capacités variant de 300 à 3 600 mAh.

Ce circuit est basé sur le contrôleur de charge rapide MAX712 d'Analog Devices [1]. Bien que ce modèle ait été récemment remplacé par des composants plus récents tels que le MAX846A, il est toujours en production et disponible dans le commerce. Je l'ai choisi pour sa simplicité avec laquelle on peut configurer le nombre et la capacité des cellules à charger. De plus il est disponible dans un boîtier PDIP facile à souder. Le MAX712 dispose également d'une fonction de charge lente à la fin de la phase principale de « charge rapide » qui permet de maintenir le pack de batteries à un niveau de charge optimal. La

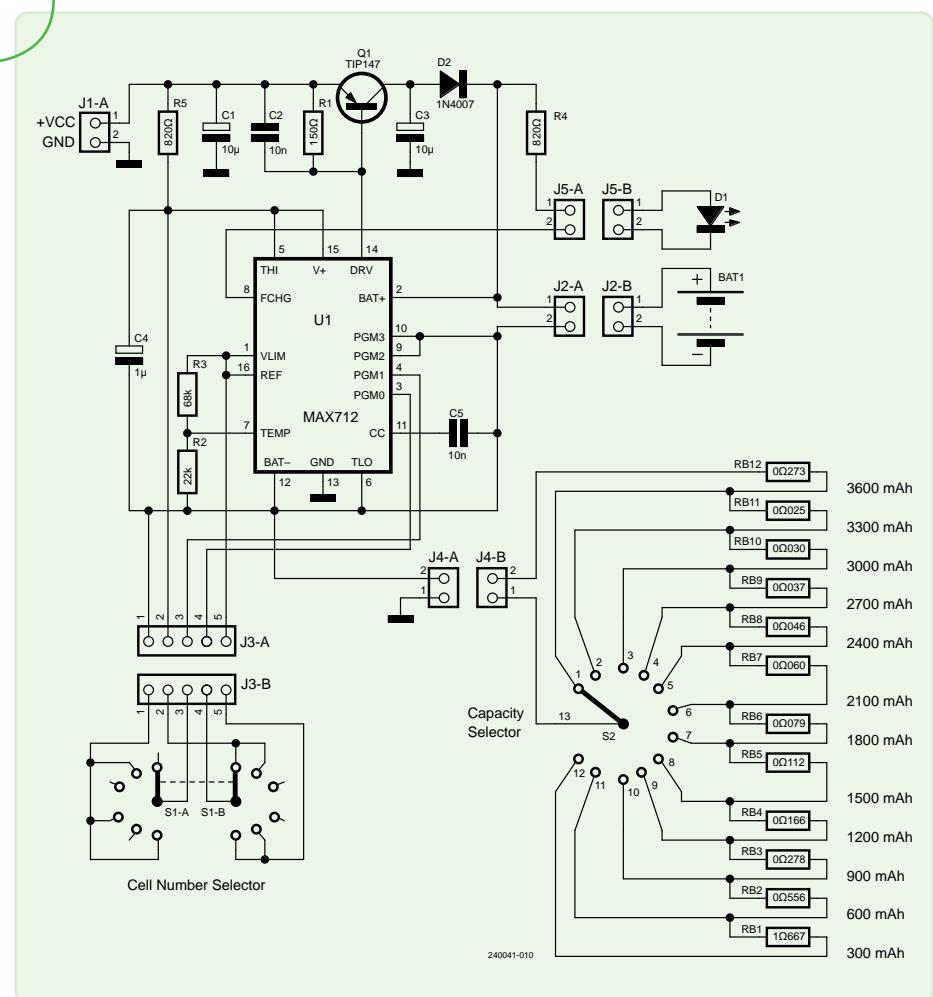


Figure 1. Schéma de principe du chargeur.

charge peut être directement appliquée en aval du bloc-batterie, sans déconnecter le chargeur.

Circuit

Comme le montre la **figure 1**, Q1 est un régulateur en série qui peut être un transistor darlington

PNP de puissance, capable de supporter des courants de collecteur supérieurs à 4 A. Quatre broches du MAX712 sont utilisées : PGM0 et PGM1 pour déterminer le nombre de cellules et PGM2/PGM3 pour ajuster le temps de charge maximal. Cette condition de temporisation est appliquée dans le cas où la

méthode « Voltage Slope » ne détecte pas la fin de la phase de charge. Normalement, le circuit interrompt la charge lorsque la tension de la batterie recommence à augmenter après avoir maintenu une courbe de charge relativement « plate » vers la fin du cycle de charge. Il est également possible d'utiliser un capteur de température supplémentaire, mais j'ai décidé de l'omettre pour simplifier le projet. La pente « modérée » de la courbe de charge et la fonction de temporisation intégrées à cette puce sont largement adéquates pour charger en toute sécurité n'importe quel pack d'accus, avec ou sans capteur NTC interne. Le MAX712 permet de charger jusqu'à 16 cellules d'accu Ni-MH à des taux allant de C/4 à 4C. Pour charger les batteries Ni-Cd, il suffit de remplacer le MAX712 par un MAX713 dans le socle du circuit imprimé. Le brochage des deux circuits intégrés est compatible. Afin de prolonger la durée de vie de la batterie, j'ai décidé de fixer le taux de charge le plus bas à C/4, en dimensionnant correctement les résistances Bx (voir ci-dessous). J'ai également visé une durée maximale de 264 minutes

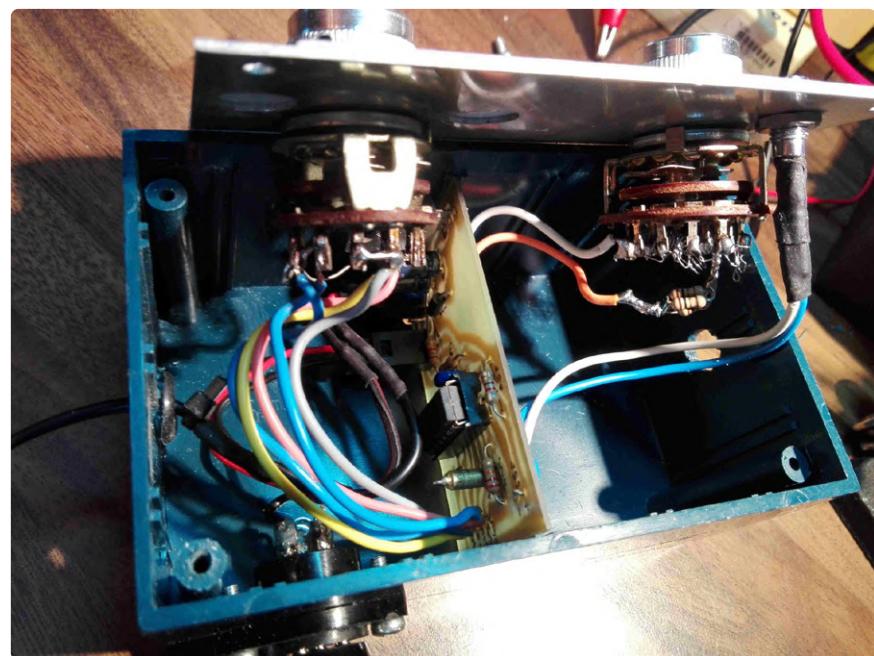


Figure 2. Le prototype final, dans un petit boîtier en plastique.

en connectant à la fois PGM2 et PGM3 à la broche BAT-.

Quant au nombre de cellules à charger, j'ai limité les options à un nombre pair d'unités. Avec un commutateur rotatif 2×6, il est possible de sélectionner entre 2 et 12 cellules (de 2,4 V à 14,4 V). Vous pourriez aussi envisager l'utilisation un commutateur rotatif plus

grand pour atteindre un total de 16 cellules. Vous pouvez régler le courant de charge en modifiant la valeur R_{sense} à l'aide d'un second commutateur qui active des résistances supplémentaires de très faible valeur (en $m\Omega$) afin d'obtenir une valeur R_{sense} plus élevée. Le CI MAX712 assure la charge des cellules au taux C/4 avec un

Tableau 1. Capacité de la batterie et sélection du nombre de cellules.

Cell Capacity Rotary Switch

(La capacité est approximativement de 300 mAh/ pas)

Position	RB (Ω)	Rs (Ω)	Ichg (A)	BatCap (mAh)
12	0,273	0,273	0,916	3,600
11	0,025	0,298	0,839	3,300
10	0,030	0,328	0,762	3,000
9	0,037	0,365	0,685	2,700
8	0,046	0,411	0,608	2,400
7	0,060	0,471	0,531	2,100
6	0,079	0,550	0,455	1,800
5	0,112	0,662	0,378	1,500
4	0,166	0,828	0,302	1,200
3	0,273	1,101	0,227	900
2	0,556	1,657	0,151	600
1	1,667	3,324	0,075	300

Cell Number Rotary Switch

Position	PGM1 to	PGM2 to	Cells no.	Tension (V)
1	open	V+	2	2,4
2	BAT-	V+	4	4,8
3	open	open	6	7,2
4	BAT-	open	8	9,6
5	open	REF	10	12,0
6	BAT-	REF	12	14,4

Deux commutateurs rotatifs permettent de sélectionner la capacité des cellules et le nombre de cellules dans le pack.

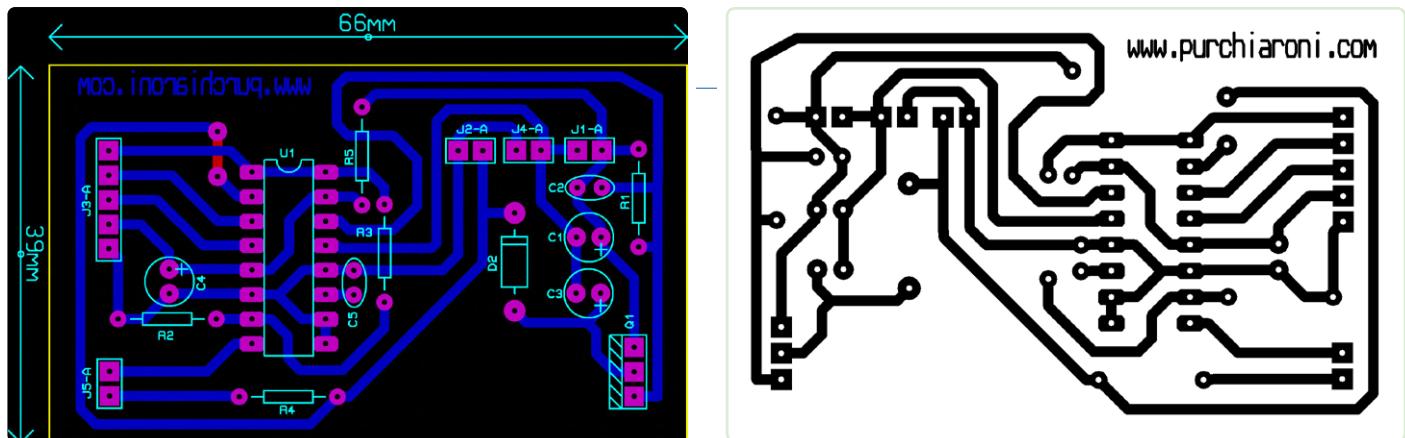


Figure 3. Disposition du côté des composants du circuit imprimé (à gauche) et du côté à souder (à droite).

courant $I_{chg} = 0,25 / R_{sense}$. Les valeurs des résistances RB1...RB12 sont indiquées dans le **tableau 1**. La partie droite du tableau illustre les connexions entre les broches PGM0 et PGM1 et les broches BAT-/V+ pour configurer le circuit intégré en fonction de la taille du pack.

Lors de l'assemblage, je disposais uniquement d'un commutateur à 11 positions pour la sélection manuelle de R_{sense} , j'ai donc éliminé la plage inférieure à 300 mAh. Vous pouvez inclure cette plage en optant pour un commutateur rotatif à 12 positions, comme le montre le schéma. Lorsque vous mesurez la résistance de limitation de courant du circuit, n'oubliez pas de prendre en compte la **résistance totale** de la ligne « - » et GND, y compris les fils et les connecteurs, en visant une valeur de $0,273 \Omega$ pour la position RB12 (S2-1), mesurée entre la broche 12 (BAT-) du connecteur U1 (sans la puce) et GND. Si possible, utilisez un milliohmètre, ou organisez une session de mesure avec une alimentation stabilisée et deux multimètres pour mesurer simultanément le courant et la tension, en ajoutant des résistances en parallèle à RB12 jusqu'à obtenir une valeur de $0,273 \Omega$.

Résistances de faible valeur

Pour obtenir les valeurs très faibles de résistance nécessaires pour les différentes plages de courant du sélecteur de taux de charge, j'ai utilisé des morceaux de fil résistif constantan [2] que j'ai mesurés, coupés et soudés directement aux bornes du commutateur rotatif, comme le montre la **figure 2**, où l'on voit le chargeur juste avant de fermer le petit panneau.

Le package téléchargeable pour cet article sur Elektor Labs [3] comprend un dessin simple pour le panneau et les schémas du circuit imprimé simple face pour les côtés composants et soudure, visibles sur la **figure 3**. La **figure 4** montre le prototype fini en action.

Alimentation

L'alimentation doit être fournie via une alimentation de connectée via J1-A, régulée à une tension égale à $V_{bat} + 3$ V, ne dépassant pas 18 à 20 V. Il est également judicieux d'ajouter une diode 1N4007 en série avec le fil d'entrée de l'alimentation pour se protéger contre les éventuelles inversions de polarité. ↵

240041-04



Produits

- **Résistance de charge USB JOY-iT HD35 (35W)**
www.elektor.fr/19164
- **DIY LiPo Supercharger Kit V2**
www.elektor.fr/19525

Questions ou commentaires ?

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



Figure 4. Le chargeur terminé en cours de fonctionnement avec un pack de

LIENS

- [1] Fiche technique du MAX712 : <https://analog.com/en/products/max712.html>
- [2] Constantan [Wikipedia] : <https://fr.wikipedia.org/wiki/Constantan>
- [3] Ce projet sur Elektor Labs :
<https://elektormagazine.fr/labs/ni-mh-cells-automatic-charger>

13 protection pour alimentation électrique basée sur un thyristor.

Giovanni Carrera (Italie)

Dans un laboratoire d'électronique, il est utile de disposer d'un circuit de protection contre les surintensités lorsque l'alimentation utilisée en est dépourvue. Dans cet article, nous décrivons un circuit ingénieux basé sur un thyristor et une ampoule, ainsi qu'une alternative moderne.

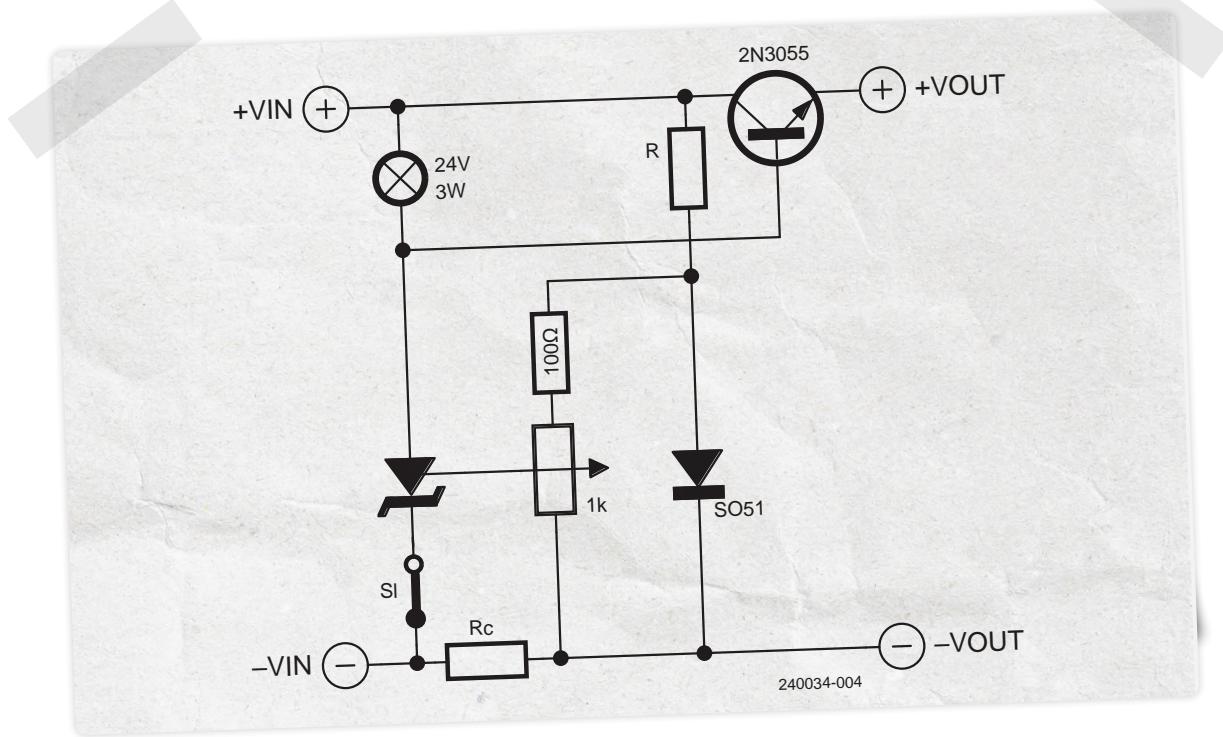


Figure 1. Le schéma du projet original d'octobre 1970.

Le circuit de la **figure 1** était la base de mon premier article, publié en octobre 1970 dans la revue *CQ elettronica*, qui a cessé de paraître depuis plusieurs années. À l'époque, j'étais encore étudiant en ingénierie électronique. Ce n'est qu'après ma retraite, en 2015, que

j'ai repris l'écriture d'articles sur l'électronique. Ce circuit repose sur les caractéristiques d'un thyristor, plus communément appelé redresseur commandé au silicium (SCR). Pour simplifier, il fonctionne comme une diode normale lorsque la tension VG , entre

la cathode et la grille, est de 0 V. Cependant, si VG dépasse un certain seuil, environ 0,5 à 0,8 V, la diode commence à conduire, même si cet excès ne dure qu'un court instant sous la forme d'une brève impulsion. Pour revenir à l'état non conducteur, il suffit d'interrompre

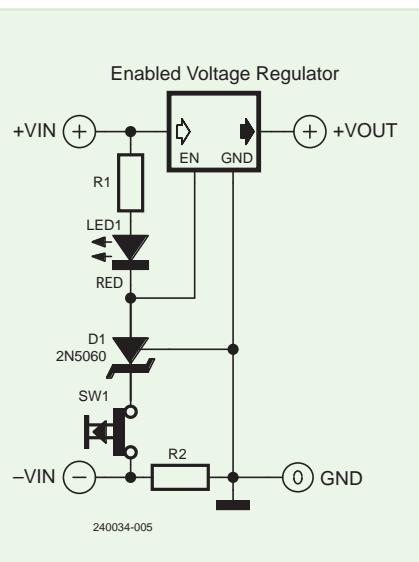


Figure 2. Le schéma d'une alternative plus complexe et plus moderne.

le courant continu avec un bouton normalement fermé (S1 sur la figure 1). La diode SCR peut être du type 2N5060 en boîtier TO92. En utilisant une résistance de puissance R_G comme convertisseur courant-tension, le SCR peut être commandé en fonction des valeurs de courant requises. Le potentiomètre permet de faire varier le seuil de courant.

L'utilisation d'une petite lampe permet d'avoir une faible résistance à froid qui augmente jusqu'à cent fois lorsqu'elle est allumée, en raison de la température élevée du filament. Cela permet de fournir un courant de base élevé au transistor en fonctionnement normal et de réduire la consommation d'énergie lorsque le SCR est activé.

À l'époque, la revue avait accepté mon article en raison de l'originalité de l'idée ; après sa publication, j'ai remarqué que des circuits similaires étaient utilisés dans certaines alimentations commerciales. Contrairement aux systèmes de protection habituels qui limitent le courant aux valeurs autorisées par les transistors de régulation, ce circuit coupe le courant et nécessite un reset manuel, offrant ainsi de meilleures garanties de sécurité.

Alternative moderne

À la place de la lampe et du transistor BJT, il est possible d'utiliser une LED et un MOSFET à canal P, bien que le circuit devienne alors plus complexe. Une amélioration possible consiste à utiliser un régulateur de tension doté d'une entrée de validation, généralement active. Dans ce cas, la broche de mise en marche peut être connectée à l'anode du SCR, comme dans le circuit de la **figure 2**.

240034-04

Questions ou commentaires ?

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



À propos de l'auteur

Giovanni Carrera est titulaire d'un diplôme en ingénierie électronique. En tant que professeur à la faculté d'ingénierie navale de Gênes, en Italie, il a enseigné de nombreux cours, notamment sur l'automatisation navale et la simulation des systèmes de propulsion des navires. Carrera a commencé sa carrière à la fin des années 1970 en travaillant avec le CPU 6502, avant de passer à d'autres processeurs. Aujourd'hui, il se passionne pour la conception et le développement des circuits électroniques analogiques et numériques. Ses travaux sont régulièrement présentés sur ses blogs (ArduPicLab et GnssRtkLab) ainsi que dans divers magazines.

ULTRA LOW LOSSES WE-MXGI



**WÜRTH
ELEKTRONIK**
MORE THAN
YOU EXPECT

WE meet @ electronica
Hall A6 - 502

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

Ready to Design-In?
Take advantage of personal technical support and free samples ex-stock.
www.we-online.com/WE-MXGI

Highlights

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

#UltraLowLosses

14 lecteur d'empreintes digitales

dispositif utile d'identification

Antonello Della Pia (Italie)

La reconnaissance d'empreintes digitales est une technologie couramment intégrée dans les appareils de pointe tels que les PC, les claviers avancés et le contrôle d'accès automatisé. Toutefois, il est assez rare de la trouver disponible en tant qu'appareil autonome. Ce projet pallie ce manque en offrant un circuit versatile et facile à assembler.

L'objectif de ce projet était de tester un capteur biométrique d'empreintes digitales et de développer un module autonome fonctionnant comme un interrupteur activé par reconnaissance d'empreintes digitales, sans nécessiter une connexion à un PC. La sortie du module peut être facilement connectée à divers circuits de contrôle de charge électrique courants, tels que des opto-isolateurs, des MOSFET, des relais, ainsi qu'à d'autres circuits numériques ou analogiques.

Comme alternative aux capteurs optiques plus répandus, j'ai utilisé un petit capteur capacitif FPM383C de Hi-Link, un modèle abordable et puissant. La partie sensible de ce capteur est représentée sur la **figure 1a**, tandis que la partie arrière est présentée à droite sur la **figure 1b**, où j'ai ajouté le schéma de brochage du connecteur pour faciliter son utilisation. Ce dispositif intègre un microcontrôleur, capable de gérer l'acquisition, la vérification, le stockage et la gestion de la base de données d'empreintes

digitales, en réponse à des commandes spécifiques reçues via une interface série. Ces commandes, envoyées sous forme de séquences d'octets, peuvent provenir d'un PC ou d'un microcontrôleur. La puissance et la capacité de mémoire d'un microcontrôleur ATtiny84A sont suffisantes pour réaliser les fonctions de base. L'interaction avec l'utilisateur est assurée par le capteur et la LED RGB intégrée. En outre, j'ai ajouté deux cavaliers, un bouton de réinitialisation, deux autres LED et un buzzer, tous montés sur une carte.

Circuit

Le schéma présenté dans la **figure 2** est simple, car la majorité du travail est faite par le module capteur et le micrologiciel ATtiny. L'alimentation du circuit est assurée par un régulateur LDO à 3,3 V. En conditions normales, le capteur et le microcontrôleur sont en mode *sleep/power-down* (veille/arrêt), avec une consommation de courant



Figure 1. La face active du capteur (a) et le brochage du connecteur (b).
(Source : Laboratoire de l'auteur)

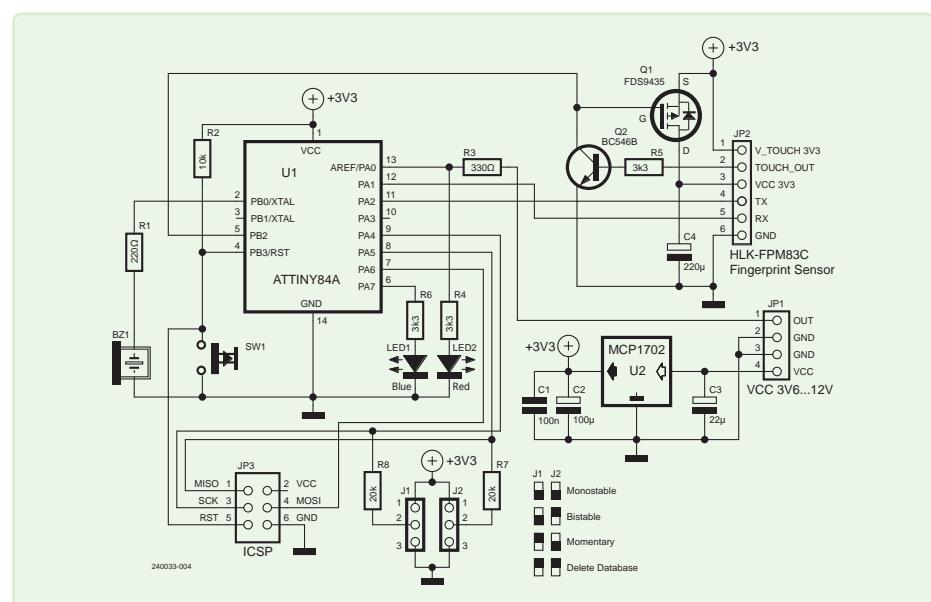


Figure 2. Schéma du lecteur d'empreintes digitales.

d'environ 40 µA. Le timer watchdog réveille le microcontrôleur toutes les 4 s et fait clignoter brièvement la LED bleue pour indiquer que l'appareil est opérationnel. Lorsqu'un doigt est détecté, Q1 alimente le capteur et une interruption réveille le microcontrôleur pour qu'il exécute les fonctions requises. La LED bleue s'allume. La diode rouge s'allume lorsque la sortie est au niveau haut. La **figure 3** montre le prototype complet lors de son premier test. En mode *actif*, le circuit consomme environ 35 mA, ce qui le rend adapté également aux dispositifs alimentés par batterie. En configurant les cavaliers J1 et J2 selon le schéma de câblage, il est possible de choisir entre une activation *monostable* (*one-shot*, idéale pour actionner une serrure électrique), *bistable* (*latch*) ou *momentanée* (la sortie reste à l'état haut tant que le doigt est sur le capteur). Une fois les cavaliers réglés, il faut appuyer sur le bouton *reset* SW1 pour appliquer les modifications. Les tâches principales sont confirmées par un signal sonore émis par le buzzer. La résistance R3 de 330 Ω, protège la sortie PA0 contre surintensités, tandis que les condensateurs C1...C4 constituent les condensateurs de dérivation de l'alimentation. Le connecteur JP3 ICSP permet de connecter un programmeur USBasp pour flasher le microcontrôleur.

Logiciel

J'ai développé et compilé le code source en utilisant l'EDI Arduino 1.8.19, avec ATTiny core 1.5.2 de Spence Konde. Le croquis, téléchargeable sur la page web Elektor Labs de l'auteur [1], se compose de deux fichiers : le fichier principal, *Fingerprint_Sensor_Switch.ino*, et *FPM383C.h*, qui contient les tableaux d'octets de commande déduits de la documentation du capteur et les fonctions nécessaires pour contrôler le capteur. Aucune bibliothèque tierce n'est utilisée. Les fonctions les plus cruciales pour la gestion des empreintes digitales sont `fpm383cGetImage()`, `fpm383cConvertImage()`, `fpm383cFingerSearch()` et `fpm383cAutoEnroll(uint16_t pageID)`.

Les commandes définies dans les tableaux d'octets offrent également un contrôle total sur la LED RGB intégrée au capteur, créant des effets visuels très dynamiques. Le fichier *Fingerprint_Sensor_Switch.ino* file suit la structure typique d'un croquis Arduino.

Après la définition des broches et des variables, la boucle `loop()` est introduite. Cette routine inclut essentiellement des expressions conditionnelles nécessaires pour surveiller l'état du capteur, appeler d'autres fonctions, gérer l'état et les interruptions du microcontrôleur, ainsi que pour la lecture et l'écriture de données dans l'EEPROM. La fonction `enrollFingerPrint(uint16_t id)` est dédiée à l'enregistrement des empreintes digitales, tandis que `activateOutput()` et `setOutputMode()` contrôlent les modes de sortie. La fonction `wdtSleepEnable()` active le mode `SLEEP_MODE_PWR_DOWN` pour le microcontrôleur. Je vous recommande de consulter ce croquis, qui est enrichi de commentaires détaillés, d'informations approfondies, et de liens pertinents. Les noms des fonctions et des variables ont été choisis pour être le plus claires possible

Fonctionnement

Une fois le micrologiciel chargé, la LED du capteur clignote en bleu lors du premier démarrage, pour indiquer que l'appareil est prêt à enregistrer l'empreinte digitale de l'administrateur. L'administrateur peut alors accéder à toutes les fonctions en plaçant le bout du doigt sur le capteur et en comptant les clignotements bleus. Retirer le doigt après un clignotement active la sortie. Retirer le doigt après trois clignotements permet d'enregistrer d'autres utilisateurs (jusqu'à neuf empreintes digitales). Après cinq clignotements, l'empreinte digitale de l'utilisateur est effacée. Après sept clignotements, la base de données d'empreintes digitales, y compris celle de l'administrateur, est complètement effacée. Les opérations réussies sont confirmées par le clignotement vert, tandis qu'une erreur est signalée par un clignotement rouge. Un clignotement continu en rouge indique que le nombre maximal de dix empreintes a été atteint. Les utilisateurs enregistrés après l'administrateur peuvent uniquement activer la sortie. Personnellement, bien que la technologie de reconnaissance des empreintes digitales soit fascinante, elle présente une vulnérabilité :

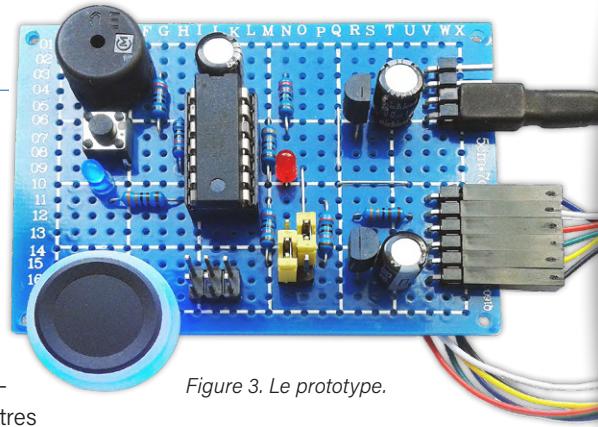


Figure 3. Le prototype.

une petite blessure sur le doigt peut suffire à invalider la reconnaissance. C'est pourquoi je pense qu'il est judicieux d'avoir une alternative. Je recommande de stocker plusieurs empreintes digitales de différents doigts pour pallier ce type de situation !

240033-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (anto62mail@gmail.com), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



À propos de l'auteur

Dès son plus jeune âge, Antonello Della Pia a été captivé par l'électricité et les appareils électroniques. Il est titulaire d'un diplôme de technicien en génie électrique. Antonello a toujours nourri et enrichi sa passion pour l'électronique analogique et numérique. Actuellement, il s'amuse avec les microcontrôleurs et la programmation, s'efforçant d'améliorer ses compétences. Antonello prend plaisir à concevoir et proposer des projets aussi innovants que possible.



Produits

➤ **W. A. Smith, Explore ATTiny Microcontrollers using C and Assembly Language (E-book, Elektor 2021)**
www.elektor.fr/20008

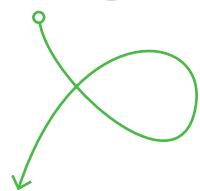
LIEN

[1] Ce projet sur Elektor Labs :

<https://elektormagazine.fr/labs/fingerprint-sensor-switch>

15 convertisseur de puissance DC-DC 3A

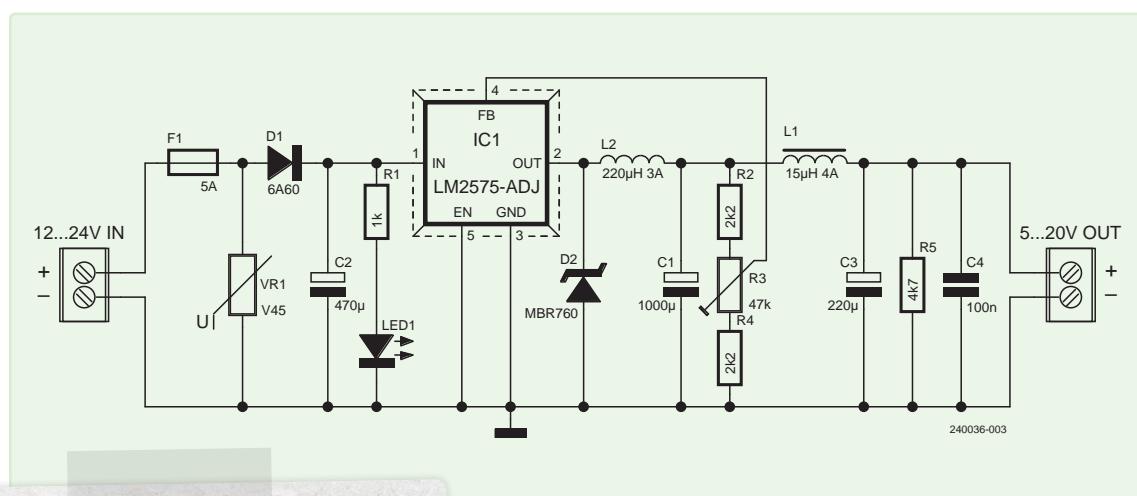
améliorer vos sources de tension fixes



Giuseppe La Rosa (Italie)

Les convertisseurs DC-DC sont des dispositifs très utiles sur votre établi. Ces circuits permettent de générer différentes tensions de sortie régulées, à partir d'une tension d'entrée fournie par une batterie ou une alimentation à tension fixe. Le circuit présenté ici peut convertir une tension d'entrée de 5 à 24 V CC en différentes tensions de sortie régulées sélectionnable en ajustant un trimmer.

Figure 1. Schéma du convertisseur DC-DC.



Caractéristiques

- de tension d'entrée : 5 V à 24 V CC.
- Plage de tension de sortie : 3 V à 23 V CC, réglable.
- Courant de sortie maximal : 3 A (nominal), 5 A (crête).
- Protection contre les courts-circuits, les surcharges et l'inversion de la polarité d'entrée.
- Dimensions du circuit imprimé : 60,3×98 mm.
- Grand dissipateur thermique, fonctionnant avec une ventilation naturelle.
- Voyant LED ON/OFF.
- Fusible de protection

Comme le montre la **figure 1**, le schéma est simple. F1 et VR1 protègent contre les surtensions d'entrée. D1 prévient les dommages au circuit intégré en cas d'alimentation accidentelle avec une polarité inversée. C2 agit comme condensateur de filtrage d'entrée. R1 est la résistance de polarisation de la LED1 qui indique l'état de marche du convertisseur.

IC1, un régulateur de tension à découpage LM2575-ADJ de Texas Instruments, configuré comme un convertisseur abaisseur de tension, est au cœur du projet [1]. Il commute à une fréquence nominale de 52 kHz et supporte une vaste plage de tensions d'entrée, de 5 V à 35 V. Pour réguler la tension de sortie, étant un commu-



Liste des composants

Résistances

(Toutes 0,25 W, 5%)

R1 = 1 kΩ

R2, R4 = 2,2 kΩ

R3 = 47 kΩ trimmer

R5 = 4,7 kΩ

VR1 = varistance, 45 V rms

Condensateurs

C1 = 1 000 µF, 35 V, électrolytique, radial

C2 = 470 µF, 35 V, électrolytique, radial

C3 = 220 µF, 35 V, électrolytique, radial

C4 = 100 nF, 63 V, polyester

Bobines

L1 = 15 µH, 4 A, montage axial

L2 = 220 µH, 3 A, toroïdal, montage vertical

Semi-conducteurs

D1 = 6A60

D2 = MBR760, diode Schottky de récupération rapide

LED1 = LED, rouge, 3 mm

U1 = LM2576-ADJ, TO-220

Divers

2x bornier à vis à 2 pôles, pas de 5 mm

5x20 Fusible, 3AT, avec porte-fusible pour circuit imprimé

32x35x20 mm TO-220 Heat

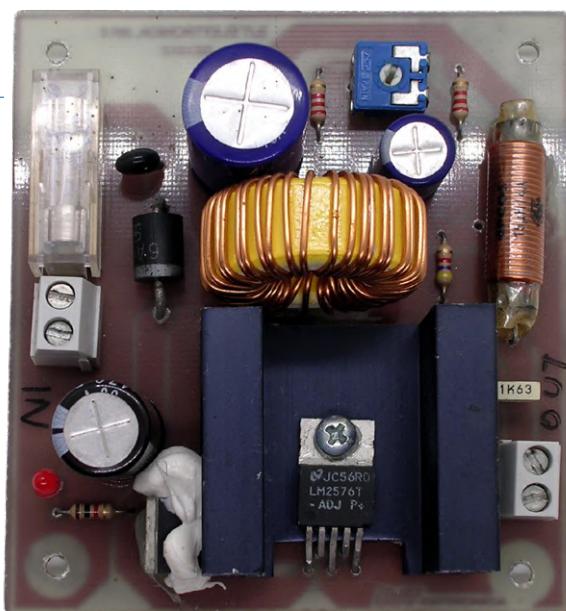


Figure 2. Le prototype final.

Assemblage

Nous avons conçu un circuit imprimé simple face pour ce projet. La construction de la carte est simple ; la sérigraphie et les schémas de la face à souder sont disponibles à [2]. Vous observerez sur le schéma du côté des composants que le circuit utilise uniquement des traversants, simplifiant ainsi l'assemblage.

Pour assembler le circuit, il suffit de suivre le schéma, en prêtant une attention à l'orientation des composants polarisés. L'assemblage est accessible même aux débutants. Vous aurez besoin d'un fer à souder de faible puissance, entre 30 et 40 watts, avec une panne fine, et d'un fil de soudure dont le diamètre ne doit pas excéder 0,7 à 1 mm. Une fois le processus terminé, le convertisseur devrait ressembler au prototype illustré dans la **figure 2**. Les convertisseurs à découpage, bien qu'offrant un rendement nettement supérieur à celui des régulateurs linéaires, présentent une dynamique de fonctionnement complexe qui requiert une vérification minutieuse avant leur mise en service finale. Il est recommandé de connecter une résistance de puissance - choisie en fonction de la puissance dissipée à la tension d'essai souhaitée - à la sortie. L'utilisation d'un oscilloscope permettra ensuite de contrôler le niveau d'ondulation résiduelle et de s'assurer de l'absence d'oscillations en haute fréquence. À ce stade, il est également possible de vérifier l'excursion maximale de la tension de sortie, à une tension d'entrée spécifique, en fonction de nos exigences d'utilisation. 

240036-04

Questions ou commentaires ?

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

LIENS

[1] Fiche technique du LM2576 :

<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2576hv.pdf>

[2] Fichier du circuit imprimé pour ce projet :

<https://elektormagazine.fr/240036-04>

tateur de type à fréquence fixe, cette puce fait varier le rapport marche/arrêt (rapport cyclique) du signal qui commande le transistor de commutation en série, dont la sortie est détectée - après le filtre de lissage L-C réalisé par L2 et C1 - par la broche 4 (FB). Cette entrée de rétroaction reçoit le signal du réseau de division de tension réglable R2...R4, dans lequel, en ajustant R3, vous pouvez régler la tension de sortie.

D2 joue un rôle essentiel dans ce type de circuit. C'est la diode flyback (aussi appelée diode de roue libre, snubber ou clamp) qui court-circuite vers la masse GND les pics de tension négatifs générés par L2 chaque fois que le transistor de commutation en série s'ouvre. Pour cette diode, il est nécessaire d'utiliser une diode de Schottky de récupération rapide. Pour D2, il faut éviter d'utiliser des redresseurs qui ne supportent pas les hautes fréquences. En aval du filtre L-C principal, un étage secondaire composé de L1 et C3 a été intégré pour réduire encore plus l'ondulation de la tension de sortie. La résistance de secours R5 assure une charge minimale au circuit en cas d'absence de charge à la sortie, tandis que C4 constitue le condensateur de dérivation HF classique.

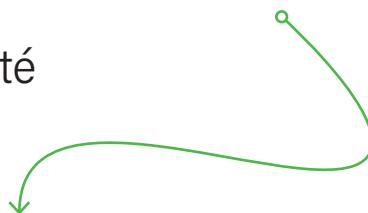
Ce circuit se caractérise par un rendement de conversion moyen de 88%, ce qui est significativement supérieur à celui des régulateurs linéaires ordinaires. De plus, l'utilisation d'un dissipateur thermique surdimensionné assure un fonctionnement continu et fiable sans risque de surchauffe, même en l'absence de ventilation active.

16 innovations de la plateforme Arduino Project Hub

nouveaux projets de la communauté



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 pourvu 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.

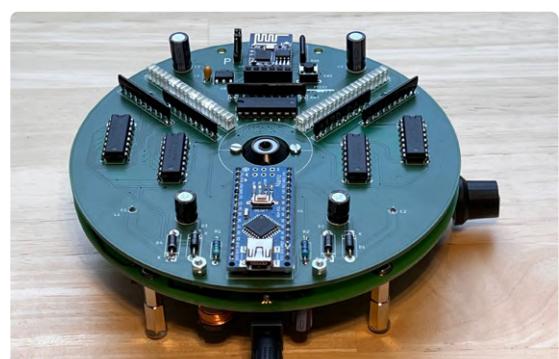
▲
Figure 1. Afficheur rotatif à LED à faire soi-même
Le membre de la communauté @lhmo a conçu un afficheur rotatif de la taille d'un disque compact, qui utilise un moteur de CD pour une rotation silencieuse [1]. Cet appareil comporte des LED qui affichent l'heure ainsi que des données météorologiques récupérées sur Internet (**figure 1**). Il est constitué d'une carte Arduino Nano, d'un ESP-01, de deux circuits imprimés et de 40 LED. L'appareil peut également être contrôlé via une interface web facile à utiliser.

Le dispositif d'affichage rotatif est composé de deux unités principales : une unité d'alimentation et une carte d'affichage (**figure 2**). Tous deux sont de forme circulaire et de taille comparable à celle d'un disque compact standard. L'énergie est transférée de l'unité d'alimentation vers la carte d'affichage, qui est mise en rotation par un moteur CD. Les LED sont contrôlées par l'Arduino Nano, tandis que le contenu affiché et la connexion Wifi sont gérés par un microcontrôleur ESP-01S. La connexion à Internet permet à l'appareil de récupérer l'heure et les données météorologiques. @lhmo a même implémenté une interface web en utilisant la bibliothèque *ESPAsyncWebServer* pour permettre la personnalisation de ce dispositif. Cette interface web est utilisée pour adapter le contenu affiché.

Par exemple, choisir l'emplacement des prévisions météorologiques, décider le contenu qui apparaîtra sur l'afficheur, configurer les paramètres du réseau Wifi ou télécharger une image à afficher.

Numérisateur de film 16 mm

Si vous êtes passionné par la préservation et la numérisation de films, vous devriez explorer ce projet [2] réalisé par un membre de notre communauté, @dstein425. L'utilisateur a été inspiré par le désir de



▲ Figure 2. Vue interne montrant le bloc d'alimentation et la carte d'affichage.





▲ Figure 3. Configuration d'un numériseur de film « maison ».

numériser les anciens films en 16 mm de football du lycée de son père datant des années 1970. Ce dispositif se compose d'un Arduino UNO, d'un Raspberry Pi 3, d'une caméra Raspberry Pi HD, d'un objectif de microscope Pimoroni, de moteurs pas à pas NEMA 17, et d'un vieux projecteur (figure 3).

La solution consiste à connecter l'Arduino à deux pilotes qui commandent deux moteurs pas à pas, permettant ainsi de faire tourner la bobine de film image par image. Le Raspberry Pi, la caméra Raspberry Pi HD et l'objectif microscopique sont ensuite connectés à l'Arduino (figure 4) pour capturer chaque image projetée individuellement. L'utilisateur a également imprimé en 3D de petits supports pour fixer les moteurs et la lumière LED en place. Le projet fonctionne avec moins de 200 lignes de code. Les images de la bobine de film sont désormais numérisées et peuvent être utilisées avec n'importe quel logiciel de montage vidéo.

Serrure de porte Arduino avec connexion par torche de smartphone (projet Li-Fi)

Ce projet, réalisé par le membre de la communauté @mircemk, propose une méthode originale pour déverrouiller une porte en utilisant du matériel électronique [3]. Il utilise la lampe torche de votre téléphone comme une clé pour ouvrir une serrure. L'application mobile (figure 5) nécessite la saisie d'un mot de passe, qui déclenche un minuteur mesurant en millisecondes la durée d'éclairage de la lampe torche, offrant ainsi une double sécurisation de la serrure. La serrure est programmée pour s'ouvrir seulement si la durée d'éclairage correspond précisément à celle prédefinie. Cela rend pratiquement impossible la manipulation de ce timing pour ouvrir une serrure normalement inaccessible.

Le projet est basé sur un Arduino Nano pour surveiller le timing de la lumière nécessaire pour déverrouiller la serrure, ainsi que pour contrôler les autres modules selon des besoins. Un module de résistance LDR détecte l'activation de la lampe de poche et transmet cette information à la carte Arduino qui vérifie si le timing est exact. Un relais de 12 V contrôle le pêne de la porte qui est verrouillée et déverrouillée avec la bonne synchronisation de la lampe de poche. Un buzzer, deux

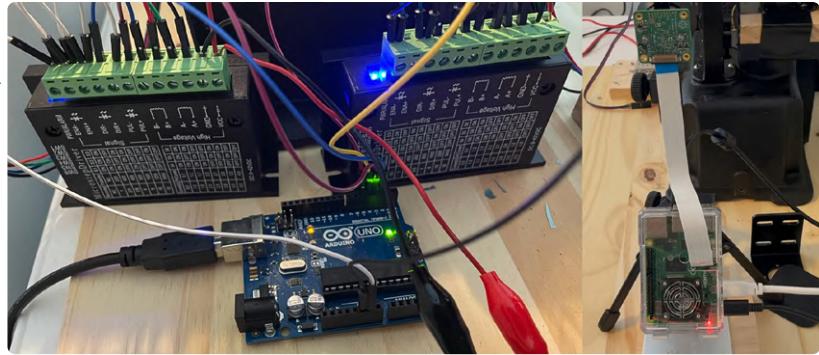


Figure 4. L'Arduino est connecté à deux pilotes de moteurs.



Figure 5. Transmettre les données du téléphone à l'Arduino en utilisant des signaux.

LED et quelques autres composants fournissent des retours visuels et sonores à l'utilisateur sur l'état de la porte (voir figure 6).

L'application mobile qui transforme votre téléphone en clé contient plusieurs mots de passe prédefinis. Pour activer le flash au moment approprié, vous devez saisir l'un de ces mots de passe. Chaque mot de passe génère l'activation du flash pour une durée spécifique, prédefinie en millisecondes. La serrure ne s'active que lorsque la lumière, dont la durée correspond exactement à celle programmée dans le code de l'Arduino, est détectée par la résistance LDR. Cette correspondance doit être identique au temps défini dans l'application mobile. Ce réglage est d'une grande précision, rendant théoriquement presque impossible le déverrouillage de la serrure par un allumage manuel et intermittent de la lampe torche.

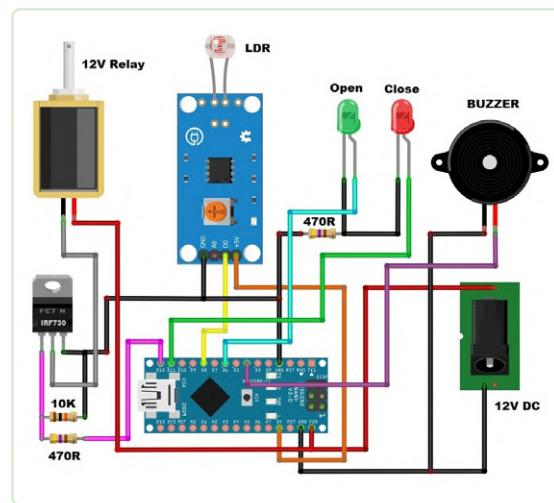


Figure 6. Schéma de la serrure de porte.

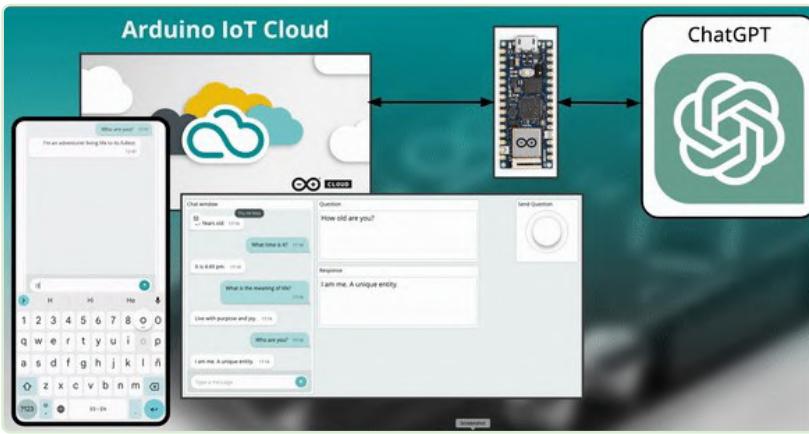


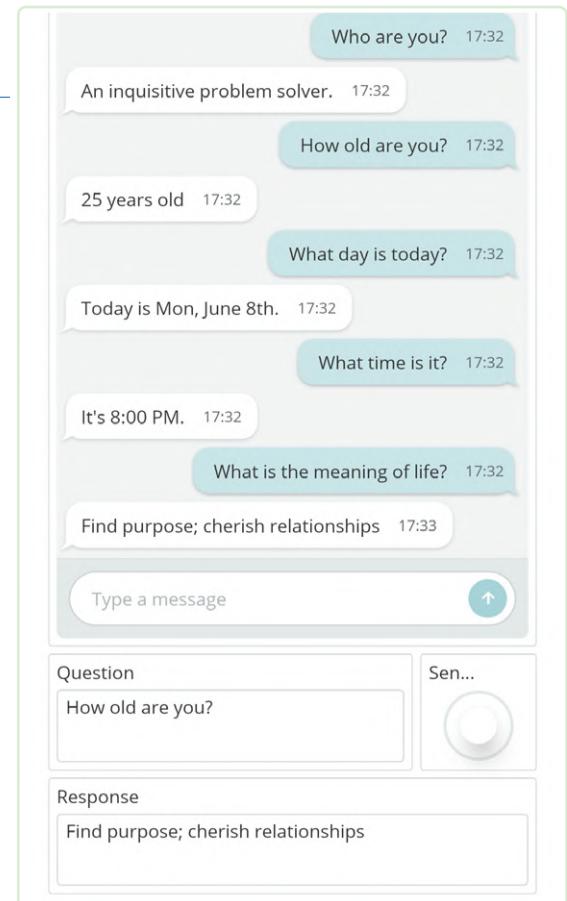
Figure 7. Carte Arduino intermédiaire entre ChatGPT et le Cloud IoT Arduino.

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 [4] 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 comme le montre la **figure 8**.

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.



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

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. 

240379-04

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos d'Arduino

Arduino (www.arduino.cc) 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.

LIENS

- [1] DIY Rotating LED Display : <https://tinyurl.com/arduino-lhm0n>
- [2] DIY 16 mm Film Digitizer : <https://tinyurl.com/arduino-dstein425>
- [3] Arduino Door Lock with Smartphone Flashlight Login : <https://tinyurl.com/arduino-mircemk>
- [4] Chat with GPT through Arduino IoT Cloud : <https://tinyurl.com/arduino-dbeamonte>



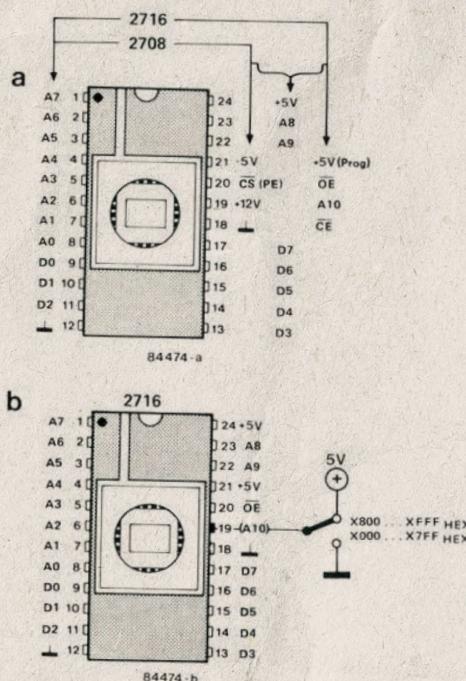
EPROM 2716 vs 2708



L'EPROM 2708 est devenue pratiquement obsolète, et pour cause : elle nécessite trois tensions d'alimentation pour sa capacité de 1024×8 bits alors que son successeur immédiat, le 2716, utilise le même boîtier à 24 broches mais ne nécessite qu'une seule tension d'alimentation pour une capacité de mémoire deux fois supérieure (2048×8 bits). De plus, le 2708 est devenu si difficile à trouver qu'il est maintenant plus cher que le 2716, et c'est une raison suffisante pour envisager les modifications nécessaires pour remplacer l'un par l'autre..

La plupart des broches du 2716 sont directement compatibles avec celles du 2708 qu'il remplace. Cependant, certaines broches méritent une attention particulière :

- La broche 21 (connectée à $-5V$ sur le 2708) doit être connectée à $+5V$ pour le 2716.
- La broche 20, incorrectement appelée CS\ (chip select) sur le 2708 alors que sa fonction est en réalité OE\ (output enable), conserve la même fonction.
- La broche 19 (connectée à $+12V$ sur le 2708) devient l'entrée d'adresse A10 pour



le 2716. En fonction du niveau logique sur cette broche, le premier ou le second bloc de 1 K est sélectionné. Il est possible d'utiliser un interrupteur pour cela, ainsi si l'EPROM contient un moniteur, par

exemple, deux versions différentes d'un programme pourraient être stockées dans le même circuit intégré.

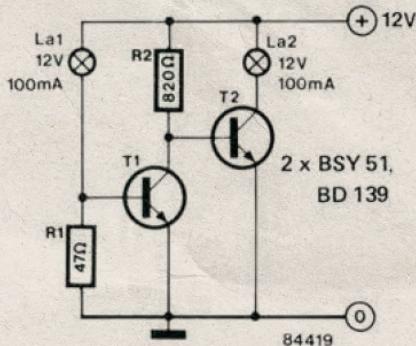
- La broche 18, qui est connectée à la masse sur le 2708, n'a pas besoin d'être modifiée pour le 2716 (\overline{CE} ; chip enable). Notez toutefois que le 2716 n'atteindra alors jamais la dissipation de puissance minimale de 132 mW (courant de veille).

Il existe plusieurs façons de procéder à ces modifications. Il est possible d'utiliser un socle pour CI intermédiaire, en laissant les broches à modifier hors du socket et en les câblant séparément. Alternativement, il est possible de procéder de la même manière sans utiliser de socle. Cependant, la méthode que nous recommandons est de modifier le circuit imprimé en coupant les pistes appropriées. Soyez particulièrement prudent si vous utilisez une carte à double face.

Elektor - juillet et août 1984

240359-04

voyant d'avertissement de secours automatique



Les voyants d'avertissement jouent un rôle essentiel dans de nombreuses installations techniques, mais même les meilleures lampes peuvent tomber en panne. Un filament incandescent n'est pas conçu

pour durer éternellement. Le circuit que nous présentons ici ne peut pas empêcher le filament de tomber en panne, mais il assure que si le voyant d'avertissement ne s'allume pas pour une raison quelconque, une lampe de secours s'active automatiquement. Cette lampe secondaire ne s'illuminera que lorsque cela sera strictement nécessaire, c'est-à-dire pour signaler une défaillance de l'appareil.

Ce circuit simple comprend uniquement deux lampes, deux transistors bon marché et deux résistances. En cas de défaut de l'équipement, la lampe La1 s'allume et une petite partie du courant de la lampe circule jusqu'à la base de T1, activant ce transistor. Par conséquent, la base de T2 est reliée à la masse empêchant ce transistor

de conduire. Aucun courant ne traverse la lampe de secours La2 (le collecteur de T2) qui reste éteinte.

Dès que La1 s'éteint, par exemple en raison d'un mauvais contact ou parce que l'ampoule a grillé, le courant de base de T1 est interrompu, ce qui désactive immédiatement ce transistor. Le courant passant alors à travers la résistance R2 active T2 et la lampe de secours s'allume.

Les lampes nécessitant une tension plus élevée que les 12 V comme indiqué dans le schéma peuvent également être utilisées dans ce circuit, à condition d'adapter les composants à cette nouvelle exigence.

Elektor - numéro de juillet et août 1984

240355-04

17 contrôle à distance du chauffe-eau

détection de tension et de courant pour les lignes à courant alternatif

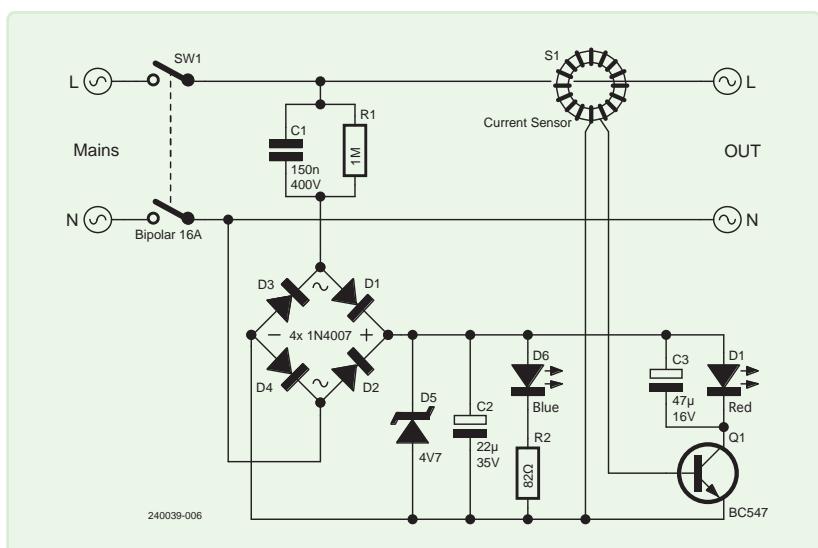


Figure 1.
Schéma du projet.

Le circuit simple proposé dans cet article m'a permis de résoudre le problème de contrôle du chauffe-eau installé dans mon garage directement depuis ma salle de bain. Bien que le chauffe-eau soit déjà équipé d'un voyant de tension en aval de l'interrupteur bipolaire 16 A, il n'est évidemment pas visible depuis la salle de bain. Mon projet intègre un capteur de courant, un transistor, et deux LED de couleurs différentes. La première LED, un indicateur de tension, indique que le chauffe-eau est sous tension. La seconde LED indique si le chauffe-eau est en fonction et chauffe l'eau en vérifiant le courant.

Figure 2. Montage réalisé sur la carte prototype.

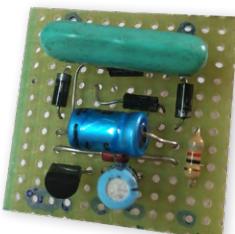


Schéma du circuit

Le schéma de la **figure 1** illustre l'utilisation d'un condensateur pour générer, grâce à sa réactance capacitive, un courant d'environ 20 mA directement à partir de la tension secteur. Ce courant est redressé non pas par une simple diode, mais par un pont de diodes, dans le but de doubler l'efficacité. Pour la surveillance de la tension, une diode Zener 4,7 V et un condensateur alimentent la LED bleue. La LED rouge indique que chauffe-eau est en train de

Stefano Purchiaroni (Italie)

Avez-vous besoin d'une solution pour surveiller à distance l'état de votre chauffe-eau avec un circuit simple ? Ce projet intègre un capteur de courant, un transistor et deux LED qui indiquent si le chauffe-eau est en état actif ou en veille. Facile à assembler et à installer, il constitue une solution pratique pour la surveillance à distance.

consommer du courant. Elle s'allume grâce à un transistor NPN BC547 dont la base est reliée à un capteur de courant constitué d'un petit tore sur lequel est enroulé un fil de cuivre émaillé de 0,25 mm réalisant 200 tours. Le nombre de tours n'est pas critique, et il devrait fonctionner même avec 100 à 150 tours, étant donné l'effort nécessaire pour enrouler le fil autour du noyau du tore. L'enroulement autour le tore génère, par induction électromagnétique, une tension suffisante pour rendre le transistor NPN qui alimente la LED rouge passant aux crêtes positives. Le condensateur monté en parallèle avec la LED rouge atténue son scintillement.

Assemblage et construction

Étant donné le faible nombre de composants nécessaires, j'ai choisi de réaliser un montage rapide sur une plaque à essai soudable (12 x 12 trous utiles), comme illustré dans la **figure 2**. J'ai assemblé le circuit complet avec le capteur de courant et les LED de 10 mm et je l'ai fixé au dos d'une plaque perforée adaptée. Il s'agit d'une réalisation compacte et efficace, idéale pour les installations rapides.

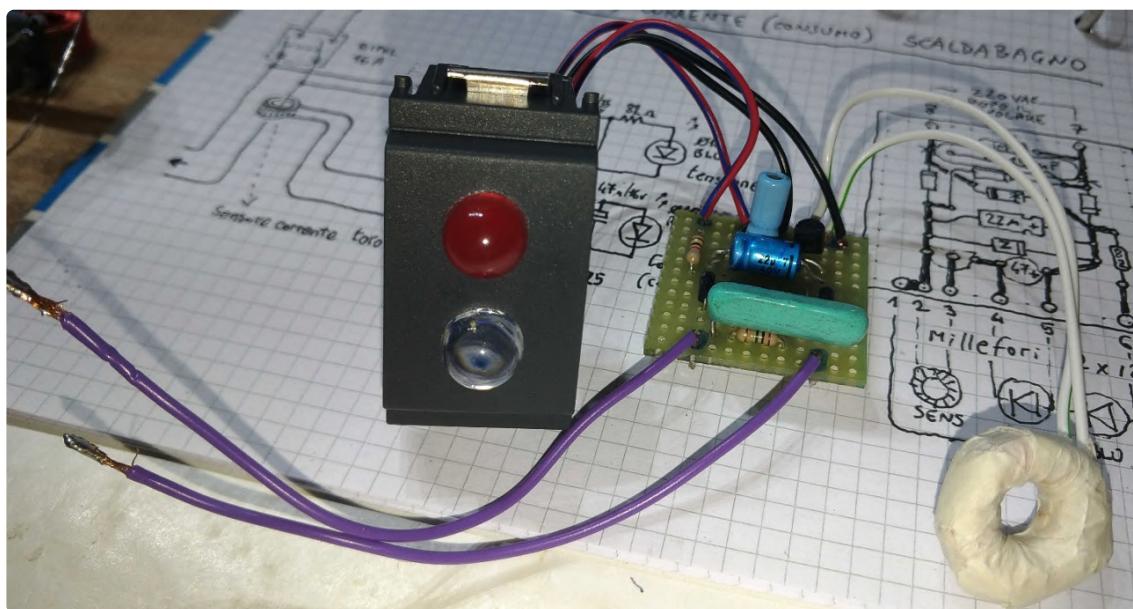


Figure 3. Projet assemblé et prêt à être placé dans la plaque murale !

Processus d'installation

Comme le montre la **figure 3**, j'ai assemblé le prototype, avant de l'installer à côté de l'interrupteur bipolaire de 16 A dans ma salle de bain, pour allumer le chauffe-eau. Un des deux fils sortant vers la charge doit passer à l'intérieur du noyau du tore qui sert de capteur de courant. J'ai ensuite intégré l'ensemble dans la plaque murale, voir **figure 4**.

Aperçu du fonctionnement

Lorsque le chauffe-eau est allumé, le voyant bleu indique que l'appareil est sous tension. Le voyant rouge s'allume pour indiquer que le chauffe-eau est en train de chauffer l'eau (**figure 5**). Le voyant rouge s'éteint une fois que l'eau a atteint la température réglée par le thermostat de l'appareil, interrompant ainsi la consommation d'énergie. De plus, le voyant rouge se rallume à chaque fois que l'appareil se remet en marche pour maintenir l'eau à la température souhaitée. En pratique, le voyant rouge reproduit le fonctionnement du voyant intégré du chauffe-eau. ↵

240039-04



Figure 4. Projet intégré dans la plaque murale.

Questions ou commentaires ?

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



Produits

▶ **PeakTech 4350 Pince ampèremétrique**
www.elektor.fr/18161



Figure 5.
Fonctionnement de l'appareil - veille (à gauche) et chauffage (à droite).

18 atténuateurs pour signaux audio (1)

sélection par cavaliers

Alfred Rosenkränzer (Allemagne)

Les appareils de mesure audio ont généralement une plage de niveaux d'entrée dans laquelle ils fonctionnent de manière optimale et n'ajoutent que peu de distorsion harmonique propre, alors que si l'amplitude d'entrée est trop élevée, les résultats de la mesure seront médiocres. On peut y remédier en utilisant un atténuateur commutable avec une atténuation définie par étage.

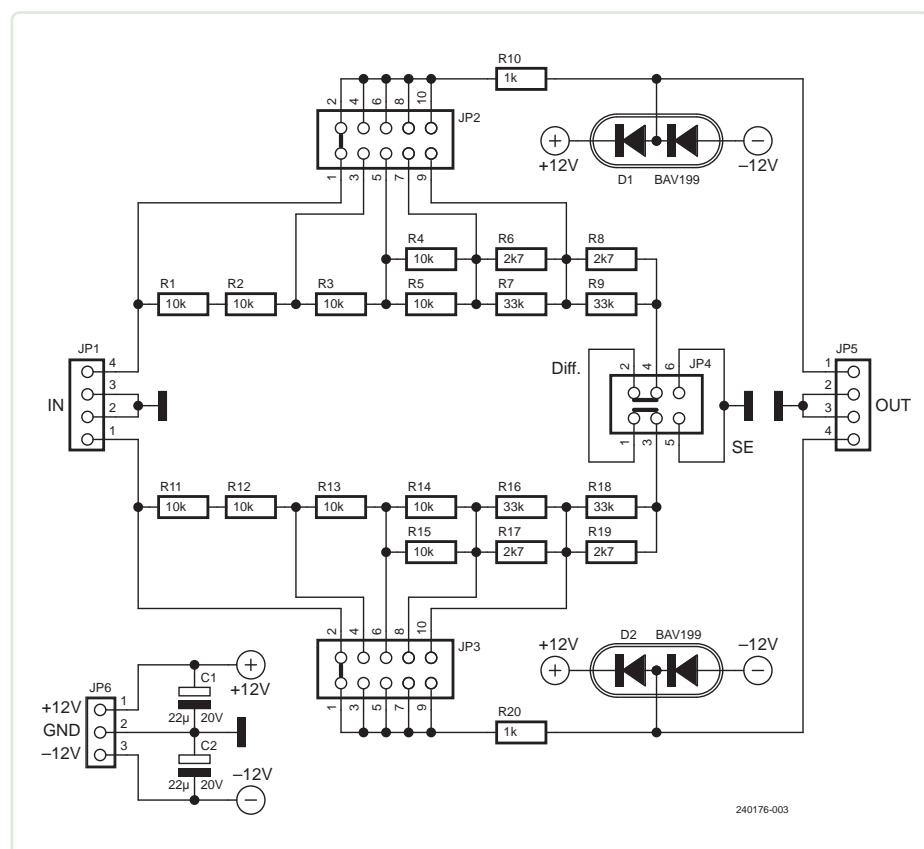


Figure 1. Schéma de la version simple à cavaliers.

Dans la gamme des fréquences radio, des atténuateurs de type Pi et de type T connectés en série sont souvent utilisés pour l'atténuation, qui sont sélectionnés à l'aide de commutateurs. L'impédance d'entrée et de sortie reste constante (typiquement $50\ \Omega$). Un dispositif de ce type a été décrit dans Elektor 7/2017 [1]. L'inconvénient est qu'il faut deux commutateurs par étage.

Gamme audio

Dans la gamme audio, une impédance constante n'est généralement pas nécessaire. Par conséquent, de simples diviseurs

de tension à plusieurs niveaux avec des commutateurs sont suffisants pour atténuer les signaux audio.

Afin d'avoir toujours à portée de main un tel dispositif « prêt à l'emploi » et de ne pas avoir à le refaire à chaque fois, j'ai conçu trois versions d'atténuateurs avec des circuits imprimés adaptés à cet effet, qui sont décrits ci-dessous.

La version la plus simple utilise simplement des cavaliers comme commutateurs. Une version plus luxueuse et de meilleure qualité utilise des relais pilotés par un commutateur. Elle est disponible en deux variantes :

un atténuateur asymétrique référencé à la masse et un atténuateur pour signaux différentiels, qui sont souvent utilisés dans les applications de studio.

Version à cavaliers

La figure 1 montre l'atténuateur le plus simple, dont les étages sont sélectionnés par des cavaliers sur des barrettes à deux rangées de broches. Cet atténuateur peut également être commuté entre les modes asymétrique SE (single-ended) et Diff (differential). Un ou deux signaux d'entrée atteignent via JP1 des diviseurs de tension, en commençant

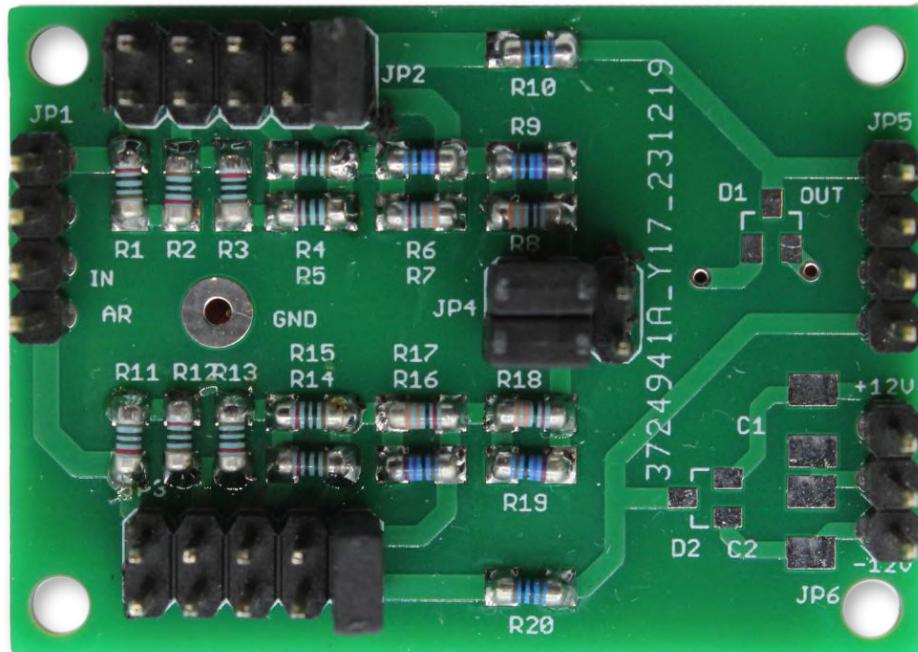


Figure 2. Circuit imprimé assemblé de la version à cavaliers.

par R1 ou R11. Avec les valeurs indiquées des résistances, chaque étage atténue de 6 dB - en d'autres termes, il divise par deux le niveau d'entrée. Au total, on a le choix entre le signal d'entrée non atténué et quatre étages de diviseurs calibrés pour des atténuations de 6, 12, 18 et 24 dB. Dans la mesure du possible, des résistances MELF 0204 de 10 kΩ sont utilisées, qui sont d'autant meilleure qualité que les résistances à film métallique au plomb en termes de distorsion. Toutefois, des résistances à couche mince du type CMS1206 font aussi l'affaire. À l'extrémité du diviseur de tension, R8 et R19 aboutissent à JP4, permettant de spécifier si les deux chaînes du diviseur sont connectées à la masse (cavaliers en 3-5 et 4-6) pour le mode asymétrique ou si elles sont connectées l'une à l'autre (cavaliers en 1-3 et 2-4) pour le mode différentiel.

L'atténuation souhaitée est sélectionnée à l'aide d'un cavalier sur JP2 ou JP3, et le signal est acheminé via R10 (R20) vers la sortie en JP5. Les deux diodes D1 et D2 ramenées à ± 12 V sont destinées à prévenir les dommages causés par des transitoires dans les appareils audio ou de mesure connectés.

Si vous avez installé les diodes, vous devez également connecter ± 12 V à JP6, sous peine de forte distorsion. Les deux condensateurs au tantalum C1 et C2 servent de découplage.

La **figure 2** montre le circuit imprimé assemblé de mon prototype.

Le deuxième article présente les solutions à relais avec des liens vers les fichiers de conception des cartes. Quelques cartes nues sont encore disponibles auprès de l'auteur !

Vf : Helmut Müller — 240176-04

Questions ou commentaires ?

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

À propos de l'auteur

Alfred Rosenkränzer a travaillé pendant de nombreuses années comme ingénieur de développement, d'abord dans le domaine de la technologie de la télévision professionnelle. Depuis la fin des années 1990, il conçoit des circuits numériques à grande vitesse et des circuits analogiques pour les testeurs de circuits intégrés. L'audio est sa passion d'amateur.

Liste des composants pour la version à cavaliers

Résistances

Sauf indication contraire :
MELF 0204 ou CMS 1206 à couche mince,
1%.
R1...R5, R11...R15 = 10 kΩ
R10, R20 = 1 kΩ
R6, R8, R17, R19 = 2,7 kΩ
R7, R9, R16, R18 = 33 kΩ

Condensateurs

C1, C2 = 22 μ F / 25 V, tantalum, SMC-B

Semi-conducteurs

D1, D2 = BAV199, SOT23

Divers

JP1, JP5 = barrette à 4 broches,
au pas de 1/10".

JP2, JP3 = barrette à 2 x 5 broches,
au pas de 1/10".

JP4 = barrette à 2 x 3 broches,
au pas de 1/10".

JP6 = barrette à 3 broches, pas de 1/10".

Carte de circuit imprimé 240176-01



Produits

➤ Fnirsi SG-003A
Générateur de signaux
www.elektor.fr/20774

LIEN

[1] A. Rosenkränzer, « Atténuateur HF Commutable », Elektor 7/2017 :
<https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-201707/40524>

19 cure de jouvence pour votre vieux chargeur (1)

ne le jetez pas, modernisez-le !



Roberto Armani (Elektor)
et **Walter Ribbert (Italie)**

Incroyable : alors que les **u**contrôleurs sont rois, on vend encore des chargeurs de batterie à tension constante. Ils sont simples, très robustes et chargent rapidement les batteries au plomb, mais ils ont des inconvénients : cycle de charge non contrôlé, courant de fin de charge trop élevé, et ils sont allergiques aux inversions de polarité. Si vous en avez un, modernisez-le selon l'une des méthodes présentées dans ces articles. Vous verrez ici comment mettre en place une protection de base. Dans la 2^e partie, nous ajouterons une fonction de contrôle de la charge entièrement analogique et, pour les plus exigeants, aussi une version de luxe à base de **u**contrôleur.

Ces projets sont nés de la découverte, dans le garage d'un ami, d'un ancien objet neuf (AON). C'était un chargeur de batterie robuste en tôle laquée, datant d'une dizaine d'années, jamais utilisé et qu'il m'a généreusement donné. Réflexe d'ingénieur, je n'ai évidemment pas pu m'empêcher de l'ouvrir et je fus surpris de constater que le circuit électrique interne était on ne peut plus simple : transformateur, pont redresseur, fusible de voiture et ampèremètre à cadre mobile sur le panneau avant. Son seul luxe : un sélecteur de batterie 6/12 V. Admirez (**fig. 1**) son schéma de base !

Vous verrez (**fig. 2**) que malgré sa simplicité, l'intérieur est encombré. Habitué aux circuits régulateurs de courant et de tension, la conception de ce produit m'a semblé rudimentaire et, conscient de devoir l'utiliser avec des batteries plomb-acide scellées et -pire encore- avec les batteries AGM de dernière génération, j'étais sur le point de le jeter. Cependant, une discussion avec mon ami *Walter Ribbert*, m'a montré que ce type de chargeur est toujours en vogue et disponible partout, même si la concurrence des chargeurs « intelligents » modernes,

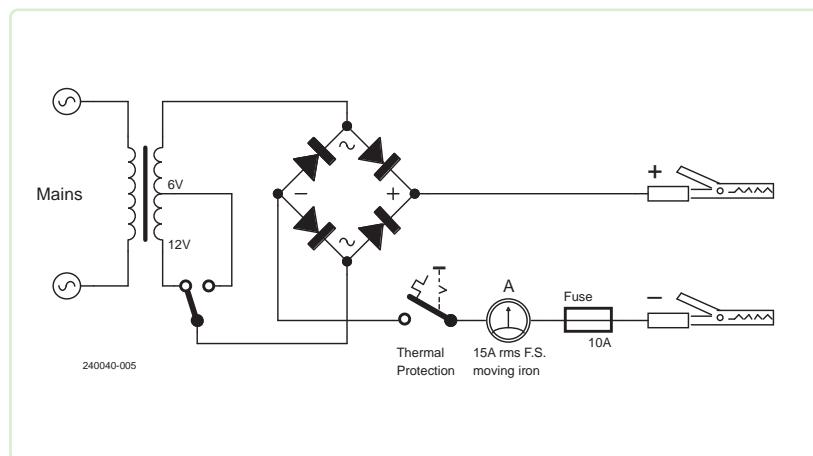


Figure 1. Schéma d'origine du chargeur. Très minimaliste !

La norme de charge actuelle

La dernière génération de chargeurs de batteries au plomb (débranchées de leur charge habituelle) suit des étapes successives bien définies :

- Bulk Phase (haute intensité/I)
- Acceptance Phase (absorption/U₀)
- Float Phase (U)
- et en option Equalization (égalisation/E)

La phase I est la première partie du processus de charge. Dans un chargeur 100 % contrôlé, le limiteur de courant est activé et ce courant atteint la valeur maximale définie. Idéalement, la limite initiale de courant en ampères devrait valoir entre 0,20 et 0,40 C. Par ex., la batterie de 12 V et 52 Ah utilisée dans nos tests devrait être chargée sous 10,4 A à 20,8 A max. À la fin de cette phase - qui correspond à 75 % environ de la charge totale - différentes tensions moyennes devraient être prises en compte, en fonction du type de la batterie connectée, voir le **diagramme A**.

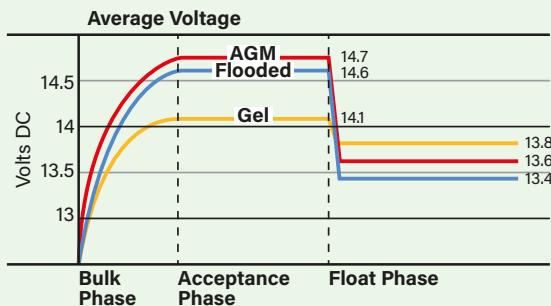


Diagramme A : phases de charge d'un chargeur de pointe, avec des valeurs seuils qui changent en fonction de la composition chimique de la batterie.

Une fois que la tension cible moyenne initiale est atteinte, la phase U₀ commence. C'est une phase type contrôlée en tension, où le seuil de tension fixé est maintenu stable pendant les derniers 25 % de la charge et où le courant diminue lentement jusqu'au point où il atteint 2 à 4 % de C (de 1,04 A à 2,08 A dans notre cas) et où l'on peut considérer que l'accumulateur est complètement chargé. Dans l'étape suivante, la phase U, on abaisse à nouveau la tension cible. L'objectif est d'éviter une production excessive de gaz sur les électrodes de plomb, avec perte subséquente d'électrolyte des cellules. Il ne s'agit pas vraiment d'une phase de charge, mais plutôt d'une phase d'entretien.

La phase E (non illustrée sur le graphique du diagramme A) est facultative, en raison de son caractère agressif pour la batterie. Elle vise à récupérer les accumulateurs partiellement sulfatés. Si elle est incluse dans le cycle, elle a lieu juste après la phase U₀ à un taux de charge continu de 4 %, jusqu'à ce que l'état maximal absolu de charge - et de tension - soit atteint. En général, elle s'arrête entre 15,5 et 16,2 V, et de ce fait, ne convient pas aux accus AGM ni aux accus au plomb de type Gel. Même pour les accus à électrolyte liquide, cette méthode est limitée à la charge hors ligne (batterie déconnectée du système qu'elle alimente) et à un petit nombre de cycles, car elle use la batterie.

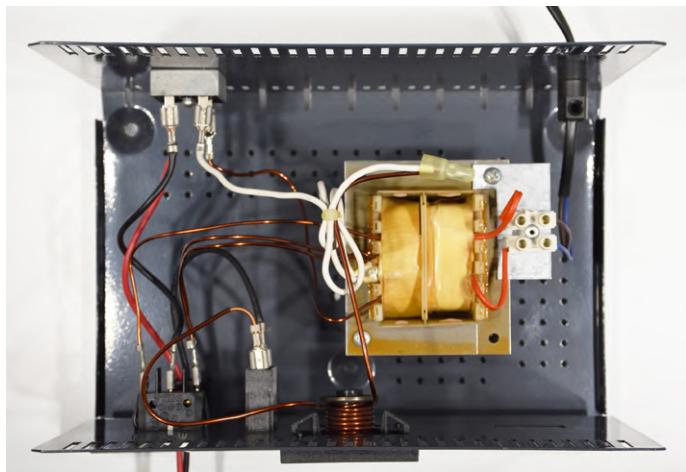


Figure 2. Malgré sa simplicité, le câblage ressemble à un fouillis avec des fils de cuivre émaillés qui traînent. La prise de terre du réseau est absente.

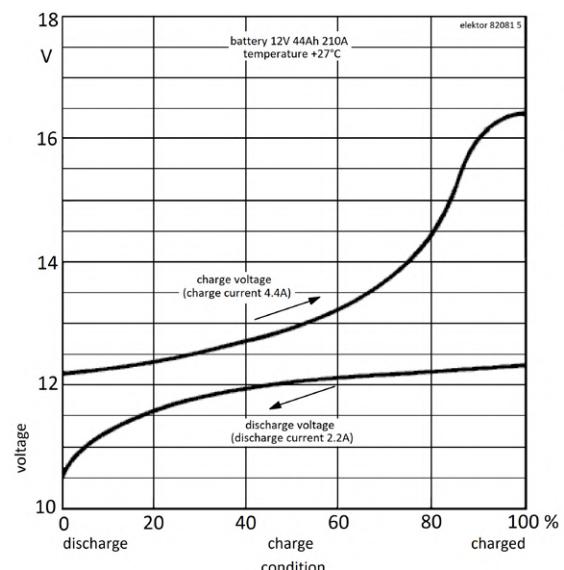


Figure 3. Courbe de charge type à 0,1 C (4,4 A) et courbe de décharge à 0,05 C (2,2 A) d'une cellule de batterie au plomb de 44 Ah.

à microprocesseur est de plus en plus rude. Bien que plus chers, les chargeurs microcontrôlés bénéficient d'une conception de pointe et ne mettent jamais en péril la santé de la batterie connectée. Lisez l'encart **La norme de charge actuelle** dans cet article pour en savoir plus sur leur fonctionnement.

La cellule plomb-acide

Avant de poursuivre notre étude, il est utile de dire quelques mots sur les paramètres types d'une cellule plomb-acide standard. Sa tension nominale est de 2 V, et une batterie de voiture contient six de ces cellules en série. Les caractéristiques de charge/décharge à courant constant d'une batterie de 12 V sont présentées (fig. 3). On voit qu'elles

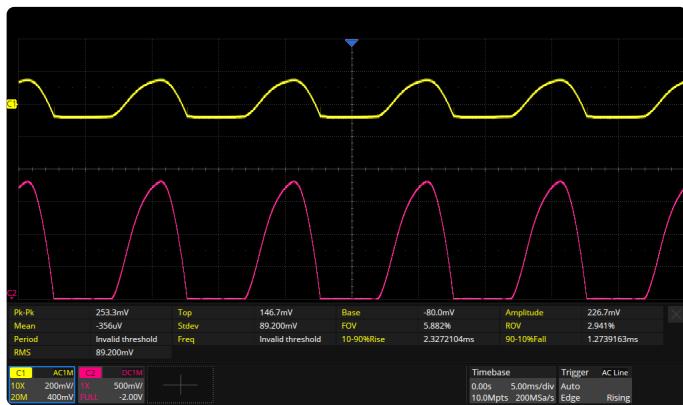


Figure 4. Oscilloscopogramme en début de charge. La trace violette est la lecture de la pince CC à 5 A/div. (18,5 A crête), tandis que la trace jaune (couplée en CA) - montre l'ondulation aux bornes de la batterie (253 mV crête à crête).

ne descendante pas en dessous de 10,5 V (1,75 V par cellule) ; si la tension est inférieure ou, pire, si elle tombe à zéro, la batterie subit des dommages et souvent, ne peut plus être rechargée. Rappelons qu'après assemblage, une batterie de ce type est activée par remplissage des cellules avec une solution à 30 à 40 % d'acide sulfurique. Après activation, la tension de chaque élément est comprise entre 2,1 et 2,2 V.

Chargeurs à tension constante

Les premiers chargeurs de ce type remontent aux années 50 et étaient équipés de redresseurs au sélénium puis au silicium. Ce type de chargeur bon marché est peu coûteux à fabriquer et, utilisé correctement, il est fiable. Mais son fonctionnement est critique et repose uniquement sur la précision du transformateur qui fournit une tension efficace V_{out} et une impédance Z_{out} , calculées pour des batteries au plomb. On ne peut commander ni le courant ni la tension, et il faut suivre son processus de charge avec attention. Le courant de charge initial dépend de la batterie connectée (capacité, état de charge et état général) ; il est donc largement imprévisible et, dans la plupart des cas, un thermocontact est intégré au transformateur pour le protéger de la surchauffe.

Mesures préliminaires

Nous avons pensé que pour en savoir plus sur le comportement d'un tel chargeur connecté à un accumulateur standard, une série de mesures précises, serait utile quelle que soit la solution de modernisation envisagée. Afin d'obtenir des conditions de mesure répétables, nous avons connecté l'acco testé à une charge électronique *Korad Kel103* de 300 W, qui a permis de réaliser des cycles de décharge contrôlés jusqu'au seuil de 11,5 V (= 80 % de décharge).

Pour mesurer les paramètres du courant de charge, nous avons utilisé un oscilloscope connecté à une pince CC à faible dérive *Pico TA018* (niveau de sortie de 100 mV/A) avec une 2^e voie de mesure de tension par fils auxiliaires connectés directement aux bornes de la batterie, réalisant ainsi un *pont de Kelvin*. Pour en savoir plus à ce sujet, jetez un coup d'œil à l'encadré sur la **mesure à 4 fils** de cet article. Cette méthode de test dynamique (impulsions CC de 100 Hz) a permis de

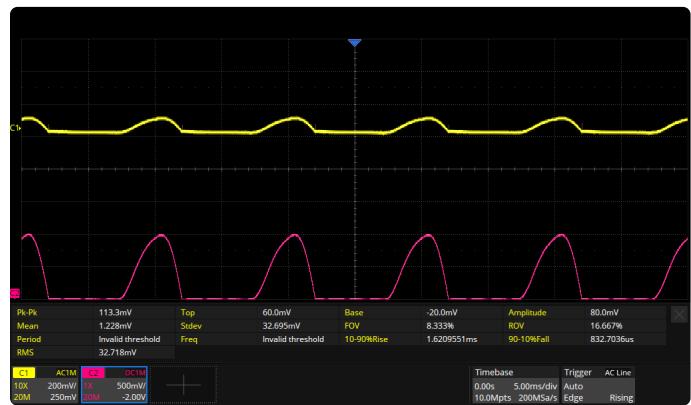


Figure 5. Oscilloscopogramme en fin de charge. Ici, la trace violette montre des pointes à 10 A, tandis que l'ondulation sur la batterie est de 113 mV. Le R_i calculé est alors d'environ 11 mΩ, soit 20 % de moins qu'en début de charge.

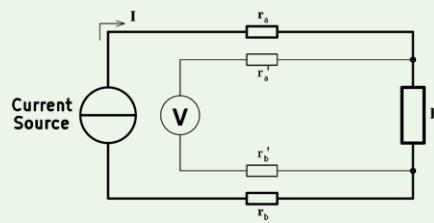
déceler avec précision la relation entre courant de sortie vers la batterie et variation de tension à ses bornes.

Observez la capture d'écran de la mesure pendant la phase de charge initiale (batterie chargée à 20 % de sa capacité), (fig. 4). La trace violette donne ici des valeurs de courant de plus de 18,5 A crête. La trace jaune donne l'ondulation de tension directement sur la batterie, 253 mV (couplage CA). Ceci permet de calculer la valeur de la résistance interne R_i de l'accumulateur pendant la charge :

$$R_i = \Delta V / I = 0,253 / 18,5 = 0,0136 \Omega$$

La détection à 4 fils

La technique de mesure à 4 fils, aussi connue sous le nom de pont de Kelvin nom du physicien anglais qui l'a inventée en 1861. Son principe, comme le montre le schéma, consiste à séparer les câbles de charge à faible résistance interne r_a et r_b , destinés à transporter le courant I vers la charge R (une batterie, dans notre cas), de ceux (r'_a et r'_b) destinés à mesurer la tension via un circuit à haute impédance. De cette façon, la chute de tension $V_{drop} = (I * r_a + I * r_b)$ - de la source de courant aux extrémités des connexions qui l'amènent à R - n'a plus d'importance, même si le courant I varie, car la mesure de la tension a toujours lieu aux bornes mêmes de l'appareil alimenté, souvent appelé point de charge dans l'industrie. Cette connexion à 4 fils permet de mesurer R avec une grande précision, même dans le cas de résistance ohmique très faible.



Notez les valeurs mesurées en fin de charge, lorsque la batterie a atteint une tension de 14,8 V (fig. 5). On voit que le courant de charge présente des pointes de 10 A, c'est beaucoup trop pour laisser l'appareil branché longtemps ! Notez que le bas de la trace violette (fig. 4 et 5), correspond à la tension réelle de la batterie ($I = 0, V_{\text{charger}} < V_{\text{battery}}$), tandis que les portions de sinusoïde de l'onde représentent le moment où $V_{\text{charger}} > V_{\text{battery}}$ donc où un courant de charge circule.

Nous en concluons que plutôt que de le mettre au rebut, malgré son cycle de charge rudimentaire, sa modernisation le rendrait plus sûr, plus utile et permettrait peut-être d'économiser quelque ressource planétaire.

Le défi était alors de savoir *comment* le faire, et Walter proposa les bases suivantes :

- Protéger le chargeur contre les courts-circuits accidentels des pinces et contre les inversions de polarité en connectant la batterie.
- Rétablissement immédiat de la protection en cas de déconnexion des pinces de la batterie, sans étincelle.
- Ajout d'un contrôle précis de tension en phase de fin de charge, pour rendre le chargeur plus utilisable.
- Conception d'une version polyvalente, basée sur un microcontrôleur, pour les lecteurs qui ne peuvent s'empêcher de programmer !

Étant donné que le bon fonctionnement d'un chargeur à tension constante repose, comme dit plus haut, quasi uniquement sur des variations ténues de tension et d'impédance entre chargeur et batterie, il est rapidement apparu que toute modification du schéma d'origine, même modeste - sous forme d'insertion de semi-conducteurs comme des diodes et transistors de puissance (bipolaires ou MOSFET) - produirait des variations considérables du courant de charge et, en fin de compte, de l'efficacité de l'appareil. C'est pourquoi, la seule solution viable semblait être le contrôle de la charge par un relais de puissance. Un modèle standard de quelques ampères utilisé en électronique ne convenait pas. Il fallait un relais de type automobile ou un robuste relais industriel, à forte intensité (20 A minimum), avec une très faible résistance de contact. Le choix s'est finalement porté sur un modèle de *Potter & Brumfield* [1], à bobine de 12 VCC et trois contacts connectés en parallèle pour les applications.

Solution 1 : protection de base

Selon les exigences énumérées ci-dessus, ce premier schéma de Walter (fig. 6) répond aux deux premières : il active le relais uniquement lorsque la batterie est connectée et ne se déclenche que sur un seuil de tension minimal unique et réglable. La diode D1 protège le circuit contre l'inversion de polarité des pinces de la batterie. Les deux diodes D6 et D7 indiquent la bonne connexion des pinces : correcte, D7 (verte) s'allume ; incorrecte D6 (rouge) s'allume.

Si la connexion est correcte, C1 se charge principalement via le bobinage de K1 et R3. Si la tension de la batterie est suffisamment élevée pour dépasser le seuil fixé par RV1 et la Zener D8 de 5,1 V, elle pilote la grille du thyristor D5 (en angl. SCR) qui devient passant et alimente le relais K1. La LED bleue D3 s'illumine dès que le chargeur se connecte à la batterie. En connectant alors le chargeur au réseau électrique la charge démarre. Le trimmer RV1 permet de régler le

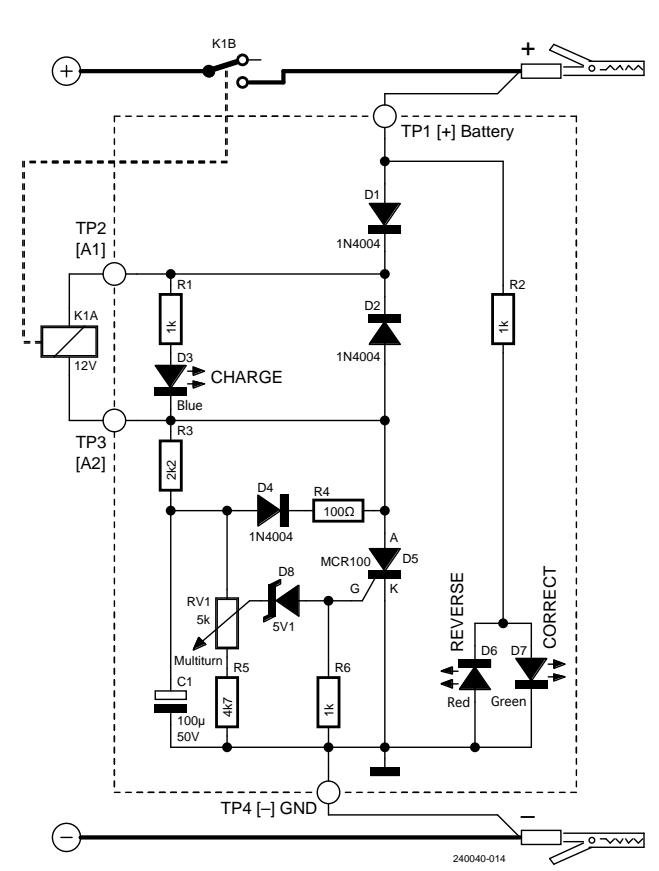


Figure 6. Schéma du circuit de protection de base.

seuil de déclenchement du relais, avec un minimum d'environ 8 à 9 V de tension de batterie, valeur qui dépend de la tension minimale de fonctionnement du relais.

Quand le SCR D5 s'allume, il décharge le condensateur C1 via D4 et R4. Si l'on débranche les fils de la batterie quand le chargeur est sous tension, D5 se coupe, car son courant de maintien est nul lorsque la tension sinusoïdale redressée descend à zéro. Ainsi la désexcitation et l'ouverture du relais est assurée ; la constante de temps R3 * C1 (> 200 ms) empêche la réexcitation immédiate de D5. Ce circuit fonctionne aussi bien avec des chargeurs à redresseur monoalimentation qu'avec des chargeurs à redresseur à pont (bitalimentation). À cet égard, il est important de ne pas installer de condensateurs (d'ailleurs inutiles), même de faible valeur, en amont ou en aval du contact de relais du circuit de protection.

Réglage

Le niveau de tension de déclenchement est simple à régler : tournez le trimmer RV1 vers R5 et, le chargeur étant déconnecté du réseau, connectez une alimentation réglable à la place de la batterie ; réglez-la à la tension minimale voulue, par ex. 10 V, et tournez RV1 jusqu'au déclenchement du relais (D3 s'allume). Une fois que le SCR est passant, il le reste, même si la tension de la batterie fluctue.

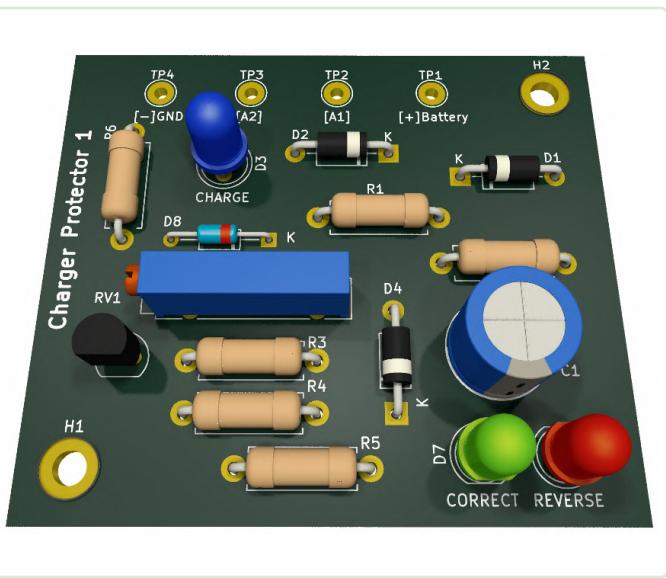


Figure 7. Vue 3D du circuit imprimé garni pour ce projet.

On voit aussi que le schéma (fig. 6) montre également comment intégrer le circuit dans le chargeur. Pour une mesure précise de la tension de la batterie et pour annuler toute erreur de lecture due à la chute de tension dans les fils de charge, la détection à 4 fils décrite ci-avant est prévue dans ce projet et dans les suivants. Observez la vue 3D du CI du projet (fig. 7).

Et la suite ?

Dans le prochain article, nous verrons comment mettre en œuvre un seuil de fin de charge contrôlé par la tension, aussi bien en version tout analogique qu'à microcontrôleur pour les plus exigeants. Bonne lecture ! ↗

VF : Yves Georges — 240040-04

À propos de Walter Ribbert

Né à Turin en 1957, Walter Ribbert a étudié l'électromécanique et l'électronique industrielle et a commencé à travailler comme apprenti dès ses 17 ans. Il est aujourd'hui retraité après 43 ans de carrière comme concepteur électrique et électronique, sans jamais cesser d'apprendre, dans une grande entreprise industrielle (automatisation et robotique). Ayant plus de temps libre, il s'est remis à étudier pour le plaisir les mathématiques et la physique et continue à « jouer » avec des appareils électromécaniques et électroniques comme un gamin. Une vraie passion ne meurt jamais !



À propos de Roberto Armani

Roberto Armani est ingénieur en électronique. Après ses études au Politecnico di Milano, il acquit plus de 35 ans d'expérience dans divers secteurs. Avant de rejoindre l'équipe d'Elektor comme rédacteur en chef, il a travaillé dans l'industrie informatique, l'imagerie électronique, les télécoms, les équipements d'essai des matériaux et la publication sur le web. Outre l'électronique, il adore écouter (et chanter) de la musique classique et randonner en montagne.



Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

Produits

- **Oscilloscope PeakTech 1404 à 2 voies (100 MHz)**
www.elektor.fr/20229
- **Pince ampèremétrique PeakTech 4350** 
www.elektor.fr/18161



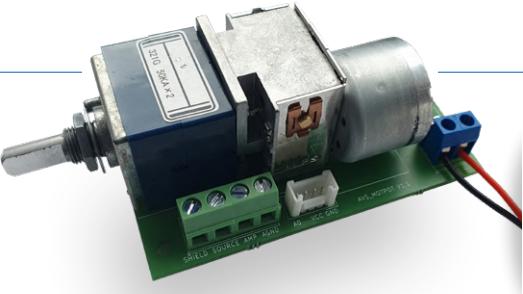
LIEN

[1] Potter & Brumfield, «KUP Series Panel Plug-In Relay», TE Connectivity, 01-2022 : <https://tinyurl.com/4e6twnp3>

Rejoignez notre communauté



www.elektormagazine.fr/community



28 une carte

pour

« The Blue »

circuit imprimé pour le potentiomètre motorisé d'Alps

Jens Nickel (Elektor)

L'équipement audio de haute qualité se distingue encore plus lorsqu'il offre la possibilité d'une commande à distance. Le potentiomètre stéréo RK27112MC d'Alps, surnommé « The Blue One » par les connaisseurs, est un potentiomètre motorisé de haute qualité, ayant fait ses preuves depuis plusieurs décennies. Dans cet article, nous présentons un petit circuit imprimé simple pour ce potentiomètre. Il est particulièrement idéal pour un amplificateur mono ou tout autre appareil nécessitant un contrôle de volume à distance. Le second canal stéréo est utilisé pour déterminer la position du potentiomètre à l'aide d'un ADC et fournir ainsi un retour précis au contrôleur.

Mon ami Marco et moi partageons une passion pour le DJing et la création de vidéos de DJ, que ce soit en studio ou en extérieur. L'installation et le démontage de l'équipement demandent toujours beaucoup d'efforts, et les câbles représentent toujours un risque. Nous avons rapidement exploré l'utilisation des ondes radio pour transmettre le son de la console DJ aux enceintes. La latence était si faible que nous pouvions capter séparément les canaux gauche et droit sur les enceintes correspondantes, sans perdre l'effet stéréo. Ainsi est née l'idée de créer des enceintes mono indépendantes, alimentées par batterie et sans fil [1]. Imaginez le confort de pouvoir simplement prendre un ensemble enceinte-amplificateur-batterie et le positionner là où vous le souhaitez, sans vous préoccuper des câbles.

Amplificateurs mono

Initialement, nous avons utilisé des batteries de 12 V, de petits onduleurs et des haut-parleurs actifs alimentés en 230 V, mais convertir du 12 V DC en 230 V AC puis de nouveau en DC pour alimenter l'amplificateur interne aux enceintes semblait peu judicieux. J'ai rapidement trouvé sur internet de petits amplificateurs mono de classe D, fonctionnant entre 24 V à 48 V DC, et des enceintes passives plutôt que des enceintes actives. Pour obtenir la puissance et le volume nécessaires, la puce d'amplification TPA3255 de Texas Instruments [2], relativement récente, change la donne. De nombreux modules et appareils basés sur cette puce sont disponibles sur le marché. Nous avons opté pour les amplificateurs mono Nobsound G2 Pro [3] vendus à environ 80 euros. Le G2 Pro est également équipé d'un filtre passe-bas intégré et configurable, ce qui permet d'utiliser l'appa-

reil comme caisson de basse - dans notre configuration, nous utilisons donc trois de ces amplificateurs.

Télécommande

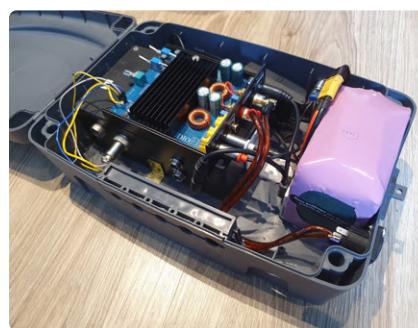
Cependant, il n'est pas pratique de devoir se déplacer vers chaque haut-parleur et subwoofer pour régler manuellement le volume de chaque station. C'est pourquoi Marco et moi avons envisagé de développer une télécommande pour ajuster le volume de nos « stations de haut-parleurs ». et nous nous sommes donc entrepris de rendre le contrôle du volume de nos mini amplificateurs mono accessible à distance. À l'intérieur de ces amplificateurs, nous avons trouvé un potentiomètre logarithmique de 50 kΩ destiné au réglage du volume. Nous avons décidé de le remplacer par des potentiomètres motorisés d'Alps ; certes coûteux (environ 20 €, si l'on est chanceux), mais ils offrent une fiabilité exceptionnelle et représentent la solution la plus adaptée et la plus précise. Nous utilisons actuellement des potentiomètres stéréo RK27112MC, et comme nous ne devons contrôler que des amplis mono, cela nous permet d'utiliser le second canal pour un retour d'information sur le niveau du volume, qui peut être capté par un ADC. En raison de contraintes d'espace, nous n'avons pas pu intégrer le potentiomètre motorisé dans l'amplificateur, nous avons donc dessoudé le potentiomètre manuel et soudé trois fils aux broches correspondantes qui seront reliés au potentiomètre motorisé, qui sera placé à l'extérieur. Pour assurer une solution robuste, nous voulions monter le potentiomètre motorisé sur un circuit imprimé, qui pourrait ensuite être logé dans un boîtier. Je préfère ne pas alourdir cet article avec trop de détails techniques, car l'objectif est

Système de haut-parleurs

Pour commander le potentiomètre motorisé d'Alps, nous utilisons un module Grove *Mini Motor* prêt à l'emploi, qui est en fait un circuit d'expansion pour le pilote de moteur DRV8830 de Texas Instruments [4]. Il fournit sans difficulté les 3,3 V et les 100 à 150 mA nécessaires au moteur et est contrôlé via l'interface I²C. Pour mesurer le niveau du potentiomètre, nous utilisons un ADC ADS1015 de Texas Instruments qui offre une résolution de 12 bits [5] et une interface I²C. Cet ADC est intégré sur un circuit imprimé prêt à l'emploi, lequel est monté sur un autre circuit que nous avons conçu, et équipé de plusieurs connecteurs Grove.

Le module moteur ainsi que le circuit imprimé ADS1015 sont connectés par des câbles Grove à un microcontrôleur XIAO ESP32, contrôlable à distance par Wifi. La robustesse et la compacité sont primordiales pour ce projet. Le circuit imprimé du potentiomètre motorisé d'Alps, le module de commande du moteur, le circuit imprimé de l'ADS1015 et la carte XIAO sont intégrés dans un boîtier «interne». Ce boîtier est ensuite placé dans un boîtier externe robuste, avec l'amplificateur audio et le récepteur pour la transmission audio sans fil, ainsi qu'une batterie de vélo de 36 V (10 Ah, ce qui est suffisant pour au moins 10 à 12 heures d'autonomie).

Dans notre projet, l'arbre du potentiomètre motorisé Alps n'est pas accessible de l'extérieur, ce qui rend impossible son ajustement manuel. Pour pallier d'éventuelles perturbations du Wifi (qui est couvert par un autre ESP32 qui sert de télécommande), chaque station est équipée d'un récepteur infrarouge (IR) comme solution de secours. Ainsi, chaque haut-parleur peut être individuellement contrôlé via une télécommande IR standard.



Prototype du Système de haut-parleurs, avec une batterie de vélo de 36 V, l'amplificateur (boîtier ouvert), le boîtier électronique noir placé sous l'amplificateur et le petit récepteur audio sans fil derrière l'amplificateur. Vous pouvez observer les modifications apportées à l'amplificateur (le potentiomètre manuel a été remplacé par des fils qui se connectent au boîtier électronique, où se trouve le potentiomètre motorisé.).

modélisme et pour les petits drones.

- Une connexion pour l'alimentation du moteur (3,3 V ou 5 V et environ 150 mA de courant max). J'ai choisi un connecteur PH2.0 à deux broches, couramment utilisé pour les alimentations en

Projet datant de 2008

Initialement, je n'avais pas l'intention de concevoir moi-même un circuit imprimé (afin d'économiser du temps de développement) mais plutôt d'acquérir une solution prête à l'emploi.

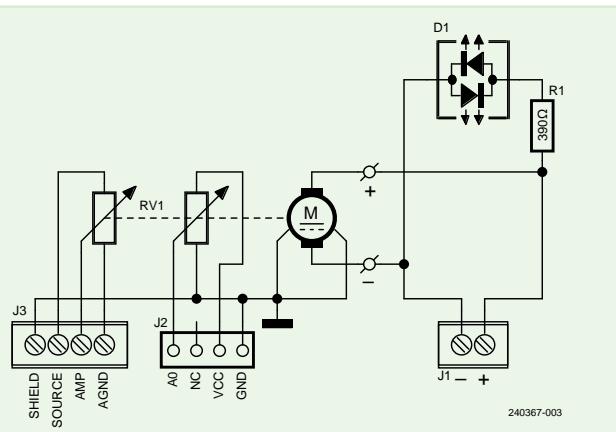


Figure 1. Schéma du circuit. Le canal gauche règle le volume, le canal droit assure la rétroaction (à A0 avec une tension entre GND et VCC).

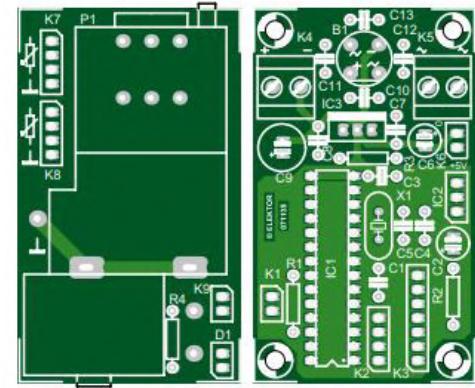


Figure 2. Circuit imprimé présenté dans l'article d'Elektor de 2008

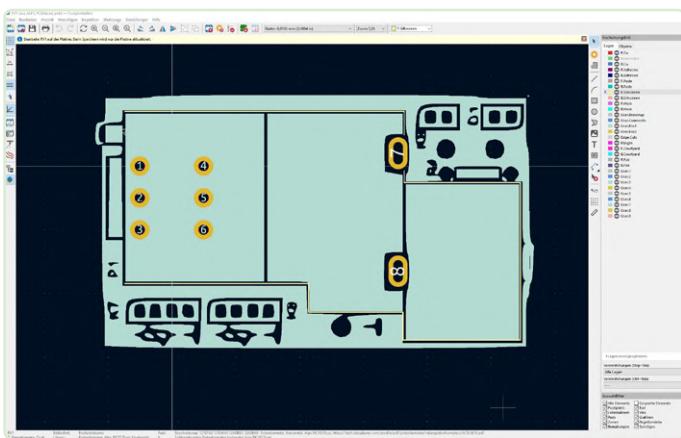


Figure 3. Dans l'éditeur d'empreintes de KiCad, j'ai utilisé l'image du circuit imprimé de 2008 comme référence pour mon nouveau circuit imprimé.

Lors de mes recherches, j'ai trouvé - ta-dah ! - un article d'Elektor datant de 2008 [6]. Je me souvenais vaguement d'un « article sur les Alps » paru précédemment dans le magazine. À l'époque, avait développé non seulement un support pour le potentiomètre motorisé mais aussi une carte de microcontrôleur pour ce dernier (figure 2). Dans son circuit, les deux canaux du potentiomètre stéréo étaient utilisés pour ajuster le signal musical. J'ai notamment repris de Frank l'idée de la LED bicolore. Ma première version du circuit imprimé ne comprenait pas la borne à vis pour la masse du châssis de l'amplificateur. J'ai pensé que je pourrais omettre cette connexion. Cette négligence a été sanctionnée par un bruit de grincement dans le haut-parleur. J'aurais dû prêter attention aux conseils de l'expérimenté auteur d'Elektor !

Lors de la conception de notre circuit imprimé, j'ai pu utiliser l'empreinte du potentiomètre de l'ancien article d'Elektor. Dans l'éditeur d'empreintes de KiCad, j'ai importé l'ancienne carte Elektor sous forme de fichier image, puis je l'ai convertie en noir et blanc et j'ai tracé tous les trous, les pastilles et les contours (figure 3). La version 1.1 de notre circuit imprimé est illustrée à la figure 4. Vous pouvez télécharger les

fichiers KiCad depuis [1], ce qui vous offre la possibilité de personnaliser le projet selon vos besoins et idées.

Test réussi

La figure 5 illustre le circuit imprimé une fois assemblé. Pour le prototypage de notre projet, je l'ai fixé sur une plaque de verre acrylique de 2 mm d'épaisseur. Cette plaque, mesurant 10,7 cm de long, peut être insérée dans les boîtiers que nous utilisons [7], qui sont équipés de rainures latérales à cet effet. Certes, j'aurais pu concevoir un circuit imprimé de la même longueur, mais cela aurait augmenté sa taille, réduisant ainsi sa flexibilité et augmentant le coût.

Il y a quelques jours, nous avons testé avec succès notre configuration complète (deux enceintes satellites et un caisson de basse JBL)

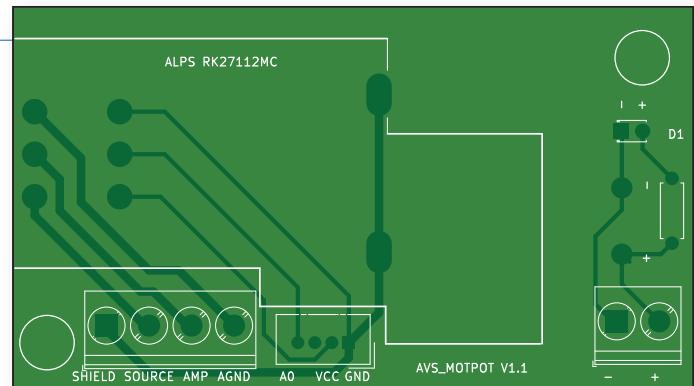


Figure 4. Le nouveau circuit imprimé.

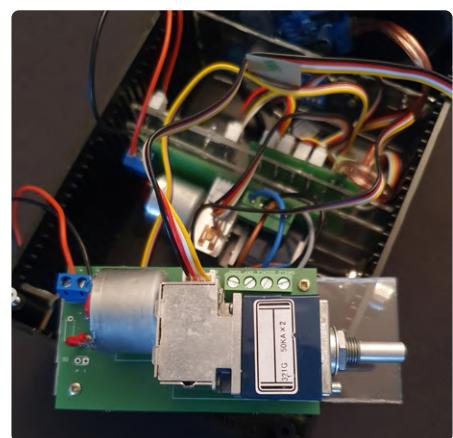


Figure 5. Carte assemblée, sur le dessus du boîtier qui l'accueille. Notre boîtier électronique a suffisamment d'espace pour accueillir deux cartes de potentiomètre, mais nous n'utilisons pas cette option dans la configuration actuelle.

Pourquoi cette modularité ?

Les utilisateurs de ce circuit imprimé doivent gérer de nombreux aspects eux-mêmes, du pilote de moteur à l'ADC, en passant par le contrôleur et le logiciel. Une alternative serait d'intégrer un pilote de moteur I²C et un ADC I²C directement sur la carte pour une gestion numérique via l'interface I²C. Toutefois, les utilisateurs devraient encore programmer leur propre firmware. Pour une intégration plus poussée, vous pouvez installer un petit contrôleur bon marché sur la carte, qui exécute un micrologiciel de régulation simple et communique avec un contrôleur hôte via UART (le contrôleur hôte définit simplement la valeur que le potentiomètre motorisé doit atteindre).

L'inconvénient de cette approche est que le circuit imprimé devient plus grand et, une fois assemblé, plus coûteux. Vous perdez aussi en flexibilité. Par exemple, dans notre projet, la puce du pilote de moteur peut contrôler deux potentiomètres motorisés Alps simultanément, une fonctionnalité possible dans notre configuration. Si nous choisissons d'utiliser l'option du double potentiomètre, installer un pilote de moteur sur chaque carte serait un gaspillage de composants. Il en va de même pour l'ADC, qui dispose de quatre canaux ; dans notre système, cet ADC est également utilisé pour d'autres tâches.

Mais cela n'est peut-être pas la solution définitive. Nous travaillons constamment à l'amélioration du projet, et il est probable que de meilleures versions dérivées voient le jour prochainement.

Liste des composants

- R1 = 390 Ω
- RV1 = Alps RK27112MC Potentiomètre motorisé double
- D1 = LED bicolore « Duo » à 2 broches
- J1 = 1x2 serre-joint à vis, pas de 5 mm
- J2 = Connecteur Grove (4 broches au pas de 2 mm)
- J3 = 1x4 serre-joint à vis, pas de 5 mm

Logiciel

Ce projet est dédié à un petit circuit imprimé conçu pour un potentiomètre motorisé d'Alps, que vous pouvez utiliser pour de nombreuses applications. Le logiciel nécessaire pour contrôler le potentiomètre avec la boucle de rétroaction varie selon le microcontrôleur, du pilote du moteur et de l'ADC que vous utilisez. Pour vous inspirer, référez-vous à notre projet « AudioVideoStation », qui intègre un ESP32, un pilote de moteur DRV8830, et un ADC ADS1015 externe. Mon ami et moi avons développé le code en utilisant l'EDI Arduino 2.0 et les bibliothèques spécifiques au DRV8830 et à l'ADS1015. Vous pouvez télécharger une première version du logiciel à l'adresse [1].

Voici quelques principes de base. Le contrôleur de moteur DRV8830 peut être configuré via les registres I²C pour tourner dans les deux sens et ajuster la vitesse avec une plage de tension de 6 à 63 V, bien que dans notre application nous utilisions uniquement la pleine vitesse et environ la demi-vitesse. Il existe aussi une commande pour arrêter le moteur. Quant à l'ADC ADS1015, il peut être réglé via I²C pour différents niveaux de gain. Nous utilisons une gamme complète de ± 4096 mV (la tension du potentiomètre que nous mesurons varie de 0 à 3,3 V).

Dans la fonction `setup`, nous définissons l'adresse I²C du DRV8830 et vérifions la communication I²C avec les deux puces. Ensuite, nous arrêtons le moteur et réglons le gain de l'ADC. Dans la fonction `loop()`, nous lisons la valeur de l'ADC environ 150 fois par seconde. À chaque lecture, nous comparons la valeur actuelle à la valeur cible. Nous avons également introduit une valeur d'hystérésis de 5 unités ADC : dans une bande d'hystérésis de 10 unités ADC, nous sommes satisfaits de la position du potentiomètre. Si la valeur du courant est inférieure à la valeur réglée moins la valeur d'hystérésis, le moteur tourne à demi-vitesse. Si la valeur ADC actuelle est même inférieure à la valeur de commande moins deux fois la valeur d'hystérésis, le moteur entraîne le potentiomètre à pleine vitesse, pendant environ 50 ms. Une comparaison similaire est effectuée dans l'autre sens. Si la valeur du courant se situe dans la bande d'hystérésis, le moteur s'arrête. Pour éviter un arrêt systématique du moteur à chaque cycle de la boucle, un flag passe à `true` dès que le moteur commence à tourner. Le moteur ne s'arrête que lorsqu'il atteint la bonne position. Nous avons obtenu des valeurs de précision suffisantes pour nos besoins de réglage du volume audio, mais des améliorations sont encore possibles. Pour votre application, vous devez expérimenter avec la valeur de l'hystérésis, la vitesse du moteur, la durée du mouvement et les taux d'échantillonnage de l'ADC.

À propos de l'auteur

Jens Nickel a étudié la physique à Stuttgart. Dès son plus jeune âge, il s'est passionné pour la rédaction d'articles techniques. Amateur reconnu de revues techniques et scientifiques, il a su convertir sa passion en carrière professionnelle en complétant sa formation en rédaction journalistique. Il a exercé en tant que rédacteur pour divers magazines techniques avant de rejoindre Elektor en 2004. Outre la programmation, il nourrit également une passion pour la création de vidéos de DJ.



240367-04

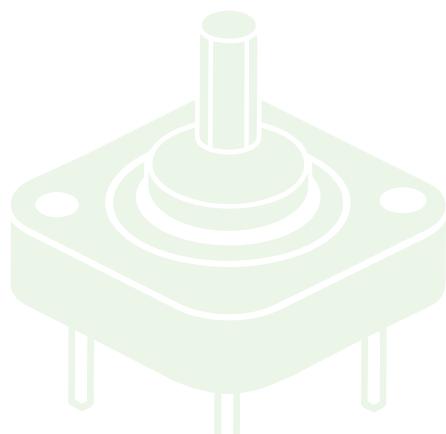
Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- **Seeed Studio XIAO ESP32C3**
www.elektor.fr/20265



LIENS

- [1] Projet AudioVideoStations sur Elektor Labs : <https://elektormagazine.fr/labs/audiovideostations-remote-controlled-wireless-av-devices>
- [2] Amplificateur audio de classe D TPA3255 : <https://ti.com/product/de-de/TPA3255>
- [3] Mono Amplifier Nobsound G2 Pro : <https://doukaudio.com/products/nobsound-g2-pro-hifi-subwoofer-full-frequency-mono-digital-power-amplifier-300w>
- [4] DC Motor Driver DRV8830 : <https://ti.com/product/de-de/DRV8830>
- [5] 12-bit ADC ADS1015 : <https://ti.com/product/ADS1015>
- [6] Frank Link, «De haut niveau», Elektor 11/2008 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-200811/11153>
- [7] Housse by Pollin Electronic : <https://pollin.de/p/kunststoffgehaeuse-0021-002-043-460200>



21 référence 50 Hz à partir d'une tension secteur 60 Hz

conversion de 50 Hz à 60 Hz

Ton Giesberts (Elektor)

Certaines horloges utilisent la fréquence de la tension secteur pour maintenir une précision horaire. Mais que se passe-t-il lorsqu'un circuit est conçu pour une tension secteur de 50 Hz et n'est pas compatible avec une utilisation avec une tension secteur de 60 Hz ? Cet article propose une solution simple pour la conversion de fréquence nécessaire.

Un exemple de problème lié à la conversion 50/60 Hz est l'horloge à LED publiée en 1995 [1] [3]. L'horloge a une résolution de cinq minutes, avec 144 LED disposées en cercle pour représenter 12 heures entières. Le signal de 50 Hz du secteur est divisé par 15 000 pour produire une impulsion toutes 5 minutes (1/300 Hz). La **figure 1** montre le circuit imprimé circulaire peuplé avec son impressionnant nombre de LED.

Dans l'horloge à LED quasi-analogique, l'enroulement secondaire d'un transformateur de 9 VAC sert de source de signal pour la commutation de l'horloge. Cette partie du schéma original est reproduite à la **figure 2**. Pour garantir que la tension redressée de cette alimentation ne dépasse jamais la tension d'alimentation recommandée pour les séries 4000, une diode Z limite la tension à 12 VDC.

De plus, les condensateurs C6 et C7, d'une valeur nominale de 1000 μ F, sont dimensionnés pour minimiser l'ondulation de l'alimentation. Des valeurs encore plus faibles pour C6 et C7 suffiraient. Aucun régulateur de tension n'est nécessaire puisque le circuit ne contient que des circuits intégrés logiques. Le courant maximal consommé par l'horloge n'est que de quelques milliampères, bien moins que ce que le transformateur de 1,5 VA peut fournir. Avec la plupart des petits transformateurs, la tension à vide est relativement élevée. Par exemple, un transformateur Myrra 44086 de 9 V / 1,5 VA a une tension à vide de 14,5 V ! Un transformateur Block VB 1,5/1/9, avec une tension nominale de 9 V / 1,5 VA, a une tension à vide de 13 V. Les transformateurs protégés contre les courts-circuits ont parti-

Figure 1. Un grand circuit imprimé circulaire associe quelques circuits intégrés numériques à 144 LED pour former une horloge à LED quasi-analogique.

culièrement des tensions à vide très élevées. Par conséquent, la tension alternative secondaire, lorsqu'elle est connectée à l'horloge, est probablement supérieure de quelques volts à 9 V. Le signal de tension alternative est pris avant le pont redresseur (D157...D160). La tension étiquetée « 9VAC » est un signal sinusoïdal redressé en demi-onde.

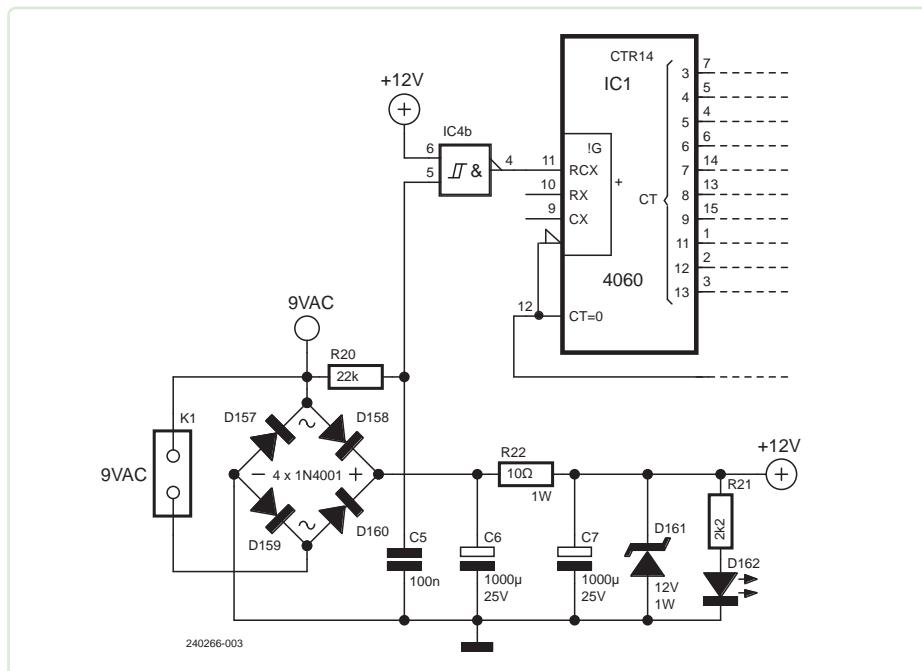


Figure 2. Le circuit de l'horloge du projet « horloge quasi-analogique ».

Solutions

Lors de la reconception pour un fonctionnement sur un réseau électrique de 60 Hz, trois options ont été envisagées. La première consistait à utiliser un oscillateur à quartz avec un quartz de 32,768 kHz comme référence. La deuxième possibilité consistait à mettre en place un diviseur réglable entre 15 000 et 18 000. Les deux solutions impliquent plusieurs modifications. La troisième tentative s'est avérée être la solution optimale : elle consiste à ajouter un petit circuit supplémentaire qui génère 50 Hz à partir de 60 Hz en sautant une impulsion toutes les 6, résultant ainsi en 50 impulsions par seconde. L'horloge fonctionne avec des circuits intégrés de la série standard 4000-logic. Pour cette tâche, l'utilisation d'un 4017, un compteur Johnson à 5 étages divisant par 10, s'avère idéale. Ce compteur a 10 sorties décodées, avec une seule sortie active à la fois.

La **figure 3** présente deux circuits de conversion de fréquence. Bien entendu, vous pouvez également utiliser ces circuits pour toute autre application où un problème similaire se pose.

Circuit A

La partie gauche de la figure 1 illustre deux des six inverseurs à trigger de Schmitt d'un 40106 (IC1) utilisés en combinaison avec un 4017 (IC2). La tension secondaire du transformateur est connectée à IC1A via le réseau RC R1/C1 qui sert à filtrer les glitches et les pics de tension provenant du transformateur, en limitant les tensions d'entrée élevées grâce à R1 et en protégeant l'entrée de la grille. La tension du transformateur est également connectée à IC1B via le réseau RC R2/C2. Dans les deux cas, l'entrée du trigger de Schmitt des inverseurs garantit que des impulsions propres sont fournies aux circuits suivants.

En connectant le reset (broche 15) à la sortie 6 (broche 5), cette sortie devient active à la^{6e} impulsion, le compteur est remis à zéro et la sortie 0 (broche 3) devient active. Cette sortie pilote la grille du MOSFET T1, un BS170. Le choix spécifique du transistor n'est pas critique, un 2N7000 peut également être utilisé. La sortie 0 est active pendant une période de la fréquence du secteur ; par

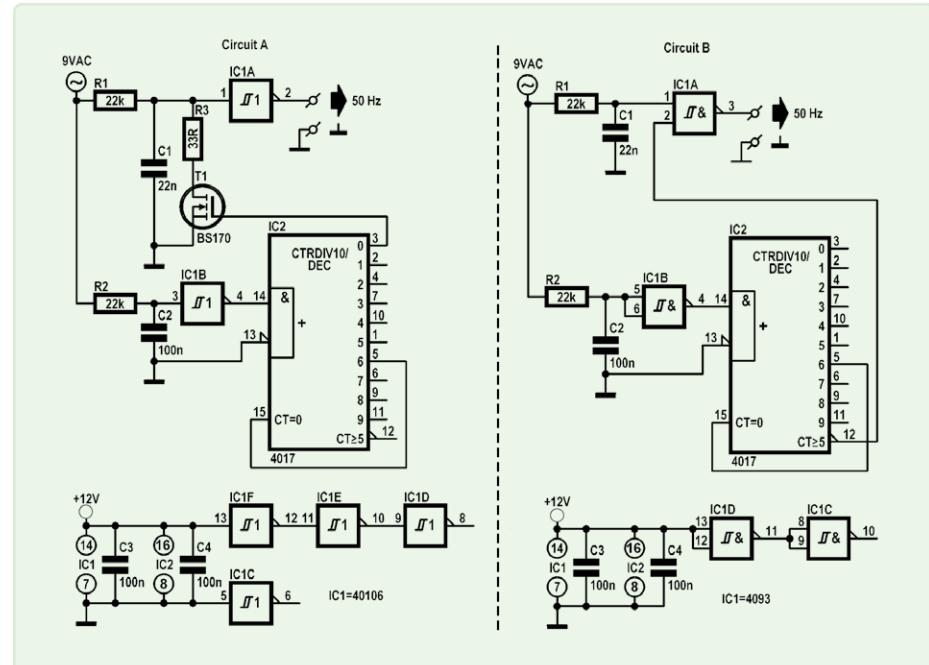


Figure 3. Deux circuits (similaires) pour convertir un signal de 60 Hz en un signal de 50 Hz.

conséquent, une impulsion est supprimée en mettant à la masse l'entrée de IC1A avec T1. R3 limite le courant de décharge de C1 à une valeur sûre ; avec un timing approprié, T1 devient passant lorsque la tension aux bornes de C1 est presque 0 V. C1 est plus faible que C2, et le plus grand déphasage causé par R2/C2 aide également à prévenir les glitches de se produire à la sortie de IC1A. Il est possible d'utiliser n'importe laquelle des sorties 0 à 5 pour piloter T1. Le diagramme de temps de la **figure 4** représente le signal de sortie.

Circuit B

Si, au lieu de deux inverseurs 40106, on utilise deux portes NAND à 2 entrées d'un 4093, nous pouvons réaliser la même fonction que celle avec le circuit A, sans nécessiter un transistor supplémentaire. Ces portes NAND sont également dotées des entrées à trigger de Schmitt. La sortie de retenue $CT \geq 5$ (pin 12 ; également connue sous le nom de */Q5-9 ou de terminal count*) est utilisée pour activer IC1A. La sortie de retenue (carry) reste à l'état haut pendant les cinq premières impulsions d'horloge, permettant le passage de cinq impulsions à IC1A alors que chaque sixième impulsion est bloquée. Comme dans le Circuit A, la sortie 6 est connectée au reset, et lorsqu'elle est active, le compteur se réinitialise, et le cycle recommence.

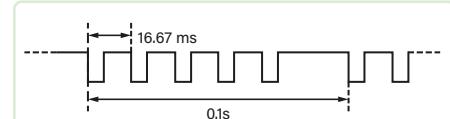


Figure 4. La synchronisation des circuits A et B est la même

Remarques

Si on utilise un compteur de fréquence pour mesurer la fréquence de sortie, la lecture peut montrer une déviation instable de 50 Hz si le temps de porte du compteur ne correspond pas à un multiple de six périodes de la tension du secteur. Le courant d'alimentation des circuits n'est qu'une fraction de milliampère. 

240266-04

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

3) Products

- Waveshare Horloge numérique multi-fonctions couleur RGB pour Raspberry Pi Pico (64 x 32)
www.elektor.fr/20094
 - Analyseur logique USB (8 voies, 24 MHz)
www.elektor.fr/20531

— LIENS

- [1] P. Hogenkamp, « Quasi-analogue Clockwork », Elektor 1/1995: <https://elektormagazine.com/magazine/elektor-199501/33259>
[2] Fiche technique du 4017 : <https://ti.com/product/CD4017B>
[3] Kit Elektor Quasi-Analog Clockwork : <https://tinyurl.com/yjw3kzhd>

22 isolateurs numériques

réalisation facile de l'isolation galvanique

Timur Uludag et Heinz Zenkner (Würth Elektronik eiSos)

Dans les environnements industriels, il y a de nombreux cas pour lesquels l'isolation galvanique des composants est nécessaire. L'isolation numérique capacitive simplifie l'implantation et transmet les signaux de l'utilisateur de façon sécurisée et fiable au travers d'une barrière isolante. L'exemple suivant montre comment les isolateurs capacitifs numériques peuvent être utilisés pour réaliser l'isolation galvanique d'appareils industriels éloignés.

La transmission des données sans interférence et la sécurité des personnes sont deux challenges pour l'électronique dans les environnements industriels classiques. Les champs magnétiques élevés, les surtensions, les pics de tension et les interférences électromagnétiques (EMC, Electromagnetic Compatibility) sont à l'ordre du jour. Si par exemple, le câble de transmission est situé de façon défavorable, proche d'un câble de commande d'un onduleur convertisseur de fréquence, les impulsions se trouvent couplées de façon capacitive aux signaux du câble de transmission qui varient alors selon les trains d'impulsions de l'onduleur. Ce type d'interférence peut rapidement atteindre un niveau tel qu'il peut provoquer des dysfonctionnements, voire de mettre en danger la sécurité des personnes.

Par exemple, quand la température d'un moteur est mesurée par un thermocouple, des tensions de l'ordre du millivolt sont

générées. Si ces tensions sont transmises par un câble de plusieurs mètres de longueur à une unité de contrôle centralisée associée à un potentiel de terre différent de celui du moteur, le signal mesuré se trouve perturbé par la différence entre les potentiels.

Si l'on résume les phénomènes décrits, les quatre challenges suivants se présentent :

- Une barrière de sécurité entre les tensions dangereuses et les utilisateurs
- Élimination des boucles de masse entre les circuits répartis
- Minimisation des interférences en mode commun
- Transmission des données sans interférences

La **figure 1** montre graphiquement la topographie du système de transmission. Afin de répondre aux besoins d'isolation des utilisateurs vis-à-vis des tensions dange-

reuses, tout en garantissant la transmission sans interférence des données, une isolation galvanique doit être mise en œuvre afin de séparer électriquement les différentes zones, c'est-à-dire en termes de potentiel, afin qu'elles puissent fonctionner séparément sans interférence. Les données transitent au travers du dispositif d'isolation. Les interférences et les courants d'égalisation des potentiels sont éliminés par l'isolation galvanique.

Évaluation de l'isolation de la tension d'une batterie

L'enregistrement déporté des paramètres physiques est associé aux progrès techniques, les puissants microcontrôleurs facilitent le traitement des données. Malgré cela, l'enregistrement des données relatives à un appareil est souvent problématique, et la transmission sans fils souvent impossible. Les données doivent être enregistrées au niveau de l'appareil de façon à ce que le capteur n'influence pas la variable mesurée, afin qu'une erreur de mesure ne se produise pas. Cela nécessite qu'un découplage électrique soit implémenté dans les circuits. Plus encore, la transmission par câble des données doit être libre de tout potentiel et symétrique, de façon à ce que la transmission ne soit pas perturbée par les couplages électromagnétiques et les boucles de masse. Dans cette application, l'utilisation de microcontrôleurs a été délibérément évitée, afin de démontrer qu'une conception avancée, insensible aux interférences peut être réalisée moyennant quelques précautions, en utilisant une technologie à base de circuits analogiques. Le système est divisé en deux circuits, un transmetteur et un récepteur. Le transducteur permet d'enregistrer une tension continue de ± 30 V maximum, avec une période de variation d'une seconde. La consommation électrique a été minimisée, < 85 mA pour l'émetteur et < 25 mA pour le récepteur, sous une tension de 15 V. Le transmetteur et le récepteur sont électriquement

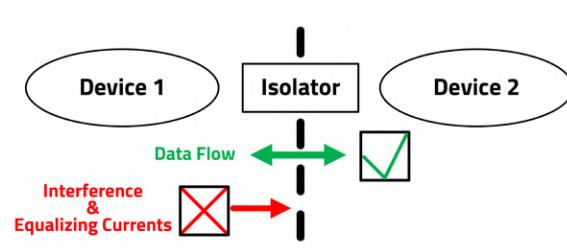


Figure 1. Concept de base d'un système d'isolation pour la séparation des différents potentiels.

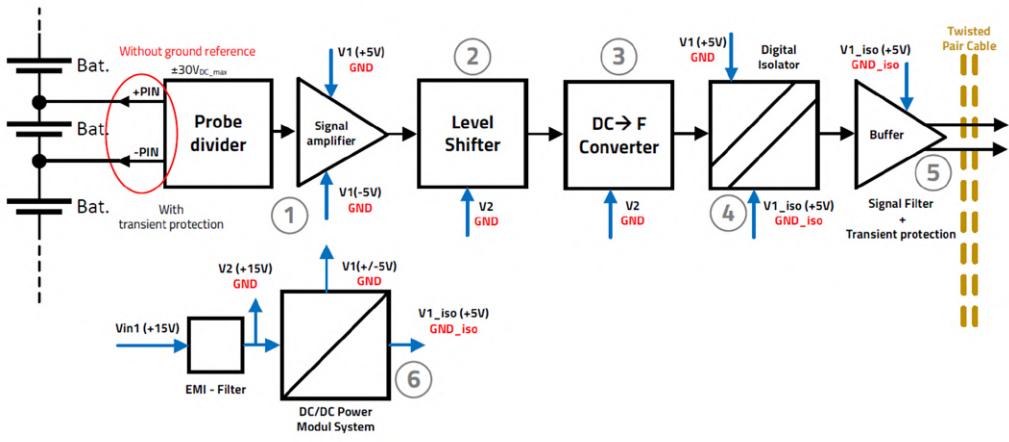


Figure 2. Schéma synoptique du transmetteur pour la mesure de tensions sans transmission de potentiel.

isolés, le transmetteur entre l'acquisition des données mesurées et le canal de transmission des signaux, le récepteur entre le canal de transmission et la sortie des données. Un module d'alimentation CC/CC, l'isolation galvanique numérique, et un couplage capacitif parasite particulièrement faible ont été utilisés pour réaliser l'isolation des circuits. Les signaux sont transmis entre le transmetteur et le récepteur par un câble bifilaire. Selon l'importance de l'influence des interférences environnementales, la distance peut atteindre plusieurs centaines de mètres.

Circuit de transmission

La **Figure 2** montre le schéma synoptique du transmetteur. Le circuit est divisé en six blocs :

1. probe : le transducteur avec le diviseur de tension et l'amplificateur permettant la mesure de tensions positives ou négatives.

2. level shifter : adaptation de la tension pour le convertisseur tension-fréquence.

3. voltage-frequency converter : convertisseur tension-fréquence, la fréquence du signal de sortie numérique dépend de la tension d'entrée.

4. digital isolator : isolation galvanique numérique entre la mesure de la tension et l'interface.

5. interface buffer : interface tampon, contrôle de la ligne de transmission à sortie symétrique, et à faible impédance.

6. power supply : convertisseur d'alimentation CC/CC, isolé galvaniquement de la section transducteur (probe).

les modules d'alimentation, afin d'atténuer les couplages à haute-fréquence (HF).

Circuit du récepteur

La **Figure 3** montre le schéma synoptique du récepteur. Le circuit est divisé en cinq blocs :

1. input buffer : tampon pour la réception du signal d'entrée disponible sur une ligne symétrique. Le voyant de liaison indique si une connexion au transmetteur est disponible.

2. digital isolator : isolation galvanique numérique entre le signal d'entrée et la section de traitement du signal / interface de sortie. Isolation galvanique additionnelle du signal d'entrée du tampon.

3. frequency-to-voltage converter : génération d'une tension de sortie à partir du signal numérique. La tension générée dépend de la fréquence du signal d'entrée.

4. interface buffer with polarity indicator : convertisseur de niveau du signal de sortie. Le signal de sortie est positif, l'indicateur de polarité indique une polarité positive du signal d'entrée.

5. power supply : convertisseur d'alimentation CC/CC alimentant la section secondaire.

De nombreuses protections contre les interférences magnétiques CEM sont également localisées dans la section du récepteur. Le circuit d'entrée du signal de la ligne de liaison à paire torsadée (twisted pair) est muni d'une protection contre les transitoires et d'un filtre en mode commun afin d'atténuer effectivement les interférences provenant de la ligne. Les alimentations du convertisseur CC/CC sont équipées de filtres passe-bas en entrée et sortie afin de réduire significativement les interférences électromagnétiques dues aux circuits de commutation des convertisseurs CC/CC à

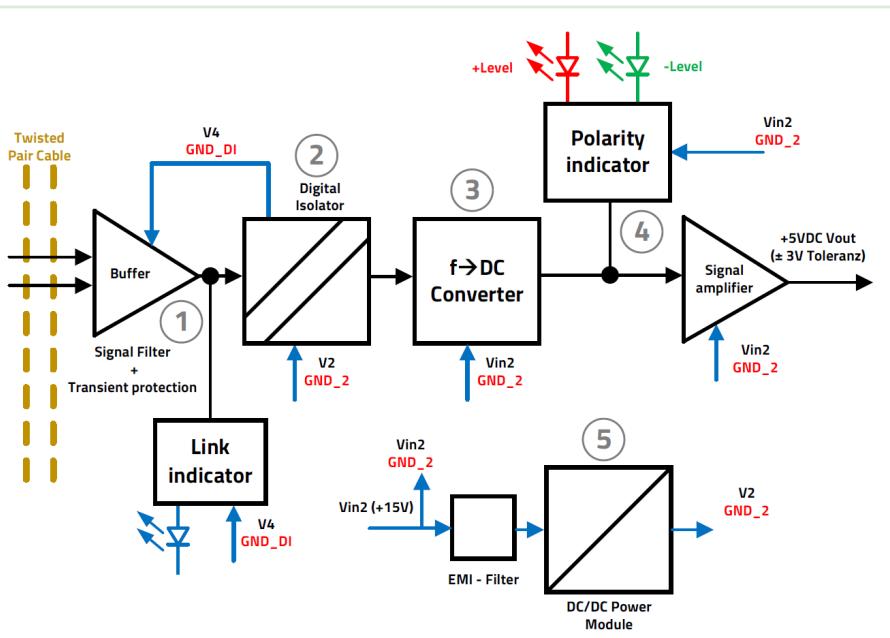


Figure 3. Schéma synoptique du récepteur pour la mesure des tensions sans transmission de potentiel.

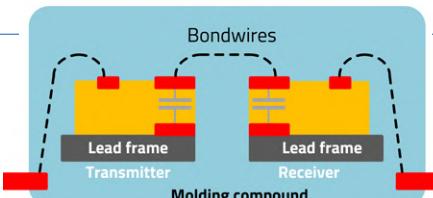


Figure 5. Structure de base d'un isolateur numérique Würth Elektronik.

l'extérieur et à l'intérieur du circuit. Cela garantit un rapport signal – bruit élevé et un niveau de fiabilité fonctionnelle important.

Isolateurs capacitifs numériques

L'isolateur numérique de Würth Elektronik [1][2] est constitué d'un oscillateur et d'un modulateur du côté primaire, et d'un démodulateur et d'un tampon pour le signal du côté secondaire. Les composants du côté primaire sont isolés de ceux de la partie secondaire par une structure capacitive avec une barrière d'isolation réalisée en silice (SiO_2).

Le signal est transmis au travers de la barrière d'isolation selon un processus de modulation par tout ou rien (on/off keying). L'oscillateur intégré au chip est utilisé pour moduler le signal d'entrée, qui comporte une bascule de Schmitt (Schmitt trigger). Le modulateur génère un signal différentiel qui est transmis par l'intermédiaire des lignes à isolation capacitive.

La **Figure 4** montre le schéma-bloc de l'isolateur capacitif. Le démodulateur, côté secondaire de l'isolateur, fournit les fonctions d'amplification, filtrage et reconstruction du signal d'entrée. Le délai et la distorsion du signal sont minimes. Un tampon route le signal de sortie du modulateur à la sortie générale, cependant que l'amplificateur élève le signal au niveau requis. La **Figure 5** est une illustration de la structure interne.

Les isolateurs numériques sont réalisés en employant la technologie CMOS, utilisant des matériaux et procédés bien connus, et qui ont fait leurs preuves. Les condensateurs situés dans la section transmetteur et dans celle du récepteur sont montés sur un support en plomb. Les condensateurs, qui sont représentés en gris sur la Figure 5, sont situés entre les deux contacts en rouge. Le matériau diélectrique entre les électrodes et celles-ci constituent la barrière isolante galvanique.

L'épaisseur de l'isolant, de l'ordre de quelques dixièmes de microns, est déterminée par le procédé de fabrication. Dans les isolateurs numériques, la silice (SiO_2) constitue le matériau isolant du condensateur en raison de sa haute résistance diélectrique de $500 \text{ V}/\mu\text{m}$, ce qui réduit considérablement l'épaisseur de l'isolant. D'autres matériaux isolants communs comme les polyamides ont une résistance diélectrique de seulement $300 \text{ V}/\mu\text{m}$. Les deux condensateurs sont reliés électriquement en série par un fil de liaison comme indiqué sur le schéma par blocs de la Figure 4. Afin de protéger l'ensemble de la structure, la matrice et la couche de support du circuit sont réalisées selon un procédé classique de fabrication des circuits intégrés.

Sécurité et fiabilité

En cas de danger, les isolateurs numériques sont conçus pour la protection du personnel vis-à-vis des tensions dangereuses. Ils doivent donc satisfaire aux critères de protection et de durabilité les plus élevés. Les isolateurs numériques des séries CDIP et CDIS de Würth Elektronik ont été certifiés en Allemagne par VDE, conformément aux standards récents les plus exigeants DIN EN IEC 60747-17 (VDE 0884-17):2021-10 «coupleurs capacitifs et magnétiques pour l'isolation standard et renforcée» (**Tableau 1**).

Mais que signifient réellement les termes «de base» et «renforcée», vis-à-vis de la sécurité des personnes ? Les standards en fournissent une définition assez abstraite, voir DIN EN IEC 60747-17 (VDE 0884-17): 2021-10.

Dès lors, quand doit-on utiliser l'isolation de base, ou l'isolation renforcée ? Seuls les points «condition à défaut unique» (single fault condition) et «condition d'opération normale» (normal operating conditions) sont importants pour le déterminer. L'isolation renforcée assure une protection contre les chocs électriques en fonctionnement normal, même en cas de défaut unique. L'isolation de standard (de base), est effective uniquement en opération normale, c'est-à-dire sans considérer un défaut unique. 

VF : Jean Boyer — 240341-04

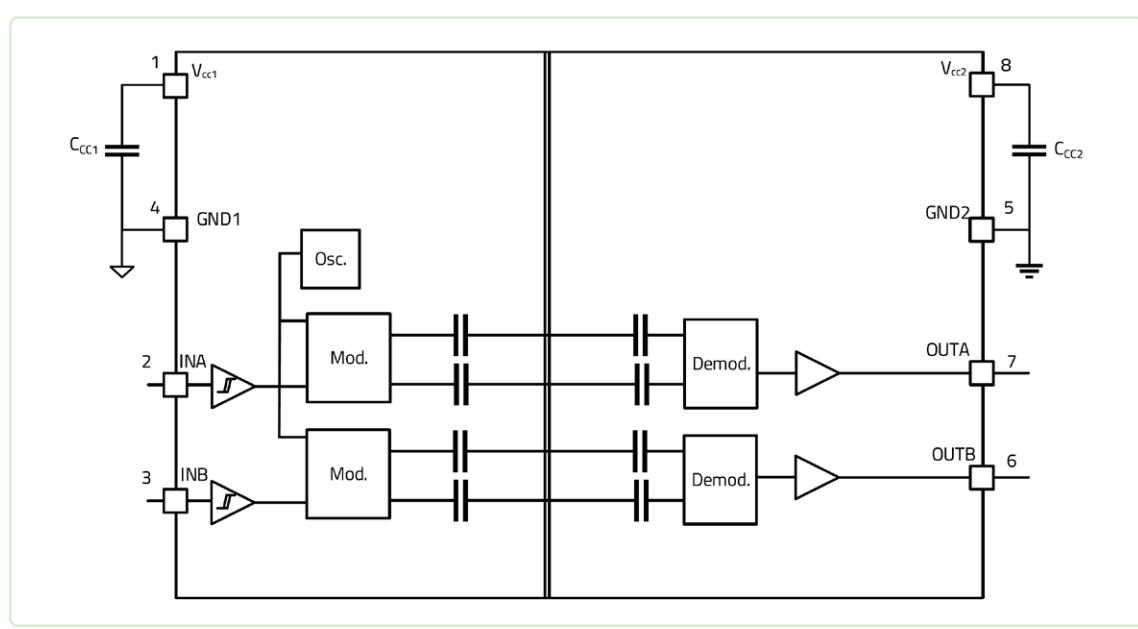


Figure 4. Schéma synoptique de l'isolateur numérique CDIS 18012x15411x de Würth Elektronik.

Tableau 1. Standards récents IEC 60747-17 (VDE 0884-17).

Paramètre	IEC 60747-17 (VDE 0884-17)	
	Basic Isolation	Reinforced Isolation
Boîtier	SOIC-8NB	SOIC-16WB
VIOSM - surtension maximale d'isolation	5000 Vpk	7070 Vpk
Test	VTEST = 1,3 × VIOSM VTEST = 6,5 kV	VTEST = 1,6 × VIOSM VTEST = 11,3 kV
Taux d'erreur pendant la durée de vie	≤1000 ppm	≤1 ppm

À propos de Timur Uludag

Timur Uludag est diplômé en ingénierie mécatronique par l'université des sciences appliquées de Regensburg. Il a ensuite travaillé comme ingénieur de conception, dans les domaines des alimentations à découpage et la conception de circuits analogiques. Depuis 2015, Uludag a travaillé en tant que Manager en marketing technique chez Würth Elektronik eiSos dans la business unit Magi³C Power Modules. Il s'est spécialisé dans la planification du développement et du lancement commercial de nouveaux modules d'alimentation.



À propos de Dr. Heinz Zenkner

Le Dr. Heinz Zenkner a étudié l'ingénierie électronique avec un focus particulier sur les communications et les technologies radiofréquences, il est titulaire d'un doctorat. Il a été publiquement nommé et désigné expert juridique dans le domaine des EMC (CEM ou compatibilité électromagnétique) durant plusieurs années. En plus de nombreuses publications techniques, il est régulièrement l'auteur de travaux sur la CEM. Heinz a également travaillé en tant de conférencier pour différentes universités, à la Chambre d'Industrie et du Commerce, et dans de nombreux séminaires. Il a été impliqué dans l'industrie électronique durant de nombreuses années, depuis la conception d'un produit à sa production en série. Il est particulièrement intéressé par la transmission sans fil de l'énergie, pour laquelle il a développé sa propre théorie et des concepts pratiques.

LIENS

- [1] Uludag, T., "Reliable Galvanic Isolation, Simplified," Power Electronics News, December 2023, p. 6 et suiv. :
<https://powerelectronicsnews.com/reliable-galvanic-isolation-simplified>
- [2] Digital Isolators WPME-CDIS from Würth Elektronik:
<https://we-online.com/en/components/products/DIGITAL-ISOLATORS-WPME-CDIS>



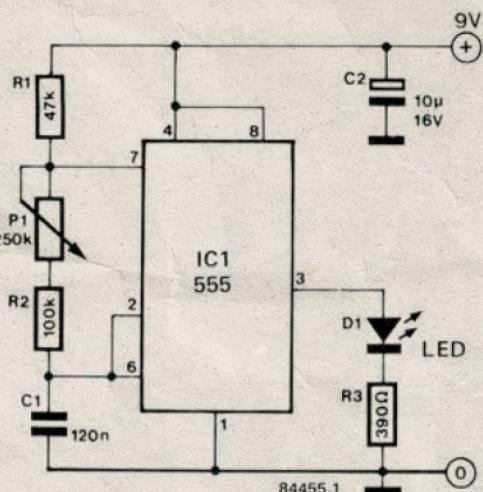
testeur de fatigue (pour les rédacteurs)

L'œil humain a un certain retard « naturel ». Ce fait est exploité pour les films, les téléviseurs et les lampes fluorescentes, car au-delà d'une certaine fréquence de clignotement, l'œil cesse de percevoir toute discontinuité. Il est intéressant de noter que la fréquence de clignotement la plus élevée perceptible par une personne est influencée par des facteurs tels la fatigue et la consommation d'alcool. Un petit circuit peut être utilisé pour déterminer précisément cette fréquence à tout moment du jour ou de la nuit.

Comme le montre le schéma, le circuit est très simple. Il est basé sur un composant bien connu, le timer 555, configuré ici en multivibrateur astable. Sa sortie est connectée à une LED qui clignote à

une fréquence définie. Il est possible de faire varier cette fréquence entre 20 et 50 Hz avec un potentiomètre P1. La fréquence la plus élevée que la plupart des gens peuvent percevoir se situe entre 30 et 40 clignotements par seconde. Cependant, un test réalisé sur les membres de la rédaction d'Elektor un lundi matin a entraîné de nombreux regards perplexes, accompagnés de la question : « Quelle LED ? »

Étant donné la simplicité du circuit, il n'est pas étonnant que sa consommation de courant soit d'environ 25 mA seulement, ce qui rend une batterie de 9 V parfaitement adéquate pour l'alimenter.



Elektor - numéro de juillet et août 1984

240360-04

23 amplificateur mono **Hi-Fi** compact de 12 W

petit mais puissant

Giuseppe La Rosa (Italie)

Vous avez besoin d'un amplificateur puissant sans sacrifier l'espace ? Ce modèle compact, mais puissant délivre jusqu'à 12 W sur des charges de 1,6 Ω à 32 Ω , offrant une qualité sonore hi-fi exceptionnelle.

Voici un amplificateur audio classique à circuit intégré qui vous surprendra par son excellent rapport qualité/prix et la pureté du son - des caractéristiques généralement associées à des équipements hi-fi beaucoup plus complexes et coûteux. Il est idéal pour amplifier toute source de signal audio, source de signal audio - PC, lecteurs MP3, smartphones ou autres. Le haut-parleur (ou système de haut-parleurs) utilisé doit être adapté à la puissance délivrée par l'amplificateur. Si une puissance relativement faible est suffisante, un petit haut-parleur 8 Ω de 2...5 W avec un diamètre de 10...15 cm sera adéquat. En revanche, pour une puissance plus élevée, il vous faudra un haut-parleur 4 Ω d'une puissance d'au moins 10...15 W et une structure proportionnellement plus grande et plus robuste.

À puissance maximale, nécessitant une alimentation de 18 V, le niveau de distorsion reste minime, aux alentours de 0,15 %.

Grâce à la taille réduite du circuit imprimé, y compris le dissipateur thermique, l'utilisation de deux modules pour une version stéréo permet de conserver un design compact.

Circuit

Le cœur du circuit est le TDA2003 [1] de STMicroelectronics (voir **figure 1**). Ses perfor-

mances surpassent celles de son préde-
cesseur, le TDA2002, tout en conservant le
même brochage et toutes ses caractéris-
tiques positives : un très faible nombre de
composants externes, une facilité d'assem-
blage, une empreinte réduite, et des coûts
de réalisation moindres. Le dispositif a une
capacité de courant de sortie élevée attei-
gnant jusqu'à 3,5 A, tout en maintenant une
distorsion harmonique très faible.

Un fonctionnement totalement sécurisé est
assuré par une protection contre les surten-
sions d'entrée en courant continu jusqu'à 28 V
et une protection contre les courts-circuits
de sortie intégrée dans la puce, ainsi qu'une
protection contre les courts-circuits entre
n'importe quelle broche du circuit intégré et
la masse. De plus, la plage de fonctionnement
thermique a été étendue, comme indiqué dans
la fiche technique [1].

Le circuit électrique ne présente aucun

aspect critique. La diode D1 protège contre les inversions accidentnelles de la tension d'alimentation, tandis que C3 et C6 filtrent les éventuels bruits de ligne. Le réseau de contre-réaction formé par C5, R1, C1, R2 et R3 a été conçu spécifiquement pour garantir une sortie audio de la plus haute qualité. Le filtre composé de C7 et R4 atténue les phénomènes d'auto-oscillation dus à la charge inductive du haut-parleur, fréquents dans de nombreux amplificateurs mal conçus. Ces oscillations, si elles perdurent, peuvent entraîner la surchauffe et la destruction de IC1 en quelques minutes.

En raison de la configuration asymétrique de l'alimentation, le condensateur C2 a pour but de découpler la sortie de la tension continue - environ 50 % de V_s - présente sur la broche 4 de IC1. Maintenant que nous avons terminé la description du schéma, nous pouvons passer à la mise en œuvre pratique !

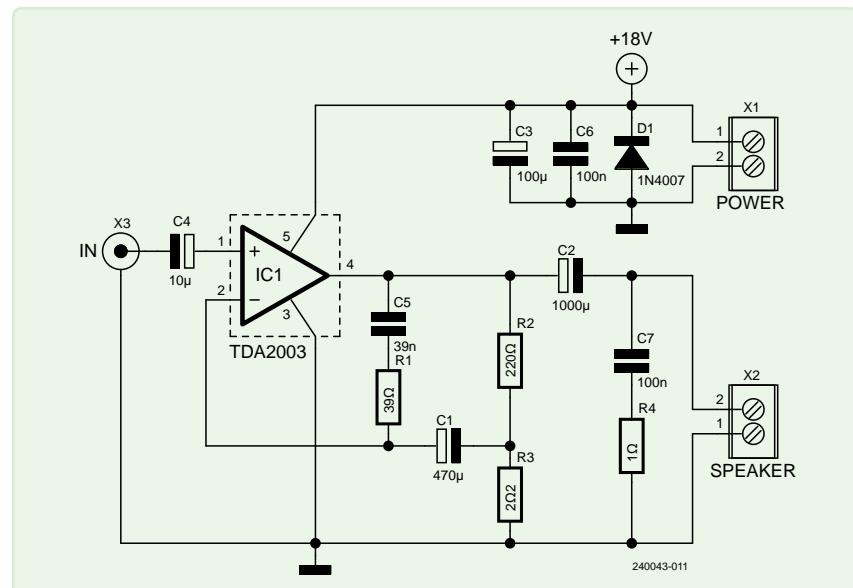


Figure 1. Schéma de l'amplificateur audio.

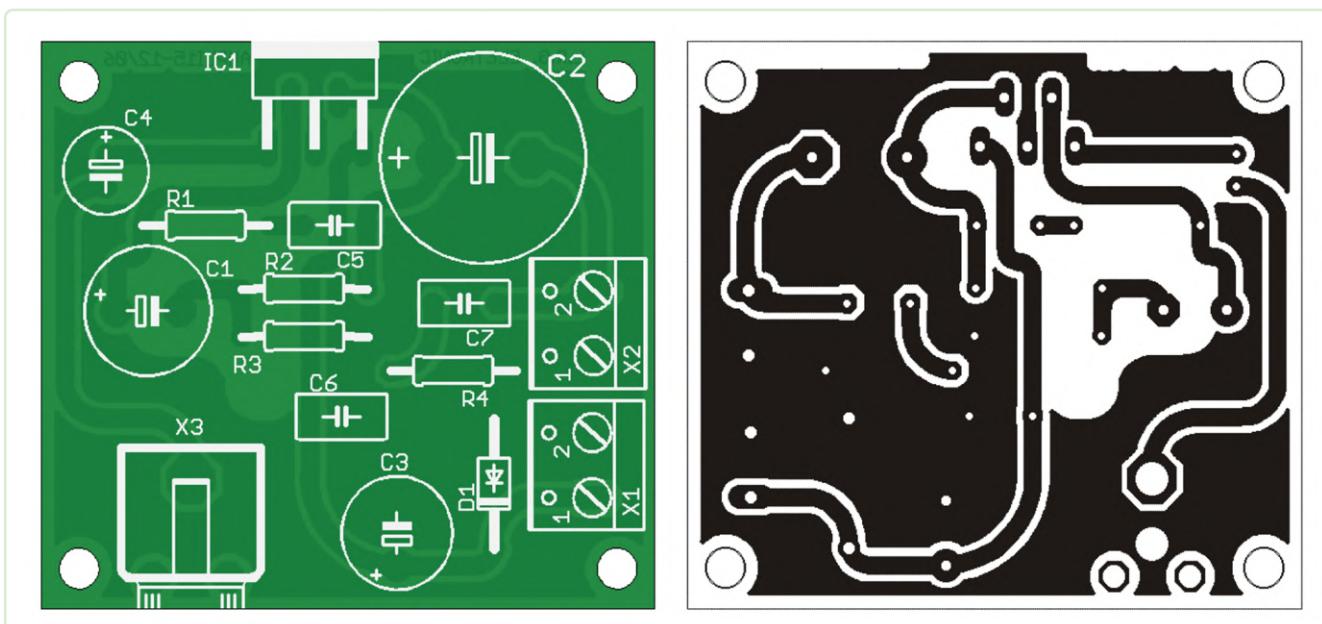


Figure 2. Circuit imprimé : côté composants (à gauche), côté à souder (à droite).

Construction

Commençons maintenant par l'assemblage de la carte, qui est simple. Le circuit imprimé est à simple face et est peuplé en utilisant la disposition indiquée dans la sérigraphie du côté gauche de la **figure 2**. Le schéma du côté des composants permet d'identifier facilement les pièces à placer, et de s'assurer de l'orientation correcte des composants polarisés. Les dessins des deux faces du circuit imprimé sont disponibles en téléchargement sur [2]. L'assemblage ne présente aucune difficulté,

même pour les novices en matière en électronique, car le circuit imprimé utilise uniquement des composants traversants montés de manière simple. Il est recommandé d'utiliser un fer à souder de faible puissance (30...40 W) avec une pointe fine, ainsi qu'une soudure de qualité d'une épaisseur de 0,7 à 1 mm. Le prototype terminé est illustré à la **figure 3**. Le dissipateur thermique est crucial dans ce circuit. Nous avons choisi un modèle efficace de 88x40x35 mm avec un rapport de dissipation thermique d'environ 4,5 K/W. Cela permet

d'assurer une utilisation continue de l'amplificateur sans que le circuit intégré n'atteigne la limite supérieure de température de sa plage de fonctionnement.

Tests

Une fois l'assemblage terminé, nous pourrions passer aux tests. La **figure 4** montre les connexions nécessaires. Nous utilisons une alimentation en courant continu - même non régulée convient - avec une tension de sortie maximale de 18 V et capable de délivrer un

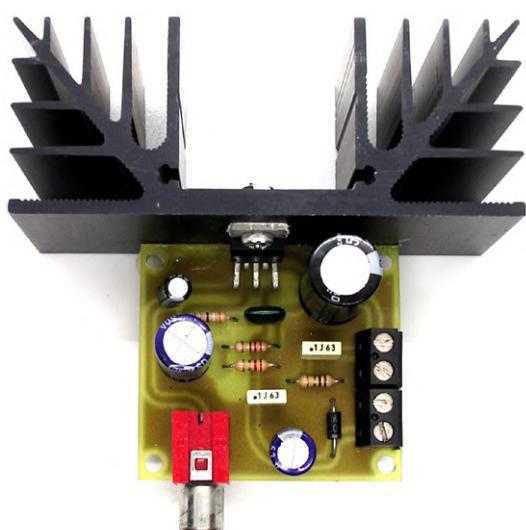


Figure 3. Vue de dessus du prototype terminé

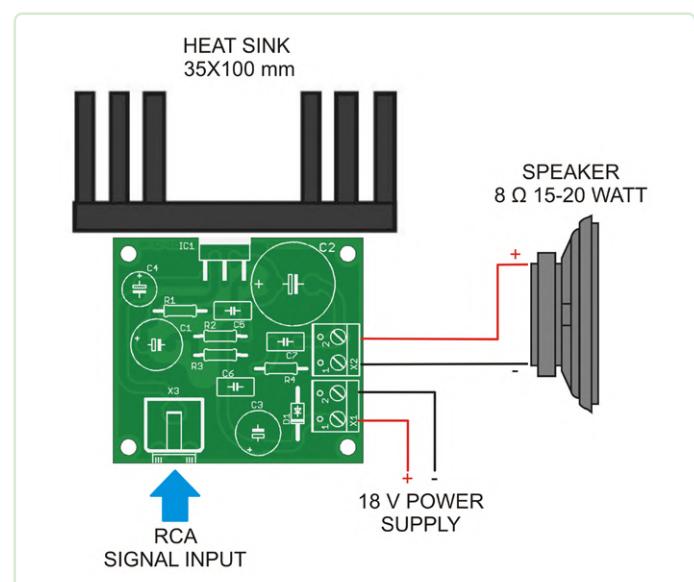


Figure 4. Le schéma de câblage simple de cet amplificateur.

24 générateur de rampe LM386

Burkhard Kainka (Allemagne)

Certains pensent que les circuits intégrés d'amplification audio sont limités à leur fonction principale. Cependant, il est possible de réaliser un générateur de rampe à base d'un simple LM386 de Texas Instruments.

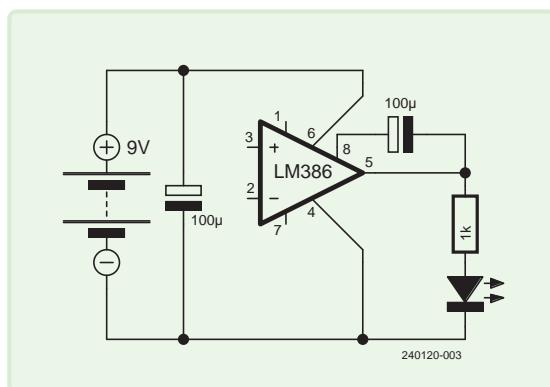


Figure 1. Un générateur de rampe simple - sans utiliser aucune des entrées habituelles des amplificateurs opérationnels.

Je suis tombé par hasard sur le montage illustré à la **figure 1**. Le LM386, utilisé habituellement comme amplificateur pour haut-parleur, sert ici de générateur de rampe qui fournit une puissance de sortie assez élevée. Le montage ne retourne pas le signal via un condensateur à l'une des entrées habituelles - 2 ou 3 - mais l'envoie plutôt à la broche 8, normalement utilisée pour le réglage du gain. Des dents de scie descendants, presque linéaires, sont produits à la sortie. Avec un condensateur de 100 μ F, on obtient une lente diminution répétitive de la luminosité de la LED (**figure 2**).

On observe un comportement similaire lorsque le condensateur de contre-réaction est connecté à la broche 3, c'est-à-dire à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur. Des oscillations se produiront. Mais le signal en dents de scie indique que l'intégrateur utilise une rétroaction négative plutôt qu'une rétroaction positive. En fait, lorsque le signal est à l'extrémité de l'intervalle négatif, le rôle de l'entrée non inverseuse est inversée et celle-ci agit comme une entrée inverseuse.

Le schéma du LM386 (voir **figure 3**) explique ce comportement : la broche 8 est directement connectée à l'émetteur du transistor Darlington situé à gauche. Bien qu'il s'agisse d'une entrée inverseuse, elle réagit d'une manière similaire lorsque le signal atteint un niveau excessif, entraînant alors l'inversement de sa fonction. 

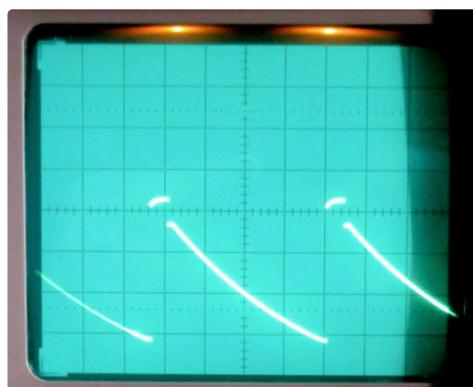


Figure 2. La forme d'onde en dents de scie visualisée avec un oscilloscope.

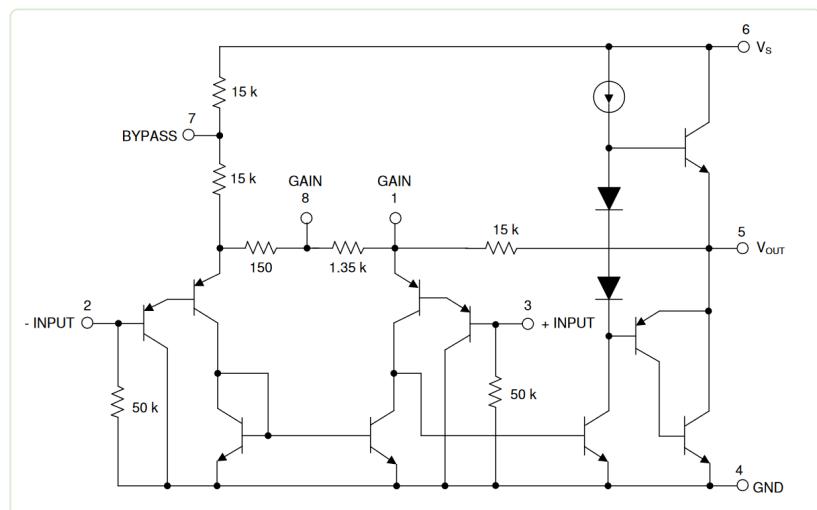


Figure 3. Schéma interne du LM386 (Source : Texas Instruments).

Questions ou commentaires ?

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

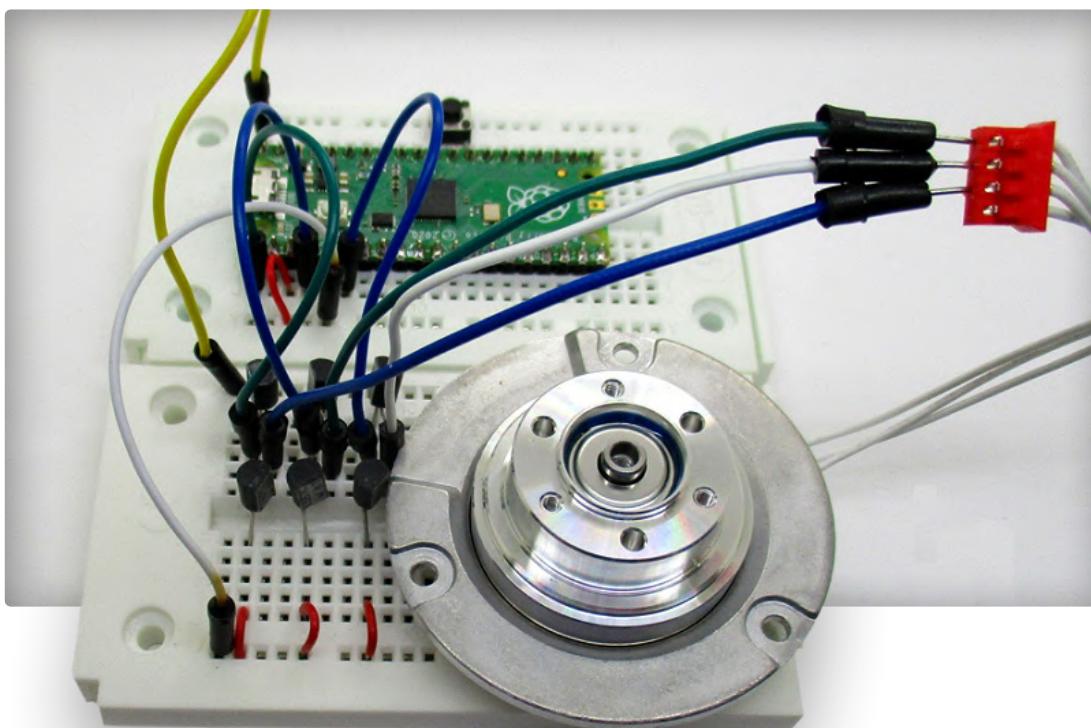
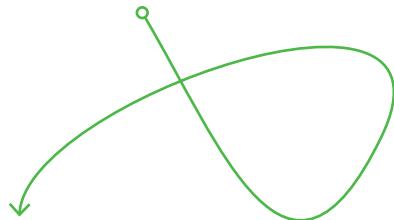
LIEN

[1] Page web de cet article : <https://elektormagazine.fr/240120-04>

25

générateur triphasé

avec Raspberry Pi Pico



Burkhard Kainka (Allemagne)

En démontant un vieux disque dur, l'auteur a découvert un moteur triphasé. Celui-ci est bien monté et fonctionne parfaitement. C'est ainsi qu'est née l'idée de le faire tourner avec un générateur triphasé.

Le moteur étant synchrone, son démarrage doit être progressif. Pourquoi ne pas construire un petit générateur triphasé soi-même ? Un Raspberry Pi Pico, qui peut être programmé avec MicroPython, convient parfaitement. Trois signaux PWM avec des phases différentes peuvent être générés.

Le circuit de commande du moteur est illustré en **figure 1**. Il inclut trois émetteurs-suiveurs complémentaires, similaires à ceux utilisés dans

les amplificateurs de puissance *push-pull*. Ici, ils doivent être contrôlés directement par les signaux PWM. L'inductance des bobines du moteur permet de réaliser un lissage du signal. Un inconvénient est la chute de tension d'environ 0,7 V par transistor, réduisant ainsi un signal PWM initial de 3,3 Vpp à 1,9 Vpp en sortie. Les bobines du moteur ayant une résistance d'environ $6\ \Omega$, permettent un courant maximal de 300 mA, ce qui est à la limite de ce que les transistors peuvent gérer.

Logiciel

Le logiciel présenté dans le **listage 1** est disponible en téléchargement sur [1]. La table sinusoïdale utilisée consiste en 16 valeurs correspondant à une oscillation complète, ce qui permet d'isoler les quatre derniers bits du pointeur d'adresse avec & 15. Les valeurs de tension générées doivent être transmises aux trois sorties PWM pour maintenir des intervalles égaux, et ainsi assurer des déphasages de 120°. Cependant, comme 16 n'est pas divisible par 3, les positions 0, 5 et 10 sont utilisées (voir **figure 2**). Cette légère imprécision dans les déphasages ne nuit pas au fonctionnement du moteur.



Listage 1. Code MicroPython.

```
#DDS4.py Motortreiber
from machine import Pin, Timer, PWM
import time

pwm0 = PWM(Pin(0))
pwm0.freq(5000)
pwm1 = PWM(Pin(2))
pwm1.freq(5000)
pwm2 = PWM(Pin(4))
pwm2.freq(5000)

tim = Timer()
x =[128,176,217,245,254,245,217,176,128,80,39,11,2,11,38,80,128]
t=0

def tick(timer):
    global t
    global f
    t += f
    t1 = int(t / 100) & 15
    t2 = (t1 + 5) & 15
    t3 = (t1 + 10) & 15
    pwm0.duty_u16(256*x[t1])
    pwm1.duty_u16(256*x[t2])
    pwm2.duty_u16(256*x[t3])

tim.init(freq=1600, mode=Timer.PERIODIC,callback=tick)

for f in range(31):
    time.sleep(0.2)
    print(f, " Hz")
while 1:
    time.sleep (1)
```

Dans la boucle, la fréquence augmente de 0 Hz à 30 Hz. À 1 Hz, le moteur présente encore des secousses visibles, mais, à partir de 5 Hz, il commence à fonctionner sans problème. La fréquence maximale atteignable est de 40 Hz, moment auquel la tension d'induction atteint un niveau équivaut à la tension générée. Pour atteindre des vitesses de rotation plus élevées, il faudrait fournir une tension plus élevée. 

240121-04

Questions ou commentaires ?

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

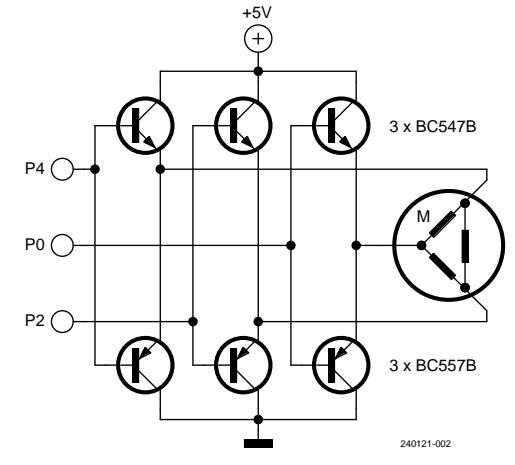


Figure 1. Le circuit est contrôlé par trois broches du Pico.

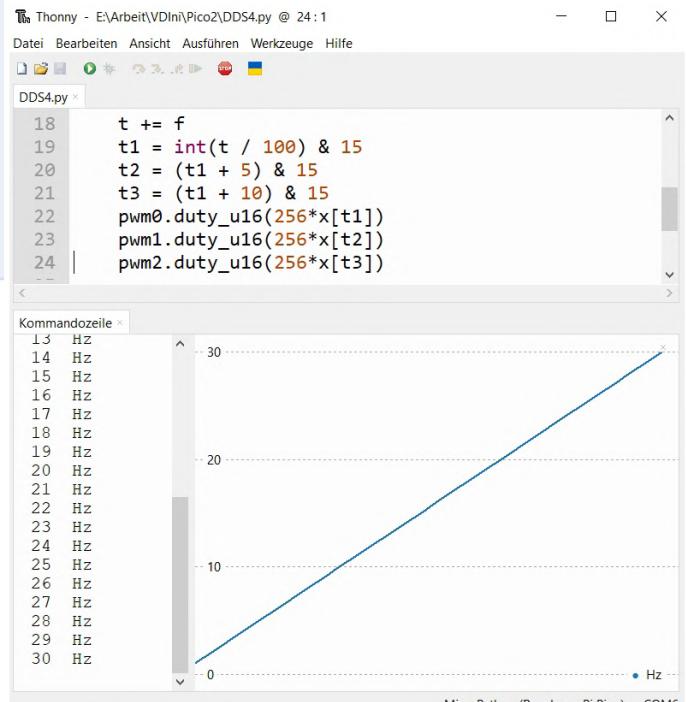


Figure 2. Dans le cadre des tests, la fréquence est incrémentée de 0 Hz à 30 Hz.

LIENS

[1] Page web de cet article : <https://www.elektormagazine.fr/240121-04>

26 ouverture de porte pour les musiciens

Jörg Trautmann (Allemagne)



Source : Adobe Stock

Vous avez encore oublié la clé de votre porte d'entrée ? Avec cet ouvre-porte, il vous suffira à l'avenir d'un peu de talent de musicien pour entrer dans votre appartement. Cette serrure de porte innovante est activée par une séquence de sons en do majeur. Jusqu'à cinq notes peuvent être chantées, sifflées ou jouées sur un instrument pour la déverrouiller. Le système reconnaît les mélodies sur quatre octaves, de 131 à 1 976 Hz, ce qui le rend compatible avec des voix et des instruments différents.

L'Arduino Nano est au cœur du circuit, qui utilise les périphériques et les composants suivants :

- Module LCD TC1604A-05 de Tinsharp
- Module Iduino ST1146 pour l'enregistrement des sons
- Relais Joy-IT COM-KY019RM pour activer l'ouvre-porte électrique
- Boutons vert, rouge et blanc pour le contrôle et la configuration
- Condensateur de 100 nF
- Résistance de 470 Ω
- Résistance de 10 k Ω
- Potentiomètre de 1 k Ω
- Diode 1N400

Le schéma de câblage de la **Figure 1** montre comment je l'ai branché. L'Arduino coordonne tout, connecté au module LCD via le bus 8 bits D5 à D12. D13 contrôle le module relais, tandis que l'entrée analogique A0 écoute le module microphone.

Il y a un point important à considérer en ce qui concerne

l'alimentation électrique. Des tests ont montré que le port USB d'un ordinateur portable fournit une tension de 5 V assez propre, et convient parfaitement à cette application. Si l'ouvre-porte est utilisé avec un chargeur USB standard, la tension continue mal lissée provoque diverses fréquences d'interférence, de sorte qu'un fonctionnement fiable n'est pas garanti. C'est pourquoi je recommande vivement l'utilisation d'une alimentation séparée de bonne qualité.

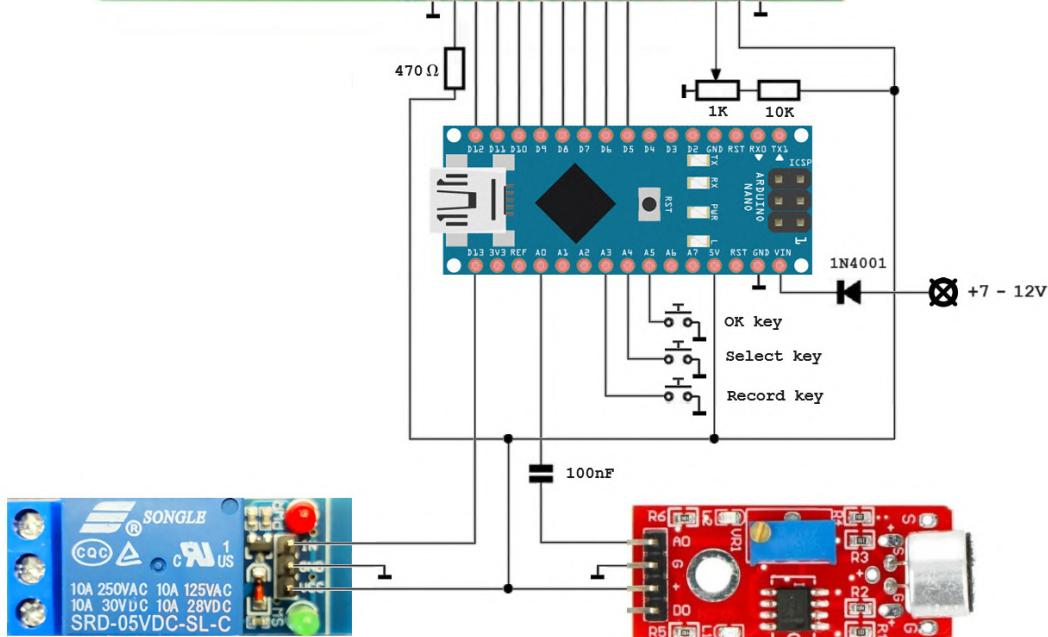
Le réglage des fréquences

Le programme Arduino est disponible sur la page *Elektor Labs* de ce projet [1]. Le signal audio basse fréquence est envoyé à l'une des entrées analogiques de l'Arduino. La première étape consiste à déterminer la fréquence de ce signal d'entrée. La méthode éprouvée utilisée ici est celle de la transformée de Fourier rapide (FFT). Vous n'avez pas à vous préoccuper du processus laborieux de création des fonctions nécessaires, car la bibliothèque *arduinoFFT* les possède déjà.

Il a fallu expérimenter pour trouver la fonction de fenêtrage la mieux adaptée à la mesure de la fréquence. Les fonctions de fenêtre de Hamming et de Hann, qui ont toutes deux une forme sinusoïdale, ont posé des problèmes. Elles conduisent toutes deux à une valeur de crête large et à de faibles oscillations secondaires. La fenêtre de Hann s'approche de zéro aux deux extrémités, ce qui élimine les discontinuités. Avec la fenêtre de Hamming, le zéro n'est pas tout à fait atteint, de sorte que le signal peut présenter de légères discontinuités. En raison de cette différence, la fenêtre de Hamming supprime mieux le lobe latéral suivant, mais est moins efficace pour supprimer tous les autres. En fin de compte, de nombreux tests ont montré que la méthode Hann est la version la plus appropriée pour mon application. La limite supérieure de la fréquence à mesurer étant de 1 976 Hz, il faut une fréquence d'échantillonnage de 4 096



Figure 1. Schéma du projet.

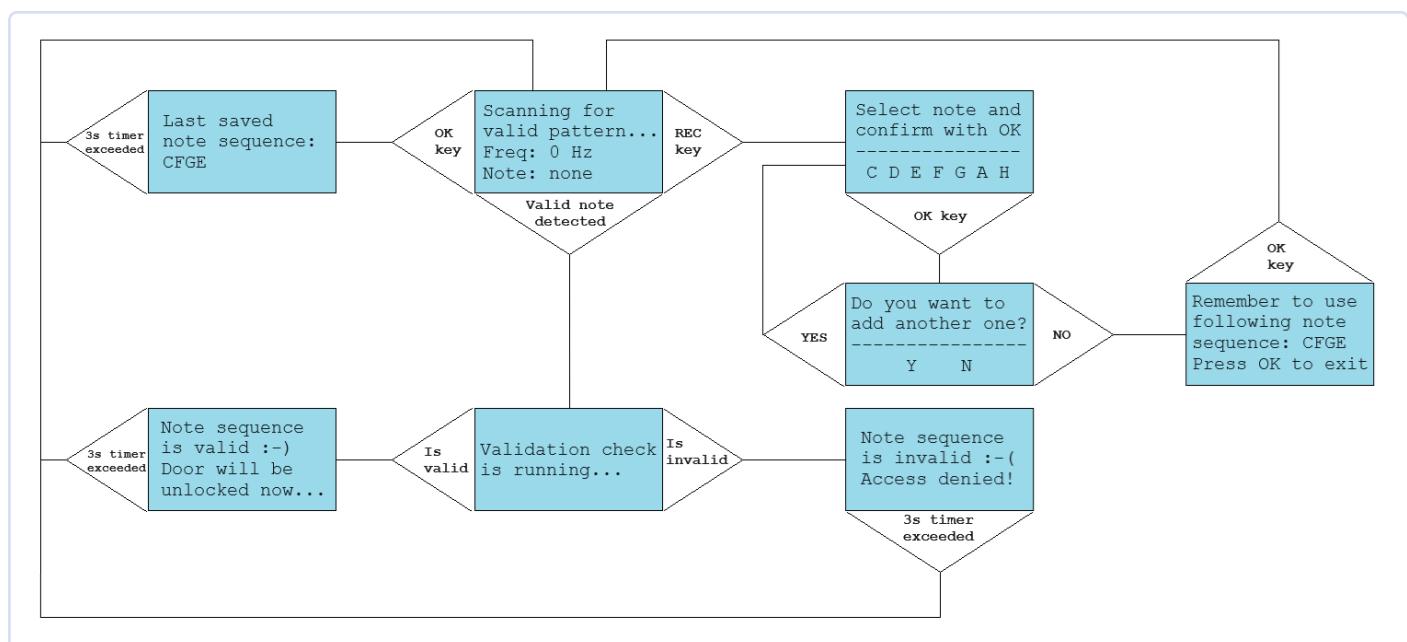


Hz, ce qui donne une valeur supérieure théorique de 2 048 Hz. Pour obtenir une bonne précision de la fréquence définie, j'ai calculé expérimentalement un facteur de correction, qui est inclus dans le calcul, comme indiqué dans le **Listage 1**.

Menu structure

Ensuite, nous devons créer une structure de menu intuitive pour faire fonctionner l'ouvre-porte. Après plusieurs versions, j'ai trouvé une solution, que vous pouvez voir dans la rubrique **figure 2**.

Figure 2. Organigramme du programme.



L'écran de démarrage initial reste en mode de balayage permanent et affiche la fréquence actuelle détectée et, si elle est disponible, la note de do majeur associée. Afin d'obtenir le taux de réussite le plus élevé possible, un écart de fréquence de ± 9 Hz est accepté. Si la première note d'une séquence mémorisée est reconnue correctement, le programme passe en mode validation et vérifie la séquence complète. Chaque tonalité doit être maintenue pendant au moins 2 secondes avant que le son suivant ne soit répété. Si le test de la séquence est réussi, un message de confirmation est lancé, le relais est activé via un port de sortie Arduino et l'ouvre-porte libère la serrure pendant environ 3 secondes. Si la validation de la séquence échoue, une note correspondante est émise et, après environ 3 secondes, le système revient à l'écran de démarrage.

Pour définir la séquence de notes, il faut appuyer sur le bouton rouge *Record*. Une boîte de dialogue apparaît, dans laquelle une note peut être sélectionnée à l'aide du bouton blanc *Select*. La sélection est confirmée par le bouton vert *OK*. Une boîte de dialogue apparaît ensuite, demandant si une autre note doit être ajoutée. La touche *Select* permet de sélectionner « *Y* » ou « *N* » et la touche *OK* permet d'appeler la boîte de dialogue suivante. Après cinq notes, la longueur maximale de la séquence est atteinte et l'écran de départ apparaît à nouveau. Si vous ne vous souvenez plus de la séquence enregistrée, vous pouvez l'afficher en appuyant sur le bouton *OK*.

Comme la séquence de notes sauvegardée doit rester disponible après une coupure de courant, elle est stockée dans l'EEPROM.

Installation et mise en service

L'affectation des broches de l'Arduino Nano est choisie de manière à ce qu'il y ait un câblage 1:1 avec le module LCD. Comme il n'y a que quelques composants, je n'ai pas utilisé de circuit imprimé et j'ai travaillé avec un câblage en fils « volants ». Le trimmer du module microphone est ajusté de façon à ce qu'une seule LED s'allume. Si vous avez une bonne voix, vous pouvez maintenant essayer la gamme de do majeur. Si une note est reconnue, elle s'affiche avec la fréquence associée. Bien entendu, il est également possible d'utiliser un générateur de sons et d'enregistrer la séquence correspondante, par exemple sur votre smartphone, afin de pouvoir la réécouter ultérieurement. Cependant, la lecture

dépend beaucoup du volume du smartphone utilisé et de la qualité du haut-parleur. En chantant directement, le volume sonore n'a pas posé de problème et la reconnaissance des notes fonctionne de manière très fiable. Une autre remarque à propos du module LCD utilisé. Au lieu du module TC1604A-05, une autre version peut également être utilisée, mais vous devrez alors adapter la ligne suivante du programme en conséquence, si le nombre de colonnes est différent :

```
lcd.begin(16, 4);  
// Initialize LCD with 16 columns and 4 rows
```

Trucs et astuces

Ce montage convient également parfaitement pour stimuler la bonne humeur lors d'une fête. Tout le monde essaie d'être un chanteur pour faire sauter le verrou acoustique récalcitrant. Et par exemple en cas de succès, une sirène retentit.

Pour illustrer le fonctionnement de ce circuit, j'ai créé une courte vidéo de démonstration [2].

VF : Laurent Rauber — 240066-04

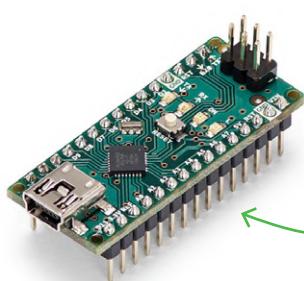
Questions ou commentaires ?

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



À propos de l'auteur

Jörg Trautmann, passionné d'électronique depuis toujours, a commencé son parcours avec une TI-99/4A de Texas Instruments au début des années 1980. Après des décennies en tant que développeur de matériel puis de logiciel chez OpenText, il a pris sa retraite en 2023. Aujourd'hui, Monsieur Trautmann partage sa passion en enseignant la soudure et la construction de circuits à des élèves du primaire. Sa carrière couvre l'évolution de l'électronique, des tubes à vide à la technologie moderne, et continue d'inspirer la génération future.



Produits

› **Arduino Nano**
www.elektor.fr/17002



Listage 1. Exemple de code.

```
// Create Fast Fourier Transformation object
arduinoFFT FFT = arduinoFFT();
// Sampling period
int samplingPeriod = 0;

...
// Count of samples
const int SAMPLES = 128;
// Sampling frequency - frequencies up to 2048 Hz can be handled
const int SAMPLING_FREQUENCY = 4096;
// Correction factor to be used for frequency calculation
const double FREQUENCY_CORRECTION_FACTOR = 0.033;
// Frequency measurement starts at 100 Hz
const int MIN_FREQUENCY = 100;

...
int getInputFrequency() {
    double vReal[SAMPLES]; // Vector for real values
    double vImag[SAMPLES]; // Vector for imaginary values

    // Cycle through the number of samples
    for(int i = 0; i < SAMPLES; i++)
    {
        // Current microseconds value
        long microSeconds = micros();
        // Save microphone input value
        vReal[i] = analogRead(ANALOG_INPUT);
        vImag[i] = 0; // Save static imaginary value
        while(micros() < (microSeconds + samplingPeriod)) {
            // Wait until time for next sample is reached
        }
    }

    // Execute Fast Fourier Transform calculations on samples
    FFT.Windowing(vReal, SAMPLES, FFT_WIN_TYP_HANN, FFT_FORWARD);
    FFT.Compute(vReal, vImag, SAMPLES, FFT_FORWARD);
    FFT.ComplexToMagnitude(vReal, vImag, SAMPLES);
    double peakFrequency =
        FFT.MajorPeak(vReal, SAMPLES, SAMPLING_FREQUENCY);
    double correctedFrequency =
        peakFrequency - peakFrequency * FREQUENCY_CORRECTION_FACTOR;

    // Convert value to integer value
    return correctedFrequency < MIN_FREQUENCY ?
        0 : round(correctedFrequency);
}
```



— LIENS —

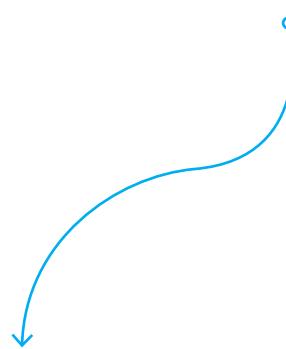
- [1] Code source sur Elektor Labs :
<https://www.elektormagazine.fr/labs/door-opener-for-musical-talents>
- [2] Vidéo de démonstration du projet : <https://youtu.be/ii9sYQETmpw>



27

classique d'Elektor : synthétiseur Surf

générateur d'ambiance océanique relaxante
(de Chhhh à Zzzz)



Clemens Valens (Elektor)

Elektor a publié au fil des ans de nombreux générateurs de bruit d'océan, allant du simple générateur de bruit au circuit élaboré doté de boutons de réglage. Celui-ci est sans doute le plus complexe, mais le son produit est très réaliste.

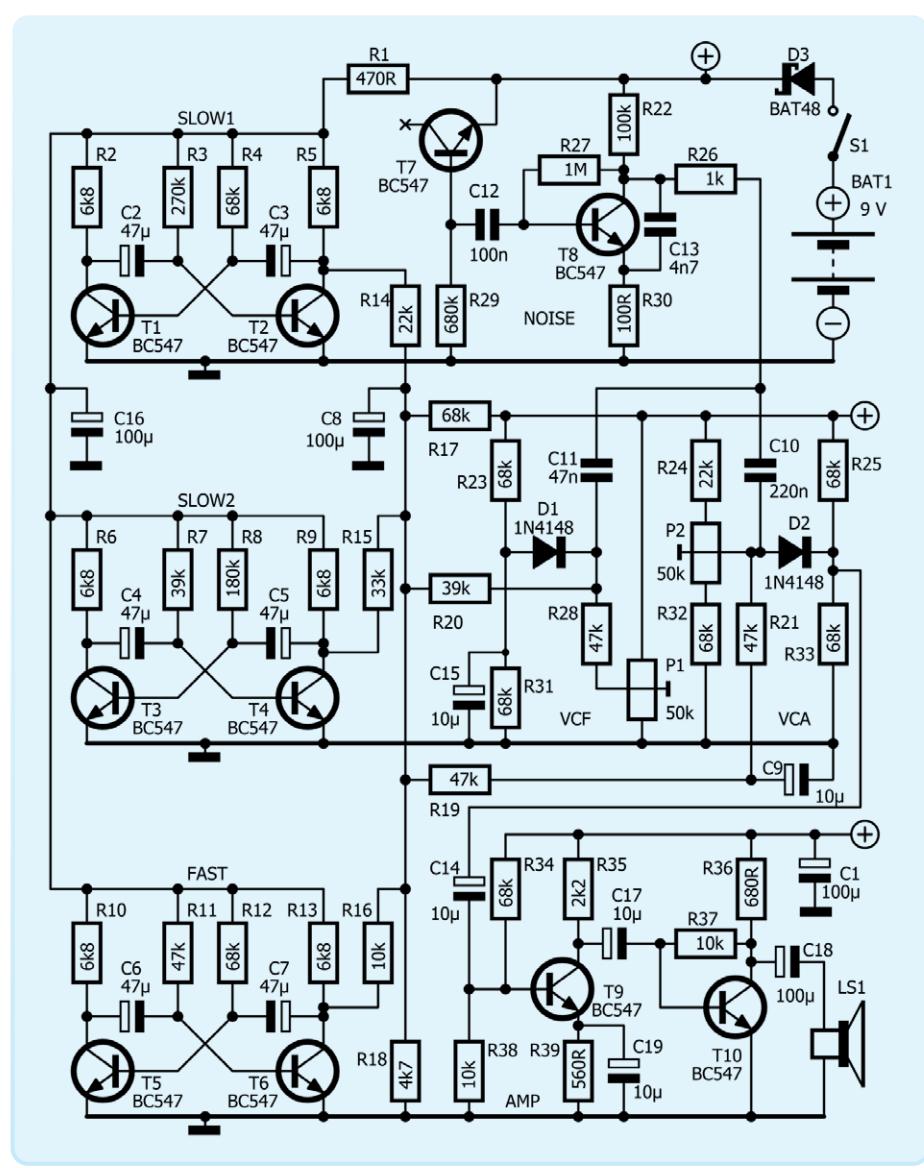


Figure 1. Le circuit utilise pratiquement toutes les résistances de la série E12. Les trois LFO (multivibrateurs astables) sont à gauche ; les sections VCF et VCA sont formées par les diodes D1 et D2.

Le synthétiseur Surf reproduit de façon convaincante le son d'un déferlement de vagues. Son circuit a été publié en février 1972 dans le magazine américain *Popular Electronics*, puis reproduit quatre mois plus tard dans le numéro d'été d'Elektor en tant que circuit célébrant les Jeux Olympiques de Munich. L'édition néerlandaise avait choisi de l'appeler « zwsaggg » [1], une onomatopée évoquant le bruit d'une vague se brisant sur le rivage. Nos collègues allemands avaient opté pour « Mwsh3g » [2] – apparemment le bruit de la mer est différent en Allemagne.

Le synthétiseur Surf figure probablement parmi les générateurs de bruit d'océan les plus complexes jamais conçus. On peut le voir comme un véritable synthétiseur de musique analogique puisqu'il adopte la technique de synthèse soustractive rendue populaire par Robert Moog et consorts (vous vous rappelez du Formant Elektor ?) Certes il ne dispose pas d'oscillateur commandé en tension (VCO), mais c'est parce qu'il a pour source sonore un générateur de bruit. Il possède par contre un filtre commandé en tension (VCF), un amplificateur commandé en tension (VCA), et trois oscillateurs à basse fréquence (LFO).

Le circuit

Le transistor T7 (fig. 1) a son collecteur en l'air et sert de générateur de bruit. T8 amplifie le signal faible, et l'envoie au filtre VCF et à l'amplificateur VCA.

Trois multivibrateurs astables (T1 & T2, T3 & T4, T5 & T6) produisent chacun un signal périodique de fréquence et rapport cyclique particuliers. Ces signaux sont combinés (R14, R15 & R16) et lissés (C8) pour créer aux bornes de R18 une tension semi-aléatoire à variation lente. Ce signal résultant module le filtre VCF et l'amplificateur VCA. Le condensateur C9 lisse un peu plus le signal de commande afin que l'amplificateur soit en retard sur le filtre, ce qui accroît le réalisme.

Le rôle des diodes

Le bruit filtré par VCF est mélangé au signal non filtré et alimente l'entrée de VCA. Ces deux sections, VCF et VCA, se servent de la caractéristique non-linéaire U-I des diodes au silicium D1 et D2 pour obtenir la commande en tension. P1 et P2 en sont les ajustables.

La sortie de VCA est amplifiée par T9 et T10 pour l'attaque d'un petit haut-parleur ou d'un casque.

Assemblage

Nous avons conçu et fabriqué un circuit imprimé pour faciliter l'assemblage du synthétiseur Surf (fig. 2). Travaillez par ordre de taille croissant : commencez par les diodes, placez ensuite les résistances, puis les condensateurs électrolytiques. Pour finir, fixez le porte-pile au dos de la carte – de préférence avec au moins un boulon et un écrou pour faciliter le retrait de la pile.

Si vous préférez le casque au haut-parleur, un trou permet le montage d'une prise audio encartable de 3,5 mm. Reliez-la à la sortie audio (face cuivre) avec deux fils – cf. Fig. 3.

L'alimentation doit être une pile de 9 V, la tension requise par le générateur de bruit – une tension inférieure le laissera muet.

Domptez l'océan

Branchez un haut-parleur ou un casque, et tournez P1 et P2 jusqu'à leur position maximale. Vous devriez entendre un bruit continu non modulé.

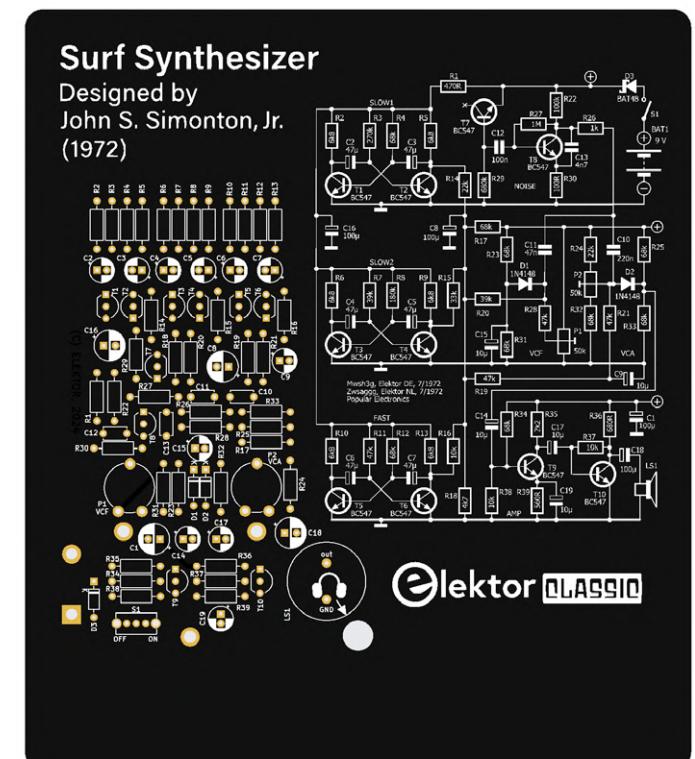


Figure 2. Le circuit imprimé du synthétiseur Surf.

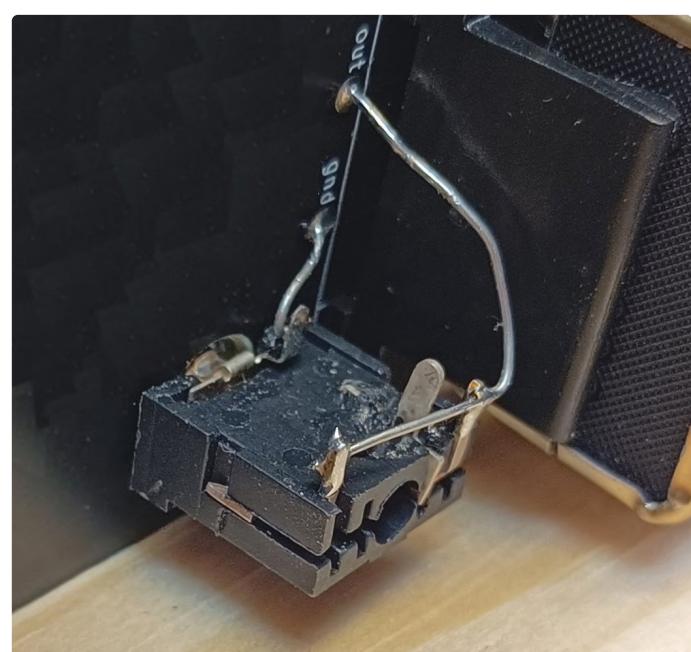


Figure 3. Montage et câblage d'une prise casque de 3,5 mm. Vous devriez pouvoir faire mieux.

Tournez P1 (VCF) dans l'autre sens pour trouver le bruit d'océan qui vous satisfait, puis servez-vous de P2 pour accentuer son réalisme. Il vous faudra sans doute jouer un petit moment avec ces ajustables avant d'obtenir le son idéal. 

VF : Hervé Moreau — 240095-04



Liste des composants

Résistances (5 %, 0,25 W)

R30 = 100 Ω
 R1 = 470 Ω
 R39 = 560 Ω
 R36 = 680 Ω
 R26 = 1 k Ω
 R35 = 2,2 k Ω
 R18 = 4,7 k Ω
 R2, R5, R6, R9, R10, R13 = 6,8 k Ω
 R16, R37, R38 = 10 k Ω
 R14, R24 = 22 k Ω
 R15 = 33 k Ω
 R7, R20 = 39 k Ω
 R11, R19, R21, R28 = 47 k Ω
 R4, R12, R17, R23, R25, R31, R32, R33, R34 = 68 k Ω
 R22 = 100 k Ω
 R8 = 180 k Ω
 R3 = 270 k Ω
 R29 = 680 k Ω
 R27 = 1 M Ω
 P1, P2 = ajustables 50 k Ω

Condensateurs

C13 = 4,7 nF
 C11 = 47 nF
 C12 = 100 nF
 C10 = 220 nF
 C9, C14, C15, C17, C19 = 10 μ F, 16 V, pas de 2 mm
 C2, C3, C4, C5, C6, C7 = 47 μ F, 16 V, pas de 2 mm
 C1, C8, C16, C18 = 100 μ F, 16 V, pas de 2,5 mm

Semi-conducteurs

D1, D2 = 1N4148
 D3 = BAT48
 T1, T2, T3, T4, T5, T6, T7, T8, T9, T10 = BC547C

Divers

BAT1 = porte-pile 9 V PP3
 K1 = haut-parleur 8 Ω , 200 mW
 S1 = interrupteur à glissière

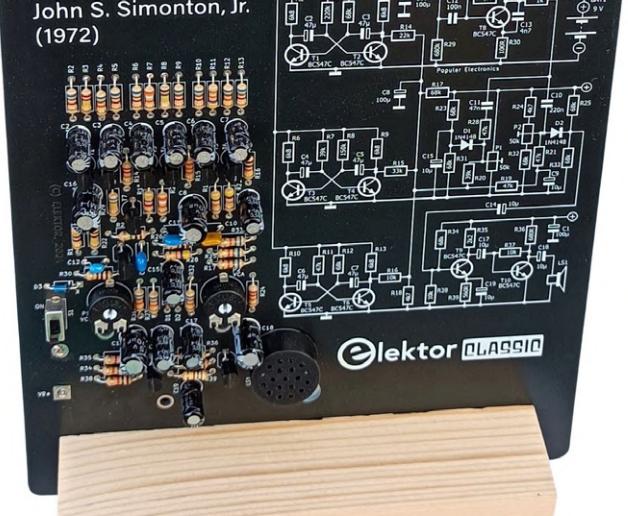


Produits

- ▶ **Kit Elektor Surf Synthesizer**
www.elektor.fr/20896
- ▶ **Kit Elektor Funny Bird**
www.elektor.fr/20523
- ▶ **Kit Elektor One-armed Bandit**
www.elektor.fr/20516

Surf Synthesizer

Designed by
 John S. Simonton, Jr.
 (1972)



LIENS

- [1] *Zeewatersportachtergrondgeluidgenerator (zwsaggg)*,
 Elektuur 7-8/1972 :
<https://elektormagazine.nl/magazine/elektor-197207>
- [2] *Mwsh3g (Meereswassersporthintergrundgeräuschgenerator)*,
 Elektor 7-8/1972 :
<https://elektormagazine.de/magazine/elektor-197207/55057>
- [3] J. S. Simonton, Jr., *Build the Surf Synthesizer*, Popular
 Electronics, February 1972, p45 :
<https://tinyurl.com/popelec7202>

28 cure de jouvence pour votre vieux chargeur (2)

ne le jetez pas, modernisez-le !

Roberto Armani (Elektor) et Walter Ribbert (Italie)

Dans la 1ère partie, nous avons vu le fonctionnement d'un chargeur de batterie à tension fixe et comment le protéger. Dans cette 2e partie, nous abordons l'ajout d'un contrôle efficace de la tension de fin de charge. Et ce, en version analogique et, numérique pour les fans du codage !

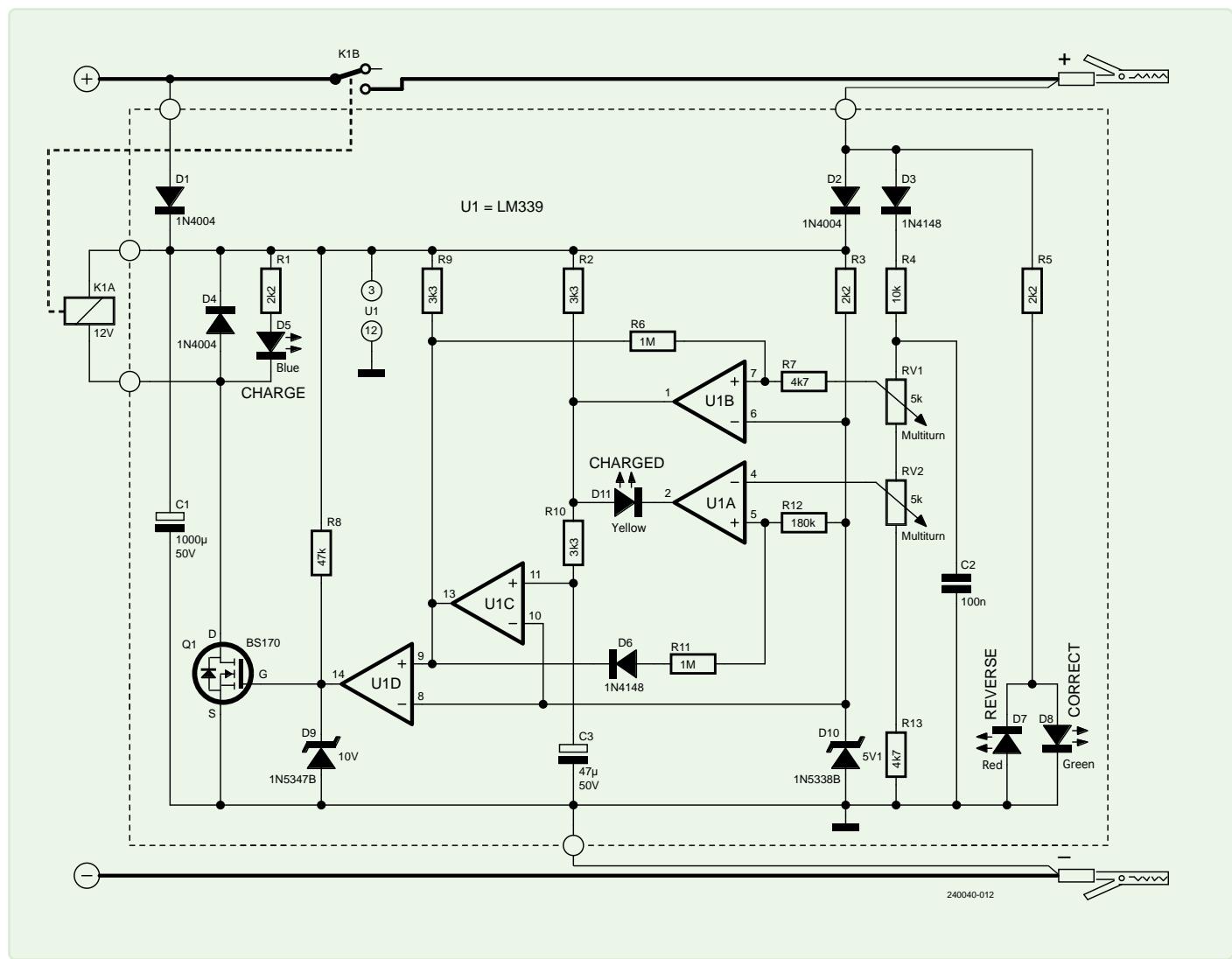


Figure 1. Schéma de la commande de tension analogique.

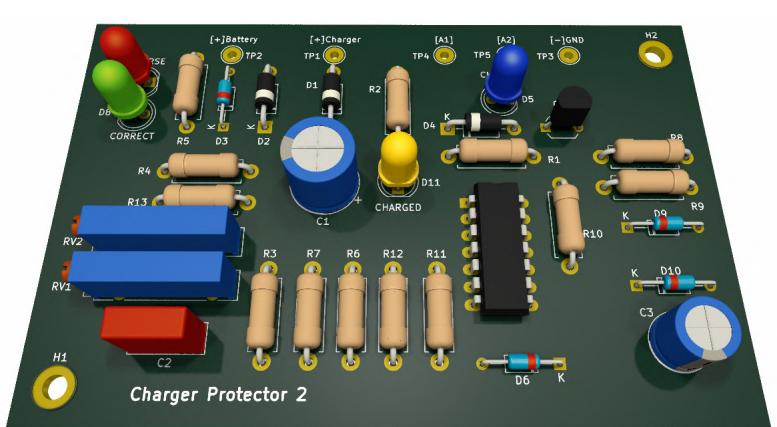


Figure 2. Rendu 3D de la carte imprimée garnie pour le projet.

Malgré l'ajout d'une protection résolvant les problèmes de sécurité posés par un chargeur de batterie, cela reste insuffisant pour garantir la bonne santé des accumulateurs chargés. C'est la raison des deux développements complémentaires.

Solution n° 2 : protection par contrôle de la tension

Cette 2^e version entièrement analogique offre la même capacité de protection que la 1^e (v. l'article précédent), mais ajoute un contrôle de tension qui stoppe la charge une fois la tension cible atteinte. Comme le montre le schéma de cette version (fig. 1), un MOSFET BS170 pilote le relais à la place du SCR.

La diode D1 permet l'alimentation du circuit par le chargeur de batterie. D2 l'alimente par la batterie, tandis que D2 et D3 protègent l'électronique de l'inversion des pinces de connexion. Les diodes D7 et D8 (option) indiquent la connexion inversée/correcte des pinces. Le système est construit autour d'U1, un ampli-op LM339 quadruple de *Texas Instruments* [1] avec des sorties à collecteur ouvert, et du relais K1 piloté par le MOSFET BS170 (Q1).

Grâce à la diode D3 (1N4148), le circuit détecte la tension de la batterie, via le diviseur de tension résistif formé par R4, RV1, RV2 et R13. U1 A et U1B comparent la tension de référence de la diode Zener D10 (5,1 V) avec les seuils fixés sur les curseurs des ajustables multitours RV1 et RV2. Ces deux comparateurs fonctionnent comme des triggers de Schmitt.

Avec R6 et R7, U1B a une hystérésis d'environ 0,2 V ; il contrôle l'activation du relais K1 et allume D5 (bleue) lorsque la tension dépasse le seuil fixé avec RV1 (> 7,5 V), par ex. 10 V, et l'éteint en dessous de 9,8 V.

Avec D6, R11 et R12, U1 A a une hystérésis d'environ 1,8 V. Il désactive le relais K1 et D5 et active D11 (jaune) lorsque la tension dépasse le seuil de RV2 (> 13 V), par ex., 14,4 V. U1A réactive K1 lorsque la tension retombe à 12,6 V env.

U1D découpe du reste du circuit l'étage qui pilote Q1, tandis que U1C a pour fonction spécifique de fermer les boucles d'hystérésis via son entrée non inverseuse (broche 11), retardée par le réseau R10/C3.

Les seuils automatiques permettent de laisser le chargeur branché à l'accumulateur en mode entretien, interrompant le processus de charge avant que celui-ci ne commence à produire du gaz (vers 14,5 V), afin de préserver les batteries soit scellées, soit inaptes à recevoir un ajout de liquide.

Avec le nouveau schéma, le fait de déconnecter les pinces quand le chargeur est sous tension provoque aussi l'ouverture du relais, mais avec une dynamique différente du précédent. Si on déconnecte la batterie, la tension pulsée du chargeur augmente jusqu'à sa valeur max., dépasse le seuil haut des comparateurs ce qui ouvre le relais ; la chute de tension qui en résulte fait franchir le seuil bas de déclenchement, ce qui confirme l'événement. Le filtre C3, R2-R10, empêche la réactivation du relais lors de la transition.

Ce circuit fonctionne avec un redresseur monoalimentation ou bialternance (pont) et il est important de ne pas monter de condensateurs électrolytiques en amont ni en aval du circuit de protection. Étudiez comment intégrer ce schéma dans le circuit du chargeur de batterie existant (fig. 1). Voyez le rendu 3D du circuit imprimé garni (fig. 2).

Réglages

Pour calibrer les seuils de déclenchement :

- Déplacer les curseurs des trimmers RV1 et RV2 vers R13.
- Avec une alimentation variable, alimenter le circuit entre TP2 [+] et TP3 [-] à la tension de charge souhaitée (par ex., 10 V).
- Régler RV1 jusqu'à ce que la LED D5 s'allume et que le relais K1 se ferme.
- Augmenter la tension à la valeur de fin de charge souhaitée (par ex., 14,8 V).
- Régler RV2 jusqu'à ce que la LED D5 s'éteigne, la LED D11 s'allume et le relais K1 s'ouvre.

La 3e version «de luxe» basée sur un microcontrôleur

Le 3e circuit, le plus performant, reproduit la fonctionnalité du 2^e, mais avec des seuils définis. Il est bâti autour



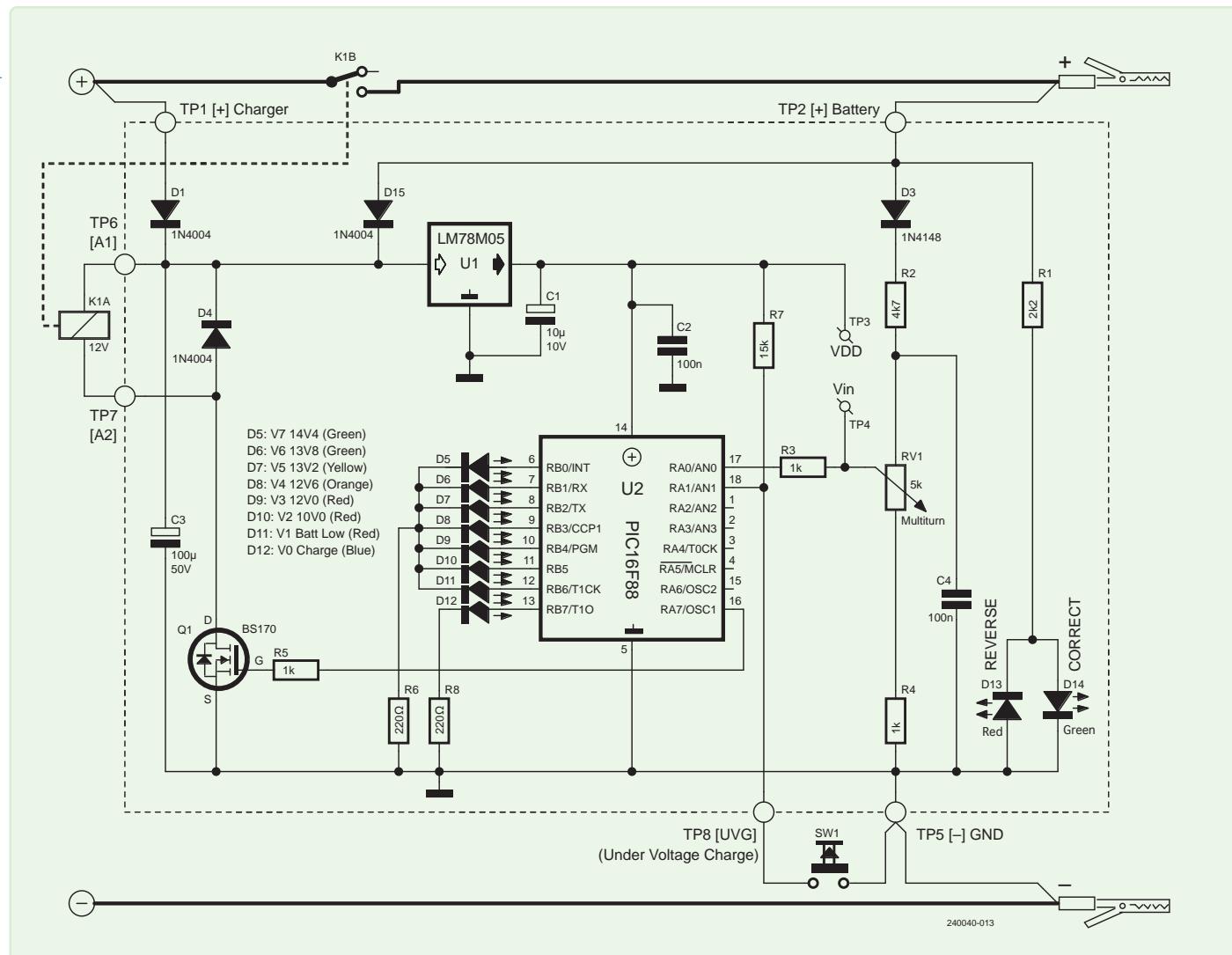


Figure 3. Schéma de la commande de tension à u contrôleur.

d'un microcontrôleur *PIC16F88* de *Microchip* qui mesure la tension de la batterie via une entrée ADC à 10 bits de résolution. L'emploi du microcontrôleur simplifie le circuit et des LED permettent de surveiller l'état de charge de la batterie ; Cela nécessite un régulateur de tension 5 V (78L05) d'alimentation. Vous trouverez ici le schéma de cette 3e réalisation (**fig. 3**) ainsi que le rendu 3D de la carte imprimée (**fig. 4**).

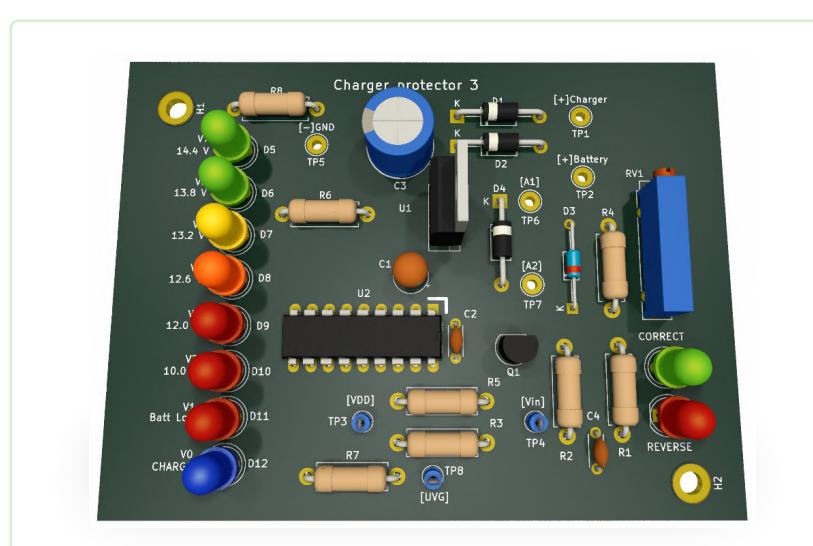
Micrologiciel

Le logiciel du contrôleur est écrit en *GCBASIC* ; il fait partie du projet *KiCad* complet téléchargeable sur [2]. Étudiez son diagramme de fonctionnement (**fig. 5**). La tension de la batterie est mesurée toutes les 10 ms : si les conditions persistent pendant au moins 500 ms, la batterie est connectée en fermant le relais de commande ; elle est déconnectée dès qu'une valeur décroissante est détectée pour garantir la sécurité lors des transitoires. Les principaux seuils de connexion / déconnexion sont les suivants :

- connexion à 10 V, avec hystérésis de 0,2 V
 - déconnexion à 14,8 V environ, avec une hystérésis de près de 2 V

Jusqu'à 10 V, la LED D11 (V1, *Batt Low*) reste allumée, au-delà et jusqu'à 14,8 V, le relais et la LED D12 (V0, *Charge*) sont alimentés et, en même temps, l'une des LED D10 à D5 est allumée en permanence selon la tension réelle mesurée sur les pinces de la batterie. Quand cette tension dépasse 14,8 V, le relais s'ouvre, la LED de *charge* s'éteint, la tension de la batterie

Figure 4. Rendu 3D de la version à microcontrôleur. Avec un bon espacement de LED, il est possible de monter la carte à même le panneau ; sinon, elles peuvent être câblées comme dans le 1^{re} article



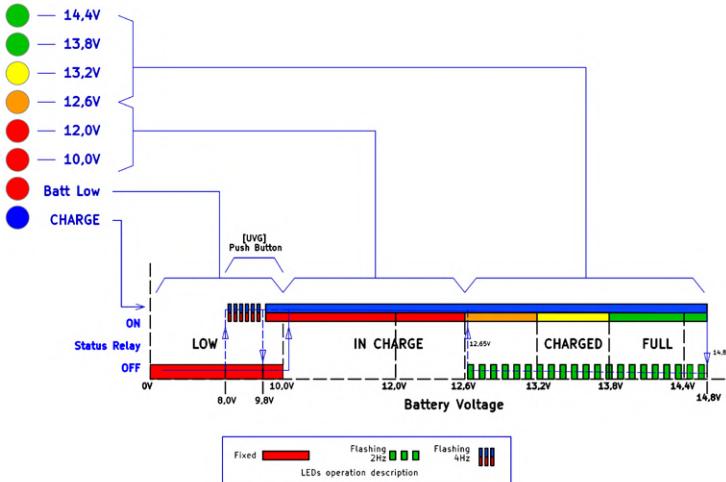


Figure 5. Diagramme fonctionnel de la logique de contrôle de la charge.

Lors du 1^{re} cycle de charge, les LED 10 à 14.4 V s'allument en continu, selon le niveau de charge. Le seuil de charge max. de 14.8 V une fois atteint, elles clignotent pour signaler la charge complète de la batterie et le passage en mode entretien de l'appareil.

Figure 6. Enfin un intérieur soigné ! La carte de commande et le relais ont trouvé place. De plus, le fil de terre du câble d'alimentation est câblé.

commence à baisser lentement et les LED D5 à D8 commencent à clignoter à une fréquence d'environ 2 Hz, en suivant cette baisse.

Dès que la tension de la batterie descend à 12,7 V env., la LED de charge s'allume et le relais se ferme, le cycle de charge reprend avec l'allumage séquentiel des LED. L'hystérésis de 0,2 V au seuil initial de 10 V sert à éviter toute oscillation du relais en raison des fluctuations de la tension de la batterie. De 10 à 9,8 V, le relais reste fermé, la LED de charge reste allumée, en plus de la LED Batt Low.

Rappel : la tension de déclenchement de 10 V est une tension seuil «indicative» d'évaluation de l'état d'une batterie. En cas de décharge profonde, pour juger de sa bonne santé ou non, il est toujours conseillé d'effectuer un cycle de charge complet et d'évaluer sa capacité réelle immédiatement après à l'aide d'un testeur adéquat. Pour ces cas limites, nous avons prévu le bouton de contact momentané optionnel SW1 (UVG, Under Voltage Charge). Il permet d'activer manuellement le relais dès 8 V de tension de batterie.

Il faut le maintenir enfoncé jusqu'à ce que la batterie

atteigne 9,8 à 10 V. Alors, non seulement le relais se ferme, mais les LED Charge et Low Batt clignotent à 4 Hz, indiquant l'état temporaire. S'il est relâché avant, le circuit se réinitialise immédiatement à son seuil par défaut ; Presser le bouton n'a aucun effet si la tension de la batterie est < 8 V ou > 10 V.

L'entrée d'échantillonnage de ce circuit est alimentée uniquement par la liaison Kelvin, à travers un long fil provenant de la borne [+] de la batterie. C4 élimine le bruit électrique que cette liaison pourrait capter.

En raison de la gestion logicielle du temps d'activation, ce circuit est plus tolérant à la présence de capacité montée en amont ou en aval du contact du relais ; cependant, étant donné leur totale inutilité, mieux vaut ne pas les installer et suivre le schéma (fig. 3) pour l'intégration de ce circuit dans le chargeur.

Réglages

Bien que les seuils soient fixes, la compensation des écarts de tolérance des composants exige un réglage. Pour assurer une lecture correcte des seuils, il consiste à aligner la tension de référence de l'ADC (la VDD d'alimentation du microprocesseur) sur la tension maximale mesurable de la batterie (pleine échelle), fixée à 15,00 V. À cet effet, amener le curseur du trimmer RV1 jusqu'à R4, alimenter le circuit entre TP2 [+] Battery et TP5 [-] GND sous 15,00 V, ajuster RV1 et mesurer simultanément avec un DVM 0,00 V entre TP3 [VDD] et TP4 [Vin]. Ceci compense automatiquement tout écart possible entre la tension de sortie théorique de 5 V du régulateur de tension et la tolérance des valeurs des résistances du diviseur d'entrée.

Malgré cet étalonnage, un facteur d'incertitude subsiste : la chute de tension de la diode D3 (1N4148), dont la valeur type est supposée être de 0,6 V env. Pour déterminer la valeur en bits correspondant à la tension de seuil attendue avec un ADC 10 bits, la formule suivante est utilisée :

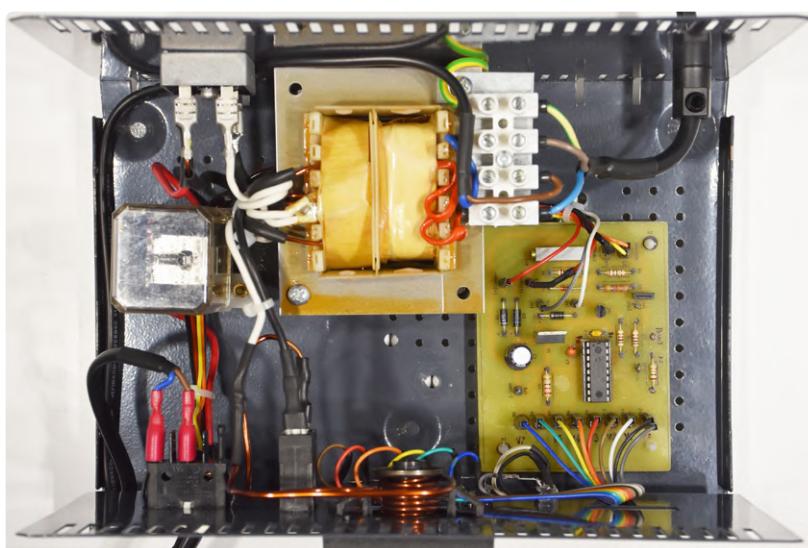
$$bit(value) = \left(\frac{(V_{threshold} - V_{D3})}{(15V - V_{D3})} * 1023 \right)$$

La tension à pleine échelle est de 15 V - V_{D3} (0,6 V pour 1N4148), par ex. :

$$bit(value) = \left(\frac{(10V - 0,6V)}{(15V - 0,6V)} * 1023 \right) = 667bit$$

Intégration dans le chargeur de batterie

Comme vu dans l'article précédent, l'espace à l'intérieur de l'appareil n'est pas bien utilisé et ne se prête pas à notre modernisation. C'est pourquoi (voir fig. 6), nous



avons déplacé le transformateur à une position plus pratique, puis les connexions au commutateur 6/12 V ont été supprimées, éliminant ainsi la liaison avec la prise centrale de l'enroulement secondaire du transformateur et l'isolant. Nous avons remplacé le câble secteur d'origine par un câble standard à trois conducteurs, avec ajout de la connexion de terre de sécurité au châssis. Nous avons ensuite percé les trous des différentes LED et appliquée des étiquettes idoines sur le panneau avant. Nous avons transformé l'interrupteur 6/12 V d'origine en interrupteur principal ON/OFF. Le relais d'alimentation a pris place près du pont redresseur. Nous avons placé la carte imprimée pour faire un câblage aux (nombreuses) LED aussi clair que possible. Contemplez le résultat (fig. 7) ! Nous avons connecté les minces fils rouge et noir de détection Kelvin des pinces de batterie aux entrées respectives de la carte du microcontrôleur.

Avant de brancher les pinces...

! Remarque : il faut savoir qu'en cours de charge, une batterie au plomb dégage un mélange hautement explosif d'hydrogène et d'oxygène. Il est donc essentiel de respecter les règles de sécurité et de toujours travailler en ambiance bien ventilée. Avant de brancher les pinces aux bornes de la batterie, vérifiez si votre garage (ou atelier) est conforme. En outre, si vous ne connaissez pas les caractéristiques du système électrique de votre voiture ou moto, mieux vaut procéder à une charge hors ligne (c.-à-d. débrancher la batterie avant de procéder). 

VF : Yves Georges — 240040-B-04

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

➤ **Owon HDS242 Oscilloscope 2 voies (40 MHz) + Multimètre**
www.elektor.fr/20415

➤ **Microchip MPLAB PICkit 5 débogueur/programmateur in-circuit**
www.elektor.fr/20665



▲
Figure 7. Le chargeur de batterie modernisé en cours d'essai. Notez le courant de démarrage élevé et la pince CC de mesure du courant.

À propos de Walter Ribbert

Né à Turin en 1957, Walter Ribbert a étudié l'électromécanique et l'électronique industrielle et a commencé à travailler comme apprenti dès ses 17 ans. Il est aujourd'hui retraité après 43 ans de carrière comme concepteur électrique et électronique, sans jamais cesser d'apprendre, dans une grande entreprise industrielle (automatisation et robotique). Ayant plus de temps libre, il s'est remis à étudier pour le plaisir les mathématiques et la physique et continue à «jouer» avec des appareils électromécaniques et électroniques comme un gamin. Une vraie passion ne meurt jamais !



À propos de Roberto Armani

Roberto Armani est ingénieur en électronique. Après ses études au Politecnico di Milano, il acquit plus de 35 ans d'expérience dans divers secteurs. Avant de rejoindre l'équipe d'Elektor comme rédacteur en chef, il a travaillé dans l'industrie informatique, l'imagerie électronique, les télécoms, les équipements d'essai des matériaux et la publication sur le web. Outre l'électronique, il adore écouter (et chanter) de la musique classique et randonner en montagne.



LIENS

- [1] Fiche technique du LM339 :
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm339-mil.pdf>
- [2] Ce projet sur Elektor Labs :
<http://www.elektormagazine.fr/labs/pimp-my-car-battery-charger>



29 surveillance du courant d'une lampe avec Raspberry Pi Pico

Burkhard Kainka (Allemagne)

Dans les voitures et les motos, la défectuosité d'un feu indicateur de direction est signalée par le clignotement accéléré de l'autre feu. Quel est le circuit à l'origine de ce phénomène ?



J'étais sur le point de passer le contrôle technique de ma moto lorsque j'ai remarqué que le clignotant avant gauche ne fonctionnait pas correctement lors de mon essai. Le voyant de contrôle se mettait alors à clignoter plus rapidement. Ce même mécanisme s'observe également dans les voitures : si une lampe est défectueuse, l'autre se met à clignoter plus vite pour signaler la panne. Bien que mon problème, dû à une mauvaise connexion de câble, soit maintenant résolu, cela m'a rendu curieux de comprendre comment les systèmes de signalisation contrôlent réellement les lampes. J'ai voulu redévelopper un modèle similaire.

Nous utilisons ici une lampe à incandescence de 6 V/0,1 A, qui est commandée par un transistor NPN (BC547B). La fiche technique du transistor présente des courbes intéressantes (voir **figure 1**) indiquant que la tension de la base augmente avec le courant de charge. Cela signifie que vous pouvez mesurer la tension sur la base et tirer des conclusions sur le courant de charge. À 100 mA, la tension sur la base est au moins 200 mV plus élevée que celle observée en absence de

courant de collecteur, c'est-à-dire lorsque la lampe est grillée. Alors, le transistor sert également de capteur de courant. J'ai construit le montage présenté en **figure 2** sur une plaque d'essai (**figure 3**). Le tout est contrôlé par un Raspberry Pi Pico. Les impulsions de clignotement sont générées au niveau de la broche GP13, et l'ADC2 (GP28) surveille la tension de la base. Si la lampe est défectueuse ou retirée de son support, cela se manifeste par chute de la tension de la base. Ensuite, la LED intégrée sur la carte Pico, qui est contrôlée via la broche GPIO GP25, clignote à une fréquence double. Le code Python est présenté dans le **listage 1** et peut être téléchargé via [1].

240122-04

Questions ou commentaires ?

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

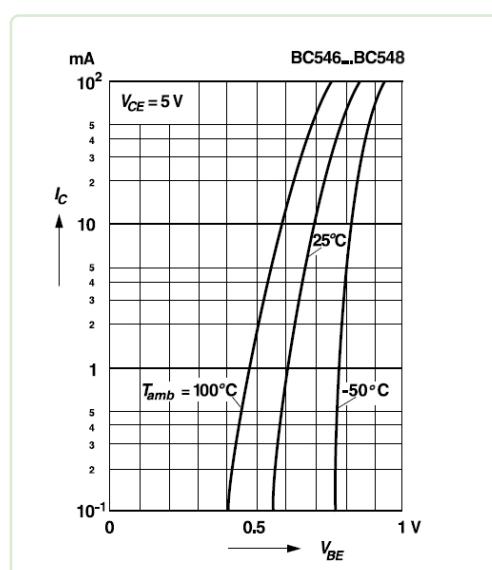


Figure 1. D'après la fiche technique du transistor : la tension de la base augmente avec le courant de charge (Copyright Vishay Intertechnology, Inc.)

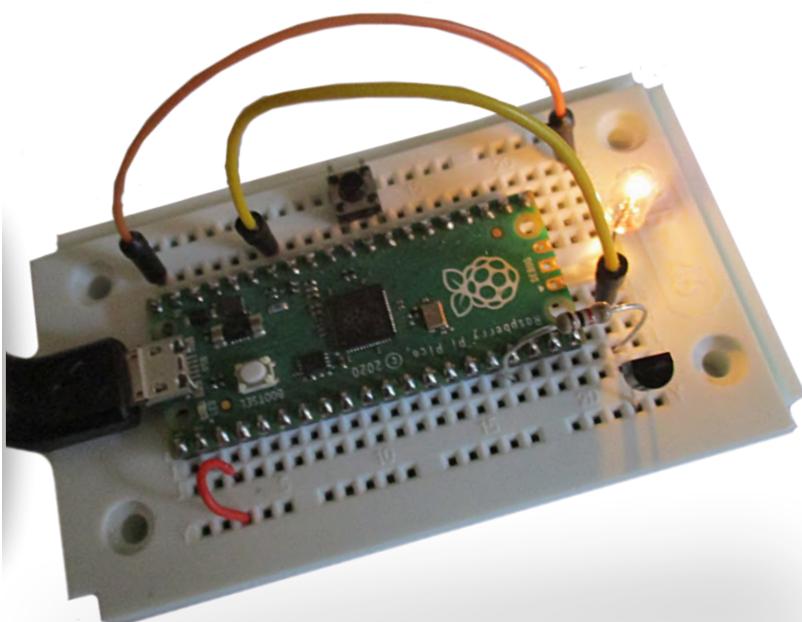


Figure 2. Circuit de mesure.

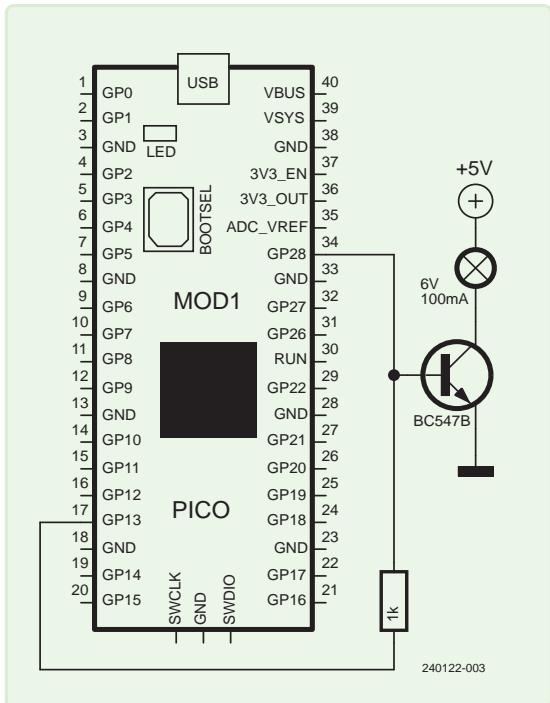


Figure 3. Le Raspberry Pi Pico mesure la tension de la base à l'entrée AD2.

Listage 1. Code Python.

```
#Blinker.py with lamp monitoring
from machine import Pin
import time
```

```

u2 = machine.ADC(2)
ad_in = Pin(28, Pin.IN)
led = Pin(25, Pin.OUT)
lamp = Pin(13, Pin.OUT)

while True:
    t=0.5
    lamp.value(1)
    u=u2.read_u16()//20 # Above approx. 950 mV
    print(u)
    if u<825:           # 750 mV with no load
        led.value(1)
        t=0.25
    time.sleep(t)
    led.value(0)
    lamp.value(0)
    time.sleep(t)

```

LIEN

[1] Page web de cet article : <https://elektormagazine.fr/240122-04>

ECI News

La plateforme d'information de l'électronique



ECI News est la plateforme d'information française de l'électronique aux côtés des portails européens eeNews Europe, eeNews Embedded Europe et Microwave Engineering Europe édités par European Business Press.

Abonnement gratuit

www.ecinews.fr/abonnement



www.ECInews.fr

e-choppe Elektor

des produits et des prix surprenants

L'e-choppe Elektor a évolué. D'abord simple commerce de proximité pour nos productions (livres, magazines, kits et modules), c'est désormais une boutique en ligne bien rodée

qui propose des produits surprenants à des prix très étudiés. Ce sont les produits que nous aimons et testons nous-mêmes. Si vous avez une suggestion, n'hésitez pas : sale@elektor.fr.



Aoyue Int 866 (3-en-1) Station à air chaud pour CMS

Aoyue Int 866 est une station de retouche 3-en-1 contrôlée par microprocesseur, conçue pour répondre à tous vos besoins en matière de réparation et de brasage. Elle combine un pistolet à air chaud, un fer à souder, un préchauffeur et un capteur externe, ainsi qu'un support de pistolet à air chaud intégré dans un ensemble complet.

Prix : ~~199,95 €~~

Prix spécial : 159,95 €

www.elektor.fr/20783

Pironman 5 Mini PC Boîtier pour Raspberry Pi 5



Améliorez votre Raspberry Pi 5 avec le Pironman 5, construit en aluminium robuste, avec un refroidissement supérieur, un support SSD NVMe M.2, un écran OLED, un éclairage RVB, des ports HDMI standard x2 et un interrupteur d'alimentation sécurisé. Il est parfait pour les NAS, Home Assistant, Media et Game Centers. Le Pironman 5 n'est pas seulement un boîtier ; il s'agit d'une mise à niveau qui transforme votre Raspberry Pi 5 en un appareil puissant, efficace et élégant.

Prix : 74,95 €

Prix (membres) : 67,46 €

www.elektor.fr/20916



Arduino Plug and Make Kit

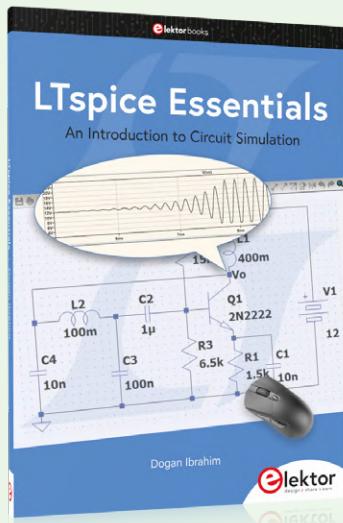


Prix : 94,95 €

Prix (membres) : 85,46 €

www.elektor.fr/20920

LTspice Essentials

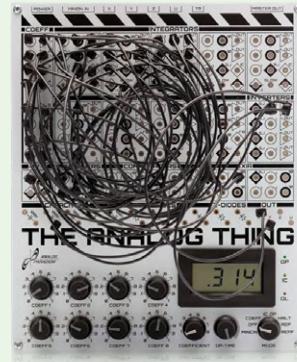


Prix : 34,95 €

Prix (membres) : 31,46 €

www.elektor.fr/20907

The Analog Thing (THAT) L'ordinateur analogique



Prix : 499,00 €

Prix (membres) : 449,10 €

www.elektor.fr/20918

Carte de développement QuecPython EC200U-EU C4-P01



Prix : 69,95 €

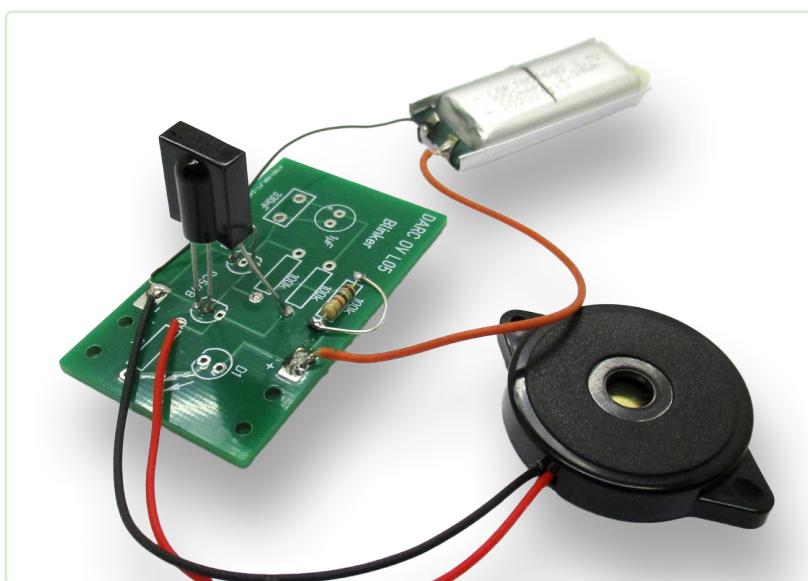
Prix (membres) : 62,96 €

www.elektor.fr/20894

30 télégraphie infrarouge

Burkhard Kainka (Allemagne)

L'auteur a construit cet émetteur/récepteur IR simple pour l'utiliser lors des séances de pratique du code Morse de son club de radio amateur. Le récepteur s'avère également utile pour le test d'un vaste éventail de télécommandes IR.



▲
Figure 1. Récepteur de lumière infrarouge pour les séances de pratique du code Morse (construit ici sur un circuit imprimé provenant d'un autre projet).

Le récepteur (figure 1) consiste en un récepteur/démodulateur IR intégré TSOP31236 pour des signaux de 36 kHz. Un transducteur piézo est directement connecté à sa sortie. En plus de détecter les signaux IR en Morse, ce récepteur vous permet de vérifier si la télécommande de votre téléviseur ou de votre système audio fonctionne. De plus, vous pouvez vérifier le niveau de bruit ambiant en relation avec les signaux IR de 36 kHz. Si des tubes fluorescents sont allumés à proximité, vous entendrez des grésillements intermittents provenant du récepteur. L'émetteur Morse (figure 2) active et désactive un signal porteur IR de 36 kHz à l'aide d'un bouton-poussoir. Le signal porteur est modulé par un signal de 800 Hz qui est récupéré après démodulation et transmis à un émetteur piézoélectrique. Des tests effectués avec un générateur de signaux et une LED IR ont montré qu'il est préférable de limiter la durée des impulsions du signal IR de

36 kHz à environ 10 cycles pour assurer une réception optimale. Cela permet d'éviter une atténuation inutile due au contrôle automatique de gain du récepteur. Ces impulsions de 10 cycles, d'une durée de 280 µs, ont un taux de répétition de 800 Hz et se poursuivent pendant que l'émetteur est activé. La période du signal de modulation de 800 Hz est de 1,25 ms.

Circuit

Le schéma du circuit est présenté à la figure 3. Il est assez difficile de trouver ou même de construire un interrupteur adapté qui puisse être utilisé comme clé Morse. C'est pourquoi nous avons intégré un capteur tactile capacitif sur le circuit imprimé. Le principe est simple : la broche du port qui lit le capteur est initialement configurée en sortie et mise à 0, de sorte que toute charge sur le capteur est dissipée à la masse. Pour effectuer une mesure, la broche du port est ensuite configurée en une entrée avec une résistance *pull-up* interne. Le contrôleur mesure alors le temps nécessaire pour que la tension sur cette broche atteigne un niveau suffisamment élevé pour passer à l'état haut (1). Cela prend normalement moins d'une microseconde. Lorsqu'un doigt touche la pastille de détection, il a pour effet d'augmenter la valeur de la capacité à cette entrée, cela augmente la capacité à l'entrée, ralentissant ainsi le temps de montée du signal et indiquant que la touche Morse est pressée.

Presque tous les petits microcontrôleurs sont capables d'effectuer ces tâches de base. J'ai choisi l'ATtiny202 parce qu'il peut être programmé via sa broche UPDI et qu'il ne nécessite qu'un programmeur très simple constitué d'un convertisseur USB-série et d'une simple résistance.

Logiciel

J'ai développé le logiciel (listage 1) en utilisant Visual Studio Code, PlatformIO, et l'EDI Arduino. Vous pouvez le télécharger depuis [1]. Dans la boucle main, le capteur tactile est évalué en mesurant le temps de charge *t*. Si ce dernier dépasse 1, une série de dix impulsions de



Listage 1. Croquis Arduino.

```
//IRCW202, Touch PA1, IR-LED PA3
#include <Arduino.h>
char t=0;

void setup() {
  PORTA.DIRSET = 0x08;      //Output PA3
  PORTA.DIRSET = 0x02;      //Output PA1
  PORTA.PIN1CTRL = 0x08;    //Pullup PA1
}

void loop() {
  t=0;
  PORTA.DIRCLR = 0x02;

  while(!(VPORTA.IN & 0x02)){
    t++;
  }

  PORTA.DIRSET = 0x02;

  if (t>1){
    for(char n=0; n<10; n++){
      PORTA.OUTSET = 0x08;
      delayMicroseconds (3);
      PORTA.OUTCLR = 0x08;
      delayMicroseconds (21);
    }

    delay(1);
  }
}
```

36 kHz est générée. Chaque impulsion reste à l'état haut pendant environ 3 µs et à l'état bas pendant environ 21 µs. De plus, il est essentiel de tenir compte du temps d'exécution du code estimé entre 3 à 4 µs pour chaque période d'impulsion pour maintenir précisément la fréquence du signal porteur à 36 kHz. Un délai supplémentaire de 1 ms, combiné à la durée de la série d'impulsions de 280 µs, établit la fréquence de modulation de 800 Hz pour la porteuse. Ce signal modulé est généré tant que le doigt reste sur les pastilles de contact.

Circuit Special 2024

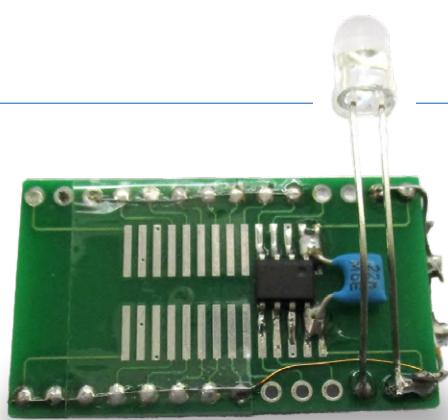


Figure 2. L'émetteur IR est construit sur une carte de prototypage CMS.

Vous pouvez charger le programme compilé, *firmware.hex*, sur l'ATTiny402 avec l'outil *pymcuprog.exe*, sans nécessité de modification préalable. Il est possible de déterminer expérimentalement la taille et la forme des pastilles des capteurs tactiles. Dans notre prototype, les rangées de pavés tactiles sont protégées par un ruban adhésif transparent pour prévenir tout contact direct avec le doigt. ↵

240123-04

À propos de l'auteur

Burkhard Kainka (*b-kainka.de*) est un radioamateur qui a écrit de nombreux livres et articles publiés par Elektor, couvrant un large éventail de sujets. Après avoir enseigné la physique pendant de nombreuses années, il se consacre désormais à sa carrière de développeur de systèmes et d'auteur indépendant.

Questions ou commentaires ?

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

LIEN

[1] Page web de cet article:
<https://elektormagazine.fr/240123-04>

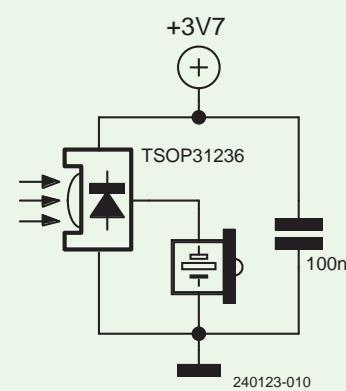
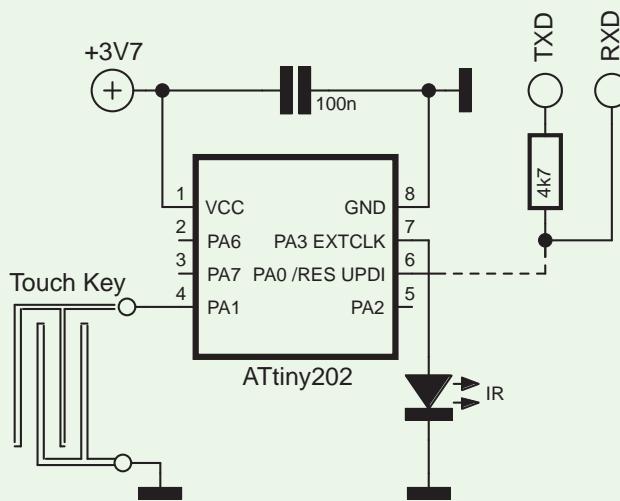


Figure 3. Le schéma de circuit du récepteur est basé sur la puce réceptrice IR TSOP31236 pour les signaux de 36 kHz.

31

Fnirsi

SWM-10

appareil portable de soudage par point intelligent pour réparer vos packs d'accumulateur

Clemens Valens (Elektor)

Quiconque a déjà essayé de souder un fil ou une bande métallique à une batterie sait que c'est pratiquement impossible. Ce dont vous avez vraiment besoin pour ce type de réparation, c'est d'un outil de soudage par points. C'est là que le SWM-10 de Fnirsi entre en jeu.

Figure 1. L'appareil Fnirsi SWM-10 est conçu pour le soudage du nickel, de l'acier, et des fines bandes d'acier inoxydable d'épaisseur pouvant atteindre 0,25 mm. Je l'ai testé, et il fonctionne.



Les packs d'accumulateurs ont envahi notre environnement du fait de l'augmentation des appareils sans fils, outils de jardinage électriques vélos électrique [1], scooters, automobiles et autres. Les cellules des packs d'accumulateurs sont reliées ensemble par une bande de métal de faible épaisseur, soudée par point. Quand cela est correctement réalisé, les soudures par points sont de bonne qualité, résistantes et elles n'endommagent pas la batterie. Néanmoins, l'inconvénient est la difficulté de remplacer une cellule défectueuse si l'on ne dispose pas des outils adaptés.

Soudez mais sans soudure !

Quiconque a déjà essayé de souder un fil conducteur ou une bande métallique à une batterie sait que c'est pratiquement impossible. Au mieux, vous obtiendrez une soudure fragile qui se rompra dès que l'on tire dessus, de plus, il est probable que la batterie vous explosera à la face pendant que vous la chauffez. Du ruban adhésif ou un chewing-gum donnent souvent de meilleurs résultats.



Ce dont vous avez réellement besoin pour un tel travail de réparation est un appareil de soudage par point (**figure 1**). C'est là que l'appareil Fnirsi SWM-10 entre en jeu. Le Fnirsi SWM-10 est un appareil de soudage par point portable de la taille d'un multimètre. Il est conçu pour réaliser ou réparer les packs d'accumulateurs, mais comme vous ne le ferez pas tous les jours, il peut également servir d'accumulateur de secours USB de 5 000 mAh.

Déballage du Fnirsi SWM-10

Dans la boîte, vous trouverez, à côté de l'appareil, deux câbles de fort diamètre (AWG 8 soit 8 mm², d'environ 30 cm de longueur), deux embouts de soudage de rechange, un câble USB-A à USB-C, un rouleau de ruban métallique (de largeur 10 mm, épaisseur 0,1 mm en nickel), ainsi qu'une notice en plusieurs langues (**figure 2**). Je n'ai pas déroulé le ruban métallique, mais sa circonférence et le nombre de spires permettent d'estimer sa longueur d'environ 5 m. Le SWM-10 est d'aspect sobre, entièrement noir, muni d'une fenêtre noire et de trois boutons poussoirs. Les deux bornes de connexion des câbles de soudage sont en haut et à gauche. Un support pliable est prévu sur



▲ Figure 2. Voici ce qui est inclus dans l'emballage.

sa face arrière. Le bouton de mise en marche est situé sur sa face supérieure, à proximité du connecteur USB et du trou d'accès à la commande de réinitialisation.

Affichage intuitif

À l'allumage de l'appareil, un écran couleurs de 1.8 affiche différentes valeurs (figure 3). Elles sont facilement identifiables car elles représentent quatre paramètres modifiables par l'utilisateur (temps de préchauffage, durée d'impulsion, intervalle entre les impulsions et nombre de points « Dots ») et l'état du système (tension de la batterie, température, son actif ou non, intensité et compteur de points soudés). Le curseur est déplacé verticalement à l'aide des boutons gauche/droite (surprenant), alors que les boutons haut/bas permettent le choix de la valeur (soulignée en jaune). Un appui long sur un bouton gauche/droite, permet d'accéder au menu de configuration, ou de le quitter.

Un bref appui sur le bouton d'alimentation fait apparaître (ou disparaître) le menu charge/décharge. Il vous permet de voir la quantité d'énergie restante dans la batterie et la progression de la charge.

La notice est réduite, elle explique uniquement la signification des valeurs et paramètres, et le rôle des boutons et voyants LED. Il n'y a pas d'instructions d'utilisation de l'appareil, ou d'explications pour effectuer le soudage, j'ai dû les trouver moi-même. Les seules instructions que j'ai trouvées sont que je dois charger la batterie interne avant de souder et qu'il est préférable, pour un meilleur résultat, de ne pas appuyer trop fort sur le ruban métallique en nickel lors d'une opération de soudure.

Le Fnirsi SWM-10 est-il facile à utiliser ?

Il s'avère que l'appareil Fnirsi SWM-10 est d'un usage très simple, c'est sans doute pour cela qu'il est baptisé « intelligent ». Il suffit de placer les deux extrémités des câbles, l'une après l'autre, sur les cellules (sans appuyer trop fort) et d'attendre deux secondes (figure 4). Vous entendrez alors un clic relativement modéré, c'est alors terminé. Le nombre de clics qui sont émis dépend de la valeur « Dots » (1 à 5).

Les valeurs par défaut m'ont satisfait pour souder un ruban de nickel à une pile bouton (figure 5). Il m'a fallu tirer fort pour dessouder le ruban. Pour obtenir une soudure plus résistante, vous pouvez rendre les impulsions plus longues et multiplier le nombre de points. Soyez prudent toutefois, avec des valeurs élevées, des étincelles et de la fumée commencent à apparaître, et la surface réceptrice pourrait être brûlée ou endommagée. **Je vous suggère de porter des lunettes de protection pour les yeux.** Soyez également prudent en manipulant les rubans métalliques de faible épaisseur qui pourraient être coupants.



Figure 3. L'écran couleurs.



Figure 4. Voici la façon de souder. Appuyez modérément et attendez quelques secondes.



Figure 5. Souder un ruban de nickel à une pile bouton.

Un outil excellent

Le Fnirsi SWM-10 est un excellent outil pour permettre au technicien de réparer un pack d'accumulateur dont une cellule est défectueuse, placé devant la difficulté de le remettre en état. Les packs de batteries deviennent onéreux, la réparation d'un seul bloc justifie probablement l'achat de cet appareil peu coûteux. Si vous en disposez, vous pouvez bien entendu réaliser vos propres packs d'accumulateurs, ou utiliser la soudure par point pour d'autres projets. N'oubliez pas non plus, qu'il constitue une batterie de secours USB de capacité 5 000 mAh. ➤ VF : Jean Boyer — 240269-04

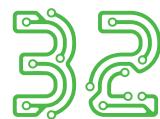


Produit

➤ **Fnirsi SWM-10 Soudeuse par points de batterie portable**
www.elektor.fr/20716

LIEN

[1] C. Valens, "Self-balancing bicycle rides itself," elektormagazine.com, 2016 :
<https://elektormagazine.com/news/self-balancing-bicycle>



32 Codec audio stéréo pour ESP32 et Cie

la mesure audio : pas de panique



Tam Hanna (Hongrie)

L'ES8388S d'Everest Semiconductor est un circuit intégré codec audio stéréo capable de générer et d'échantillonner des signaux audio via I²S depuis un contrôleur hôte. Un amplificateur pour casque est également intégré.

L'ES8388S d'Everest Semiconductor se distingue par sa capacité à traiter simultanément plusieurs sources d'entrée. Un excellent exemple de l'utilisation de ce circuit intégré est la carte de développement ESP32-LyraT d'Espressif [1], qui permet la commutation entre l'entrée ligne et les microphones intégrés par logiciel.

Simplicité de la mise en service du matériel

Le circuit de base illustré en **figure 1** est idéal pour comprendre le fonctionnement de l'ES8388S : il montre les interfaces externes ainsi que les différents condensateurs en blocs. Pour des exigences élevées en matière de qualité audio, il est utile de séparer les tensions d'alimentation analogique et numérique. Les schémas du LyraT [2], constituent un exemple presque parfait de cette mise en œuvre. Les résistances de 33 Ω sont recommandées par Everest.

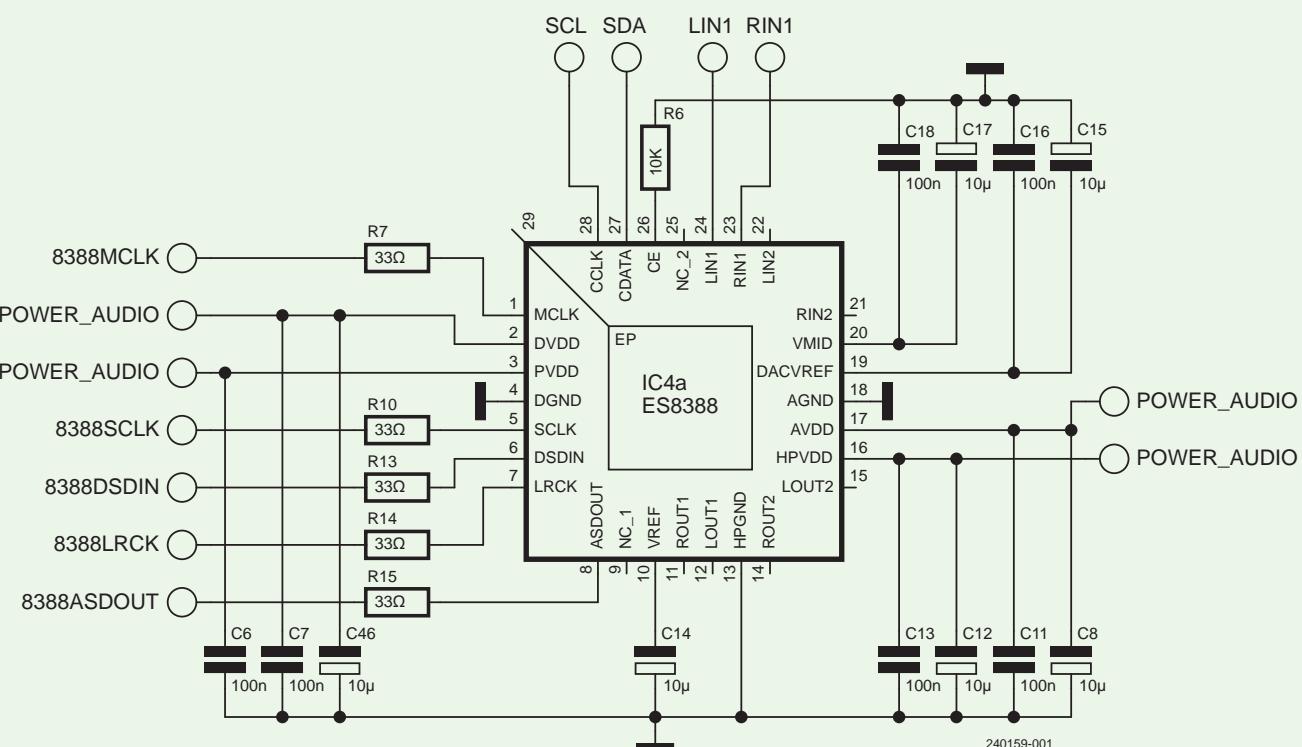


Figure 1. Ce circuit montre les interfaces externes correspondantes.

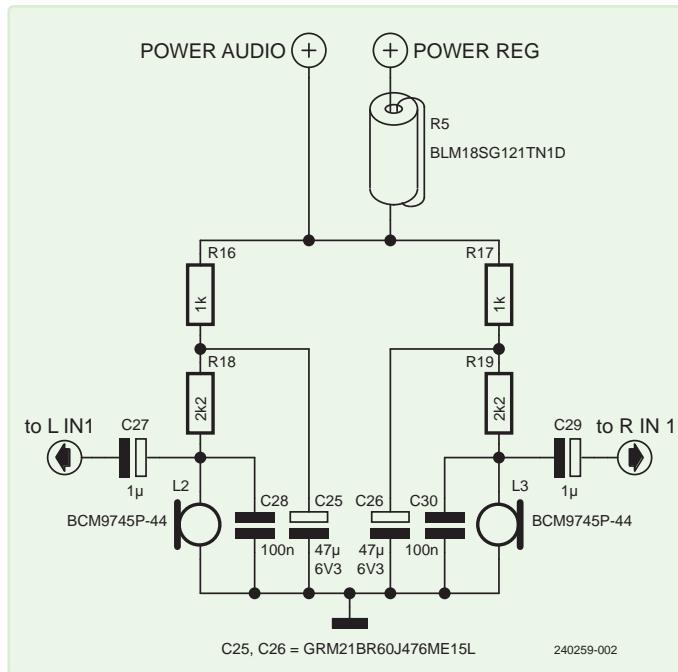


Figure 2. La partie frontale analogique n'est pas particulièrement compliquée.

La communication entre le microcontrôleur et l'ES3833S s'effectue via deux bus série. D'une part, une interface I²C sur les broches CCLK et CDATA, permet de configurer divers registres essentiels au fonctionnement de la puce, mais ne permet pas de transmettre des données brutes.

Le composant s'appuie normalement sur I²S pour le transfert des données audio. Pour générer le signal d'horloge, il est nécessaire d'appliquer un signal externe à l'entrée MCLK du composant. Cependant, si vous utilisez le framework ESP-ADF d'Espressif du côté du contrôleur, il est possible d'obtenir cette horloge sans coût supplémentaire, en utilisant simplement une broche GPIO.

La **figure 2** montre un exemple de circuit qui alimente deux microphones BCM9xx dans l'entreprise de l'auteur. Ces produits connaissent un grand succès sur le marché depuis plusieurs années - si un professionnel de l'audio parmi les lecteurs souhaite donner son avis, l'auteur en serait reconnaissant.

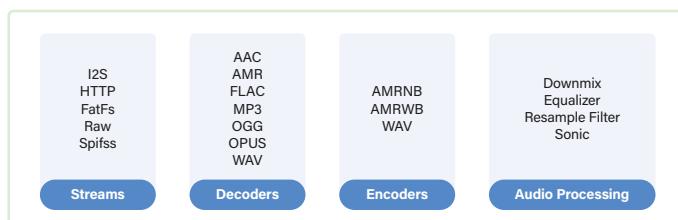


Figure 3. Le cadre audio ESP-ADF inclut une large gamme de composants.

Un petit inconvénient dans le cadre ADF

En général, l'intégration dans le cadre audio ADF - décrit en détail dans un article d'Elektor 1-2/2023 [3] - est simple. Il met en œuvre un pipeline audio qui rappelle les organigrammes. Comme le montre la **figure 3**, cela permet de cliquer sur des applications audio ou de les coder ensemble à partir de composants internes préconçus. Lorsque l'on utilise la fonction Line-in, le code suivant, qui n'est que partiellement documenté, est nécessaire :

```
audio_hal_ctrl_codec(board_handle->audio_hal,
    AUDIO_HAL_CODEC_MODE_ENCODE, AUDIO_HAL_CTRL_START);

es8388_write_reg(ES8388_ADCCONTROL2,
    ADC_INPUT_LINPUT2_RINPUT2);
es8388_write_reg(ES8388_ADCCONTROL1, 0x00);
// value is 0xbb when card is init

#ifndef CONFIG_ESP32_S2_KALUGA_1_V1_2_BOARD
    audio_hal_ctrl_codec(board_handle->audio_hal,
    AUDIO_HAL_CODEC_MODE_BOTH, AUDIO_HAL_CTRL_START);
#else
    audio_hal_ctrl_codec(board_handle->audio_hal,
    AUDIO_HAL_CODEC_MODE_LINE_IN, AUDIO_HAL_CTRL_START);
#endif
```

L'appel de la fonction `es8388_write_reg()` est important ici - s'il est omis, la connexion entre l'entrée Line et le pipeline de données ne s'établira pas avec succès. Dans ce cas, le pipeline démarre, mais ne renvoie que des valeurs nulles.

Un outil de travail fiable

Les circuits audio qui utilisent l'ES8388S ne gagneront peut-être pas de prix chez les audiophiles, mais ils se révèlent être extrêmement fiables dans la pratique. Avec l'intégration dans l'ESP-ADF, le traitement des données audio est réalisé de manière fluide et efficace !

240159-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (tamhan@tamoggemon.com), ou contactez Elektor (redaciton@elektor.fr).

Problèmes d'approvisionnement ?

Il est parfois difficile de se procurer l'ES8388S auprès des distributeurs habituels. Pour les petites quantités, l'auteur préfère collaborer avec NewTech. Vous pouvez contacter cette entreprise à l'adresse suivante yan.lu@ntgroup.com.hk.

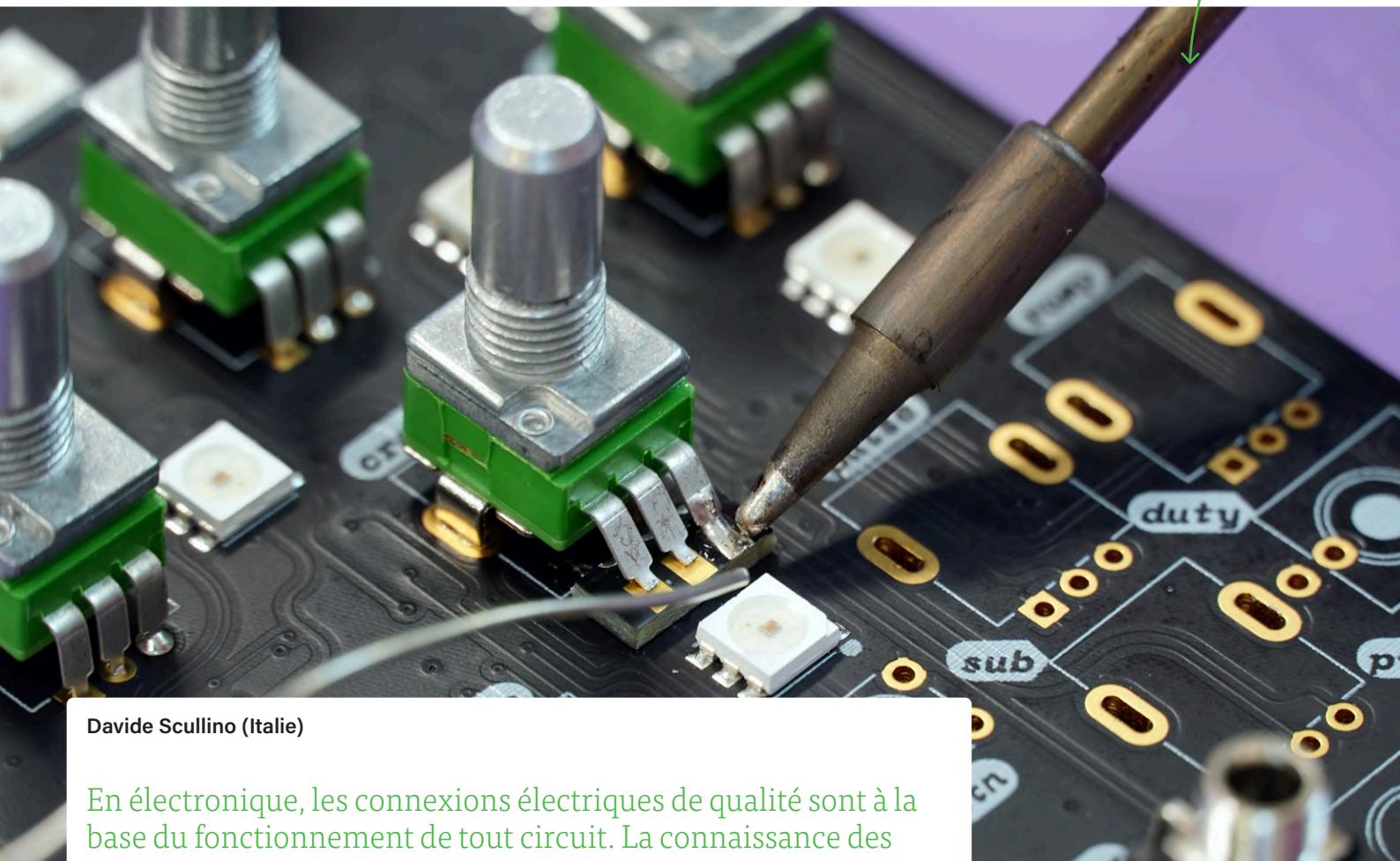
LIENS

- [1] ESP32-LyraT : <https://www.espressif.com/en/products/devkits/esp32-lyrat>
- [2] Schéma de LyraT : <https://dl.espressif.com/dl/schematics/esp32-lyrat-v4.3-schematic.pdf>
- [3] Tam Hanna, „les signaux audio et l'ESP32“, Elektor 1-2/2023 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-291/61422>

33

techniques de soudure à l'étain

faites-le correctement dès maintenant !



Davide Scullino (Italie)

En électronique, les connexions électriques de qualité sont à la base du fonctionnement de tout circuit. La connaissance des techniques de base du soudage à l'étain est donc essentielle pour assurer le succès de tout projet que vous souhaitez entreprendre. Dans cet article, ceux d'entre vous qui aborderont le soudage à l'étain pour la première fois, trouveront des astuces innombrables permettant de réaliser parfaitement des soudures de qualité professionnelle !

Soudez et soyez satisfaits. On pourrait paraphraser un dicton célèbre à ce sujet : Apprendre à souder correctement chasse toute crainte sur le fonctionnement de votre circuit, que vous le conceviez ou le répariez, il fonctionnera ! Oui, en effet, car savoir comment souder les composants électroniques est presque un art, ce n'est pas un don de

le savoir, comme nous allons le découvrir dans ce tutoriel, nous allons devoir apprendre un peu, et sans doute réaliser tôt ou tard, que nous ne le faisons pas correctement. Dans ces pages, nous allons expliquer comment souder, et dessouder, les composants électroniques, en utilisant diverses techniques,

Image by theaflowers
via Pixabay

chacune mettant en œuvre des outils spécifiques qui sont utilisés plus ou moins correctement. À l'origine, se trouve le fer à souder, ou, si vous préférez, un fer à souder à l'étain. Dans les premières décennies de l'électronique, les composants étaient assez rudimentaires, leur soudage faisait appel à des outils peu sophistiqués de taille moyenne (comme ceux utilisés dans la technologie électrique à faible puissance), convenant à la soudure des fils, des transformateurs de faible puissance, des rhéostats, condensateurs et résistances, mais aussi des inducteurs et des broches de connexions, etc. C'était l'époque où ce que l'on appelait la «brasure» était la technique de soudage employée. Elle consistait à chauffer un métal, en y faisant fondre un matériau de soudure constituée de plomb et d'étain (communément appelée «étain») et en le mettant en contact avec une autre pièce métallique pour réaliser une liaison électrique et mécanique.

Afin de favoriser l'adhérence et supprimer l'oxydation qui pourrait se déposer entre les métaux à souder, perturbant le contact électrique, ou provoquant la rupture de la soudure, les pièces à souder étaient recouvertes préalablement avec une pâte dite «flux» (parfois appelée pâte à soudure de façon inappropriée comme nous allons le voir).

De nos jours, le flux existe en différents types et se trouve incorporé dans l'âme centrale du fil de soudure, lui permettant de fondre durant le soudage, préparant ainsi les surfaces à une adhérence maximale. Le flux est une substance chimique qui facilite la fusion de l'alliage de soudure et améliore sa répartition et son adhérence aux composants à souder.

Les alliages de soudure

Procérons par ordre, avant d'étudier les outils et les techniques de soudage (ou de brasure, maintenant que nous savons que c'est la même chose), ces quelques lignes vous expliqueront ce qui rend le soudage possible – c'est-à-dire, l'élément qui fusionne, faisant plus que coller ; il adhère et réalise un contact électrique. Cet élément est en réalité un alliage métallique de deux matériaux, ou davantage, qui sont suffisamment malléables et ductiles, mais qui possède une résistance électrique faible : habituellement un alliage d'étain (Sn) et de plomb (Pb), avec un pourcentage variant entre 60% d'étain et 40% de plomb, ou 63% Sn et 37% Pb. L'alliage de soudure se présente habituellement sous forme de fils de diamètres variés, (en moyenne 0,5 mm à 1,5 mm, en fonction de leur utilisation) pour l'électronique civile, mais aussi sous forme de lingots pour la soudure industrielle par vague. Durant l'extrusion du fil, le flux est incorporé, permettant de parfaire l'opération de soudage lors de la fusion du fil.

Sont également courants en électronique, les alliages 50/50 Sn-Pb composés à parts égales des deux métaux. Rappelez-vous que plus le pourcentage de plomb est élevé, plus la soudure est résistante, mais de moins bonne conductibilité électrique. Le plomb étant un métal lourd, il devient dangereux (toxique), s'il pénètre dans les eaux souterraines pour finir dans l'eau des mers, lacs ou rivières. C'est pourquoi, des alliages de soudure sans plomb également dits compatibles RoHS ont été créés il y a longtemps. Les alliages traditionnels Sn-Pb sont virtuellement abandonnés à l'exception de certains domaines tels que l'industrie électronique militaire ou spatiale, virtuellement, car ce type de soudure est plus durable et résistant aux contraintes que ne l'est la soudure sans plomb.

De façon courante, l'alliage de soudure est constitué d'étain, d'argent (Ag) et de cuivre (Cu), c'est un alliage Sn-Ag-Cu, mais il existe également d'autres alliages.



Figure 1. Bobine de fil de soudure standard [1].

ment des alliages ne comportant que cuivre et étain (Sn-Cu). Le pourcentage des composantes métalliques est variable selon l'application ; néanmoins l'alliage le plus courant consiste en 90 à 99% d'étain Sn, une moyenne de 3% d'argent Ag et de 0,5 à 0,7% de cuivre Cu. Les alliages Sn-Cu comportent de façon typique 99,3% d'étain et 0,7% de cuivre. La **figure 1** montre une bobine étain-plomb [1]. La différence principale entre les alliages compatibles RoHS et les alliages au plomb se situe au niveau de la température de fusion, qui pour les premiers est plus élevée, ainsi que la nécessité d'un apport de flux plus important. Ils adhèrent moins fortement que les alliages au plomb, c'est pour cela qu'ils contiennent souvent davantage de flux (le pourcentage est parfois indiqué sur leurs étiquettes informatives), sinon ils nécessitent un apport de flux additionnel durant l'opération de soudage. Par ailleurs, les alliages compatibles RoHS ont un coût moyen supérieur, en raison de la valeur des métaux qu'ils contiennent.

Le soudage manuel

Les composants électroniques peuvent être soudés manuellement ou automatiquement. Nous allons nous intéresser à l'opération manuelle, pour laquelle il est nécessaire de disposer d'un minimum d'équipement, selon les types de composants mis en œuvre. De base, nous avons besoin :

- d'un fer à souder en forme de stylo de puissance 20...70 W, de préférence de type électrique ;
- d'un peu de fil de soudure, éventuellement de flux ;
- d'un fer à dessouder ou d'une pompe à dessouder ;
- d'un tapis de soudure en matériau isolant, pour protéger la table de travail

À l'heure d'utiliser un fer à souder standard, il serait préférable d'utiliser une station de soudage munie d'un contrôle de la température.



Figure 2. Station de soudage contrôlée en température Weller WE 1010 [2].



Figure 3. Quelques exemples de pannes de fer à souder de formes variées.

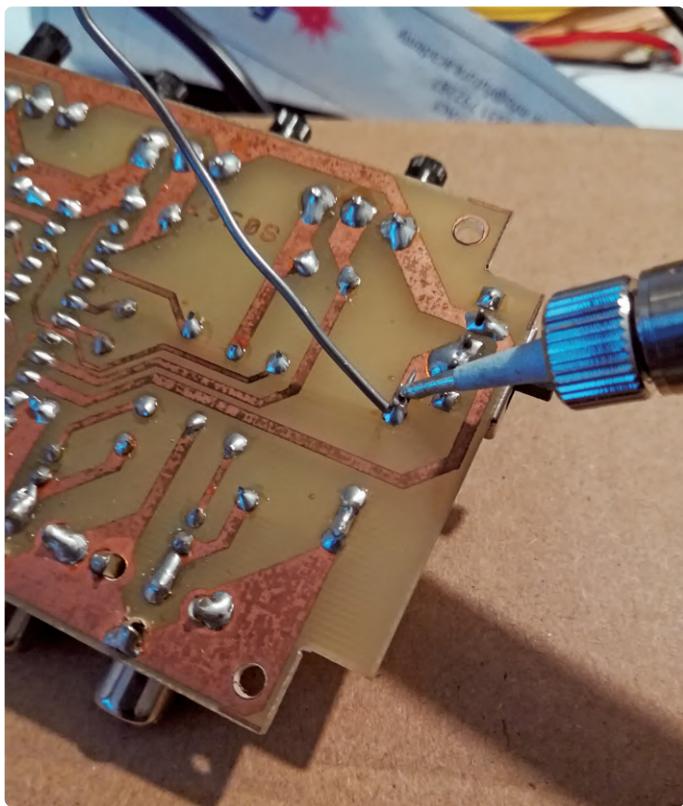


Figure 4. Soudage d'un composant à fils traversants.

La **figure 2** montre l'exemple d'un fer à souder de qualité, il s'agit de la station numérique Weller WE 1010 comprenant un fer à souder de 70 W, muni d'un contrôle de température numérique et d'autres accessoires [2]. Pour les opérations de dessoudage, certaines stations possèdent également une variété de fer à souder muni d'une pompe à vide, dont l'extrémité est creuse et reliée à la pompe à vide par un tuyau. Une alternative peut consister à utiliser de la tresse à dessouder, qui est une sorte de ruban de cuivre tressé enrobé de flux qui capture l'étain, permettant de retirer la soudure des pastilles et entourant les fils, ainsi que dans les traversées dans lesquelles ils sont insérés. Deux modèles de tapis de soudage se trouvent en [3] et [4] dans l'encadré **Produits**. Ils mesurent respectivement 20,9 x 29,5 cm et 70 x 100 cm, ils sont en silicone antistatique, résistant à la chaleur jusqu'à une température pouvant atteindre 300 °C et indéformables. Le fer à souder avec lequel les composants sont soudés est typiquement en forme de stylo dont l'extrémité (la panne) est de forme variée (il est muni d'une poignée isolante thermiquement), dont la fonction est de provoquer la fusion de la soudure. La panne est chauffée par une résistance interne renforcée (recouverte par un corps en acier inoxydable ou en céramique) à laquelle elle est attachée. La panne peut être en cuivre plaqué (plaquage à l'argent) ou en acier inoxydable. La première s'échauffe plus rapidement mais sa longévité est moindre, car constituée d'un métal plus doux qui se dégrade par la pression et le frottement sur les surfaces à souder, et qui s'érode. La panne en acier est plus durable, mais elle chauffe plus lentement en raison de son inertie thermique.

Récemment, des pannes de fer à souder réalisées en céramique frittée, qui leur confère une résistance très élevée, sont apparues. Le fer à souder utilisé en électronique fonctionne normalement à une température située entre 230 et 400°C. Il est habituellement relié à un câble d'alimentation muni d'une prise lui permettant d'être alimenté par le secteur électrique (220V CA). Il est parfois pourvu d'un réglage pour fonctionner à mi-puissance, permettant à l'utilisateur de choisir parmi deux températures de soudage. Les fers à souder pour l'électronique ont habituellement une puissance comprise entre 20W et 70W. La température atteinte par le fer à souder dépend de plusieurs conditions, parmi lesquelles la température ambiante et les variations de tension du secteur électrique. Pour réaliser des opérations à une température stable connue, une station de soudage, dans laquelle la température est contrôlée par un capteur situé dans la panne du fer, doit être utilisée.

Il existe différents types de stations de soudage, mais toutes fonctionnent selon le même principe, la plupart sont munies d'un commutateur de sélection de deux ou trois températures, ou d'un bouton sur leur face avant, permettant de choisir plus finement la température désirée. Le plus souvent, les fers stylos sont munis de pannes interchangeables incorporant la résistance de chauffage, le fer les maintient et les alimente. La **figure 3** montre différents types de fers à souder.

Utilisation d'un fer à souder

Le soudage à l'étain, ou la brasure consiste à unir les connexions des éléments (dans ce cas des broches de composants électroniques), avec des fils ou aux pistes d'un circuit imprimé constitués de cuivre, en utilisant une petite quantité de soudure. De la chauffer jusqu'à atteindre sa fusion, l'étain se dépose alors sous forme de gouttelettes

sur les éléments, se figeant en refroidissant, les réunissant les uns aux autres, réalisant de plus leur connexion électrique essentielle à un fonctionnement correct. Afin d'améliorer l'adhérence de l'étain, les connexions des composants électroniques sont étamées lors de leur fabrication. C'est la raison pour laquelle elles sont de couleur grise. Pour que la soudure soit correcte, il est nécessaire que les surfaces à souder soit sèches et non oxydées. Pour supprimer l'oxydation des pastilles ou du circuit imprimé, on peut employer plusieurs techniques ; utiliser des lingettes de nettoyage si le circuit imprimé n'est pas muni d'un vernis résistant sur la face soudure, ou avec un produit chimique ou plus simplement à l'aide de flux.

Dans le cas de la technologie des composants traversants (THT, Through Hole Technology), une soudure est réalisée en mettant en contact quelques secondes la panne du fer à souder avec la piste de cuivre et simultanément avec la connexion du composant, préalablement étamée, à l'endroit où celle-ci doit être soudée, puis en faisant fondre le fil de soudure sur la connexion ou la piste cuivrée (**figure 4**). Le fil de soudure ne doit pas être mis en contact directement avec le fer à souder, ou ne pas l'être avant que la piste et la connexion ne soit chauffée ; il en résulterait une «soudure sèche». En pratique, la soudure semble être correcte mais elle ne l'est pas, la résistance électrique du contact étant trop élevée pour que le circuit ne fonctionne correctement. Une soudure sèche est très insidieuse, car il est très difficile de la voir, le composant semble être soudé, mais il ne l'est pas, ou la soudure ne sera pas stable mécaniquement, et le contact électrique ne sera pas correctement assuré. En fait, le contact présente souvent une résistance très élevée. Les soudures sèches apparaissent quand l'alliage fondu se dépose sur les parties à relier (piste ou composant) qui ne sont pas suffisamment chaudes ; il se solidifie trop rapidement et ne se lie pas aux métaux comme il le devrait, ou parce qu'une ou plusieurs parties sont oxydées. Dans ce cas, il faut se rappeler qu'une soudure bien fondue ne se reconnaît pas uniquement à sa forme à l'état liquide, mais aussi par sa couleur qui doit être argent brillant, en refroidissant elle devient à nouveau solide, l'étain change brutalement d'aspect brillant à mat.

Après avoir soudé quelques composants, le flux laisse des résidus sur la pointe du fer à souder, il est recommandé de le nettoyer périodiquement. La méthode la plus simple consiste à l'essuyer avec une éponge humide, souvent fournie avec le support du fer à souder, ou avec la station de soudage, dans un emplacement prévu à cet effet. Alternativement, on peut utiliser une «éponge métallique» comme celle de la **figure 5**. Pour réaliser une bonne soudure, sans provoquer de surchauffe des composants, en particulier dans le cas des semi-conducteurs (diodes, transistors, TRIACS, et autres circuits intégrés spéciaux et leurs supports), la pointe du fer à souder doit être maintenue en contact avec les pastilles et les fils de connexions suffisamment longtemps pour voir la soudure devenir brillante, après quoi elle doit être retirée. De plus, si le fer à souder le prévoit, une température adéquate doit être réglée ; à cet égard, il faut considérer que la soudure au plomb fond à une température de fusion comprise entre 220 et 230°C, alors que la soudure sans plomb nécessite une température plus élevée de 15 ou 20°C. Pour bien faire, il est conseillé, quand elles sont disponibles, de consulter les fiches techniques des alliages utilisés, car selon les additifs employés, leurs températures de fusion peuvent varier.

Parfois, les alliages de soudage comportant des métaux tels que



Figure 5. Support de fer à souder comportant une éponge de nettoyage humidifiée (à gauche), et une éponge de nettoyage métallique (à droite).



Figure 6. Boîte de flux facilitant le soudage dans les cas les plus critiques.

l'argent, nécessitent un apport supplémentaire de flux (**figure 6**) sur les parties à souder afin d'améliorer l'adhérence. Tout comme en ce qui concerne la puissance du fer à souder et la température de fonctionnement, il faut considérer que la température de soudage ne dépend pas uniquement de la température, mais aussi, par-dessus tout, du rapport entre la puissance du fer à souder et la masse de soudure et de métal mises en jeu. En fait, la capacité du fer à souder à maintenir sa température de façon autonome est un des paramètres, mais la quantité de chaleur transmise, qui dépend de la conductivité thermique et de la puissance du fer à souder, en est un autre.

Prenons un exemple : Une station de soudage de 40 Watts, peut maintenir la température réglée (il est préférable qu'elle soit le plus élevée possible) uniquement si elle réalise une soudure de petits composants électroniques et non de composants électromécaniques, mais également si les pistes du circuit imprimé ne sont pas très larges et largement étamées. La panne du fer joue également un rôle, plus sa taille est grande, plus la quantité de chaleur transférée au point de soudure est importante, en raison de la surface de contact plus élevée. Après avoir terminé une soudure, il est important d'inspecter le circuit à l'aide d'une loupe, ou d'une loupe munie d'un éclairage intégré, nécessaire du fait du faible espacement entre les broches des chips rendant difficile leur observation à l'œil nu, afin de déterminer s'il existe des courts-circuits parasites. Une lampe de bureau permettant d'éclairer la surface de travail pourra par exemple révéler des bavures de soudure pouvant créer des liaisons parasites entre les points de connexions. Les opérations de soudure laissent des résidus qui peuvent durcir à haute température, au contact de l'air. Il est conseillé de nettoyer le circuit imprimé avec un produit tel qu'un aérosol anti-flux qui est un

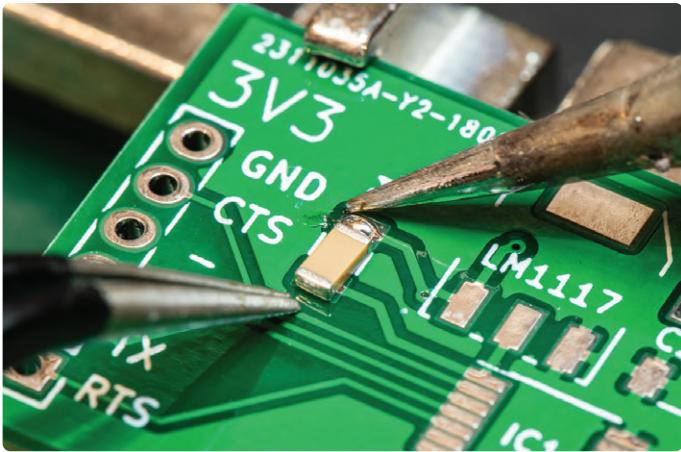


Figure 7. Quelques composants CMS pouvant être soudés en utilisant un fer à souder ordinaire.



Figure 8. Flux de soudure Velleman.



Figure 9. Kit de démarrage de soudage Whadda WTS100 [7], comportant tous les outils nécessaires pour débuter sans attendre.

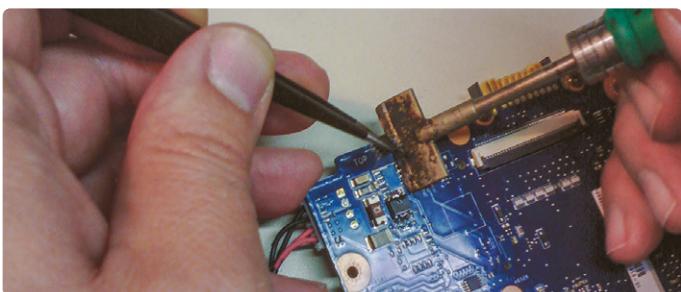


Figure 10. Dessoudage d'un chip TSSOP à l'aide d'une panne spécifique en forme de lame.

nettoyant efficace pour tout type de composants électrique ou électronique. Son évaporation complète et sa compatibilité avec les matières plastiques le rendent très utile à la préparation des circuits vers les opérations ultérieures, par exemple l'application d'un vernis isolant. Ce dernier est très utile pour protéger la surface côté soudure d'un circuit imprimé et prévenir tout contact accidentel avec les connexions des composants.

Comme alternative à l'aérosol nettoyant le flux, il est possible d'utiliser des solvants tels que le trichloréthylène, toutefois, celui-ci peut attaquer le plastique de certains connecteurs ou composants. Lors du « nettoyage » des circuits avec le produit anti-flux, et dans tous les cas, durant les opérations de soudage, il est recommandé d'avoir un extracteur de fumées, ou une hotte qui recueillera les vapeurs et fumées d'évaporation du flux. Par exemple, l'extracteur de fumées d'établi [5], équipé d'un filtre à charbon et d'un aérateur qui aspire et rejette les fumées et vapeurs résultant des opérations de soudage ou dessoudage, et lors de l'utilisation de solvants pour le nettoyage des circuits imprimés.

Circuits intégrés et composants à broches multiples

Le soudage des circuits intégrés, ainsi que celui des connecteurs munis de nombreuses broches faiblement espacées, demande des précautions supplémentaires par rapport à ce qui vient d'être dit. En fait, il est facile de provoquer la surchauffe de ces composants car le fer à souder va être en contact avec les broches de contact à plusieurs reprises. Dans ce cas, particulièrement avec les circuits intégrés, il est recommandé de souder alternativement les broches des deux rangées, en les croisant, c'est-à-dire en haut d'une rangée, puis en bas de l'autre. Une même approche s'applique aux composants dont les broches sont disposées sur les quatre côtés.

Soudage des CMS (Composants Montés en Surface)

En ce qui concerne les composants CMS, la technique de soudage diffère selon le type de boîtier auquel on s'adresse. Beaucoup d'éléments peuvent être soudés manuellement avec un fer à souder standard (**figure 7**), alors que d'autres nécessiteront une station de soudage à air chaud. Il existe différentes approches, en ce qui concerne l'alliage de soudure à utiliser, qui peut être le fil à souder standard, mais également la pâte à souder, celle-ci est une pâte constituée de soudure et de flux, qui est très malléable lorsqu'elle est suffisamment froide et peut être déposée sur le circuit imprimé. Elle est disponible en seringues [6] (**figure 8**, convenant par exemple au placement précis sur des petites pastilles), ou en boîte métallique.

En pratique

Jusqu'à présent, nous vous avons expliqué en quoi consiste le soudage des composants électroniques et comment procéder, néanmoins, à ce point, ceux qui sont novices, c'est-à-dire entamant leur première opération de soudage, pourraient se demander : « par où commencer ?... et avec quoi ? » La question est légitime, c'est comme apprendre à conduire, on peut commencer avec une voiture équipée de doubles commandes. Un premier pas dans le monde de la soudure des composants serait préférable avec un circuit ne devant pas être utilisé par la suite, qui peut être sacrifié, par exemple un circuit imprimé de récupération.

C'est pour cela qu'il existe des kits de démarrage pour l'apprentissage, constitués d'un ensemble d'outils assortis pour pouvoir pratiquer immédiatement (**figure 9**).

Outils de dessoudage

Bien que l'objectif principal de cet article concerne le soudage des composants électroniques, il est intéressant de remarquer qu'un fer à souder peut également être utilisé pour dessouder les composants ; il suffit de mettre en contact le fer à souder avec les broches du composant jusqu'à ce que la soudure fonde, puis de l'extraire avec des pinces brucelles. C'est faisable pour des composants ne comportant que peu de broches, ou en utilisant une panne plate ou en forme de lame sur plusieurs broches alignées ou proches les unes des autres, par exemple les circuits intégrés ou les connecteurs. La **figure 10** montre le dessoudage d'un chip TSSOP avec le fer à souder d'une station de soudage, dont la panne est interchangeable, sur lequel est montée une panne en forme de lame au lieu de la panne traditionnelle. Il faut d'abord chauffer les broches d'un côté, puis celles de l'autre et de retirer le composant avec les pinces brucelles.

Pour dessouder les composants CMS, s'ils n'ont que deux contacts (comme les diodes, les résistances ou les condensateurs), vous pouvez utiliser des pinces chauffantes spéciales qui peuvent être un outil autonome, ou faisant partie d'une station de dessoudage. Son utilisation est illustrée sur la **figure 11**, le composant est agrippé par ses électrodes, il faut alors soulever le composant quand la soudure est fondu. Sur la **figure 12**, vous pouvez voir une autre technique consistant à placer l'extrémité d'un fer à souder sur les broches de chaque côté d'un composant, puis de l'agripper en l'enserrant avec les deux fers à souder jusqu'à ce que la soudure fonde, puis de le soulever pour le retirer.

La pompe à dessouder

C'est l'outil le plus communément utilisé pour dessouder les composants électroniques montés traditionnellement (THT ou traversants) sur des circuits imprimés comportant des pastilles doubles-faces avec des trous métallisés. Dans ce cas, le fer à souder ne suffit pas en raison de la présence de soudure entre les broches et l'intérieur du trou métallisé. Dans sa forme la plus simple, il s'agit d'une pompe en forme de poignée constituée d'un cylindre creux contenant un piston muni d'un ressort, verrouillé et relâché vers sa position de repos par la pression sur un bouton, aspirant alors la soudure par un embout en téflon relié à la chambre de la pompe. Ce type de pompe mécanique est utilisé conjointement avec le fer à souder, ce dernier faisant fondre la soudure à retirer, puis la pompe à dessouder l'aspire. Comme il est peu pratique de tenir deux outils simultanément, des pompes à dessouder munie d'une extrémité aspirante en cuivre ou mieux en acier inoxydable, chauffée comme dans un fer à souder, ont été inventées. Dans ces pompes, le cylindre communique avec l'extrémité chauffée par une résistance électrique et percée. La **figure 13** montre comment l'opération de dessoudage est effectuée avec un tel outillage. L'extrémité est appliquée en poussant la broche du composant dans le trou métallisé de façon à ce qu'il entre fermement en contact avec la soudure, puis le bouton est pressé une fois que la soudure est fondu.

La pompe à dessouder peut être un outil individuel, toutefois elle est souvent incluse dans les stations de soudage. Dans ce cas la pompe à dessouder est identique à celle décrite, l'aspiration étant provoquée



Figure 11. Dessoudage d'un composant à deux fils à l'aide d'une pince chauffante spéciale.

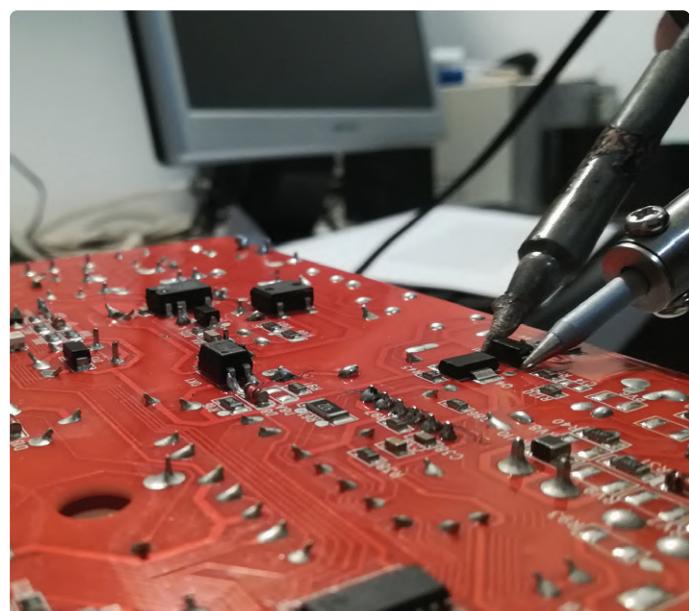


Figure 12. Dessoudage d'un composant à deux fils à l'aide de deux fers à souder.

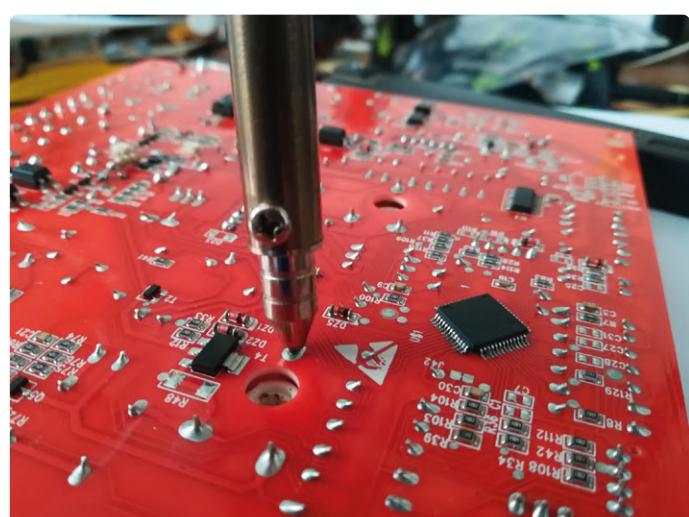


Figure 13. Utilisation d'une pompe à dessouder munie d'un embout creux.



Figure 14. Station de soudage/dessoudage pour les CMS, incorporant un fer à souder stylo et un pistolet à air chaud [8].

par la pompe à vide et transmise à la cavité de l'extrémité par un tube en caoutchouc, la pompe est activée par un interrupteur à pédale ou un bouton poussoir placé sur le corps de la pompe. La pompe peut aspirer de façon continue, contrairement à une pompe à dessouder classique qui aspire une seule fois, puis doit être réarmée. Pour cette raison, les stations de dessoudage sont plus efficaces, notamment en cas de suppression de grandes quantités de soudure

La soudure aspirée refroidit puis se solidifie presque instantanément, emmagasinant une masse plus ou moins importante à l'intérieur de l'outil, qui doit être stoppée avant d'atteindre la pompe d'aspiration. Pour cela, dans les stations de dessoudage, il y a un filtre ou un tamis en coton permettant à l'air de passer au travers en retenant l'étain. Au cours de l'utilisation, avec une fréquence qui dépend du temps de mise en œuvre de l'outil, le filtre doit être retiré et remplacé par un filtre neuf. De plus, l'extrémité, en particulier si elle est en cuivre, tend à refermer sa partie creuse en raison du chauffage permanent, elle peut alors s'obstruer, mais elle peut être nettoyée à l'aide d'une aiguille ou d'un fil fin, ou à l'aide d'une brosse spéciale fournie avec l'équipement de dessoudage.

Soudage des CMS à l'air chaud

Les composants montés en surface, en particulier les plus petits, ainsi que les circuits intégrés comportent de nombreuses broches ou des billes de contact sous leur boîtier (i. e. QFB, LGA et BGA), ils doivent être soudés avec une station à air chaud, après étamage ou enduisage des pastilles avec de la pâte à souder. Cette opération peut également être faite à l'intérieur d'un four spécialement prévu pour ce processus. Il est également possible d'utiliser des machines automatiques, ou semi-automatiques, mais cela dépasse les objectifs de ce tutoriel. La station de soudage à air chaud est un appareil qui permet de souder ou dessouder en chauffant les composants ou leurs connexions par un jet d'air chaud émis par une buse à l'extrémité d'une poignée isolante thermiquement, fournie avec une variété de formes d'embouts métalliques. Le flux d'air et sa température sont réglables par des contrôles situés sur la face avant. La station à air-chaud est constituée d'un ventilateur à faible pression, ou pompe à air (toujours piloté par un moteur électrique), qui aspire l'air extérieur (au travers d'un filtre), et l'éjecte par un tube rejoignant la buse de sortie. Cette dernière est un embout cylindrique qui peut être de forme adaptée, ou munie d'une extrémité de forme variée selon l'application, voire d'adaptateurs capables de diriger l'air de différentes façons.

La **Station à air chaud 2 en 1 pour CMS ZD-8922**, disponible dans la boutique Elektor [8] est un bon exemple. Elle intègre un fer à souder de forme tubulaire, combiné avec la station de soudage/dessoudage de la **figure 14**. L'opération de dessoudage se fait en plaçant le circuit imprimé sur lesquels les composants doivent être retirés sur une plaque métallique, puis en dirigeant le jet d'air sur les broches situées de chaque côté, en alternant d'une rangée à l'autre. Quand la soudure est fondu et devient brillante, le chip peut être retiré. Pour ce faire, l'utilisateur doit utiliser sa main libre, pour le saisir avec des pinces brucelles et le soulever fermement en évitant qu'il rebondisse sur les autres composants voisins. En fait, si le composant à retirer est situé dans une zone dense du circuit imprimé, il est facile de chauffer également les composants voisins, suffisamment pour faire fondre leur soudure aux points de connexions, les laisser rebondir pourrait provoquer un véritable désastre. Si l'on fait glisser le composant, l'étain

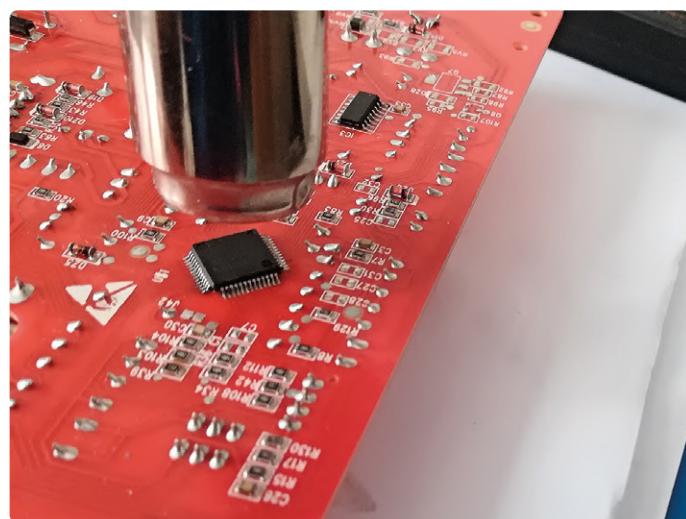
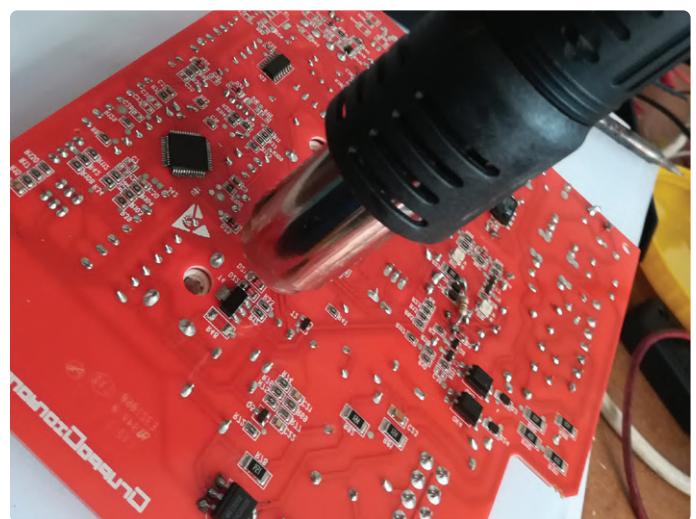


Figure 15. Dessoudage à l'air chaud d'un chip QFT (à gauche), et d'un transistor SOT23 (à droite).



risque de se déposer et provoquer des courts-circuits avec les pistes et les composants avoisinants, qu'il sera difficile d'éliminer ensuite. L'opération de dessoudage réussira mieux si le circuit imprimé est placé sur une plaque chauffante, car l'air chaud ne peut chauffer qu'une face et une très haute température doit être atteinte pour faire fondre la soudure. En chauffant le circuit imprimé par le dessous, il est préparé pour permettre la fusion de l'étain à plus faible température du composant recevant le jet d'air chaud. Ce processus est préférable au regard de la durée de vie des composants et de leurs soudures. En fait, si une des faces du circuit imprimé est chauffée plus intensément que l'autre, la différence de température peut déformer la plaque et provoquer l'arrachement des pistes ou les déformer. À l'inverse, une plaque de circuit imprimé uniformément chauffée évitera ce risque.

Pour le soudage, il suffit simplement de positionner le chip de façon centrée sur ses plots de connexions. Après positionnement correct, appliquer le jet d'air en s'assurant qu'il est suffisamment faible, dans le cas contraire, si le jet est trop puissant, il pourrait déplacer le chip, surtout s'il est de petite taille. En fait, quand il faut dessouder, le jet d'air peut être puissant afin de chauffer rapidement, par contre il doit être réduit pour souder. Le soudage réussira mieux si une fine couche de flux est déposée sur les plots, préalablement au placement du composant. Le flux facilite la fusion et l'adhérence de la soudure sur les broches de liaison, évitant les courts-circuits entre contacts adjacents. Même pour une opération de soudage, celle-ci réussira mieux si le circuit imprimé est préalablement chauffé en dessous par une plaque. Certaines stations à air chaud comportent un système d'arrêt retardé permettant à l'élément chauffant de refroidir lors de l'arrêt de l'appareil, le jet d'air continuant à être produit durant quelques temps, dans le cas contraire, arrêter l'appareil alors qu'il avait atteint une température élevée pourrait être dangereux. Pour la même raison, il est conseillé de ne jamais placer la poignée du pistolet à air chaud sur une table ou à proximité d'un matériau inflammable (solvant, alcool, papier), ou déformable à la chaleur (polystyrène ou plastique léger), mais de la remettre sur son support. Cette précaution s'applique également lorsque l'appareil ne doit pas être utilisé pendant un court instant, puisqu'il sera à nouveau rapidement utilisé et doit rester prêt à l'usage, en évitant de l'arrêter, surtout s'il est nécessaire de régler le flux d'air et la température à nouveau après l'avoir éteint. Dans tous les cas, il convient de s'assurer qu'il n'y a pas de matériau inflammable ou déformable à proximité du support du pistolet à air. Sur la **figure 15**, vous pouvez observer l'utilisation du pistolet à air chaud pour dessouder des composants CMS.

Les CMS dans une étuve !

Lorsque les composants à souder sont nombreux et miniatures, la station à air chaud n'est pas nécessairement la meilleure solution, vous pouvez également recourir au soudage dans une étuve. Après avoir placé les composants sur les plots de soudure du circuit imprimé, préalablement enduits de pâte à souder puis en déplaçant le circuit intégré avec précaution (pour ne pas modifier la position des composants), dans un four à refusion spécifiquement prévu pour les CMS, comme celui disponible dans la boutique Elektor [9], représenté sur la **figure 16**.

Ces types de fours ont une résistance ou un élément chauffant à infrarouge contrôlé par un microprocesseur leur permettant de suivre des séquences de chauffage prédéterminées, ou définies par l'utilisateur, de



Figure 16. Four à refusion à infrarouge T-962 avec des caractéristiques spéciales, disponible uniquement à la boutique Elektor [9].

façon entièrement automatique. En moyenne, le soudage dure deux à trois minutes, la température augmente très progressivement jusqu'à une pointe de 250 à 300°C (selon l'alliage de soudure employé), suffisamment longtemps pour faire fondre les billes de soudure (le four doit être équipé d'un éclairage interne de façon à pouvoir clairement vérifier ce qui se produit), après quoi la température baisse, permettant à la plaque de refroidir progressivement.

Si, parmi les composants à souder, certains peuvent être endommagés par la température élevée, il est recommandé de procéder de façon sélective, en commençant par les plus endurants, à température élevée, puis par ceux qui ne tolèrent qu'une température plus faible, après l'avoir réglée à la valeur adéquate, juste au-dessus de la température de fusion de l'alliage de soudure. Dans ce cas également, l'emploi d'un peu de flux facilitera l'opération de soudage. ↗

VF : Jean Boyer — 230454-04



Produits

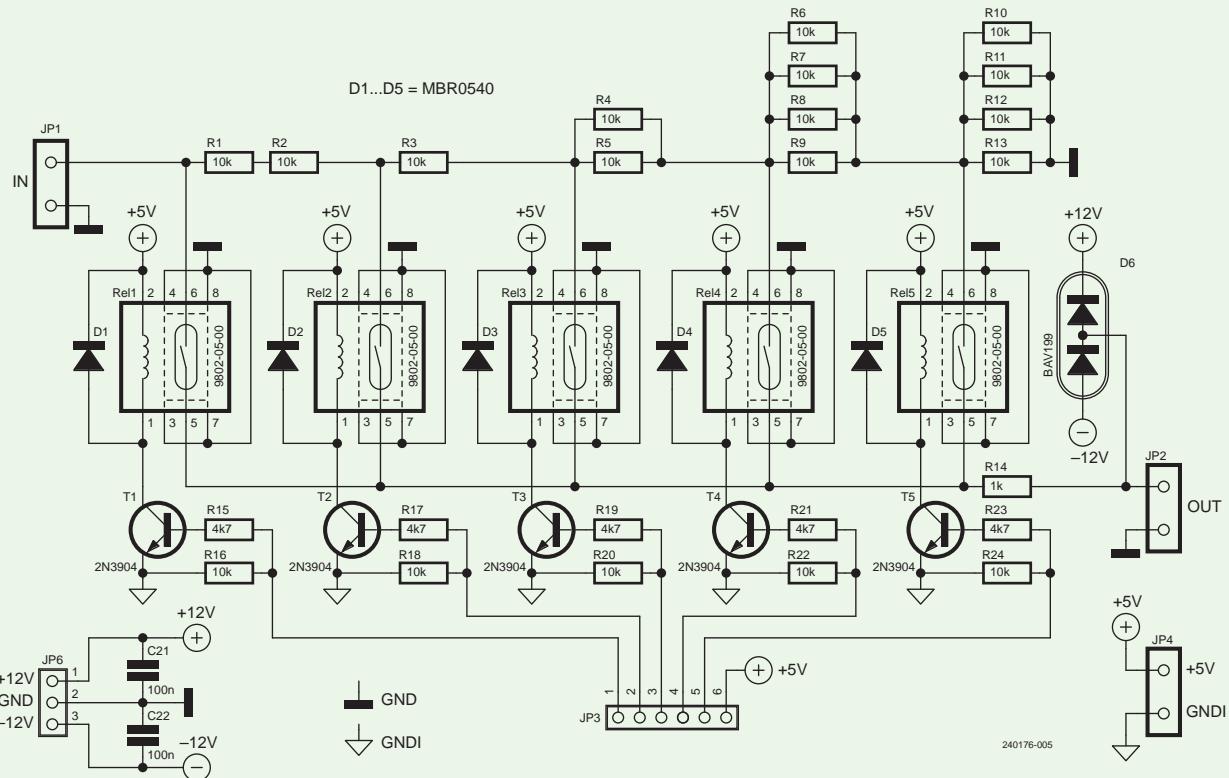
- [1] **Velleman Solder Sn 60% Pb 40% (1 mm, 100 g)**
www.elektor.fr/19860
- [2] **Station de soudage numérique Weller WE 1010 (set pour l'éducation)**
www.elektor.fr/18712
- [3] **Tapis de soudage (450×300 mm)**
www.elektor.fr/20692
- [4] **Tapis de travail antistatique Velleman avec cordon de mise à la terre (70 x 100 cm)**
www.elektor.fr/19858
- [5] **Extracteur de fumées de soudage ZD-153A**
www.elektor.fr/20468
- [6] **Voltera Flux**
www.elektor.fr/19535
- [7] **Whadda WTS100 kit de démarrage de soudage**
www.elektor.fr/20426
- [8] **Station à air chaud 2 en 1 pour CMS ZD-8922**
www.elektor.fr/20141
- [9] **Four à refusion à infrarouge T-962 (version améliorée d'Elektor)**
www.elektor.fr/20346

34 atténuateurs pour signaux audio (2)

sélection par relais

Alfred Rosenkränzer (Allemagne)

Le premier article de cette série présentait un simple atténuateur passif dont les étages peuvent être sélectionnés à l'aide de cavaliers. Une telle solution convient à un dispositif autonome simple et pas très souvent utilisé. Cependant, si vous souhaitez installer un tel atténuateur à demeure de manière permanente, les étages doivent pouvoir être sélectionnés à l'aide d'un commutateur. C'est exactement ainsi que fonctionnent les deux circuits de ce deuxième article.



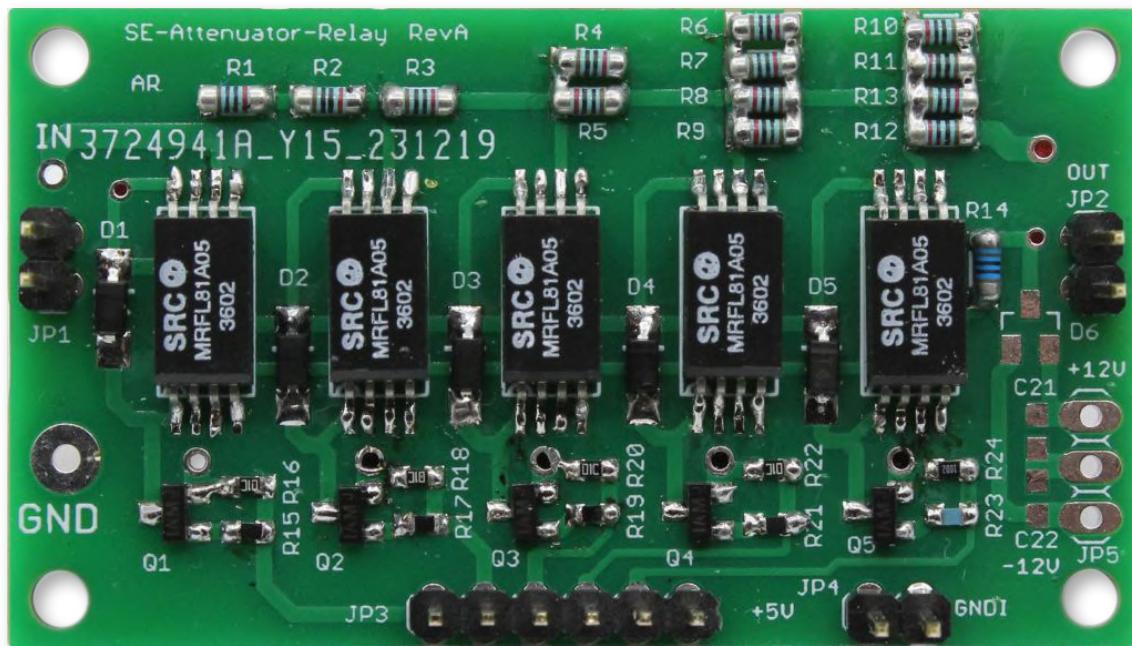


Figure 2. Circuit imprimé assemblé de la variante asymétrique.

Dans un appareil, la sélection de l'atténuation à l'aide de cavaliers n'est pas des plus confortable, car on se lasse vite d'avoir à ouvrir le boîtier pour chaque modification. Voilà pourquoi deux solutions ont été développées, dans lesquelles l'atténuation peut être commutée par des relais et donc « télécommandée ». Pour les besoins de base, une variante simple, référencée à la terre et asymétrique est suffisante. Pour les signaux audio différentiels, il en coûtera un peu plus d'efforts.

Variante asymétrique

La figure 1 montre le circuit de la solution la plus simple pour les signaux référencés à la masse. Chacun des cinq relais est commuté par un transistor dont la base peut être commandée non seulement par un sélecteur électromécanique, mais aussi d'une manière « purement électrique » (par exemple, par une sortie de microcontrôleur). Les 5 V nécessaires sur le commun d'un commutateur

à plusieurs positions (JP3) et aux relais arrivent via JP4. La masse du signal est séparée de la masse de l'alimentation des relais 5 V. Les relais étant du type à contacts blindés, leur blindage est relié à la masse du signal. La figure 2 montre le circuit imprimé assemblé de mon prototype. La position des broches pour le signal de sortie et le ± 12 V (voir article 1) a été choisie de manière à ce qu'il y ait des connexions courtes avec d'autres cartes audio que j'ai développées (comme le filtre coupe-bande Fliege d'Elektor 9/2022 [1]).

Les résistances utilisées ici pour le diviseur de tension sont exclusivement des 10 k Ω MELF. Les résistances pour la commande des transistors ne sont pas critiques et sont donc des versions CMS standard au format 0603.

Variante différentielle / stéréo

La troisième variante est un atténuateur commandé par relais pour les signaux différentiels. Le circuit de la



Liste des composants pour la variante asymétrique

Résistances

Sauf indication contraire :

MELF 0204 ou CMS 1206 à couche mince, 1%.

R1...R13 = 10 k Ω

R14 = 1 k Ω

R15, R17, R19, R21, R23 = 4,7 k Ω , CMS 0603

R16, R18, R20, R22, R24 = 10 k Ω , CMS 0603

Condensateurs

C21, C22 = 100 nF, CMS 0603

Semi-conducteurs

D1..D5 = 1N4148, DO214AC

D6 = BAV199, SOT23

T1..T5 = 2N3904, SOT23

Divers

JP1, JP2, JP4 = barrette à 2 broches, pas de 1/10".

JP5 = barrette à 3 broches, pas de 1/10".

JP3 = barrette à 6 broches, pas de 1/10".

Rel1..Rel5 = relais, 5 V, type 9802-05-00

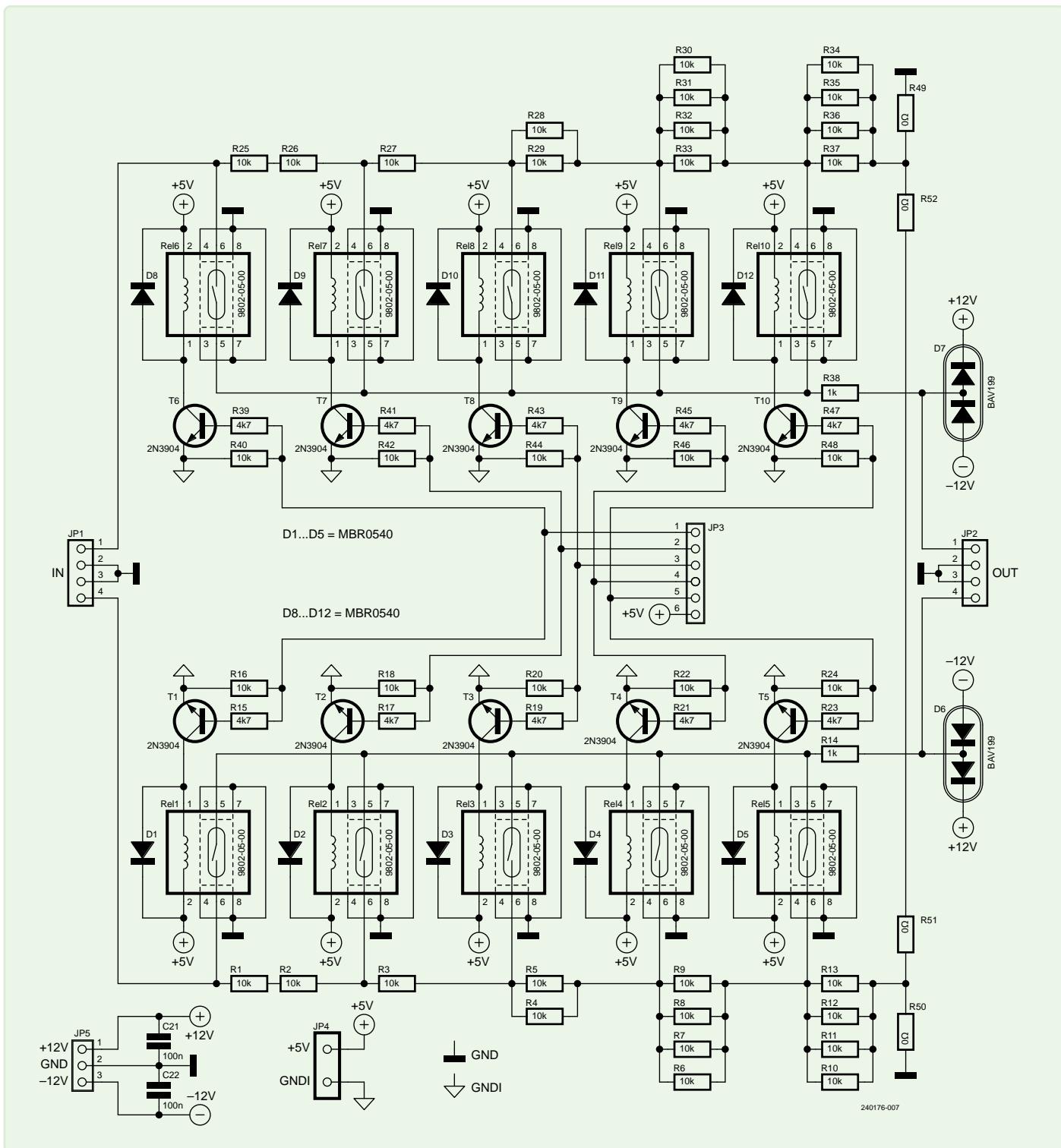


Figure 3. Schéma de la variante différentielle / stéréo.

figure 3 n'est pas plus compliqué que celui de la figure 1 ; seuls les diviseurs de tension, les relais et les transistors sont dupliqués.

Le signal d'entrée différentiel passe par JP1 et le signal de sortie est disponible sur JP2. Les résistances R50, R51, R49 et R52 sont utilisées pour déterminer si les diviseurs de tension sont terminés à la masse ou de manière différentielle. Pour un fonctionnement différen-

tiel, deux résistances, R51 et R52, sont montées, et R49 et R50 sont omises. Pour une variante asymétrique (par exemple pour les signaux stéréo référencés à la masse), c'est l'inverse, R49 et R50 sont montées, et R51 et R52 sont omises. Les deux relais d'un étage sont actionnés ensemble, car les bases des transistors associés sont contrôlées via des résistances connectées à la même broche de JP3.

La **figure 4** montre le circuit imprimé assemblé, légèrement plus grand, de mon prototype.

Autres possibilités

Une telle carte peut être présentée comme un dispositif autonome (associé à un filtre coupe-bande, par exemple) dans un boîtier avec des connecteurs, des commandes et une alimentation. Les atténuateurs sont une aide utile pour la construction d'appareils de mesure audio, ou conviennent comme outil pour un laboratoire audio sophistiqué. Comme toujours, les fichiers de conception des trois cartes peuvent être téléchargés gratuitement à partir de la page web associée à cet article [2]. Quelques cartes nues sont encore disponibles auprès de l'auteur. 

VF : Helmut Müller — 240176-B-04

Questions ou commentaires ?

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

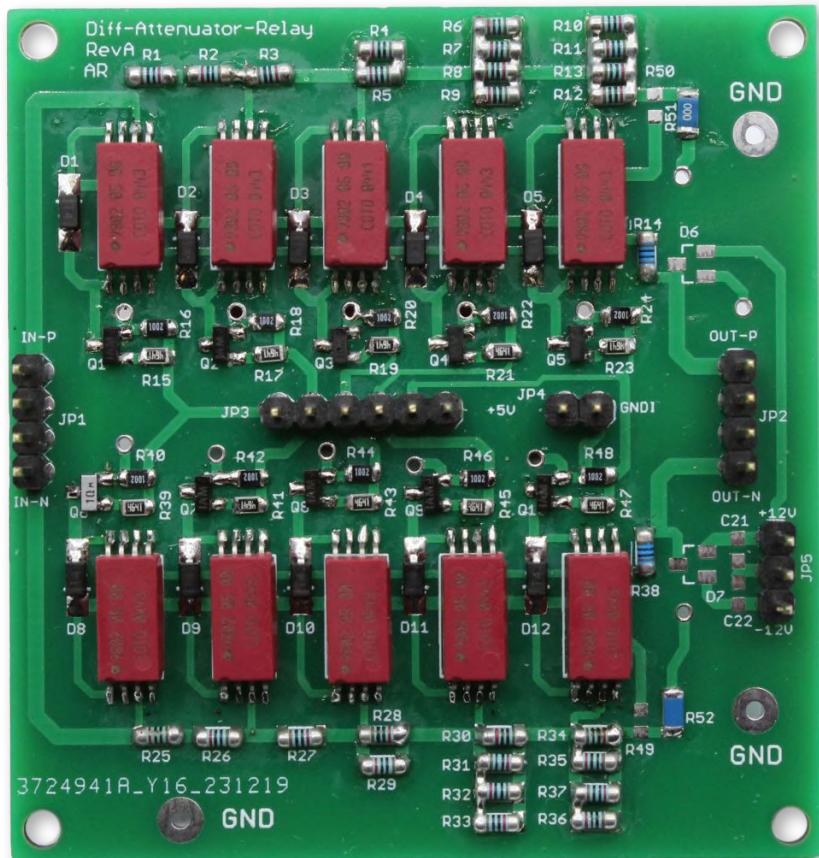


Figure 4. Circuit imprimé assemblé de la variante différentielle / stéréo.



Liste des composants pour la variante différentielle / stéréo

Résistances

Sauf indication contraire :
MELF 0204 ou CMS 1206 à couche mince, 1%.
R1...R13, R25...R37 = 10 kΩ
R14, R38 = 1 kΩ
R49...R52 = 0 Ω, CMS 0603, voir le texte
R15, R17, R19, R21, R23, R39, R41, R43, R45, R47 = 4,7 kΩ,
CMS 0603
R16, R18, R20, R22, R24, R40, R42, R44, R46, R48 = 10 kΩ,
CMS 0603

Condensateurs

C21, C22 = 100 nF, CMS 0603

Semi-conducteurs

D1...D12 = 1N4148, DO214AC
D6, D7 = BAV199, SOT23
T1...T10 = 2N3904, SOT23

Divers

JP1, JP2 = En-tête à 4 broches, pas de 1/10".
JP3 = En-tête à 6 broches, pas de 1/10".
JP4 = En-tête à 2 broches, pas de 1/10".
JP5 = En-tête à 3 broches, pas de 1/10".
Rel1...Rel10 = relais, 5 V, type 9802-05-00
Carte de circuit imprimé 240176-03

LIENS

- [1] A. Rosenkränzer, « Filtre coupe-bande de Fliege pour les mesures audio », Elektor 9-10/2022 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-275/61027>
- [2] Page web de cet article : <https://elektormagazine.fr/240176-B-04>



Produits

- Fnirsi DSO-TC3 (3-en-1) Oscilloscope, testeur de composants et générateur de signaux www.elektor.fr/20520



3S alimentation UE - C

à partir d'adaptateurs USB-C

Annette Heidi Bosbach (Hongrie)

Dans l'UE et en Californie, les adaptateurs d'alimentation USB-C sont désormais obligatoires pour les smartphones ainsi que pour de nombreux autres appareils portables. Par conséquent, si vous avez besoin de recharger un appareil électronique, recourir à un adaptateur USB standard devient plus pertinent. Cependant, l'utilisation des adaptateurs USB-C n'est plus aussi simple qu'avec les anciens modèles équipés de connecteurs USB-A. Cet article explique comment maintenir une connexion efficace avec vos appareils électroniques grâce à des circuits intégrés spécialisés.

Alors que l'utilisation d'anciennes alimentations équipées de port USB-A est assez simple (il en va de même pour les ports dans une voiture ou sur un PC), l'alimentation via USB à partir de la version 3.1 (utilisant des connecteurs de type C) exige une certaine sophistication de l'appareil final en raison de la complexité de la spécification PD (USB Power Delivery).

Cependant, de nos jours, un certain nombre de circuits intégrés simplifient cette tâche. La solution que nous présentons ici basée sur la puce AP33771 [1] de Diodes Incorporated s'appelle un « sink controller ». Cette puce intègre toute l'intelligence nécessaire au niveau du silicium, éliminant ainsi le besoin de développer un micrologiciel PD complexe pour les microcontrôleurs. La **figure 1** montre son circuit de base. Il est à noter que l'USB-C présente également d'autres défis, comme le montre l'encadré « Attention, sensible à la poussière ! », puisque ses contacts plus petits sont réputés pour leur moindre fiabilité.

Niveaux de tension

L'exploration approfondie des subtilités de l'USB 3.1, de l'USB-C et du PD dépasse le cadre de cet article. Si vous êtes intéressé par les détails, nous vous invitons à consulter une vidéo informative publiée par Texas Instruments à ce sujet [2]. Pour alimenter vos appareils électroniques, une solution basée sur l'USB PD suffira. Nous n'aborderons pas ici les aspects importants du fonctionnement de la source, car la construction d'une alimentation USB-C n'est pas l'objectif de cet article. La conclusion essentielle à retenir est que l'extraction d'une puissance plus élevée d'une source d'alimentation compatible USB PD nécessite une communication spécifique entre l'appareil connecté et la source. Il est également important que les connexions USB-C sont conçus pour être insérés de

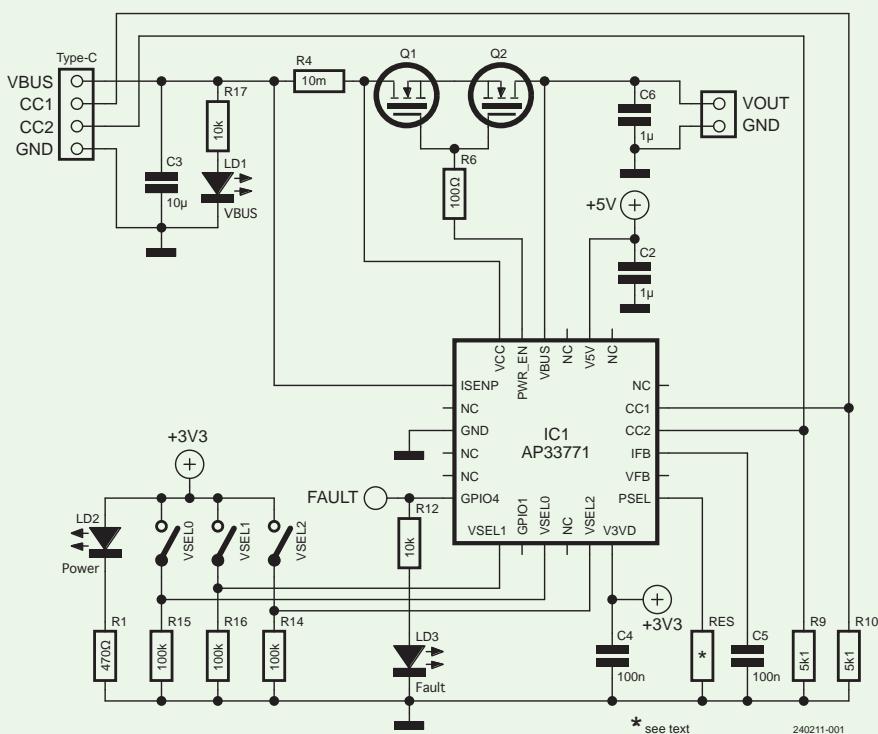


Figure 1. Circuit de base d'un dissipateur de courant avec le CI AP33771. (Source : Diodes Inc. [1])

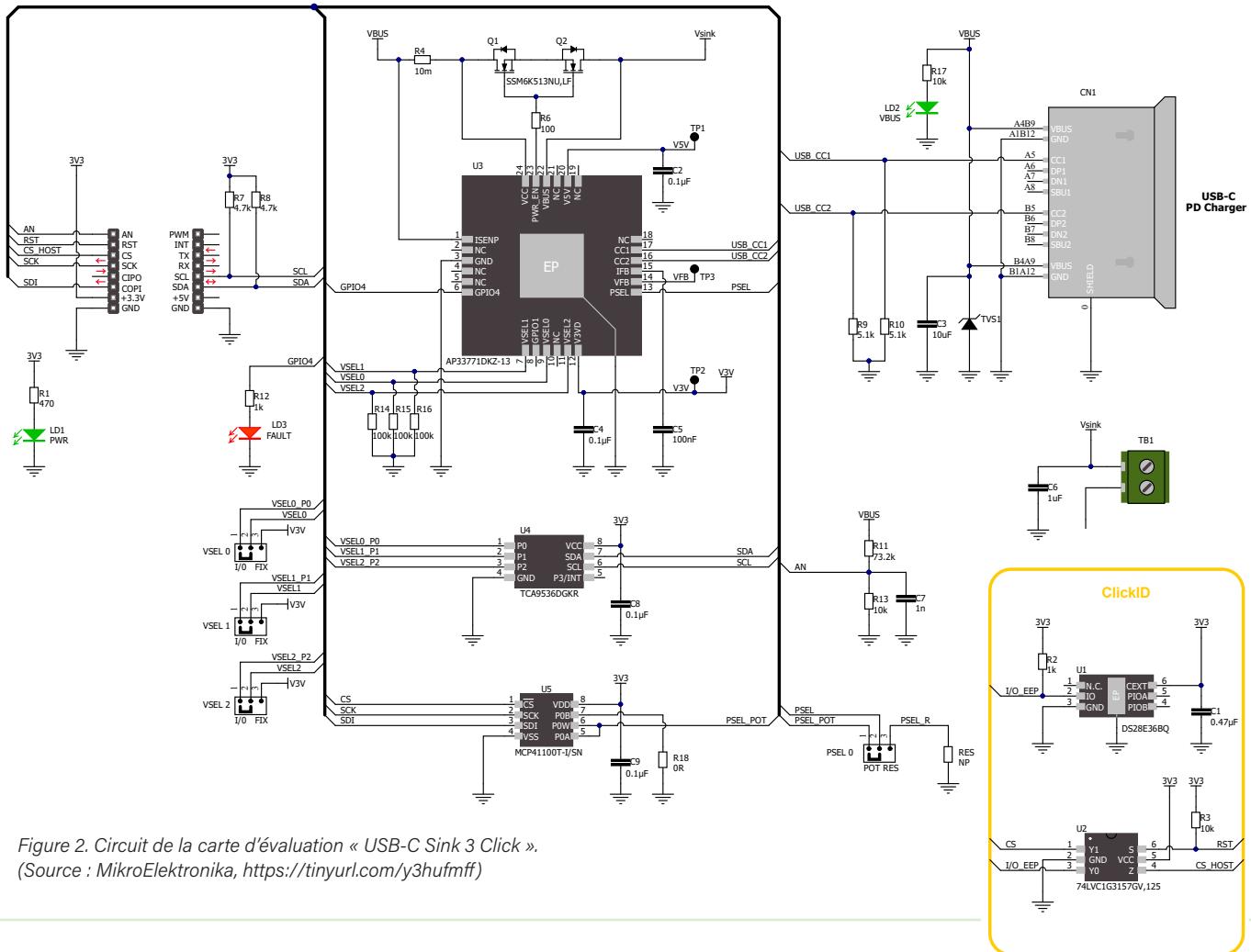


Figure 2. Circuit de la carte d'évaluation « USB-C Sink 3 Click ».
(Source : MikroElektronika, <https://tinyurl.com/y3hufmff>)

Attention, sensible à la saleté !



Assurez-vous de maintenir la propreté des ports USB-C. L'image montre le PC d'un ami de l'auteur, qui rencontrait des problèmes de charge. La cause s'est avérée être la présence de saletés, certes minimes, mais suffisamment importantes pour affecter les broches de contact.

manière indifférente à l'orientation, permettant une rotation de 180 degrés, ce qui implique également un certain niveau de logique intégrée.

Un inconvénient est qu'avec la puissance élevée transférée via USB PD, les pertes résistives dans le câble deviennent significatives. Dans une application pratique, il est parfois nécessaire de minimiser les courants,

et donc de choisir judicieusement les niveaux de tension possibles.

Circuit

La grande flexibilité offerte par la spécification USB PD implique que l'électronique alimentée doit effectuer plusieurs tâches. Pour l'AP33771 utilisé ici, un circuit avec des ponts et des résistances est utilisé, ce circuit peut égale-

ment être ajusté dynamiquement. Examinez le circuit et les **tableaux 1** et **2** associés.

Avec l'AP33771, Diodes propose également une variante du composant qui peut être configurée via I²C. Dans ce cas, un régulateur de tension intégré à la puce se charge de fournir une alimentation initiale de 3,3 V. Dans la pratique, seule la sortie est importante, car elle contrôle un ensemble de transistors

Tableau 1. Sélectionner la puissance

RES	Puissance
6,8 kΩ	12 W
16 kΩ	15 W
27 kΩ	18 W
36 kΩ	20 W
45,3 kΩ	27 W
56 kΩ	36 W
64,9 kΩ	45 W
75 kΩ	60 W
82 kΩ	90 W
91 kΩ	100 W

Tableau 2. Sélectionner la tension

VSEL2	VSEL1	VSELO Tension	Voltage
0	0	0	5 V
0	0	1	9 V
0	1	0	15 V
0	1	1	20 V
1	0	0	4,3 V
1	0	1	8,6 V
1	1	0	12,9 V
1	1	1	17,2 V

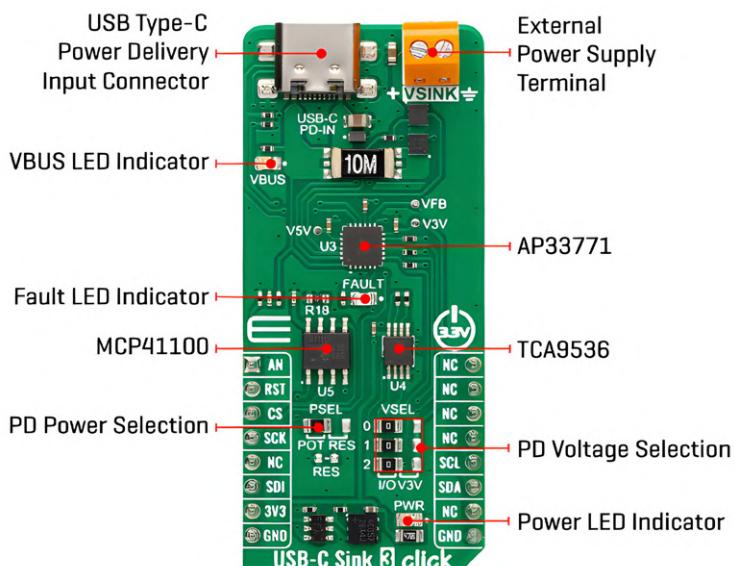


Figure 3. Face supérieure de la carte d'évaluation. Pour sélectionner manuellement la puissance, positionnez la résistance de $0\ \Omega$ sur « RES » et placez une résistance supplémentaire en dessous selon les spécifications du tableau.

qui se chargent de fournir la tension et de la puissance requises pour le port USB.

Carte d'évaluation de MikroElektronika

Malheureusement, Diodes ne propose le circuit intégré qu'en boîtier W-QFN4040, qui n'est pas facile à souder. Mesurant seulement $4 \times 4\text{ mm}$, le circuit intégré possède de très petits contacts sur sa face inférieure, ce qui nécessite de l'expérience et une grande habileté et/ou l'utilisation d'un équipement approprié pour le souder soi-même.

La société serbe MikroElektronika propose l'*USB-CSink 3 Click*, une carte prête à l'emploi pour un prix raisonnable de 25 \$, qui facilite la mise en place rapide d'un système USB-PD. Une version antérieure nommée *USB-CSink Click* existe, mais elle est équipée d'un contrôleur totalement différent. Assurez-vous donc de choisir la référence correcte : MIKROE-5791.

Une innovation notable du circuit de cette carte (figure 2) l'utilisation du TCA9536DGKR de TI et le digipot MCP41100T-I/SN de Microchip comme circuits d'extensions d'E/S. Le CI AP33771, qui ne peut pas être paramétré, peut

ainsi être configuré facilement via l'interface mikroBus spécifique à MikroE. Pour l'utiliser comme source d'alimentation via USB-C, vous devez déplacer ou ajouter quelques résistances et/ou ponts dans la zone correspondante du circuit imprimé (figure 3).

Test pratique

Pour tester le dispositif, j'ai connecté une carte récemment acquise à une alimentation de 45 W de marque ASUS (modèle ADP-45EW), précédemment utilisée pour alimenter un Chromebook. L'expérience a révélé un problème : la LED « Fault » s'est mise à clignoter rapidement et, malheureusement, aucune tension n'était mesurable sur la borne de sortie orange. Ensuite, j'ai connecté la carte à l'alimentation fournie avec un Orange Pi 5. Bien que la LED Fault se soit allumée dans ce cas également, il y avait cette fois-ci une tension de 5 V sur la sortie V-Bus.

Lors d'un test, une charge électronique de la marque Kikusui a été connectée à la borne orange et a réussi à tirer plus de 2 A à 5 V sur une période prolongée. Cette valeur est nettement supérieure aux 500 mA habituellement disponibles avec une connexion USB standard

Conclusion

L'AP33771 représente une solution peu coûteuse et simple d'activer des niveaux de puissance plus élevés via USB-C pour alimenter vos propres projets sans dépendre des anciennes alimentations avec adaptateur et leurs limitations. Cet avantage est d'autant plus pertinent compte tenu des bénéfices réglementaires, mais aussi parce que de telles alimentations, souvent dotées de la technologie GaN, offrent un rendement élevé tout en restant de taille réduite. ↗

240211-04



À propos de l'auteur

Annette Heidi Bosbach mène des expériences interdisciplinaires à l'interface entre l'électronique, l'homme, la machine, et des conditions environnementales exigeantes.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteure (annette.bosbach@gmx.de) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



produits

➤ Joy-IT HD35 Résistance de charge USB (35 W)
www.elektor.fr/19164

➤ Alimentation USB-C 65 W PD GaN
www.elektor.fr/20618

LIENS

- [1] AP33771 Datasheet from Diodes: <https://diodes.com/assets/Datasheets/AP33771.pdf>
- [2] Video about USB PD from Texas Instruments: <https://ti.com/video/5620180028001>
- [3] USB-C Sink 3 Click from MikroE: <https://mikroe.com/usb-c-sink-3-click>



36 trois circuits avec deux et trois puces 4017

comptez sur les 4017

Ton Giesberts (Elektor)

De nombreux projets peuvent être réalisés en utilisant des circuits intégrés logiques en lieu et place d'un microcontrôleur. C'est le cas des trois circuits présentés ici. Chacun repose sur l'exploitation astucieuse de deux et trois 4017, un compteur décimal à 5 étages.

Selon certains, les circuits intégrés logiques appartiendraient au passé puisque les microcontrôleurs peuvent les remplacer – et même faire bien plus pour le même prix. Le recours à un CI logique peut toutefois réduire le nombre d'E/S nécessaires, et par là même autoriser le recours à un microcontrôleur plus petit et meilleur marché que celui envisagé au départ. N'utiliser que des circuits logiques, c'est par ailleurs n'avoir rien à programmer. Certains modèles de la série 4000 sont difficiles à trouver,

A: standard application, 2 x 74HC4017 + 1 x 74HC08

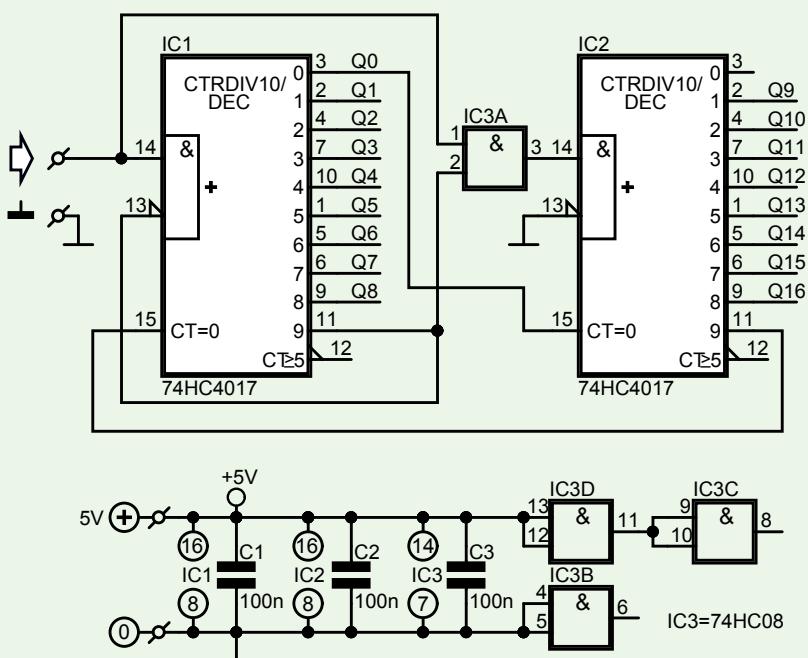


Figure 1. Circuit A : application standard avec 2 74HC4017 et 1 74HC08.

B: alternate application, 2 x 74HC4017

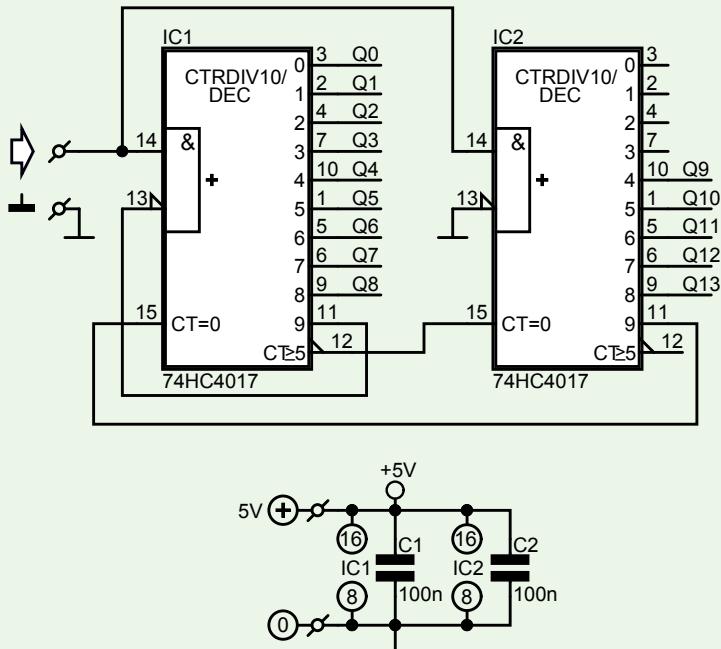


Figure 2. Circuit B : autre application avec 2 74HC4017.

mais le 4017 peut encore être acheté ici et là. La plupart des composants de la famille logique HC sont quant à eux toujours disponibles, mais parfois uniquement sous forme de CMS.

Le 4017

Vous l'avez sans doute déjà croisé puisqu'il est au cœur de nombreux projets Elektor depuis des décennies : le 4017 est un compteur de Johnson « diviseur par 10 » à 5 étages, c.-à-d. un compteur décimal doté de 10 sorties activées séquentiellement [1]. Chaque sortie décodée passe successivement au niveau logique haut sur impulsion d'horloge. Deux broches d'entrée permettent de choisir entre une incrémentation du compteur sur front montant ou descendant. Le 4017 offre en outre un signal de sortie *Carry-Out* (ou $CT \geq 5$) délivrant 1/10 de la fréquence d'horloge, et une entrée *Reset* ($CT = 0$).

Parfait, mais ces 10 sorties peuvent être insuffisantes. Pensez à l'affichage des heures sur une horloge à LED quasi analogique : 12 sorties activées séquentiellement sont nécessaires. Relier le signal *Carry-Out* à l'entrée d'horloge d'un second 4017 ne marcherait pas ici, car le premier 4017 recommencera à compter après la dixième impulsion d'horloge (et réactiverait la première LED). Nous allons voir une autre technique.

Circuit A : 2 4017 + 1 porte AND

Dans ce circuit (fig. 1), une porte AND (IC3A, une des

quatre portes d'un 74HC08) empêche l'impulsion d'horloge d'atteindre le second 4017 (IC2) durant les neuf premières impulsions. La sortie 9 d'IC1 est ensuite utilisée pour « se stopper elle-même » en reliant sa broche 11 à la broche 13 d'incrémentation sur front descendant – broche appelée *Clock Inhibit* ou *Active-low Clock Enable* selon les fiches techniques. La broche d'entrée 13 d'IC2 est reliée à la masse pour que son signal d'horloge soit actif sur front montant.

Lorsque la sortie 9 d'IC1 est au niveau haut, le 4017 suivant commence à compter jusqu'à ce que sa sortie 9 passe à son tour au niveau haut, ce qui réinitialise le premier 4017. Le passage au niveau haut de la broche Q0 du premier 4017 réinitialise le second 4017.

Avec ces deux 4017 et une porte AND, le nombre maximal de sorties activables séquentiellement est de 17 : sorties Q0 à Q8 d'IC1, et Q9 à Q16 d'IC2. S'il vous en faut plus, reliez la broche *Reset* du premier 4017 à l'une des autres sorties du second 4017. Une autre possibilité est de « chaîner » plusieurs 4017 en intercalant des portes AND. Le premier 4017 aura neuf sorties utilisables, et chaque 4017 suivant en aura huit.

Circuit B : double 4017

Utilisez ce circuit (fig. 2) s'il vous faut plus de 10 sorties mais moins que 15. La broche *Carry-Out* (broche 12) – aussi appelée $\bar{Q}5-9$ ou $CT < 5$ pour une sortie active au niveau haut, et $CT \geq 5$ pour une sortie active au niveau bas – sert à réinitialiser le second 4017. Elle est active durant les cinq premières incrémentations (une des Q0... Q4 active), et au niveau bas pour les cinq suivantes (une des Q5... Q9 actives). Quand *Carry-Out* est active, la broche *Reset* du 4017 suivant et sa sortie 0 restent actives. Lorsque Q5 (broche 1) passe au niveau haut, la broche *Reset* d'IC2 devient inactive et le comptage débute. La broche d'entrée 13 d'IC2 est reliée à la masse pour activer l'incrémentation sur front montant (broche 14).

Comme le signal *Carry-Out* ne passe à l'état bas qu'un bref instant après que l'impulsion d'horloge passe au niveau haut, IC2 rate cette impulsion car sa broche *Reset* est encore active. Quand Q6 d'IC1 passe au niveau haut, la sortie 1 d'IC2 passe au niveau haut, et ainsi de suite. Voici l'astuce : les deux compteurs comptent, mais les sorties 0 à 3 d'IC2 sont ignorées, et la sortie 4 d'IC2 agit en tant que Q9 du circuit complet (et ainsi de suite). Lorsque la sortie 9 d'IC2 passe au niveau haut, IC1 est réinitialisé et les compteurs reprennent leur comptage. Avec deux 4017, jusqu'à 14 sorties peuvent être activées séquentiellement : Q0...Q8 d'IC1, et Q9...Q13 d'IC2.

Circuit C : trois 4017 ou plus

En reprenant le principe du circuit B avec plus de deux 4017, on peut obtenir 19 sorties ou plus (fig. 3). La sortie 9 du deuxième 4017 est reliée à son entrée

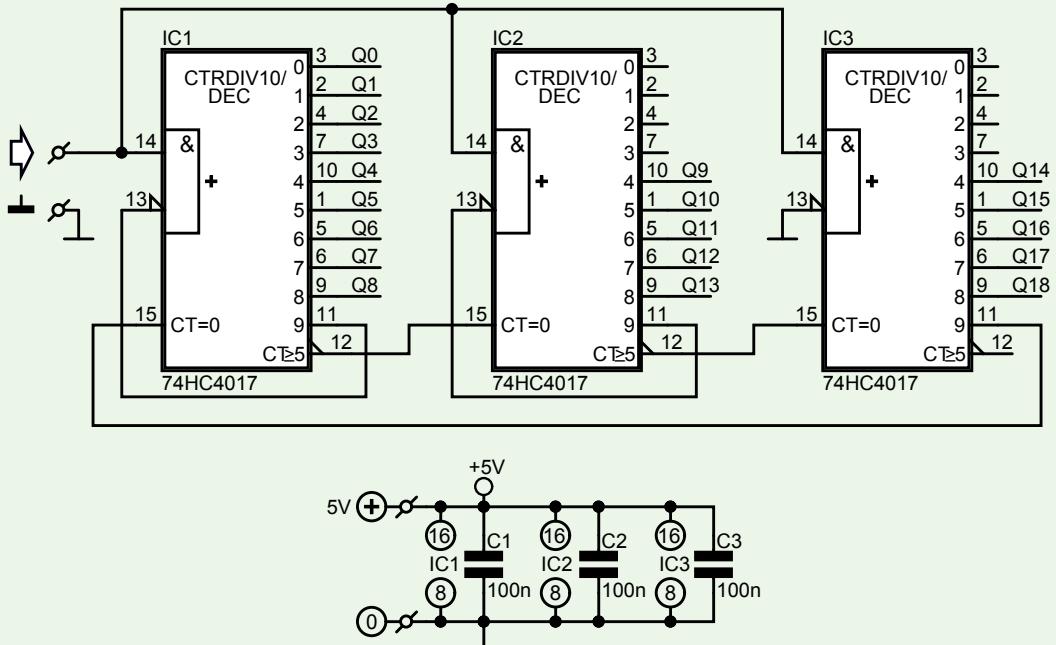


Figure 3. Circuit C : extension du circuit B avec 3 74HC4017.

d'activation sur front descendant, de sorte qu'elle arrêtera de compter après les 14 impulsions d'horloge. Le troisième 4017 ajoute cinq autres sorties, d'où les 19 sorties activées séquentiellement : Q0...Q8 d'IC1, Q9...Q13 d'IC2, et Q14...Q18 d'IC3. Avec plusieurs 4017 placés en série, la sortie 9 du dernier doit être reliée à la broche *Reset* du premier. À ce stade, inutile d'expliquer comment ajouter cinq nouvelles sorties supplémentaires, n'est-ce pas ?

Remarque sur le 4017

Dans certaines fiches techniques des années 1980, p. ex. celle du CD4017B de RCA (*CMOS Integrated Circuits* [2]) et celle du 74HC4017 de Texas Instruments (*High-speed CMOS-Logic Data Book* [3]), l'entrée d'horloge active sur front montant est associée à un trigger de Schmitt. Celui-ci n'est ni montré ni mentionné dans les fiches techniques récentes de Nexperia [4] et de Texas Instruments [5]. D'après mes essais, l'entrée d'horloge d'un récent CD74HC4017E n'en possède pas. 

VF : Hervé Moreau — 240243-04

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



À propos de l'auteur

Ton Giesberts a débuté chez Elektuur (aujourd'hui Elektor) après ses études. Nous l'avions recruté pour son intérêt pour l'audio, et depuis la plupart de ses projets y sont encore consacrés.

La préférence de Ton va également à la conception de circuits analogiques. Une de ses devises est : « Si vous voulez que ce soit mieux fait, faites-le vous-même ». Si par exemple les valeurs de distorsion de votre projet audio doivent être de l'ordre de 0,001 %, soyez certain qu'il vous faudra soigner le schéma de votre circuit imprimé !



Produit

➤ Offre groupée : *Logic Analyzers in Practice* (livre) + Analyseur logique USB (8 voies, 24 MHz)
www.elektor.fr/20800

LIENS

- [1] Fiche technique du CD4017B : <https://ti.com/lit/gpn/cd4017b>
- [2] RCA, CMOS Integrated Circuits (1983) : <https://tinyurl.com/bddcwh53>
- [3] TI, High-speed CMOS-Logic Data Book (1984) : <https://tinyurl.com/bdcnfrfx>
- [4] Nexperia, fiche technique du 74HCT4017 : <https://tinyurl.com/mxuu2ae8>
- [5] TI, fiche technique du 74HC4017 : <https://ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc4017.pdf>

37 composants actifs - la diode

Dogan Ibrahim (Angleterre)

Les composants électroniques actifs sont des composants capables d'introduire un gain ou de contrôler le flux de courant électrique dans les circuits électroniques, ce qui permet de réaliser diverses fonctions essentielles dans les systèmes et les appareils électroniques. Parmi les composants actifs les plus courants, on trouve, les diodes, les transistors et les circuits intégrés. Ils sont capables d'effectuer des opérations telles que la commutation, l'amplification de signaux, la régulation de la puissance, l'exécution de calculs et le stockage de données. Cet article, extrait du livre *Practical Electronics Crash Course* de Dogan Ibrahim, se concentre sur les diodes.

Note de l'éditeur. Cet article est un extrait du livre d'Elektor *Practical Electronics Crash Course* formaté et légèrement modifié pour correspondre aux normes éditoriales et à la mise en page du magazine Elektor. L'auteur et l'éditeur seront heureux de répondre aux questions - Pour les contacter, voir l'enquête « Questions ou commentaires ? ».

Les semi-conducteurs sont fabriqués en empilant des couches de matériaux semi-conducteurs de type n et de type p l'une sur l'autre. La zone située entre deux couches différentes est appelée jonction p-n. Le matériau de type N contient des porteurs de charge négatifs (électrons), tandis que le matériau de type p contient des porteurs de charge positifs (trous). Les propriétés conductrices de ces couches peuvent être contrôlées en appliquant des tensions et des courants de polarisation.

Diodes semi-conductrices

Dans ce chapitre, nous abordons les diodes semi-conductrices fabriquées à base de silicium ou de germanium. Elles sont également appelées diodes à jonction p-n, car elles sont constituées d'une jonction p-n. Une diode est un dipôle qui ne laisse passer le courant que dans un sens. Elle présente une très faible résistance (idéalement nulle) dans le sens de conduction et une résistance élevée (idéalement infinie) dans le sens inverse. Pour qu'une diode conduise le courant, une tension positive doit être appliquée à l'anode. C'est ce qu'on appelle la polarisation directe.

Quelques exemples d'utilisation des diodes :

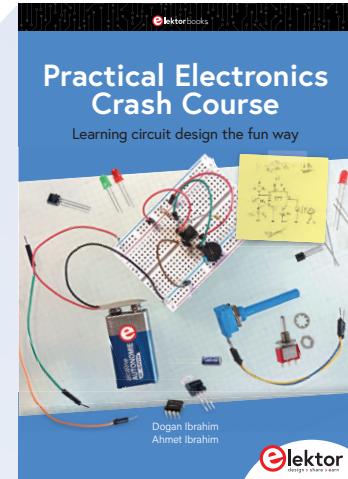
- Redresseurs pour convertir les signaux alternatifs en signaux continus
- Sources lumineuses (par exemple, diodes électroluminescentes ou LED)
- Régulateurs de tension (par exemple, diodes Zener)
- Multiplicateurs de tension
- Circuits déivateurs et circuits d'écrêtage
- Portes logiques et commutateurs
- Circuits Flyback
- Protection contre les tensions inverses
- Démodulation dans les récepteurs radio
- Etc.

Types de diodes

Il existe plusieurs types de diodes. Les plus courantes sont décrites ci-dessous.

Diode de signal

Il s'agit de petites diodes utilisées dans de nombreuses applications pour limiter le



flux de courant dans une seule direction. La **figure 1** montre une (petite) diode de signal typique et son symbole dans un circuit électrique.

La **figure 2** illustre la caractéristique I-V d'une diode de signal. La diode reste bloquée tant que sa tension de polarisation directe V_F n'atteint pas environ 0,7 V pour les diodes en silicium (0,3 V pour une diode au germanium). Il faut veiller à ne pas dépasser les limites spécifiées pour la diode, comme le courant direct maximal I_F et la tension inverse maximale V_R que la diode peut supporter avant de subir un claquage. La dissipation maximale de puissance est également une caractéristique importante à respecter. La puissance totale dissipée par une diode peut être calculée en multipliant la tension seuil (généralement 0,7 V pour les diodes au silicium) par le courant qui la traverse.

À titre d'exemple, la 1N4148 est une diode de signal largement utilisée dans de nombreuses applications. Les caractéristiques de cette diode sont :

- Tension inverse maximale $V_{RM} = 100$ V
- Courant direct moyen $I_F = 200$ mA
- Courant direct maximal $I_{FM} = 300$ mA
- Chute de tension maximale dans le sens direct $V_{FM} = 1.0$ V à 10 mA
- Valeur maximale de surcharge accidentelle non répétitive $I_{FSM} = 1.0$ A
- Puissance totale dissipée $P_D = 500$ mW
- Temps de récupération inverse $t_R < 4$ ns

Diode Schottky

Les diodes Schottky sont similaires aux diodes de signal. La chute de tension directe de la diode Schottky est de 0,2 V à 0,3 V. Elles sont utilisées dans les circuits à commutation rapide. La **figure 3** illustre le symbole du circuit de la diode Schottky. Un désavantage notable des diodes Schottky est leur faible tension de claquage inverse

Diode de redressement

Les diodes de redressement sont similaires

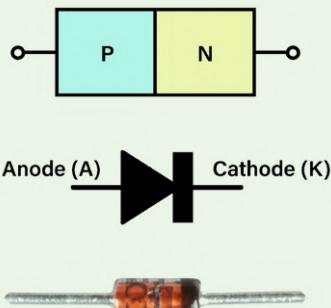


Figure 1. Jonction PN d'une diode à petits signaux.

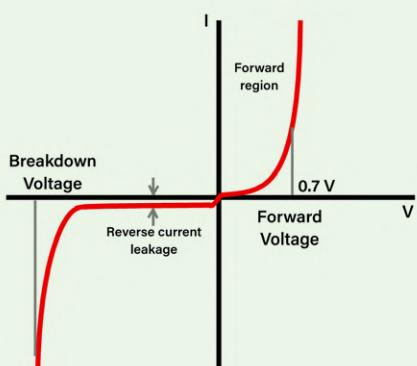


Figure 2. Caractéristique courant-tension (I-V) d'une diode de signal.



Figure 3. Symbole de la diode Schottky

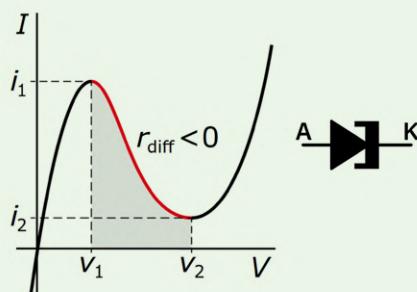


Figure 4. Diode à effet tunnel.

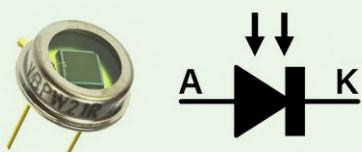


Figure 5. Photodiode.

aux diodes de signal, mais leur zone de jonction p-n est très large. Ces diodes sont utilisées dans les circuits de redressement de courant alternatif en courant continu. Les diodes de redressement ont les mêmes symboles que les diodes de signal.

Diode à effet tunnel

Une diode tunnel, ou diode Esaki, présente une région de résistance négative ($r_{\text{diff}} < 0$), ce qui signifie que le courant diminue lorsque la tension augmente. Lorsque la tension est appliquée pour la première fois à la diode, le courant commence à la traverser. Le courant augmente avec la tension. Lorsque la tension atteint un certain seuil, le courant commence à diminuer. En augmentant encore la tension, le courant augmente à nouveau. Les diodes tunnel sont utilisées dans les circuits de commutation, les oscillateurs et comme dispositifs de mémoire logique. La **figure 4** montre le symbole du circuit d'une diode tunnel et sa caractéristique I-V.

Photodiode

Une photodiode est une diode semi-conductrice sensible à la lumière qui convertit la lumière en électricité. Les photodiodes sont utilisées dans de nombreuses applications telles que la génération de petites quantités d'électricité (cellule solaire), dans les détecteurs de fumée et d'incendie, en tant que capteurs de lumière dans les caméras, dans les instruments médicaux pour analyser les échantillons, etc. La **figure 5** montre une photodiode et son symbole de circuit.

Diode varactor

Il s'agit d'une diode dont la capacité interne varie en fonction de la tension inverse appliquée. Elle est utilisée dans les circuits qui nécessitent une capacité variable. Par exemple, elle est utilisée dans les circuits d'accord de récepteurs radio pour varier la capacité du circuit d'accord en changeant la tension. La diode varactor dépend de la tension et est utilisée en polarisation inverse. Le symbole d'une diode varactor est similaire

à celui d'une diode de signal, mais se distingue par l'ajout d'une représentation de plaques parallèles à sa borne d'anode.

Diode Zener

Les diodes Zener laissent passer le courant dans les deux sens sous certaines conditions. En polarisation directe, elles fonctionnent de manière similaire aux diodes de signal ordinaires. En polarisation inverse, elles bloquent le courant à l'exception d'un très faible courant de fuite. Toutefois, lorsque la tension inverse aux bornes de la diode Zener est plus élevée que la tension Zener, la diode laisse passer le courant inverse. À partir de ce seuil, la tension aux bornes de la diode reste constante, indépendamment du courant qui la traverse. Les diodes Zener sont utilisées dans la régulation de tension, les références de tension, la suppression des surtensions, les circuits de commutation et dans les circuits d'écrêtage. La **figure 6** montre le symbole de la diode Zener et sa caractéristique I-V.

Les diodes Zener sont disponibles avec différentes tensions standard allant de 2,4 V à des centaines de volts.

Diode électroluminescente (LED)

Une diode électroluminescente est une diode semi-conductrice qui émet de la lumière lorsqu'elle est traversée par un courant. Les LED sont utilisées dans de nombreux circuits électroniques. Les applications les plus courantes sont :

- Lampes de poche et éclairage
- Ordinateurs et horloges
- Signaux de circulation (enseignes)
- Voyants lumineux
- Téléviseurs
- Phares automobiles
- Éclairage public
- Etc.

Les LED ont de nombreuses propriétés intéressantes, en voici quelques-unes :

- Rapide
- Différentes couleurs
- Produisent peu de chaleur

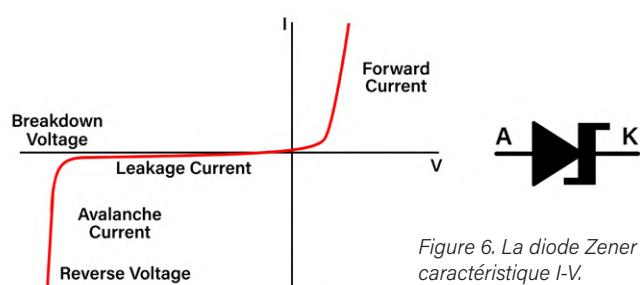


Figure 6. La diode Zener et sa caractéristique I-V.

- Faible
- Luminosité facilement contrôlable
- Faible coût
- Pas de période d'échauffement
- Peuvent être facilement regroupés

Les LED sont disponibles en plusieurs couleurs. La luminosité d'une LED est contrôlée par le courant qui la traverse. La tension directe V_F d'une LED dépend de la couleur de la lumière qu'elle émet. Comme le montre la **figure 7**, la chute de tension V_F est comprise entre 1,8 V et 3,5 V.

Les LED sont disponibles en différentes tailles. Bien que la forme cylindrique soit la plus courante, il existe également des LED rectangulaires et d'autres configurations, telles que les rubans (voir **figure 8**). Les LED ordinaires à trous traversants ont un diamètre de 3 mm et 5 mm. Indépendamment de leur taille, les LED nécessite généralement environ 16 à 20 mA pour une pleine luminosité (1 mA est souvent suffisant). Les LED destinées aux applications d'éclairage supportent des courants beaucoup plus élevés. Les LED à haut rendement n'ont besoin que de quelques milliampères de courant.

LED RGB

Une LED RGB (**figure 9**) est composée de trois LED, rouge, verte et bleue. On peut produire presque n'importe quelle couleur en combinant ces trois couleurs (**figure 10**). Les LED RGB sont disponibles en deux versions (**figure 11**) : à cathode commune (CC) et à anode commune (CA). La borne commune plus longue que les trois autres pour faciliter son identification. Si le type de LED n'est pas connu, il est possible de l'identifier facilement à l'aide d'un multimètre, comme suit :

- Mettez votre multimètre sur la fonction diode.
- Connectez le fil rouge du multimètre à la patte la plus longue (borne commune) de la LED RGB
- Connectez le fil noir du multimètre à l'une des autres pattes de la LED
- Si la LED s'allume, il s'agit d'une LED à anode commune (CA). Si elle ne s'allume pas, il s'agit d'une LED à cathode commune (CC) (ou elle peut être défectueuse).

LED bicolore

Les LED bicolores (voir **figure 12**) sont des composants à trois bornes, comprenant généralement une cathode commune (CC) et deux anodes, chacune dédiée à une couleur

différente. Il existe également des modèles à anode commune (CA). La patte commune, servant d'identification, est habituellement la borne centrale.

En plus des LED déjà mentionnées, il existe également des LED infrarouges et ultraviolettes, des LED haute tension (plusieurs LED en série dans un appareil), des LED numériques, des LED à couleur changeante et des LED clignotantes, etc. Notez qu'une LED rouge émet toujours une lumière rouge, mais qu'une LED transparente peut émettre n'importe quelle couleur, souvent le rouge, le bleu ou le blanc. Pour identifier la couleur émise par une LED, il est recommandé d'utiliser une diode ou un testeur de LED.

Circuit à LED

La **figure 13** montre un circuit simple d'une LED. Ce montage comprend une pile de 9 V et une LED rouge, ainsi qu'une résistance de limitation de courant. Dans ce circuit, un courant de 15 mA traversera la LED, qui devrait être assez lumineuse.

Si la tension directe V_F de la LED rouge (c'est-à-dire la tension aux bornes de la LED) est de 1,8 V, la tension aux bornes de la résistance sera de $9 - 1,8 = 7,2$ V. En utilisant la loi d'Ohm, la valeur de la résistance se calcule maintenant comme suit :

$$R = V/I = 7,2/0,015 = 480 \Omega$$

La valeur standard de la série E12 la plus proche est 470 Ω . L'utilisation de cette résistance donne un courant de $7,2/470 = 0,0153$ A = 15,3 mA, ce qui est assez proche (erreur de 2%).

Comme un courant de 15 mA produit une lumière rouge assez brillante, vous pourriez souhaiter réduire le courant de la LED à environ 3 mA. Pour ce faire, nous devons recalculer la valeur de R : $R = 7,2/0,003 = 2\,400 \Omega$ soit 2,4 k Ω . Vous pouvez utiliser une résistance de la série E12 la plus proche de 2,2 k Ω pour une luminosité légèrement élevée, ou 2,7 k Ω pour réduire légèrement la luminosité.

Notez que la luminosité de la lumière perçue par l'œil humain n'est pas linéaire, mais plutôt logarithmique. En général, pour percevoir une augmentation significative de la luminosité d'une LED, il est nécessaire de doubler le courant qui la traverse.

Régulateur à diode Zener

Dans ce projet, nous utilisons une batterie de 9 V comme source de tension. Une diode

LED colour	Forward voltage
Red	1.8 V
Yellow	2.1 V
Green	2.2 V
Blue	3.2 V
White	3.2 V

Figure 7. Tensions directes des LED.



Figure 8. Différents types de LED



Figure 9. Une LED RGB est transparente.

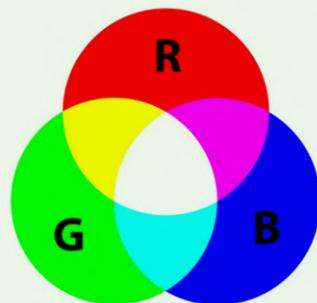


Figure 10. Production de différentes couleurs à partir du rouge, du vert et du bleu.

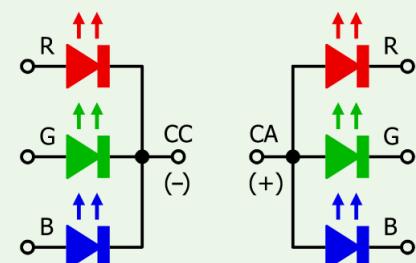


Figure 11. Les LED RGB peuvent avoir une cathode commune (CC, à gauche) ou une anode commune (CA, à droite).

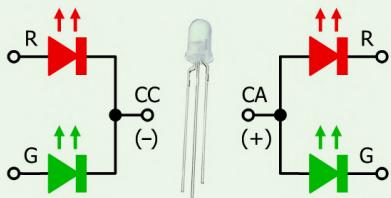


Figure 12. LED bicolore.

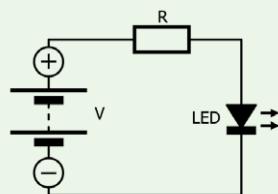


Figure 13. Montage simple d'une LED.

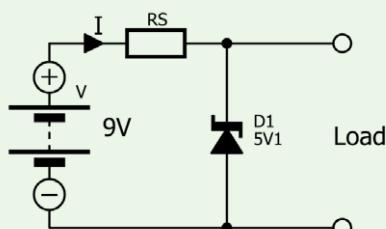


Figure 14. Régulateur de tension à diode Zener

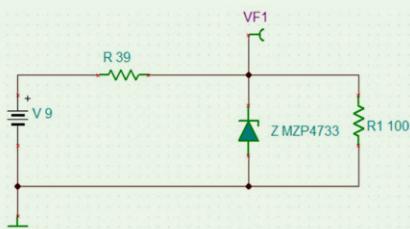


Figure 15. Le circuit à diode Zener dessiné dans le simulateur Tina.

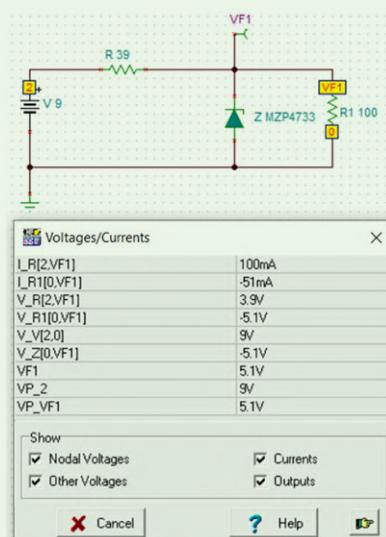


Figure 16. Résultats de la simulation du circuit.

Zener de 5,1 V, 1 W ($V_Z = 5,1$ V) est utilisée pour réguler la tension à 5,1 V pour la charge. On suppose que le courant de charge peut varier entre 0 A (à vide) et la valeur maximale supportée par la diode Zener choisie qui se caractérise par une puissance nominale.

La **figure 14** montre le schéma de circuit d'un régulateur de tension à diode Zener, où la tension de sortie est accessible aux bornes de la diode Zener. La valeur de la résistance ensérie R_S est calculée comme suit :

- Le courant maximal I_Z à travers la diode Zener, permettant une réduction de 50 % de la puissance (c'est-à-dire que la diode sera utilisée à 50 % de sa puissance maximale) pour la sécurité de la diode : $P/V = 0,5/5,1 = 0,098$ A = 98 mA.
- La valeur maximale de la résistance série $R_S = (V - V_Z)/I_Z = (9 - 5,1)/0,098 = 39,8$ Ω. Nous utiliserons $R_S = 39$ Ω comme valeur standard la plus proche.

Normalement, nous réservons 10 % du courant de charge à la diode Zener. Par conséquent, le courant maximal que la charge peut tirer est d'environ 88 mA.

En absence de charge, le courant maximal à travers la diode Zener sera de $(9 - 5,1)/39 = 100$ mA. La puissance maximale dissipée dans la diode sera de $100 \times 5,1 = 510$ mW, ce qui est conforme aux spécifications de la diode Zener. La puissance maximale dissipée par la résistance R_S est de $0,098 \times (9 - 5,1) = 382$ mW. En prévoyant une marge de sécurité et en doublant cette puissance, une résistance de 1 W serait appropriée pour assurer la sécurité du montage.

Simulation

- Lancez le simulateur TINA-TI.
- Dessinez le schéma comme indiqué dans la **figure 15** en sélectionnant le MZP4733 comme modèle de diode Zener. Il s'agit d'une diode Zener de 5,1 V. Connectez une résistance de 100 Ω à la sortie comme résistance de charge.
- Cliquez sur *Analysis DC analysis Table of DC results*
- Un tableau sera affiché montrant toutes les tensions et les courants dans le circuit. Notez que la tension à travers la charge (VF1) est de 5,1 V et que le courant à travers la charge (I_R1) est de 51 mA (voir **figure 16**).

Autre exemple

Concevez un circuit de régulateur à diode Zener pour une charge à courant constant de

500 mA. Supposons que la tension de source soit de 9 V et que la tension de charge requise soit de 5,1 V.

En admettant 10% de la valeur du courant de charge comme courant Zener, la dissipation de puissance dans la diode Zener sera de $5,1 \times 0,05 = 255$ mW. En prévoyant une marge de sécurité d'environ 50%, nous utiliserons une diode de 0,5 W.

Le courant total à travers la résistance R_S de la figure 14 sera de 550 mA. La valeur requise de $R_S = (9 - 5,1)/550 = 7,1$ Ω. Nous pouvons utiliser une résistance de 6,8 Ω comme valeur standard la plus proche. Le courant total sera alors de $(9 - 5,1)/6,8 = 574$ mA. La puissance dissipée dans la résistance est de $0,574 \times (9 - 5,1) = 2,2$ W. Nous utiliserons un modèle de 5 W pour des raisons de sécurité. ↗

240299-04

À propos de l'auteur

Dogan Ibrahim est titulaire d'une licence en ingénierie électronique, un Master en ingénierie du contrôle automatique et un doctorat en traitement des signaux numériques. Avant de rejoindre le milieu universitaire, il a acquis une expérience significative en travaillant pour plusieurs organisations industrielles. Le professeur Ibrahim est l'auteur de plus de 70 ouvrages techniques et a publié plus de 200 articles techniques sur les microcontrôleurs, les microprocesseurs et les domaines connexes. Il est ingénieur électricien agréé et membre de l'Institution of the Engineering Technology. Passionné de radio amateurisme depuis plusieurs décennies, il détient aussi une certification Arduino.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (d.ibrahim@btinternet.com) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



produits

- Dogan Ibrahim, *Practical Electronics Crash Course*, Elektor 2024
www.elektor.fr/20821

- Elektor Electronics Crash Course Bundle (Book + Kit of Parts)
www.elektor.fr/20824

38 un minuteur pour des délais ultra-Longs

réglez-le et oubliez-le !

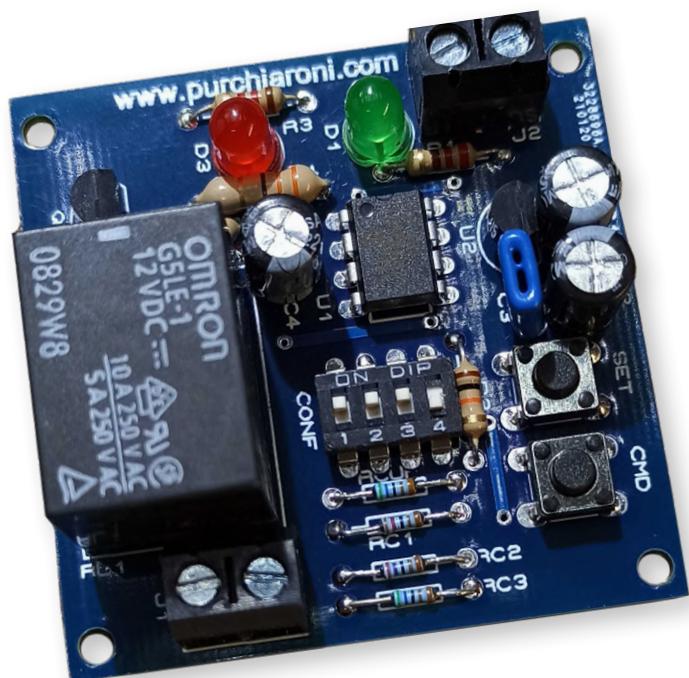


Figure 1. Le timer finalisé.

Tableau 1. Réglage de l'unité de temps.

0 = ouvert, 1 = fermé (marqué « On »), X = Aucune importance

Inter-rupteur 1	Inter-rupteur 2	Inter-rupteur 3	Unité de temps	Nombre de clignotements de la LED
1	1	X	secondes	1
1	0	1	minutes	2
1	0	0	heures	3
0	1	1	jours	4
0	0	0	semaines	5
0	1	0	mois	6
0	0	1	année	7



Stefano Purchiaroni (Italie)

Ce circuit à relais basé sur un microcontrôleur est capable d'activer des appareils à distance après un délai pouvant atteindre jusqu'à 255 ans. Cette solution est idéale pour des applications nécessitant le déclenchement d'actions dans des lieux éloignés ou peu fréquentés.

La gestion d'événements programmés dans un avenir relativement lointain offre de vastes possibilités, en particulier dans les régions éloignées dépourvues de surveillance humaine. Par exemple, un ami avait besoin d'activer le chauffage d'une maison éloignée à l'approche de l'hiver, bien qu'il ne visite cet endroit qu'en été. Le circuit que nous présentons ici est un relais temporisé, conçu pour des intervalles allant d'une seconde à 255 ans. Bien entendu, il est peu probable que les composants durent plusieurs siècles, mais il est raisonnable de s'attendre à ce qu'ils restent opérationnels pendant plusieurs décennies. À titre d'illustration, je possède encore des appareils électroniques des années 1970 qui fonctionnent parfaitement. L'appareil final est illustré à la **figure 1**.

Circuit

Le matériel a été volontairement minimaliste ; le schéma complet du circuit est présenté à la **figure 2**. Nous avons utilisé un microcontrôleur PIC12F683 de Microchip, dont l'horloge RC interne est cadencée à une fréquence de 4 MHz, et un commutateur DIP à quatre positions qui constitue l'interface principale pour l'utilisateur. Trois des interrupteurs permettent de choisir l'unité de mesure du temps parmi les secondes, minutes, heures, jours, semaines, mois et années. Pour les configurations spécifiques de chaque position des interrupteurs, veuillez consulter le **tableau 1**. Si vous envisagez d'utiliser ce timer pour une période fixe sans prévoir de modifications ultérieures, vous pouvez retirer le commutateur DIP **CONF** et remplacer les interrupteurs fermés par des cavaliers.

Chaque interrupteur est connecté en parallèle à l'une des trois résis-

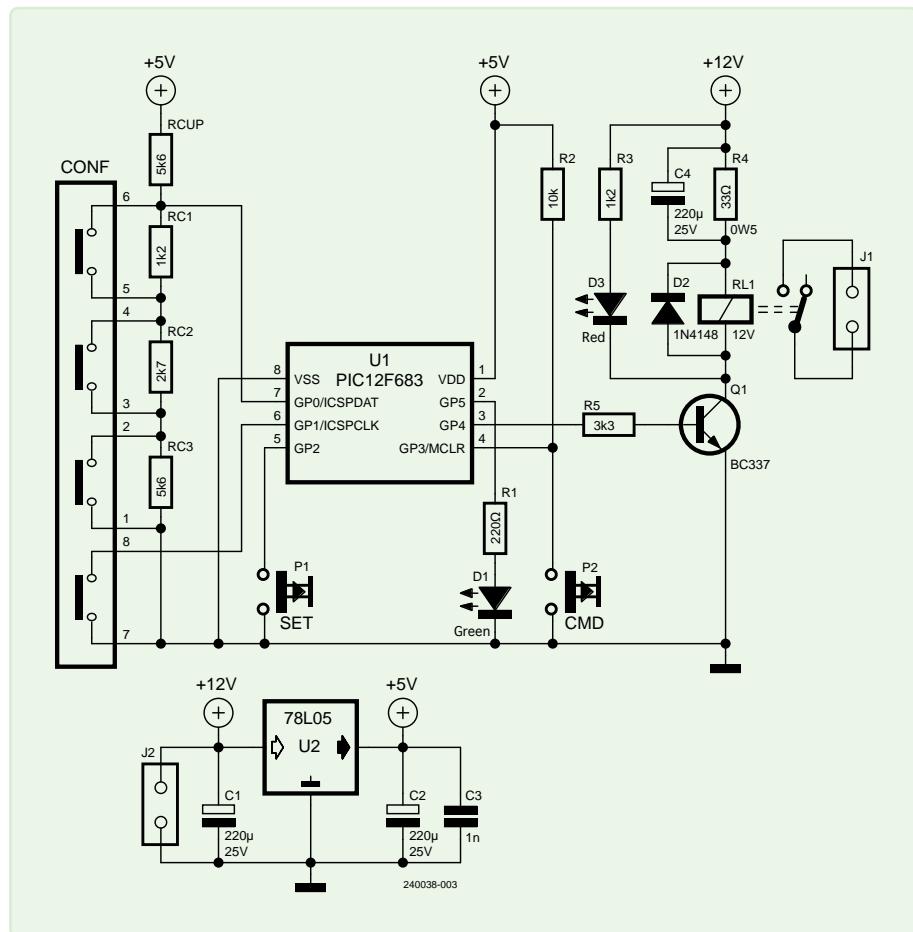


Figure 2. Schéma du circuit

tances RC1, RC2 et RC3, qui sont connectées en série pour former un diviseur de tension de Vdd à la masse avec la résistance RCUP. La tension à la sortie de ce diviseur est mesurée par l'ADC du PIC sur la broche 7. Cela permet au microcontrôleur de distinguer les huit configurations possibles des interrupteurs en utilisant une seule broche d'E/S. Le quatrième interrupteur du commutateur DIP est dédié à la gestion du comportement du relais : si ce commutateur est en position fermée (ON), le relais restera désactivé pendant le décompte et s'activera à son issue. S'il est en position ouverte, le relais restera désactivé. Une fois qu'un relais a été alimenté et que ses contacts sont fermés, il est possible de réduire la tension appliquée à sa bobine tout en maintenant le relais en fonction. La réduction de la tension de la bobine permet de diminuer la consommation d'énergie et de nombreux fabricants de relais proposent des schémas de circuits pour réaliser cette opération. J'ai choisi d'utiliser un circuit RC parallèle en série avec la bobine. Le condensateur C4 assure une activation rapide du relais (lorsque Q1 est activé, la bobine reçoit immédiatement la pleine tension), puis la résistance R4 réduit le courant d'équilibre dans la bobine.

Vous pouvez construire le timer en fabriquant un circuit imprimé, soit en utilisant les fichiers Gerber disponibles sur [1], soit en le gravant vous-même ; pour ce faire, utilisez la disposition en noir et blanc que vous trouverez également sur [1], en veillant à respecter une taille d'impression de 50 mm x 50 mm. La disposition est illustrée dans

la **figure 3**. Si vous optez pour une gravure à domicile, le circuit imprimé peut être réalisé en simple face et vous pouvez remplacer les trois pistes de la deuxième face par des cavaliers. Nous avons utilisé un adaptateur 12 V capable de fournir au moins 500 mA pour alimenter le circuit ; vous pouvez récupérer un adaptateur d'un vieux routeur ou d'un appareil similaire. Le timer est conçue pour être alimenté en permanence, cependant, il peut tolérer de brèves interruptions de courant. Durant le décompte, le temps restant est périodiquement enregistré dans l'EEPROM interne du PIC. Ainsi, en cas de coupure, le décompte peut reprendre à partir de la dernière valeur enregistrée dès que l'alimentation est rétablie.

Fonctionnement du timer

Au démarrage, le timer indique l'unité de temps sélectionnée par un nombre spécifique de clignotements courts de la LED : un clignotement pour les secondes et sept pour les années. Pour plus de détails, référez-vous au **tableau 1**. Commencez par configurer l'unité de temps et la configuration de sortie pour le relais avec le commutateur DIP. À ce stade (l'unité de temps est fixée, mais pas le délai nécessaire), il est possible de tester le relais en appuyant sur le bouton *CMD*.

Ensuite, appuyez brièvement sur le bouton

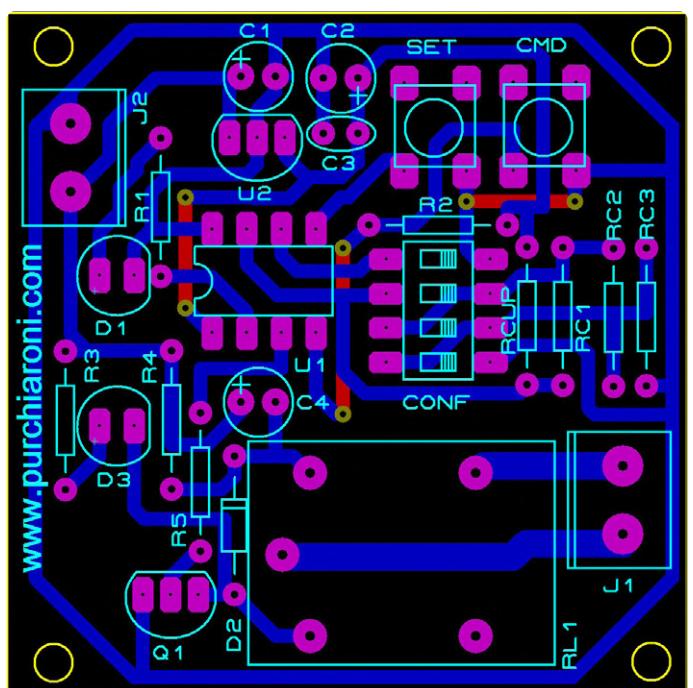


Figure 3. Disposition du circuit imprimé.

SET pour augmenter le délai, ajoutant une unité à chaque pression selon le besoin. Si vous maintenez le bouton enfoncé pendant plus de cinq secondes, cela réinitialisera le temps à zéro, vous permettant de recommencer le réglage. En modifiant la position des trois premiers commutateurs DIP, il est possible de régler un délai spécifique en combinant différentes unités de temps. Par exemple, une heure + 3 minutes + 15 secondes.

Vous pouvez lancer le comptage en appuyant sur le bouton *CMD*. La LED verte D1 clignotera une fois par seconde pour confirmer que le compteur est actif. Pendant le comptage, une pression sur le bouton *CMD* vous permettra de visualiser le temps restant, indiqué par une série de clignotements longs et courts de la LED, conformément aux indications du **tableau 2**. Pour arrêter et réinitialiser le comptage, appuyez sur *SET* puis sur *CMD* en maintenant *SET* enfoncé. Une fois le comptage achevé, vous pouvez le relancer en appuyant sur le bouton *CMD*.

Logiciel

Le code source en C et le fichier HEX compilé avec MikroC v8.2 sont disponibles à l'adresse [1]. Le programme utilise deux variables : *Des* est la durée définie par l'utilisateur, *Rem* est la durée restante du comptage en cours. Au démarrage, les broches d'entrée/sortie sont configurées et *TMR1* est réglé pour déclencher une interruption toutes les 100 ms. Les valeurs stockées pour *Des* et *Rem* sont récupérées

Tableau 2. Lecture du temps restant.

Unité utilisée	Clignotements longs	Clignotements courts
Années	Années	Mois
Mois	Mois	Semaines
Semaines	Semaines	Jours
Jours	Dizaines de jours	Jours
Heures	Dizaines d'heures	Heures
Minutes	Dizaines de minutes	Minutes
Secondes	Dizaines de secondes	Secondes

Tableau 3. Intervalles entre les cycles d'écriture dans l'EEPROM.

Unités de temps	Intervalle entre deux sauvegardes	Durée de vie de l'EEPROM
Secondes	10 secondes	1 million de secondes
Minutes	10 secondes	16000 minutes
Heures	2 minutes	3300 heures
Jours	15 minutes	1000 jours
Semaines	1 heure	600 semaines
Mois	1 heure	140 mois
Années	1 jour	270 ans

Liste des composants

Résistances

Toutes les résistances sont de 0,25 W, sauf indication contraire

RC1 = 1,2 kΩ, 1 %

RC2 = 2,7 kΩ, 1 %

RC3, RCUP = 5,6 kΩ, 1 %

R1 = 220 Ω

R2 = 10 kΩ

R3 = 1,2 kΩ

R4 = 33 Ω, 0,5 W

R5 = 3,3 kΩ

Condensateurs

C1, C2, C4 = 220 µF, 25 V

C3 = 100 nF, céramique

Divers

U1 = PIC12F683

U2 = 78L05

Q1 = BC337

D1 = LED verte de 5 mm

D2 = 1N4148

D3 = LED

CMD, SET = interrupteur tactile de 6 mm

CONF = Commutateur DIP, 4 voies

J1, J2 = Bornes à vis

RL1 = Relais, bobine 12 V

depuis l'EEPROM, et l'unité de temps sélectionnée est indiquée par un nombre spécifique de clignotements de la LED. Si la valeur de *Rem* est différente de zéro, le timer est alors lancé.

Dans la boucle principale, l'état des interrupteurs tactiles *CMD* et *SET* est surveillé, ainsi que l'état du quatrième interrupteur du commutateur DIP, permettant ainsi de modifier à la volée le comportement du relais si nécessaire. La boucle principale gère également le clignotement de la LED d'état toutes les secondes, de sauvegarder périodiquement le temps restant dans l'EEPROM (dans ce cas, un clignotement supplémentaire de la LED est émis) et enfin de modifier l'état de la sortie du relais lorsque le temps prédéfini est écoulé.

Précision

Le microcontrôleur utilise son oscillateur interne basé sur un réseau RC, qui a une précision d'environ 1%. Il en résulte une imprécision de la synchronisation, généralement acceptable pour les applications envisagées pour ce circuit. Il serait également possible de reconcevoir le circuit en utilisant un oscillateur à quartz pour améliorer la précision. Pour simplifier la programmation dans ce projet, les mois sont considérés comme des unités standard de 30 jours, et les années comme des unités de 12 mois (360 jours) sans tenir compte des années bissextiles. Cette approximation doit être prise en considération lors de la configuration des durées.

Étant donné que l'oscillateur présente une précision d'environ 1% et que la durée programmable varie de 1 à 255, l'erreur dépendra directement de la durée définie. Au maximum, cela représente 2,55 secondes (que nous arrondirons à 2,6 secondes) lorsque le timer est réglé sur 255 secondes, et jusqu'à 2,6 ans si le réglage est de 255 ans. Par exemple, pour une période de six mois (soit entre 26 et 28 semaines), l'erreur maximale estimée de comptage serait d'environ deux jours.

Protection contre les coupures de courant

Le PIC sauvegarde périodiquement le temps restant dans son EEPROM, une durée de vie limitée en termes. Afin de la préserver, il est crucial de limiter la fréquence des écritures. De ce fait, lors de la reprise du comptage après une coupure de courant, une légère imprécision s'introduit dans le calcul du temps restant. Bien entendu, la durée de la coupure de courant contribue à l'erreur de synchronisation.

La périodicité des écritures dans l'EEPROM est détaillée dans le **tableau 3**, ainsi que la durée de vie prévue de l'EEPROM estimée à partir d'une moyenne de 100 000 cycles d'écriture autorisés. Ce circuit est particulièrement optimisé pour des délais exprimés en jours, semaines, mois ou années, pour maximiser la longévité de l'EEPROM. Lorsque la zone de l'EEPROM utilisée par ce projet est saturée, il est possible de reprogrammer le microcontrôleur en ajoutant un décalage à la valeur `EPPROM_OFFSET` à la ligne 30 du code, ou de remplacer le microcontrôleur par un nouveau.

Améliorations possibles

Parmi les améliorations possibles, l'utilisation d'un condensateur pour alimenter le PIC lors d'une coupure de courant, pendant la courte durée nécessaire pour enregistrer le temps restant. Cela permettrait de réduire les écritures sur l'EEPROM et prolongeant sa durée de vie. De plus, l'utilisation d'un quartz peut améliorer la précision du comptage, mais cela nécessiterait d'utiliser un microcontrôleur à 14 ou 18 broches. Dans ce cas, il serait possible d'utiliser un écran LCD pour afficher le temps

restant et d'autres paramètres, et d'ajouter des boutons supplémentaires pour introduire de nouvelles fonctions. En outre, un encodeur rotatif avec bouton-poussoir intégré pourrait être utilisé pour contrôler l'appareil. ↗

240038-04

Questions ou commentaires ?

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

Produits

➤ Andrew Pratt, *Programming the Finite State Machine* (Elektor 2020)
www.elektor.fr/19327

➤ Microchip MPLAB PICkit 5 Débogueur/programmeur en-circuit
www.elektor.fr/20665

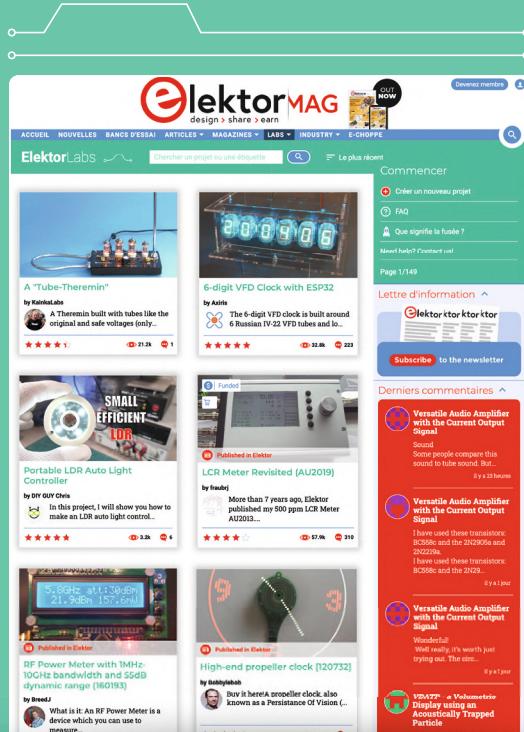
LIEN

[1] Téléchargements : <http://elektormagazine.fr/240038-04>

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



Partagez vos projets dès maintenant !

www.elektormagazine.fr/e-labs



elektor
design > share > earn

39 jack In & jack Out

maillon d'E/S pour chaînes audio

Thierry Clinquart (Belgique)

Ce circuit vous permettra d'insérer facilement un dispositif de mise en forme du signal dans une chaîne audio, par exemple un compresseur dynamique ou un générateur de réverbération. La continuité de la boucle est rétablie lorsque le circuit n'est plus utilisé.



Ce projet n'était au départ qu'un simple adaptateur d'impédance pour l'entrée et la sortie d'un compresseur. J'avais pour cela utilisé un amplificateur opérationnel que j'avais configuré comme tampon audio à gain unitaire, et qui opérait de la même façon sur deux voies d'E/S audio identiques.

Souhaitant disposer d'un circuit plus polyvalent, j'en ai conçu une seconde version offrant plus d'options. J'ai utilisé à cette fin les commutateurs des deux jacks encartables

de 6,3 mm montés sur la carte. Ces commutateurs permettent de fermer la boucle d'E/S du système audio, et de couper (court-circuiter à la masse) l'entrée non utilisée (dans laquelle n'est insérée aucune fiche). Ces fonctions peuvent être configurées en court-circuitant les cavaliers (A, 0, B) sur le circuit imprimé, comme expliqué ci-après. Vous pouvez également régler le gain de chaque unité du NE5532 – un amplificateur opérationnel double et à faible bruit de Texas Instruments.

Le circuit

La **figure 1** montre le schéma du circuit. C1, C3, C4 et C6 sont les condensateurs de découplage chargés d'empêcher toute composante CC de perturber le bon fonctionnement de l'ampli-op. Leur montage est facultatif en ce sens qu'il dépendra des caractéristiques électriques des dispositifs branchés en amont et en aval. Montez-les si vous pensez que la sortie de votre source audio est susceptible de dérive et/ou de créer une polarisation continue.

R1 et R6 déterminent l'impédance d'entrée, R5 et R10 sa valeur de sortie. R4 et R10 sont des résistances de rappel vers le bas. Le gain G pour les deux voies audio se calcule simplement avec : $G1 = 1 + R2/R3$ et $G2 = 1 + R7/R8$. Les triplets (R11, C7, C8) et (R12, C9, C10) forment le réseau de filtrage et de découplage du NE5532. Voyons quelques applications possibles.

Séparateur

Pour utiliser cette version 2 du circuit (**figure 2**) comme tampon audio, j'ai retiré (R2, R3, C2) ainsi que (R7, R8, C5), et remplacé R2 et R7 par un cavalier.

Amplificateur d'instrument de musique

Cette fonction s'obtient en plaçant un cavalier entre A et 0. Qui a dit qu'un instrument rimait avec haute impédance d'entrée ? En l'absence de fiche insérée dans J1, l'entrée est mise à la masse, ce qui évite les bruits parasites tels que les ronflements. R1 peut être remplacée par

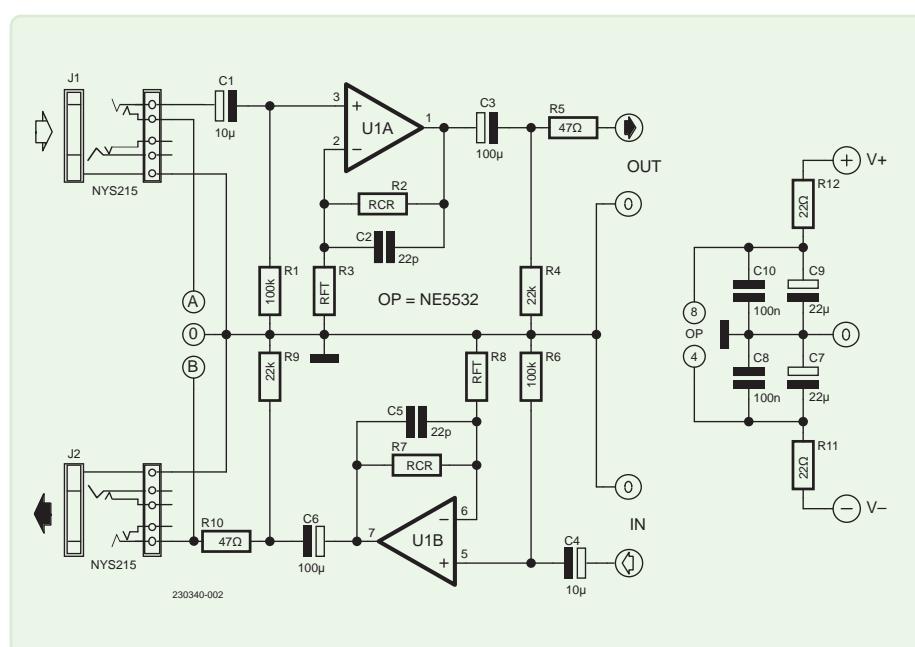


Figure 1. Schéma du projet.

des valeurs supérieures à 100 k (référez-vous aux caractéristiques de votre instrument pour connaître son impédance de sortie), et C1 peut descendre à 0,47 μ F. Si R3 = 1 k et R2 = 47 k, le gain vaudra $20 * \log 1 + 47/1 = 33$ dB. Remplacer R2 par un potentiomètre permet de régler le gain. Joindre la sortie de R5 et l'entrée de C4, et monter U1B en tampon, fournit une sortie de basse impédance sur J2. Le résultat est une *DI box* active (une boîte de direct active).

Insertion active

Cette fonction s'obtient en plaçant un cavalier entre A et B. J2 est alors en mode SEND et J1 en mode RECEIVE. Pour cette configuration, j'ai retiré (R2, R3, C2) ainsi que (R7, R8, C5), puis placé des cavaliers à la place de R2 et de R7.

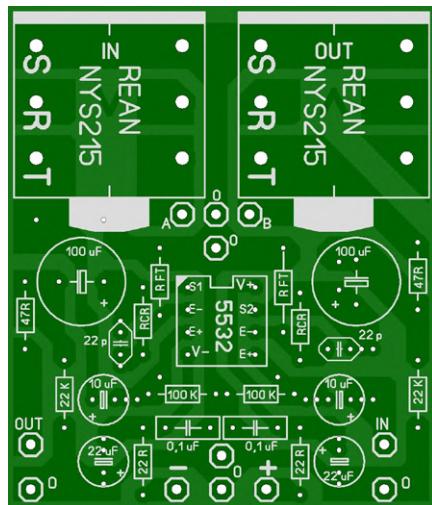


Figure 2. Sérigraphie de la version 2 de la carte.

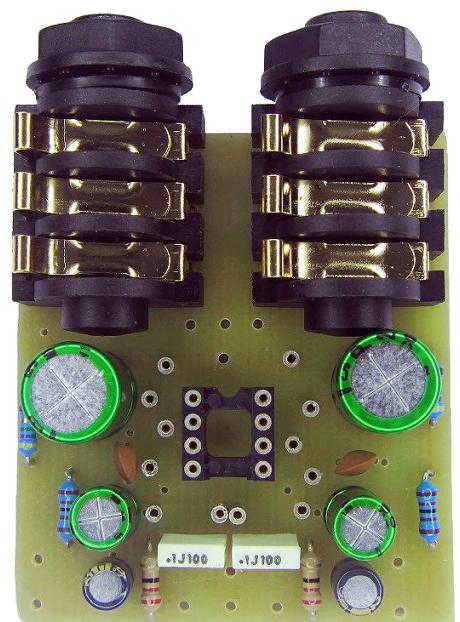


Figure 3. Le prototype fini, sans le 5532.

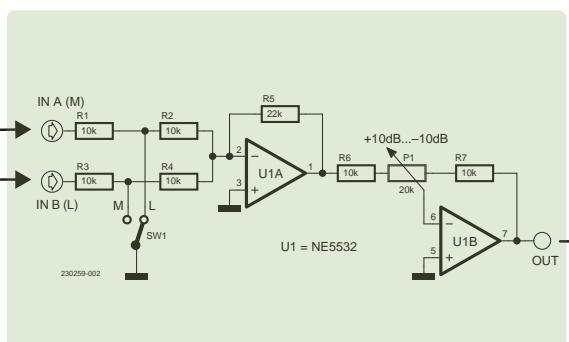
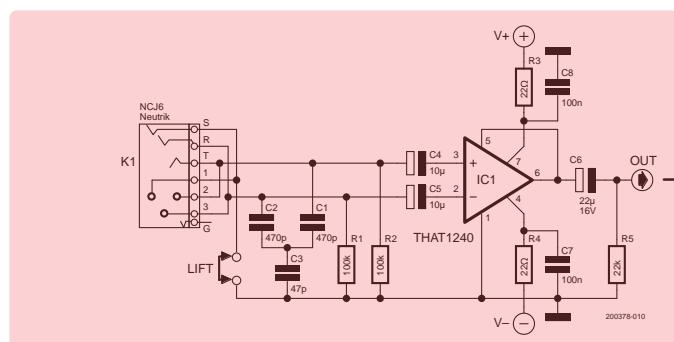
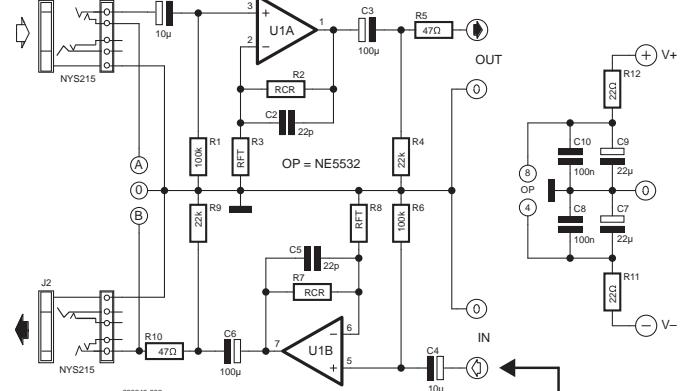
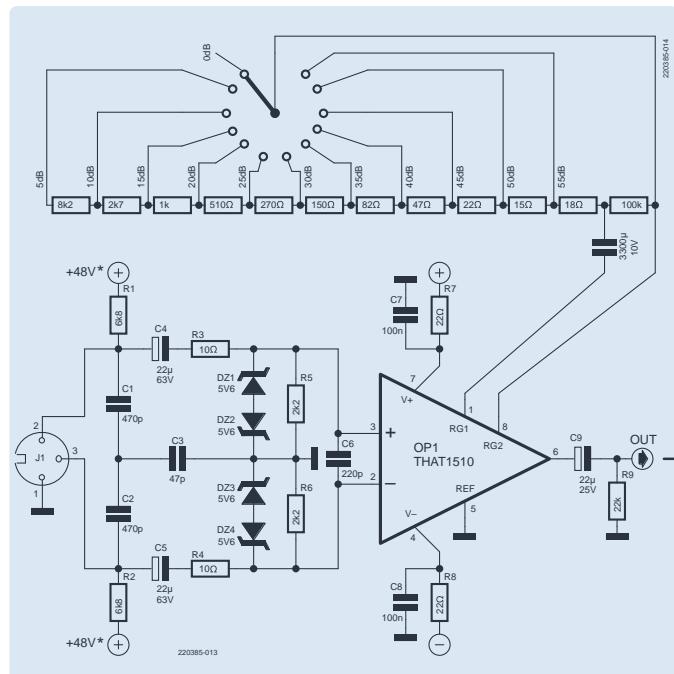


Figure 4. Le projet Jack-In & Jack-Out inséré dans un système audio complet comprenant : une entrée différentielle pour micro avec réglage de gain par pas de 5 dB (bleu clair) ; une entrée différentielle à niveau de ligne et filtre HF (rouge clair) ; un sélecteur pour basculer entre ces deux entrées (vert clair).

L'insertion d'un préamplificateur de microphone à l'entrée de C4 enverra la sortie du signal en J2 pour fournir un effet *insert/série* ; le retour sera sur J1. En l'absence de fiche insérée en J1, le signal est bouclé et récupéré sur la sortie de R5.

Convertisseur de niveau audio

Si vous devez faire passer un signal de niveau Cinch (250 mV) à un niveau de ligne (775 mV), il vous faudra un gain G d'environ 3 (+ 10 dB) et, pour le calcul des résistances, utiliser la formule :

$$G = 1 + (RCR / RFT)$$

On obtient G = 3 en choisissant RCR = 22 k et RFT = 10 k.

Des frères Jack bien serviables

La simplicité de ce circuit – dont la **figure 3** montre le prototype fini – devrait faciliter son adoption dans un projet audio plus ambitieux ou, à tout le moins, servir de base expérimentale. Outre le circuit *Jack-In & Jack-Out*, le schéma de la **figure 4** comprend :

- une entrée différentielle à haute sensibilité pour microphone (bleu clair) ; ce préamplificateur, présenté dans le hors-série *Circuits de vacances 2023* [2], comprend un réglage de gain par pas de 5 dB.
- Une entrée différentielle à niveau de ligne (rouge clair) (cf. *Convertisseur symétrique asymétrique*, Circuits de vacances 2022 [3]).
- Un commutateur pour basculer entre ces deux entrées (vert clair) (cf. *Sélecteur*

audio A/B avec réglage de gain dans ce numéro [4]).

Ce jeu de circuits (en version monovoie sur la **figure 4**, mais pouvant être réalisé en version stéréo par doublement de la conception) forme une base utile pour la réalisation d'une chaîne audio polyvalente, à une ou deux voies, à haute performance et avec entrée différentielle. Les fichiers du projet sont à télécharger depuis [1]. 

VF : Hervé Moreau — 230340-04

À propos de l'auteur

Alors qu'il était technicien en électronique, Thierry Clinquart a découvert le célèbre amplificateur opérationnel μA741 en 1980 pendant ses études à l'Institut Don Bosco de Tournai (Belgique). Ce composant rendait bien plus facile la création de systèmes audio, comparé à des circuits à transistors. Thierry a suivi l'évolution de cet ancêtre, en passant par le TL071, le NE5534, jusqu'à aujourd'hui avec les produits « classe audio » de Texas Instruments, Analog Devices, JRC, THAT Corp, etc. Tous les projets que Thierry présente sur Elektor Labs sont liés ensemble pour créer des modules personnalisés. Pour réduire le câblage, il monte des connecteurs Neutrik de la série A directement sur les circuits imprimés, en utilisant le logiciel Sprint Layout pour optimiser le routage et maintenir une cohérence en termes de boîtiers.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à redaction@elektor.fr.



Produit

- **Station de soudage à température contrôlée ZD-931**
www.elektor.fr/20623



LIENS

- [1] Page du projet sur Elektor Labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/jack-in-jack-out>
- [2] T. Clinquart, Préamplificateur de microphone avec alimentation fantôme 48 V : <https://www.elektormagazine.fr/220385-04>
- [3] T. Clinquart, Convertisseur symétrique : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-264/60845>
- [4] T. Clinquart, Sélecteur audio A/B avec réglage de gain, Circuits de vacances 2024 : <https://www.elektormagazine.fr/230259-04>



alimenter un ESP32 à partir d'une seule cellule Li-ion

Hans Schneider (Belgique)

Les fameuses cartes de développement ESP8266 et ESP32 ne fonctionnent pas longtemps avec une seule cellule Li-ion. Ce problème est dû au régulateur intégré, mais il peut facilement être résolu.

Si vous avez essayé d'alimenter une carte de développement ESP8266 ou ESP32 avec une seule cellule Li-ion, vous avez peut-être constaté qu'elle ne tient pas très longtemps avant de se décharger. Bien que la carte fonctionne initialement lorsque la cellule est pleinement chargée à 4,2 V, mais elle ne cesse de redémarrer une fois que la tension tombe à environ 4,1 V à cause des baisses de tension d'alimentation du microcontrôleur. Cela est dû au régulateur de tension LM1117-3,3 de Texas Instruments intégré sur la carte, qui n'est pas très efficace. Selon sa fiche technique [1], ce régulateur présente une tension de chute d'environ 1,2 V, une valeur trop élevée pour alimenter la carte à partir d'une seule cellule pendant une durée significative, en particulier durant la programmation lorsque la tension est susceptible de chuter. La solution consiste à remplacer le LM1117 par un AP2114H-3.3TRG1 de Diodes Inc [2]. Ce régulateur a une tension de chute significativement plus faible de seulement 450 mV, ce qui le rend idéal pour alimenter ces cartes avec une seule cellule Li-ion. L'AP2114H présente également un rapport signal/bruit réduit, ce qui est important si vous utilisez les CAN. Le remplacement du régulateur de tension peut être réalisé facilement avec un fer à souder à pointe fine.



Meilleur et plus abordable

Un autre avantage de l'AP2114H est son coût, faisant de lui l'un des régulateurs 3,3 V les moins chers sur le marché. Son prix avoisine 40 cents chez Mouser aux États-Unis, voire moins si vous achetez 10 unités ou plus. À titre de comparaison, le LM1117-3.3 coûte plus d'un dollar chez DigiKey US, même si vous en achetez 10 unités.

Lors de la commande, assurez-vous de spécifier la version comportant un "H" dans le nom, plutôt que "HA". Bien que les deux versions soient livrées dans le même boîtier SOT223, seule la version "H" est compatible avec le brochage du LM1117 (H : GND-Vout-Vin, HA : Vin-GND-Vout). 

230452-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (hans.schneider@belgacom.net) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

LIENS

[1] Texas Instruments, „M1117 800-mA, Low-Dropout Linear Regulator”, janvier 2023 :
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1117.pdf>

[2] BCD, „AP2114: 1A Low Noise CMOS LDO Regulator with Enable”, janvier 2013 :
<https://www.diodes.com/assets/Datasheets/AP2114.pdf>

e-choppe Elektor

des produits et des prix surprenants

L'e-choppe Elektor a évolué. D'abord simple commerce de proximité pour nos productions (livres, magazines, kits et modules), c'est désormais une boutique en ligne bien rodée

qui propose des produits surprenants à des prix très étudiés. Ce sont les produits que nous aimons et testons nous-mêmes. Si vous avez une suggestion, n'hésitez pas : sale@elektor.fr.

Miniware MHP50 Préchauffeur de plaque chauffante (50x50 mm)



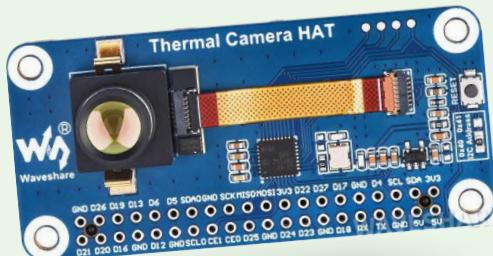
Miniware MHP50 est un super mini préchauffeur SMD portatif avec ventilateur de refroidissement intégré et conception conviviale, prenant en charge la fonction de courbe de chauffage pour obtenir un effet de chauffage similaire à celui d'un four à refusion. Avec sa forme de tour carrée et sa conception de contrôleur et de plaque chauffante amovibles, vous pouvez le mettre dans votre poche. La plaque chauffante en laiton recouverte de nanocéramique assure des performances de préchauffage stables.

Prix : 119,95 €

Prix (membres) : 107,96 €

 www.elektor.fr/20875

Waveshare Caméra d'imagerie thermique IR à ondes longues pour Raspberry Pi



Il s'agit d'une caméra thermique IR à ondes longues qui adopte la technologie hybride des pixels du microbolomètre et de la thermopile, avec une matrice de pixels de 80x62. Il détectera la distribution IR1 des objets dans le champ de vision, transformera les données en température de surface des objets par calcul, puis générera des images thermiques, pour une intégration facile dans diverses applications industrielles ou de contrôle intelligent.

Prix : 149,95 €

Prix (membres) : 134,96 €

 www.elektor.fr/20892



NanoVNA V2 Analyseur de réseau vectoriel (50 kHz – 3 GHz)



Prix : 109,95 €

Prix spécial : 89,95 €

www.elektor.fr/20913

OWON HDS307S (3-en-1) Oscilloscope 2 voies (70 MHz) + Multimètre + Générateur de signaux



Prix : 219,00 €

Prix (membres) : 197,10 €

www.elektor.fr/20880

MakerDisk M.2 SSD avec Raspberry Pi OS préinstallé (128 Go)



Prix : 49,95 €

Prix (membres) : 44,96 €

www.elektor.fr/20923

Kit Elektor MultiCalculator (basé sur Arduino)



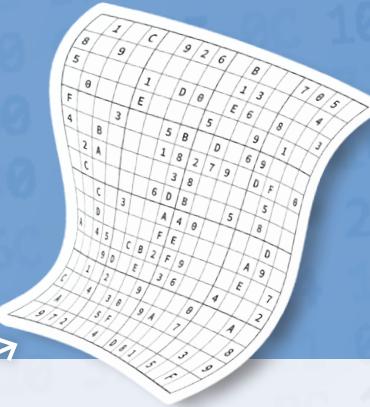
Prix : 44,95 €

Prix spécial : 39,95 €

www.elektor.fr/20848

hexadoku

casse-tête pour elektorniciens



La dernière page du numéro « circuits de vacances » 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 2024** à l'adresse **hexadoku@elektor.fr**

LES GAGNANTS

La solution de cet Hexadoku et les gagnants seront publiés sur elektormagazine.fr/hexadoku fin septembre !

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

Tout recours est exclu, de même que le sont, de ce jeu, les personnels d'Elektor International Media et leur famille. Un seul gagnant par foyer.

Ils nous font confiance, n'est-ce pas ?



elektor.fr

Que cherchez-vous ?

Accueil NOUVEAU Mesure Composants Plateformes Raspberry Pi Arduino ESP Livres Magazines Soldes % Blog

Accueil > NOUVEAU

NOUVEAU

Trier par: Date (la plus récente en premier)

Jun 5, 2024

★★★★★ Réactivité d'elektor

Tout va plus vite chez elektor , expédition , suivi des commandes , communications !!!

Un véritable service à la carte !!!

Bravo !!!

Date of experience: June 04, 2024

BeagleBoard (1) Afficher plus

Elektor Publishing KitCad Like A Pro (offre groupée) €94,95 € 74,95

Language

May 29, 2024

★★★★★ Aucun problème

Aucun problème. Délai de livraison court et respecté. Suivi de livraison détaillé. Contenu correspondant à la commande. État et fonctionnement des produits parfait. Aucun défaut. Je recommande.

Date of experience: May 25, 2024

Claud Kühner (1) Afficher plus

Price (€) 7 7288 14569

Elektor Stickview pour circuits imprimés avec mâchoires standard en nylon € 49,95 Membres € 44,95

TOPDON TOPDON TC002C Caméra d'imagerie thermique (pour iOS avec USB-C) € 259,00 Membres € 233,10

May 21, 2024

★★★★★ Prix très compétitifs et livraison...

Prix très compétitifs et livraison rapide

Date of experience: May 11, 2024

of 2 € 19,95 Membres € 17,90

May 14, 2024

★★★★★ Produits disponibles

Produits disponibles, bonne description, envoi rapide et soigneusement emballé, nickel.

Date of experience: May 10, 2024

€ 239,00 Membres € 216,10



Nous aimons l'électronique et les projets, et nous faisons tout notre possible pour répondre aux besoins de nos clients.

Le magasin Elektor : **Jamais cher, toujours surprenant**

Consultez d'autres avis sur notre page Trustpilot : www.elektor.com/TP/fr

Vous pouvez également vous faire votre propre opinion en visitant notre Elektor Store, www.elektor.fr



Elektor Store

Reviews 563 • Excellent



4.6

VERIFIED COMPANY

VOUS AVEZ DE LA CHANCE !



TELECHARGEZ
GRATUITEMENT

Un abonné à l'e-zine ne manque jamais
le mensuel «reverse project»

Vous n'êtes pas encore abonné ? Inscrivez-vous à
notre e-zine gratuit à elektormagazine.fr/ezine-24

